

Г. В. Савилов

ЭЛЕКТРОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА

Курс лекций

УДК 000
ББК 000
С00

Автор:
Г. В. Савилов

П00 Савилов Г. В. **Электротехника и электроника:** Курс лекций/Серия “Учебники, учебные пособия”. — М.: Издательско-торговая корпорация «Дашков и К°», 2006. — 323 с.

ISBN-5-91131-202-6

В курсе лекций представлены теоретические сведения, соответствующие государственным требованиям к минимуму содержания и уровню подготовки инженера в области электротехники и электроники, цифровой вычислительной техники, программирования вычислительной техники и автоматизированных систем управления производственными процессами, определенным обще профессиональным разделом “Электротехника и электроника” Государственных образовательных стандартов.

Курс лекций включает три раздела: электротехника, электроника и контрольные задачи и тесты. Теоретические сведения представлены в наиболее доступном и понятном виде, логически взаимосвязаны соответствующим математическим аппаратом и терминологией с пояснением физического смысла математических выражений путем графического представления процессов и явлений, связанных с электричеством и электроникой.

Представленный материал предназначен для преподавателей и студентов вузов соответствующих направлений и специализаций, а также может быть использован для курсов повышения квалификации действующих специалистов.

Курс лекций также применим в системе самообразования, для чего содержит контрольные вопросы по разделам и контрольные тесты по всему курсу, что позволяет осуществлять самоконтроль знаний, как в процессе изучения, так и по его окончании.

УДК 000
ББК 000

ISBN-5-91131-202-6

© Г. В. Савилов, 2006

СОДЕРЖАНИЕ

Вводная лекция

Введение в учебную дисциплину.....11

Раздел I ЭЛЕКТРОТЕХНИКА

Лекция № 1

Электроизмерительные приборы и измерения электрических величин.....16

1.1. Общие сведения об электроизмерительных приборах.....16

1.2. Электромеханические измерительные приборы.....17

1.3. Области применения электромеханических приборов19

1.4. Способы включения приборов в цепь.....20

1.5. Особенности измерения цифровыми электронными приборами.....22

1.6. Погрешности измерений и измерительных приборов22

1.7. Представление результата измерений при однократных измерениях.....25

1.8. Косвенные измерения и их погрешности27

Лекция № 2

Электротехнические устройства и законы постоянного тока.....28

2.1. Электротехнические генерирующие и приемные устройства28

2.2. Электрические цепи постоянного тока.....28

2.3. Законы Ома и Кирхгофа.....30

Заключение	33
Лекция № 3	
Режимы работы и энергетические соотношения в цепях постоянного тока	34
3.1. Режимы работы электрической цепи.....	34
3.2. Энергетические соотношения в цепях постоянного тока.....	36
Лекция № 4	
Сложные электрические цепи постоянного тока. Методы расчета их параметров.....	40
4.1. Последовательное соединение элементов цепи ...	40
4.2. Параллельное соединение элементов цепи.....	41
4.3. Смешанное соединение элементов цепи	43
Лекция № 5	
Переменный ток и его характеристики.....	46
5.1. Основные понятия и определения переменного тока.....	46
5.2. Получение синусоидальной э. д. с., источники э. д. с.	48
5.3. Действующие и средние значения синусоидальных э. д. с., напряжения и тока.....	51
5.4. Законы Кирхгофа для электрической цепи синусоидального тока.....	53
Лекция № 6	
Простые электрические однофазные цепи синусоидального тока.....	55
6.1. Электрическая цепь с активным сопротивлением .. 55	
6.2. Электрическая цепь с индуктивностью.....	57
6.3. Электрическая цепь с емкостью	60
Лекция № 7	
Сложные электрические однофазные цепи синусоидального тока.....	64
7.1. Электрическая цепь с последовательным соединением элементов R, L и C.....	64

7.2. Решение дифференциального уравнения цепи.....	65
7.3. Построение векторной диаграммы напряжений и тока	68
Лекция № 8	
Мощность цепи синусоидального тока	71
8.1. Мощность в однофазных цепях синусоидального тока.....	71
8.2. Повышение коэффициента мощности.....	78
Лекция № 9	
Электрические трехфазные устройства и цепи.....	82
9.1. Области применения трехфазных устройств, структура трехфазной цепи.....	82
9.2. Трехфазный генератор, получение трехфазной системы э. д. с.....	83
9.2. Соединение обмоток генератора и фаз приемника звездой	86
9.4. Соединение обмоток генератора и фаз приемника треугольником.....	88
Лекция № 10	
Электрические параметры трехфазных цепей.....	90
10.1. Линейные и фазные токи и напряжения.....	90
10.2. Напряжение между нейтральными точками генератора и приемника	96
10.3. Трехфазная цепь с несимметричным приемником.....	98
Лекция № 11	
Энергетические характеристики трехфазных цепей.....	101
11.1. Мощность трехфазной системы.....	101
11.2. Изменение мощности приемника при переключении его фаз со звезды на треугольник.....	103
Лекция № 12	
Переходные процессы в электрических цепях.....	105
12.1. Основные понятия и принципы анализа переходных процессов. законы коммутации. Законы коммутации	105

12.2. Переходные процессы при подключении к источнику постоянного тока цепи с последовательным соединением элементов с сопротивлением R и индуктивностью L	108
12.3. Переходные процессы при зарядке и разрядке конденсатора	111

Лекция № 13

Переходные процессы в электрических цепях синусоидального тока	116
--	-----

13.1. Переходные процессы при подключении к источнику синусоидального тока цепи с последовательным соединением элементов сопротивлением R и индуктивностью L	116
13.2. Переходные процессы при подключении к источнику синусоидального напряжения цепи с последовательным соединением элементов сопротивлением R и емкостью C	118

Лекция № 14

Трансформаторы	123
14.1. Назначение трансформаторов	123
14.2. Принцип действия трансформатора	124
14.3. Устройство трансформаторов	126
14.4. Намагничивающий ток	132
14.5. Режим холостого хода трансформатора	135
14.6. Короткое замыкание трансформатора	137
14.7. Потери мощности и коэффициент полезного действия трансформатора	139

Раздел II Электроника

Лекция № 15

Несинусоидальные токи (сигналы) и их характеристики	142
15.1. Сигнал и его математическая модель	142
15.2. Одномерные и многомерные сигналы	144
15.3. Детерминированные и случайные сигналы	145

15.4. Импульсные сигналы	146
15.5. Аналоговые, дискретные и цифровые сигналы	147

Лекция № 16

Периодические сигналы и ряды ФУРЬЕ	150
16.1. Ряд Фурье	150
16.2. Спектральная диаграмма периодического сигнала	152
16.3. Комплексная форма ряда Фурье	154
16.4. Понятие отрицательных частот	155
16.5. Обратное преобразование Фурье	156

Лекция № 17

Одиночные сигналы и преобразование Лапласа	158
17.1 Понятие комплексной частоты	158
17.1. Основные соотношения преобразования Лапласа	160
17.4. Основные свойства преобразования Лапласа	161

Лекция № 18

Спектры сигналов	165
18.1. Общее представление спектров сигналов	165
18.2. Спектры одиночных видеоимпульсов	167
18.3. Спектры периодической последовательности видеоимпульсов	169
18.4. Принципы корреляционного анализа	171

Лекция № 19

Физические основы работы полупроводниковых приборов	173
19.1. Понятие полупроводника и p - n -перехода	173
19.2. Кристаллическая решетка и энергетическая диаграмма беспримесного кремния	174
19.3. Вольт-амперная характеристика идеального p - n -перехода	182

Лекция № 20

Полупроводниковые диоды, биполярные транзисторы	183
20.1. Полупроводниковые диоды	183
20.2. Транзисторы и их характеристики	188

20.3. Полевые транзисторы.....	194
20.4. Тиристоры.....	198
Лекция № 21	
Интегральные микросхемы.....	203
21.1. Классификация, технология изготовления и конструкция интегральных микросхем.....	203
21.2. Цифровые и аналоговые интегральные микросхемы и их элементы.....	207
Лекция № 22	
Электронные устройства. Выпрямители.....	212
22.1. Назначение и классификация выпрямителей.....	212
22.2. Принцип выпрямления переменного тока.....	214
22.3. Однофазные двухполупериодные выпрямители.....	216
22.4. Мостовые выпрямители.....	220
Лекция № 23	
Усилители. основные параметры и показатели.....	224
23.1. Общие сведения об усилителях.....	224
23.2. Основные параметры и показатели усилителей.....	227
Лекция № 24	
Усилитель переменного напряжения.....	231
24.1. Принцип построения и режимы работы усилителя переменного напряжения.....	231
24.2. Особенности режимов работы усилителя.....	234
24.3. Двухтактные усилители.....	239
Лекция № 25	
Принцип построения и режимы работы усилителя постоянного тока.....	243
25.1. Принципы построения и работы усилителя постоянного тока.....	243
25.2. Операционные усилители, назначение и характеристики.....	245
25.3. Принципиальная схема типового интегрального операционного усилителя.....	249

Раздел III

Импульсная и цифровая техника в электронике

Лекция № 26

Электронные ключи.....	251
26.1. Формирование импульсных сигналов.....	251
26.2. Назначение и классификация электронных ключей.....	253
26.3. Транзисторный ключ с общим эмиттером.....	253
26.4. Быстродействие транзисторного ключа, рациональный выбор параметров элементов.....	255

Лекция № 27

Логические элементы.....	258
27.1. Назначение логических элементов.....	258
27.2. Классификация базовых логических элементов.....	259
27.3. Параметры логических элементов.....	260
27.4. Примеры схемного исполнения логических элементов.....	261

Лекция № 28

Цифровые устройства комбинационного типа.....	265
28.1. Общие сведения об устройствах комбинационного типа.....	265
28.2. Одноразрядные полусумматор и сумматор.....	266
28.3. Многоразрядные сумматоры.....	269

Лекция № 29

Статические триггеры, счетчики импульсов, регистры.....	273
29.1. Общие сведения о триггерах, назначение, условное обозначение.....	273
29.2. Транзисторный триггер.....	274
29.3. Интегральные триггеры.....	276
29.4. Общие принципы построения и работы регистров.....	279
29.5. Назначение и основные параметры счетчиков импульсов.....	281

Лекция № 30

Дешифраторы, компараторы, преобразователи “код-напряжение”	283
30.1. Общие сведения о дешифраторах, назначение, условное обозначение	283
30.2. Назначение и основные параметры компараторов .	284
30.3. Общие принципы построения и работы цифро-аналогового преобразователя	285
30.4. Преобразователи напряжения в код	287

Контрольные тесты и коды тестов по учебной дисциплине	289
--	-----

Коды контрольных тестов по курсу “Электротехника и электроника”	306
--	-----

Контрольные задачи по теме “Сложные электрические цепи постоянного тока”	307
---	-----

Контрольные вопросы по разделу “Электротехника”	310
--	-----

Контрольные вопросы к разделу “Электроника”	313
--	-----

Экзаменационные билеты по уч. дисц. “Электротехника и электроника”	317
---	-----

Литература	322
-------------------------	-----

Вводная лекция

Тема: ВВЕДЕНИЕ В УЧЕБНУЮ ДИСЦИПЛИНУ

ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ ЭНЕРГИЯ, ЕЕ ОСОБЕННОСТИ И ОБЛАСТЬ ПРИМЕНЕНИЯ

Электрическая энергия — это энергия движущихся по проводникам свободных электронов. Она универсальна и удобна к применению в силу многих причин.

1. В электрическую энергию легко преобразуются любые виды энергии (тепловая, атомная, механическая, химическая, лучистая, энергия водного потока), и, наоборот, электрическая энергия легко может быть преобразована в любой другой вид энергии.

2. Электроэнергию можно передавать практически на любое расстояние.

3. Ее можно легко дробить на любые части (мощность электроприборов может быть от долей ватта до тысяч киловатт).

4. Процессы получения, передачи и потребления электроэнергии можно просто и эффективно автоматизировать.

5. Управление процессами, в которых используется электроэнергия, обычно очень простое (нажатие кнопки, выключателя и т. п.).

6. Использование электрической энергии способствует созданию комфортных условий труда.

Единственным недостатком электроэнергии является отсутствие “склада готовой продукции”. Запасать электроэнергию и сохранять эти запасы в течение больших сроков человечество еще не научилось. Запасы электроэнергии в аккумуляторах, гальванических элементах и конденсаторах достаточны лишь для работы сравнительно маломощных установок, причем сро-

ки хранения этих запасов ограничены. Поэтому электроэнергия должна быть произведена тогда и в таком количестве, когда и в каком количестве ее требует потребитель.

РОЛЬ ЭЛЕКТРОТЕХНИКИ И ЭЛЕКТРОНИКИ В РАЗВИТИИ КОМПЛЕКСНОЙ АВТОМАТИЗАЦИИ СОВРЕМЕННЫХ ПРОИЗВОДСТВЕННЫХ ПРОЦЕССОВ И СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ

Научно-технический прогресс происходит при все более широком использовании электрической энергии во всех отраслях народного хозяйства. Поэтому электротехническая подготовка инженеров не электротехнических специальностей должна предусматривать достаточно подробное изучение вопросов теории и практики использования различных электроустановок. Инженер любой специальности должен знать устройство, принцип действия, характеристики и эксплуатационные возможности электрических машин, электроизмерительных приборов, различных аппаратов и другого электрооборудования, способы регулирования и управления ими.

Применение электрической энергии позволило повысить производительность труда во всех областях деятельности человека, автоматизировать и внедрить целый ряд технологических процессов в промышленности, на транспорте, в сельском хозяйстве и быту, основанных на новых принципах, ускоряющих, облегчающих и удешевляющих процесс получения окончательного продукта, а также создать комфортные условия в производственных и жилых помещениях.

Задача политехнического образования, и прежде всего электротехнического, успешно выполняется, а развитие электроэнергетики и сегодня является основным условием научно-технического прогресса и технического совершенствования производства.

СОДЕРЖАНИЕ И СТРУКТУРА ДИСЦИПЛИНЫ

Цель преподавания дисциплины: теоретическая и практическая подготовка инженеров не электротехнического про-

филя в области электротехники, электроники в такой степени, чтобы они могли выбирать и подключать к сети необходимые электротехнические, электронные и электроизмерительные приборы и устройства, правильно их эксплуатировать.

Задачи преподавания дисциплины: формирование у студентов минимально необходимых знаний, умений и навыков в области электротехники и электроники.

Для успешного изучения электротехники студент должен усвоить разделы: физики — электричество и магнетизм; математики — комплексные числа, дифференциальное и интегральное исчисление, теория вероятности и математическая статистика; основы метрологии, стандартизации и сертификации.

МЕТОДИКА ОРГАНИЗАЦИИ ПРОЦЕССА ОБУЧЕНИЯ

Государственные требования к минимуму содержания и уровню подготовки инженеров по курсу общепрофессиональных дисциплин “Электротехника и электроника” изложены в ГОС соответствующих направлений (для бакалавров) и специальностей.

Методика организации учебного процесса зависит от способа изучения курса.

Основным для студентов-очников способом изучения тематики учебной дисциплины является аудиторная работа. Целесообразно изучение общепрофессиональной учебной дисциплины “Электротехника и электроника” проводить в 4-м и 5-м семестрах после изучения обеспечивающих естественнонаучных дисциплин. Всего на изучение учебной дисциплины предусмотрено 272 часа (по 136 часов в семестр). На аудиторные занятия выделено всего 136 часов (по 68 часов в семестр). Остальное учебное время (136 часа: по 68 часов в семестр) студент планирует и занимается самостоятельно. Материал для самостоятельного изучения студент определяет и отыскивает в указанной преподавателем литературе с целью ответа на поставленные контрольные вопросы. Контрольные

вопросы выдаются преподавателем в сроки, определенные уставом вуза.

Для студентов-заочников основным способом изучения учебной дисциплины является самостоятельная работа. В процессе самостоятельной работы над учебным материалом и выполнения контрольной работы в межсессионный период для студентов-заочников проводятся ежемесячные плановые консультации по установленному в вузе расписанию. Индивидуальные консультации проводятся преподавателем в любое его свободное от аудиторных плановых занятий время в рамках рабочего дня по предварительному согласованию.

Аудиторные занятия включают: лекции и групповые (практические и лабораторные) занятия. Лекции проводятся со всеми студентами курса. Преподаватель в повествовательной форме представляет студентам основные теоретические положения тематики учебной дисциплины. На групповых занятиях, которые проводятся с каждой группой курса отдельно, методом собеседования преподаватель углубляет знания студентов по отдельным основополагающим вопросам курса, а также оценивает степень усвоения студентами лекционного материала и уровень приобретенных в процессе самостоятельной работы знаний в соответствии с требованиями ГОС. На практических занятиях отрабатываются механизмы практического решения сложных практических задач. На лабораторных работах обучающиеся самостоятельно (под руководством преподавателя) проводят практические исследования электротехнических и электронных схем на действующих или виртуальных макетах.

Итоговым контрольным мероприятием в 4-м семестре является ЗАЧЕТ, во 5-м семестре — ЭКЗАМЕН. Методику проведения зачета и экзамена преподаватель определяет на первой семестровой лекции.

Допуском к ЗАЧЕТУ (ЭКЗАМЕНУ) и к очередной сессии являются положительные оценки в течение семестра за практические и лабораторные занятия. Студенты, не сдавшие ЗАЧЕТ (ЭКЗАМЕН), к очередному семестру НЕ ДОПУСКАЮТСЯ.

Студенты, своевременно не явившиеся на ЗАЧЕТ (ЭКЗАМЕН) или владеющие недостаточными знаниями, имеют право на повторную сдачу, время и место которой определяет преподаватель.

При самостоятельном изучении курса “Электротехника и электроника” самоконтроль знаний производит сам обучающийся по контрольным вопросам, представленным в конце издания, или применяется тестовый контроль по пяти предложенным в конце издания тестам (итоговый контроль).

Раздел I ЭЛЕКТРОТЕХНИКА

Лекция № 1

Тема: ЭЛЕКТРОИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ И ИЗМЕРЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

1.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ ЭЛЕКТРОИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРАХ

Электроизмерительные приборы предназначены для измерения различных величин и параметров электрической цепи: напряжения, силы тока, мощности, частоты, сопротивления, индуктивности, емкости и др.

На схемах электроизмерительные приборы изображаются условными графическими обозначениями в соответствии с ГОСТ 2.729-68.

На рис. 1.1 приведены общие обозначения показывающих и регистрирующих приборов.

Для указания назначения электроизмерительного прибора в его общее обозначение вписывают конкретизирующее условное обозначение, установленное в стандартах, или буквенное обозначение единиц измерения прибора согласно ГОСТ 23217-78 в соответствии с табл. 1.1.

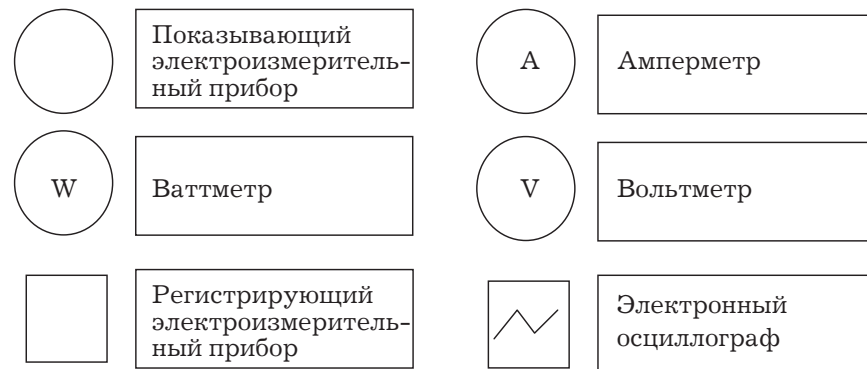


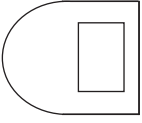

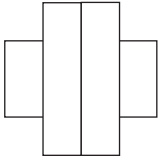
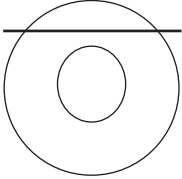
Рис. 1.1. Условные графические обозначения электроизмерительных приборов

Таблица 1.1

Наименование единицы измерения	Условное обозначение	Наименование единицы измерения	Условное обозначение
Ампер	A	Миллиампер	mA
Вольт	V	Микроампер	μA
Ом	Ω	Милливольт	mV
Ватт	W	Киловатт	kW
Герц	Hz	Киловар	Kvar
Коэффициент мощности	Cosφ	Мегаом	MΩ

1.2. ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ

По принципу действия электромеханические приборы подразделяются на приборы магнитоэлектрической, электромагнитной, ферродинамической, индукционной, электростатической систем. Условные обозначения систем приведены в табл. 1.2. Наибольшее распространение получили приборы первых трех типов: магнитоэлектрические, электромагнитные, электродинамические.

Тип прибора	Условное обозначение	Род измеряемого тока	Достоинства	Недостатки
Магнитоэлектрический		Постоянный	Высокая точность, равномерность шкалы	Неустойчив к перегрузкам
Электромагнитный		Переменный и постоянный	Простота устройства, к перегрузкам устойчив	Низкая точность, чувствителен к помехам
Электродинамический		Переменный и постоянный	Высокая точность	Низкая чувствительность, чувствителен к помехам
Индукционный		Переменный	Высокая надежность, к перегрузкам устойчив	Низкая точность

1.3. ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ ПРИБОРОВ

Магнитоэлектрические приборы: щитовые и лабораторные амперметры и вольтметры; нулевые индикаторы при измерениях в мостовых и компенсационных цепях.

В промышленных установках переменного тока низкой частоты большинство амперметров и вольтметров — приборы электромагнитной системы. Лабораторные приборы класса 0,5 и точнее могут изготавливаться для измерения постоянного и переменного токов и напряжения.

Электродинамические механизмы используются в лабораторных и образцовых приборах для измерения постоянных и переменных токов, напряжений и мощностей.

Индукционные приборы на базе индукционных механизмов используют главным образом в качестве одно — и трехфазных счетчиков энергии переменного тока. По точности счетчики подразделяются на классы 1,0; 2,0; 2,5. Счетчик СО (счетчик однофазный) используют для учета активной энергии (ватт-часов) в однофазных цепях. Для измерения активной энергии в трехфазных цепях применяют двухэлементные индуктивные счетчики, счетный механизм которых учитывает киловатт-часы (кВт·ч). Для учета реактивной энергии служат специальные индуктивные счетчики, имеющие некоторые изменения в устройстве обмоток или в схеме включения.

Активные и реактивные счетчики устанавливают на всех предприятиях для расчета с энергоснабжающими организациями за используемую электроэнергию.

Принцип выбора измерительных приборов

1. Определяют расчетом цепи максимальные значения тока, напряжения и мощности в цепи. Часто значения измеряемых величин известны заранее, например напряжение сети или аккумулятора батареи.

2. В зависимости от рода измеряемой величины, постоянного или переменного тока, выбирают систему прибора. Для технических измерений постоянного и переменного тока выбирают соответственно магнитоэлектрическую и электромаг-

нитную системы. При лабораторных и точных измерениях для определения постоянных токов и напряжений применяют магнитоэлектрическую систему, а для переменного тока и напряжения — электродинамическую систему.

3. Выбирают предел измерения прибора таким образом, чтобы измеряемая величина находилась в последней, третьей части шкалы прибора.

4. В зависимости от требуемой точности измерения выбирают класс точности прибора.

1.4. СПОСОБЫ ВКЛЮЧЕНИЯ ПРИБОРОВ В ЦЕПЬ

Амперметры включают в цепь последовательно с нагрузкой, вольтметры — параллельно, ваттметры и счетчики, как имеющие две обмотки (токовую и напряжения), включают последовательно-параллельно (рис. 1.2.).

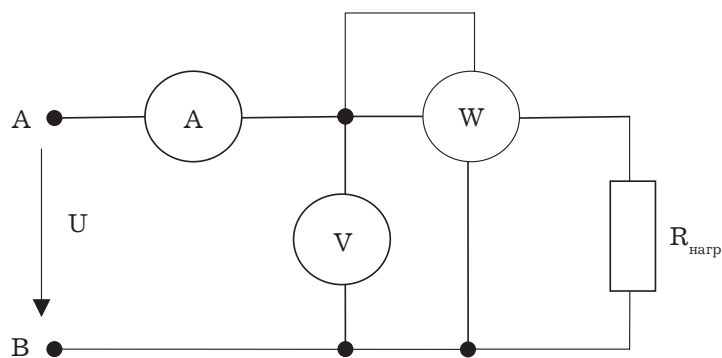


Рис. 1.2. Схемы включения электроизмерительных приборов в электрическую цепь

Для расширения пределов измерения приборов применяют:

- в цепи постоянного тока для амперметров — шунты, при этом на шкале амперметра обязательно указывается тип применяемого шунта; для вольтметров — добавочные резисторы (рис. 1.3, а);

- в цепи переменного тока для амперметров — трансформаторы тока (ТА), для вольтметров — трансформаторы напряжения (ТВ) (рис. 1.3, б).

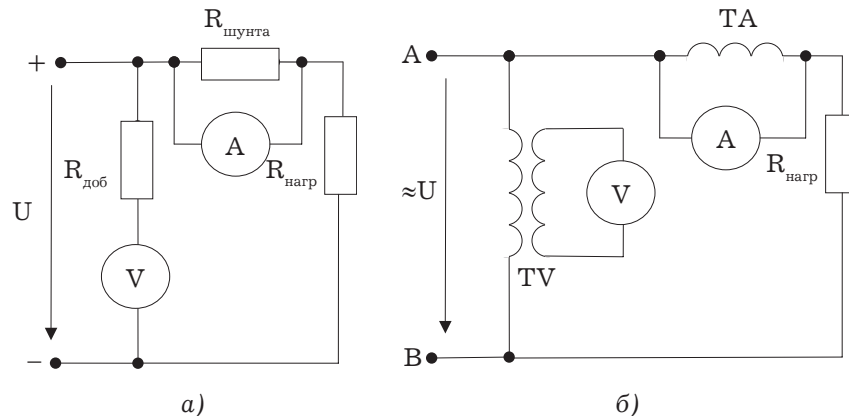


Рис. 1.3. Способы расширения пределов измерения приборов:
а — в цепи постоянного тока;
б — в цепи переменного тока

Цена деления многопредельных амперметров, вольтметров, ваттметров определяется по формуле

$$C_I = \frac{I_H}{N} \left[\frac{A}{\text{дел.}} \right], C_U = \frac{U_H}{N} \left[\frac{B}{\text{дел.}} \right], C_W = \frac{I_H \times U_H}{N} \left[\frac{Bm}{\text{дел.}} \right].$$

где I_H, U_H — пределы, на которые установлены переключатели тока и напряжения у многопредельных приборов, или номинальные пределы измерений у однопредельных приборов;

N — число делений шкалы прибора. Измеряемая величина определяется по формулам:

$$I = nC_I, A; U = nC_U, B; P = n - C_W, Вт,$$

где n — число делений, показываемое стрелкой прибора при измерении.

1.5. ОСОБЕННОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ ЦИФРОВЫМИ ЭЛЕКТРОННЫМИ ПРИБОРАМИ

Цифровые электроизмерительные приборы бывают для измерения как одной величины, например напряжения постоянного тока, так и нескольких величин, например тока, напряжения, сопротивления. Такие универсальные приборы обычно называют *мультиметрами* (например, мультиметр ВР-11А). Мультиметры обычно имеют два вида переключателей: переключатель рода измеряемой величины — напряжения постоянного или переменного, сопротивления, частоты и переключатель предела измерения. Кроме того, имеются клеммы или гнезда для подключения измерительных проводов. Мультиметры питаются от сети переменного тока с частотой 50 Гц и напряжением 220 В. При измерениях мультиметром ВР-11А отсчет показания следует проводить не ранее третьего числа, появляющегося на индикаторе.

При всех видах измерений необходимо перейти на больший предел, когда прибор индицирует выход за предел (буква “П” в старшем разряде) и изменить полярность входного сигнала при мигании знака “-” в старшем разряде:

погрешность измерения мультиметра ВР-11А:

постоянное напряжение $\pm(0,5\% U_x + 4 \text{ зн.})$.

переменное напряжение $\pm(0,5\% U_x + 10 \text{ зн.})$,

где U_x — показание прибора;

зн. — единица младшего разряда.

Достоинства электронных приборов: высокое входное сопротивление, что позволяет проводить измерения без влияния на цепь; широкий диапазон измерений, высокая чувствительность, широкий частотный диапазон, высокая точность измерений.

1.6. ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЙ И ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ

Качество средств и результатов измерений принято характеризовать указанием их погрешностей. Разновидностей

погрешностей около 30. Определения им даны в литературе по измерениям. Следует иметь в виду, что погрешности средств измерений и погрешности результатов измерений — понятия не идентичные. Исторически часть наименований разновидности погрешностей закрепилась за погрешностями средств измерений, другая — за погрешностями результатов измерений, а некоторые применяются по отношению и к тем, и к другим.

Способы представления погрешности следующие.

В зависимости от решаемых задач используются несколько способов представления погрешности, чаще всего абсолютная, относительная и приведенная.

Абсолютная погрешность — измеряется в тех же единицах что и измеряемая величина. Характеризует величину возможного отклонения истинного значения измеряемой величины от измеренного.

Относительная погрешность — отношение абсолютной погрешности к значению величины. Если мы хотим определить погрешность на всем интервале измерений, мы должны найти максимальное значение отношения на интервале. Измеряется в безразмерных единицах.

Класс точности — относительная погрешность, выраженная в процентах. Обычно значения класса точности выбирают из ряда: 0,1; 0,5; 1,0; 1,5; 2,0; 2,5 и т. д.

Понятия абсолютной и относительной погрешностей применяют и к измерениям, и к средствам измерения, а *приведенная погрешность* оценивает только точность средств измерения.

Абсолютная погрешность измерения — это разность между измеренным значением x и ее истинным значением x_u :

$$\Delta = x - x_u. \quad (1.1)$$

Обычно истинное значение измеряемой величины неизвестно, и вместо него в (1.1) подставляют значение величины, измеряемой более точным прибором, т. е. имеющим меньшую погрешность, чем прибор, дающий значение x . Абсолютная погрешность выражается в единицах измеряемой величины.

Формулой (1.1) пользуются при поверке измерительных приборов.

Относительная погрешность δ измерения равна отношению абсолютной погрешности к истинному значению измеряемой величины и выражается в процентах:

$$\delta = \frac{\Delta}{x_u} \times 100\%. \quad (1.2)$$

По относительной погрешности измерения проводят оценку точности измерения.

Приведенная погрешность измерительного прибора γ определяется как отношение абсолютной погрешности к нормирующему значению X_N и выражается в процентах:

$$\gamma = \frac{\Delta}{X_N} \times 100\%. \quad (1.3)$$

Нормирующее значение обычно принимают равным верхнему пределу рабочей части шкалы, у которой нулевая отметка находится на краю шкалы.

Приведенная погрешность определяет точность измерительного прибора, не зависит от измеряемой величины и имеет единственное значение для данного прибора. Из (1.3) следует, что для приборов абсолютная погрешность Δ -величина, постоянная по всей шкале, тогда как относительная погрешность измерения δ , тем больше, чем меньше измеряемая величина x по отношению к пределу измерения прибора x_N .

Многие измерительные приборы различаются по классам точности. Класс точности прибора G — обобщенная характеристика, которая характеризует точность прибора, но не является непосредственной характеристикой точности измерения, выполняемого с помощью данного прибора.

Класс точности прибора численно равен наибольшей допустимой приведенной основной погрешности, вычисленной в процентах. Для амперметров и вольтметров установлены следующие классы точности: 0,05; 0,1; 0,2; 0,5; 1,0; 1,5; 2,5; 4,0; 5,0. Эти числа наносятся на шкалу прибора. Например, класс 1 характеризует гарантированные границы погрешности в процен-

тах ($\pm 1\%$, например, от конечного значения 100 В, т. е. ± 1 В) в нормальных условиях эксплуатации.

По международной классификации приборы с классом точности 0,5 и точнее считаются точными или образцовыми, а приборы с классом точности 1,0 и грубее — рабочими. Все приборы подлежат периодической поверке на соответствие метрологических характеристик, в том числе и класса точности, их паспортным значениям. При этом образцовый прибор должен быть точнее поверяемого через класс, а именно: поверка прибора с классом точности 4,0 проводится прибором с классом точности 1,5, а поверка прибора с классом точности 1,0 проводится прибором с классом точности 0,2.

Поскольку на шкале прибора приводится и класс точности прибора G , и предел измерения X_N , то абсолютная погрешность прибора определяется из формулы (1.3):

$$\Delta = \pm \frac{\gamma X_N}{100} = \pm \frac{G X_N}{100}. \quad (1.4)$$

Связь относительной погрешности измерения δ с классом точности прибора G выражается формулой

$$\delta = G \frac{X_N}{x}, \quad (1.5)$$

откуда следует, что относительная погрешность измерения равна классу точности прибора только при измерении предельной величины на шкале, т. е. когда $x = X_N$. С уменьшением измеряемой величины относительная погрешность возрастает. Во сколько раз $X_N > x$, во столько раз $\delta > G$. Поэтому рекомендуется выбирать пределы измерения показывающего прибора так, чтобы отсчитывать показания в пределах последней трети шкалы, ближе к ее концу.

1.7. ПРЕДСТАВЛЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТА ИЗМЕРЕНИЙ ПРИ ОДНОКРАТНЫХ ИЗМЕРЕНИЯХ

Результат измерения состоит из оценки измеряемой величины и погрешности измерения, характеризующей точность

измерения. По ГОСТ 8.011-72 результат измерения представляют в форме:

$$A \pm \Delta, P, \quad (1.6)$$

где A — результат измерения;

Δ — абсолютная погрешность прибора;

P — вероятность при статистической обработке данных.

При этом A и Δ должны оканчиваться цифрами одинакового разряда, а погрешность Δ не должна иметь более двух значащих цифр.

Если при обработке данных теория вероятности не применялась, то вероятность P не указывают.

Измерения, проводимые при выполнении большинства работ, относятся к техническим, которые выполняют однократно. Погрешность прямых однократных измерений определяется погрешностью измерительного прибора γ .

Пример. Измеряют напряжение сети U щитовым вольтметром типа Э-377, класса точности 1,5, с пределом шкалы 250 В. Показание вольтметра $U = 215$ В. Сначала определяют абсолютную погрешность вольтметра:

$$\Delta = \pm \frac{\gamma X_N}{100} = \frac{GX_N}{100} = \frac{1,5 \times 250}{100} = 3,75 \approx 4 \text{ В.}$$

Затем записывают результат измерения с оценкой погрешности:

$$U = (215 \pm 4) \text{ В.}$$

Относительная погрешность измерения составляет:

$$\delta = G \frac{X_N}{x} = \frac{1,5 \times 250}{215} = 1,7\%.$$

В окончательном ответе должно быть сообщено: “Измерение проведено с относительной погрешностью $\delta = 1,7\%$. Измеренное напряжение $U = (215 \pm 4) \text{ В}$ ”.

1.8. КОСВЕННЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ И ИХ ПОГРЕШНОСТИ

Косвенным измерением называется измерение, при котором искомая величина находится по известной зависимости между этой величиной и другими величинами, полученными в результате прямых измерений. Например, сопротивление R можно определить по формуле $R = U/I$, где напряжение U и ток I измерены вольтметром и амперметром соответственно.

Выражения для абсолютной и относительной погрешностей некоторых функциональных зависимостей приведены в табл. 1.3.

Таблица 1.3

Вид формулы	Абсолютная погрешность	Относительная погрешность
$P = UI$, Постоянный ток $R = U/I$	$\Delta P = U\Delta I + \Delta UI$ $\Delta R = (I\Delta U + U\Delta I)/I^2$	$\delta_P = \delta_U + \delta_I$
$P = UI\cos\varphi$ Переменный ток	$\Delta P = UI\Delta\cos\varphi + U\Delta I\cos\varphi + \Delta UI\cos\varphi$	$\delta_P = \delta_U + \delta_I + \delta_{\cos\varphi}$
$X = A - B$ Постоянный и переменный ток	$\Delta X = \Delta A + \Delta B$	
$X = A + B + C$ Постоянный и переменный ток	$\Delta X = \Delta A + \Delta B + \Delta C$	$\delta X = (\Delta A + \Delta B + \Delta C)/(A + B + C)$

Очевидно, что погрешности косвенного измерения значения X часто значительно превосходят по величине погрешности прямого измерения электрических величин. Поэтому целесообразно по возможности применять для исследования электрических цепей прямые измерения.

Тема: ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЕ УСТРОЙСТВА И ЗАКОНЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

2.1. ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЕ ГЕНЕРИРУЮЩИЕ И ПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА

Источники питания цепи постоянного тока — это гальванические элементы, электрические аккумуляторы, электро-механические генераторы, термоэлектрические генераторы, фотоэлементы и др. Все источники питания имеют внутреннее сопротивление $R_{вт}$, значение которого невелико по сравнению с сопротивлением других элементов электрической цепи.

Электроприемниками постоянного тока являются электродвигатели, преобразующие электрическую энергию в механическую, нагревательные и осветительные приборы, электролизные установки и др. Все электроприемники характеризуются электрическими параметрами, среди которых основные — напряжение и мощность. Для нормальной работы электроприемника на его зажимах необходимо поддерживать номинальное напряжение $U_{ном}$ (для приемников постоянного тока по ГОСТ 721–77 $U_{ном} = 27, 110, 220, 440$ В, а также 6, 12, 24, 36 В).

Источники питания и электроприемники (нагрузка) на электрических схемах отображаются графически в виде символов в соответствии с ГОСТом.

2.2. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Электрической цепью называется совокупность устройств и объектов, образующих путь для электрического тока, электромагнитные процессы в которых могут быть описаны с помощью понятий об электродвижущей силе, токе и напряжении.

В электрической цепи постоянного тока могут действовать как постоянные токи, т. е. такие, значение и направление ко-

торых в любой момент времени остаются неизменными, так и токи, направление которых остается постоянным, а значение изменяется во времени произвольно или по какому-либо закону (такие токи нельзя назвать строго постоянными).

Под цепями постоянного тока в современной технике подразумевают цепи, в которых ток не меняет своего направления, т. е. полярность источников э. д. с. в которых постоянна.

Электрическая цепь состоит из отдельных устройств или элементов, которые по назначению можно подразделить на три группы:

1. Элементы, предназначенные для генерирования (выработки) электроэнергии (источники питания или источники э. д. с.).

2. Элементы, преобразующие электроэнергию в другие виды энергии (механическую, тепловую, световую, химическую и т. д.); эти элементы называются приемниками электрической энергии, или нагрузкой.

3. Элементы, предназначенные для передачи электроэнергии от источника питания к электроприемнику (провода, устройства, обеспечивающие уровень и качество напряжения, и др.).

Электрическая цепь, электрическое сопротивление участков которой не зависит от значений и направлений токов и напряжений в цепи, называется линейной электрической цепью. Такая цепь состоит только из линейных элементов, а ее состояние описывается линейными алгебраическими уравнениями. В противном случае цепь называется нелинейной и описывается более сложными математическими уравнениями.

Для расчета и анализа работы электрической цепи, состоящей из любого количества различных элементов, удобно эту цепь представить графически (рис. 2.1). Графическое изображение электрической цепи, содержащее условные обозначения ее элементов и показывающее соединения этих элементов, называется схемой электрической цепи. Простейшая схема электрической цепи, состоящая из источника э. д. с. (E) и резистора сопротивлением (R), изображена на рис. 2.1, а.

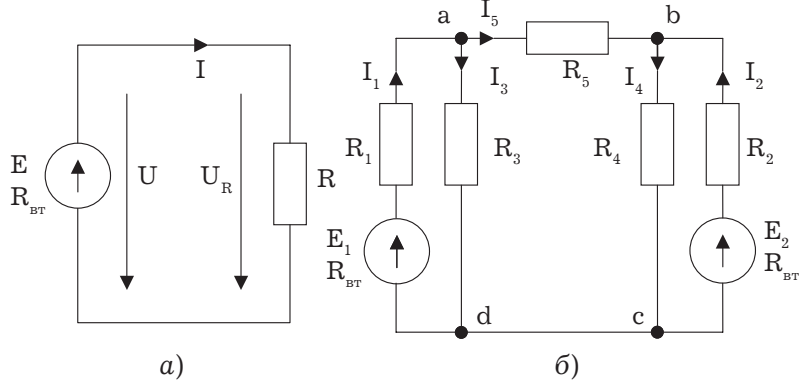


Рис 2.1. Схемы электрических цепей:
a — простейшей одноконтурной, *б* — многоконтурной ($p = 5, q = 3$)

Участок электрической цепи, вдоль которого протекает один и тот же ток, называется ветвью. Место соединения ветвей электрической цепи называется узлом.

На электрических схемах узел обозначают точкой (рис. 2.1, б). Иногда несколько геометрических точек, соединенных проводниками, сопротивление которых принимают равным нулю (с — d), образуют один узел (рис. 2.1, б), узел с. Таким образом, каждая ветвь соединяет два соседних узла электрической схемы. Число ветвей схемы принято обозначать p , а число узлов — q . Электрическая цепь, изображенная на схеме рис. 2.1, б), имеет число ветвей $p = 5$ и число узлов $q = 3$ (а, б, с).

Любой замкнутый путь, проходящий по нескольким ветвям, называют контуром электрической цепи. Простейшая электрическая цепь имеет одноконтурную схему (см. рис. 2.1, а)), сложные электрические цепи — несколько контуров (рис. 2.1, б)).

2.3. ЗАКОНЫ ОМА И КИРХГОФА

Закон Ома. Ток на участке электрической цепи прямо пропорционален напряжению на этом участке и обратно пропорционален его сопротивлению (рис. 2.1, а)).

$$I = U_R/R, I = E/(R + R_{вт}). \quad (2.1.)$$

Законы Кирхгофа. Соотношения между токами и э. д. с. в ветвях электрической цепи и напряжениями на элементах цепи, позволяющие произвести расчет электрической цепи, определяются двумя законами Кирхгофа (рис. 2.1., 2.2).

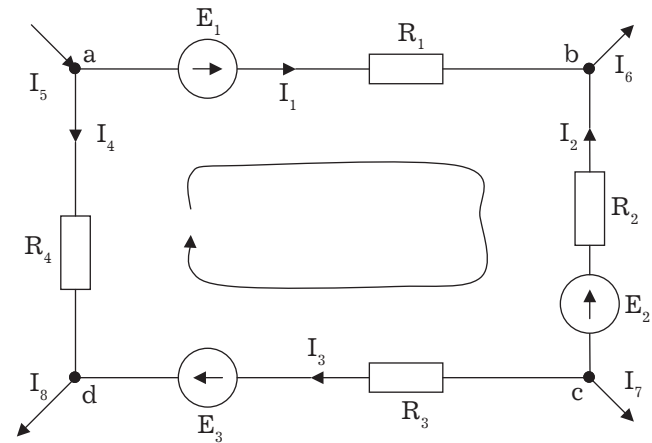


Рис. 2.2. Сложная одноконтурная электрическая цепь.

Первый закон Кирхгофа отражает принцип непрерывности движения электрических зарядов, из которого следует, что все заряды, притекающие в любой узел электрической цепи, из него вытекают, т. е. не накапливаются в узле. Поэтому алгебраическая сумма токов в ветвях, сходящихся в узле электрической цепи, равна нулю, т. е.

$$\sum_{k=1}^n I_k = 0, \quad (2.2)$$

где n — число ветвей, сходящихся в узле.

До написания уравнения (2.2) необходимо задать условные положительные направления токов в ветвях, обозначив эти направления на схеме стрелками. В уравнении (2.2) токи, направленные к узлу, записывают с одним знаком (например, с

плюсом), а токи, направленные от узла, — с противоположным (с минусом). Таким образом, для узла b схемы (рис. 2.1.б)) уравнение по первому закону Кирхгофа будет иметь вид

$$I_2 + I_5 - I_4 = 0.$$

Первый закон Кирхгофа может быть сформулирован иначе: сумма токов, притекающих в узел, равна сумме токов, вытекающих из узла.

Тогда уравнение для узла b (рис. 2.1, б)) будет записано так:

$$I_4 = I_2 + I_5.$$

Второй закон Кирхгофа определяет, что изменение потенциала во всех элементах контура в сумме равно нулю. Это значит, что при обходе контура $abcda$ электрической цепи, показанной на рис. 2.2, в силу того, что потенциал точки a один и тот же, общее изменение потенциала в контуре равно нулю. Из этого следует, что алгебраическая сумма э. д. с. в любом контуре электрической цепи постоянного тока равна алгебраической сумме падений напряжений на всех элементах, входящих в этот контур, т. е.

$$\sum_{k=1}^n E_k = \sum_{k=1}^m R_k \times I_k, \quad (2.3)$$

где n — число источников э. д. с. в контуре; m — число элементов (число ветвей) с сопротивлением R_k в контуре.

При составлении уравнений по второму закону Кирхгофа предварительно задают условные положительные направления токов во всех ветвях электрической цепи и для каждого контура выбирают направление обхода. Если при этом направление э. д. с. совпадает с направлением обхода контура, то такую э. д. с. берут со знаком плюс, если не совпадает — со знаком минус (левая часть уравнения 2.3). Падения напряжений в правой части уравнения (2.3) берут со знаком плюс, если положительное направление тока в данном элементе цепи совпадает с направлением обхода контура, и со знаком минус — если такого совпадения нет.

Для контура $abcda$, сопротивления ветвей которого включают в себя и внутренние сопротивления источников э. д. с., уравнение (2.3) принимает вид

$$E_1 - E_2 + E_3 = R_1 I_1 - R_2 I_2 + R_3 I_3 - R_4 I_4.$$

Используя второй закон Кирхгофа, можно определять разность потенциалов (напряжение) между любыми двумя точками электрической цепи.

Для одноконтурной схемы (рис. 2.1, а)) в соответствии с уравнением (2.3) можно записать $E = R \cdot I = U_R$. Но вместо э. д. с. E при обходе контура по направлению тока можно взять напряжение на зажимах источника э. д. с., которое направлено противоположно направлению обхода контура, в результате чего получим $U_R - U = 0$ или $U = U_R$.

Следовательно, второй закон Кирхгофа можно сформулировать в таком виде: сумма падений напряжений на всех элементах контура, включая источники э. д. с., равна нулю, т. е.

$$\sum_{k=1}^m U_k = 0.$$

Если в ветви имеется n последовательно соединенных элементов с сопротивлением k -го элемента R_k , то

$$\sum_{k=1}^n U_k = I \times \sum_{k=1}^n R_k = U,$$

т. е. падение напряжения на участке цепи или напряжение между зажимами ветви U , состоящей из последовательно соединенных элементов, равно сумме падений напряжений на этих элементах.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной теме изучены основные понятия и законы элементов и цепей постоянного тока, что является основой для дальнейшего изучения темы “Основные законы и методы расчета электрических цепей постоянного тока”.

Тема: РЕЖИМЫ РАБОТЫ И ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ СООТНОШЕНИЯ В ЦЕПЯХ ПОСТОЯННОГО ТОКА

3.1. РЕЖИМЫ РАБОТЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЦЕПИ

Элементами электрической цепи являются конкретные электротехнические устройства, которые могут работать в различных режимах, Режимы работы как отдельных элементов, так и всей электрической цепи характеризуются значениями тока и напряжения. Поскольку ток и напряжение в общем случае могут принимать любые значения, то режимов может быть бесчисленное множество.

Рассмотрим наиболее характерные режимы работы электрической цепи с источником э. д. с., к которому подключен электроприемник с регулируемым сопротивлением R (рис. 3.1). Пусть источник характеризуется постоянной э. д. с. E и внутренним сопротивлением $R_{вт} = \text{const}$. Ток в цепи изменяется при изменении сопротивления R электроприемника, который является линейным элементом. Для схемы (рис. 3.1) по второму закону Кирхгофа можно записать

$$E = RI + R_{вт} I, \quad (3.1)$$

где $RI = U$ — напряжение на зажимах приемника, т. е. напряжение на зажимах внешней цепи;

$R_{вт} I$ — падение напряжения внутри источника э. д. с.

Так как приемник присоединен непосредственно к зажимам источника э. д. с., то напряжение U одновременно является напряжением и на его зажимах.

Из уравнения (3.1) получаем, что

$$U = E - R_{вт} I. \quad (3.2)$$

Это уравнение, описывающее зависимость напряжения внешней цепи от тока в ней, является уравнением внешней

характеристики источника э. д. с. При условии, что $E = \text{const}$ и $R_{вт} = \text{const}$, зависимость $U(I)$ является линейной. Характерные режимы удобнее всего рассматривать, пользуясь внешней характеристикой (рис. 3.2).

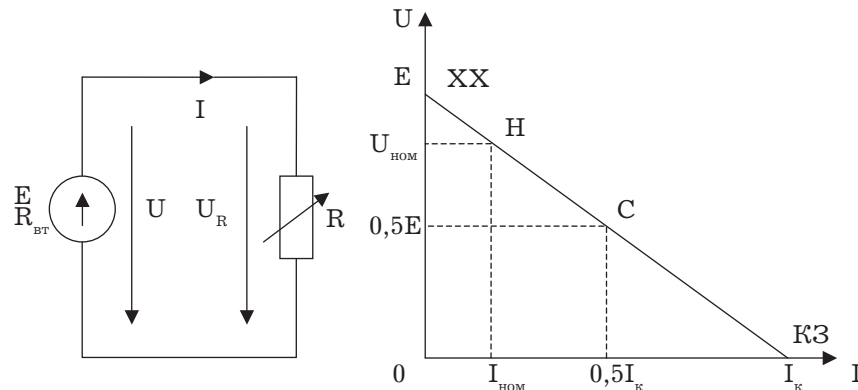


Рис. 3.1. Схема простейшей цепи постоянного тока с переменной нагрузкой

Рис. 3.2. Внешняя характеристика источника э. д. с.

Режим холостого хода (XX) — это режим, при котором ток в цепи $I = 0$, что имеет место при разрыве цепи. Как следует из уравнения (3.2), при холостом ходе напряжение на зажимах источника э. д. с. $U = E$. Поэтому вольтметр — прибор с очень большим сопротивлением, будучи включенным в такую цепь, измеряет э. д. с. источника. На внешней характеристике точка холостого хода обозначена XX.

Номинальный режим (H) имеет место тогда, когда источник э. д. с. или любой другой элемент цепи работает при значениях тока, напряжения и мощности, указанных в паспорте данного электротехнического устройства. Номинальные значения тока $I_{ном}$, напряжения $U_{ном}$ и мощности $P_{ном}$ соответствуют наиболее выгодным условиям работы устройства с точки зрения экономичности, надежности, долговечности и т. п. На внешней характеристике точка, соответствующая номинальному режиму, обозначена H.

Режим короткого замыкания (КЗ) — это режим, когда сопротивление приемника равно нулю, что соответствует соединению разно потенциалных зажимов источника э. д. с. проводником с нулевым сопротивлением.

Из закона Ома для полной замкнутой цепи следует, что ток в цепи в любом из режимов

$$I = E / (R + R_{вт}). \quad (3.3)$$

При коротком замыкании цепи, когда $R = 0$, ток достигает максимального значения $I_k = E / R_{вт}$, ограниченного внутренним сопротивлением $R_{вт}$ источника э. д. с., а напряжение на зажимах источника э. д. с. $U = RI = 0$.

Значению тока I_k и напряжению $U = 0$ соответствует точка “КЗ” на внешней характеристике источника э. д. с.

Ток короткого замыкания может достигать больших значений, во много раз превышая номинальный ток. Поэтому режим короткого замыкания для большинства электроустановок является аварийным режимом.

Согласованный режим (С) источника э. д. с. и внешней цепи имеет место, когда сопротивление внешней цепи $R = R_{вт}$. В согласованном режиме ток в цепи

$$I_c = E / (2R_{вт}) = 0,5I_k, \quad (3.4)$$

т. е. в два раза меньше тока короткого замыкания. Э. д. с. источника E уравнивается двумя равными по значению падениями напряжения, обусловленными сопротивлением внешней цепи и внутренним сопротивлением, т. е. $U = 0,5E$. Точка, соответствующая согласованному режиму, на внешней характеристике обозначена С.

3.2. ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ СООТНОШЕНИЯ В ЦЕПЯХ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Для схемы (рис. 3.1) уравнение (3.1) имеет вид

$$E = U + R_{вт} I.$$

После умножения всех членов этого уравнения на I получим $EI = UI + R_{вт} I^2$, или

$$P_1 = P_2 + P_{п}, \quad (3.5)$$

где P_1 — мощность источника э. д. с. (источника электроэнергии);

P_2 — мощность, потребляемая электроприемником;

$P_{п}$ — потеря мощности в источнике электроэнергии.

Уравнение (3.5) — это уравнение баланса мощностей электрической цепи.

Записав уравнение для P_2 с учетом (3.3)

$$P_2 = UI = RI^2 = E^2 R / (R + R_{вт})^2, \quad (3.6)$$

получаем зависимость мощности приемника от его сопротивления R при $E = \text{const}$ и $R_{вт} = \text{const}$. Мощность P_2 в режиме холостого хода, когда $I = 0$, и в режиме короткого замыкания, когда $U = 0$, равна нулю. Следовательно, зависимость $P_2(I)$ при изменении тока I от 0 до I_k имеет максимум. Для определения условий, при которых эта мощность будет наибольшей ($P_2 = P_{2\text{max}}$), воспользуемся уравнением (3.5):

$$P_2 = P_1 - P_{п} = EI - R_{вт} I^2,$$

Приравняв производную ($dP_2/dI = E - 2R_{вт} I$) нулю, с учетом (3.4) можно записать

$$I = E / (2R_{вт}) = I_c = 0,5I_k.$$

Таким образом, приемник потребляет максимальную мощность при согласованном режиме, когда $R = R_{вт}$. С учетом этого равенства из формулы (3.6) определим значение мощности $P_{2\text{max}}$ или мощности P_{2c} . В согласованном режиме:

$$P_{2\text{max}} = P_{2c} = E^2 R_{вт} / (2R_{вт})^2 = E^2 / (4R_{вт}).$$

Мощность P_{1c} , развиваемая источником электроэнергии в согласованном режиме, если учесть (3.4), равна:

$$P_{1c} = EI_c = E^2 / (2R_{вт}).$$

Наибольшую мощность источник электроэнергии развивает при коротком замыкании, когда ток достигает наибольшего значения (рис. 3.3).

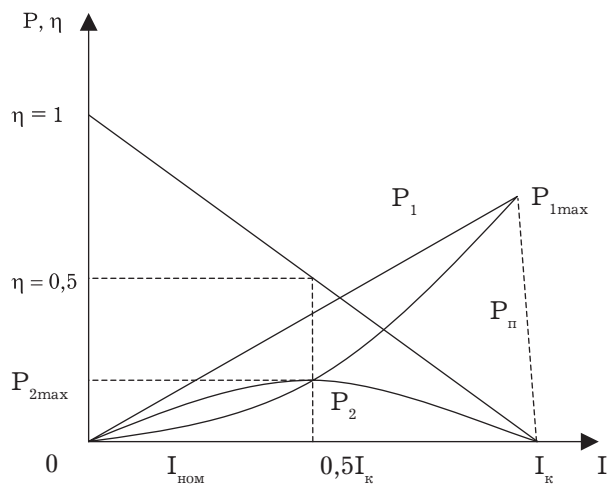


Рис. 3.2. Зависимость мощности и КПД в цепи постоянного тока

В этом случае $P_{1max} = EI_k = E^2/R_{вт}$. Мощность источника в согласованном режиме в два раза меньше его максимальной мощности.

Коэффициент полезного действия (к. п. д.) источника электроэнергии в согласованном режиме

$$\eta = P_{2c}/P_{1c} = 0,5.$$

Из-за такого низкого значения к. п. д., обусловленного большими потерями мощности и энергии в источнике питания и сетях, согласованный режим в промышленных установках не применяют.

Однако этот режим имеет преимущество перед другими режимами, заключающееся в том, что при $E = \text{const}$ мощность приемника достигает наибольшего значения. Поэтому согласованный режим применяют в цепях с малыми токами (схемы

автоматики, электрических измерений, связи и т. д.), в которых к. п. д. не имеет решающего значения.

Зависимости P_1 , P_2 , $P_{п}$ и η от тока в цепи показаны на рис. 3.3. При их построении принималось во внимание, что $E = \text{const}$ и $R_{вт} = \text{const}$. Зависимость $P_1(I) = EI$ имеет линейный характер. Потери мощности в источнике электроэнергии зависят от тока по параболическому закону, причем при токе короткого замыкания

$$P_{п} = R_{вт} I_k^2 = R_{вт} E^2/R_{вт}^2 = E^2/R_{вт} = P_{1max}.$$

Наибольшее значение мощность электроприемника P_{2max} имеет при согласованном режиме, т. е. при $I = 0,5I_k$. Так как к. п. д.

$$\eta = P_2/P_1 = (P_1 - P_{п})/P_1 = 1 - R_{вт}I/E = 1 - I/I_k,$$

то зависимость $\eta(I)$ линейна. При номинальном режиме КПД много выше, чем при согласованном режиме. Для большинства промышленных источников электроэнергии при номинальном режиме $\eta = 0,8-0,9$. Следовательно, $I_{ном} = (0,1 \div 0,2) I_k$, т. е. номинальный ток во много раз меньше тока короткого замыкания.

**Тема: СЛОЖНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ
ПОСТОЯННОГО ТОКА. МЕТОДЫ РАСЧЕТА
ИХ ПАРАМЕТРОВ**

Если большое число пассивных элементов вместе с источником э. д. с. образуют электрическую цепь, то их взаимное соединение может быть выполнено различными способами. Существуют следующие характерные схемы таких соединений.

4.1. ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЕ СОЕДИНЕНИЕ ЭЛЕМЕНТОВ ЦЕПИ

Последовательное соединение элементов — это самое простое соединение. При таком соединении во всех элементах цепи протекает один и тот же ток. По этой схеме могут быть соединены или все пассивные элементы цепи и тогда цепь будет одноконтурной неразветвленной (Рис. 4.1.а), или может быть соединена только часть элементов многоконтурной цепи.

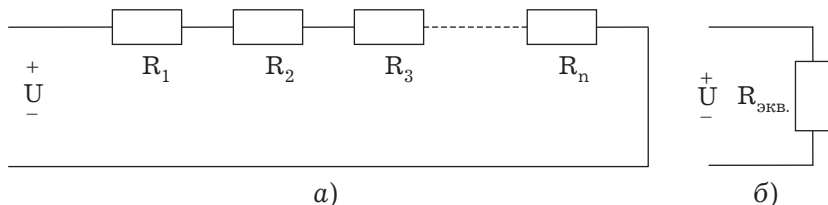


Рис. 4.1. Схема последовательного соединения линейных элементов (а) и эквивалентная схема (б)

Если последовательно соединены n элементов, в которых протекает один и тот же ток I, то напряжение на зажимах цепи будет равно сумме падений напряжения на n последовательно включенных элементах, т. е.

$$U = U_1 + U_2 + U_3 + U_3 + \dots + U_n,$$

или

$$U = R_1 I + R_2 I + R_3 I + \dots + R_n I = I (R_1 + R_2 + R_3 + \dots + R_n) = R_{эқв} I, \quad (4.1)$$

где $R_{эқв} = \sum_{k=1}^n R_k$ — эквивалентное сопротивление цепи.

Таким образом, эквивалентное сопротивление последовательно соединенных пассивных элементов равно сумме сопротивлений этих элементов. Схема электрической цепи (рис. 4.1, а) может быть представлена эквивалентной схемой (рис.4.1, б), состоящей из одного элемента с эквивалентным сопротивлением $R_{эқв}$. Для такой схемы $U = R_{эқв} I$, что совпадает с уравнением (4.1). При расчете цепи с последовательным соединением элементов при заданных напряжении источника питания и сопротивлениях элементов ток в цепи рассчитывают по закону Ома:

$$I = U / R_{эқв}.$$

Падение напряжения на k-м элементе $U = R_k I = R_k U / R_{эқв}$ зависит не только от сопротивления этого элемента R_k , но и от эквивалентного сопротивления $R_{эқв}$, т. е. от сопротивления других элементов цепи. В этом заключается существенный недостаток последовательного соединения элементов. В предельном случае, когда сопротивление какого-либо элемента цепи становится равным бесконечности {разрыв цепи}, ток во всех элементах цепи становится равным нулю.

Так как при последовательном соединении ток во всех элементах цепи один и тот же, то отношение падений напряжения на элементах равно отношению сопротивлений этих элементов:

$$U_k / U_n = R_k / R_n.$$

4.2. ПАРАЛЛЕЛЬНОЕ СОЕДИНЕНИЕ ЭЛЕМЕНТОВ ЦЕПИ

Параллельное соединение элементов — это такое соединение, при котором ко всем элементам цепи приложено одно и то же напряжение.

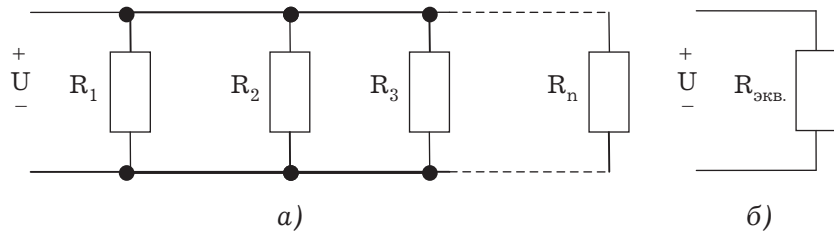


Рис. 4.2. Схема параллельного соединения линейных элементов (а) эквивалентная схема (б)

По схеме параллельного соединения могут быть соединены или все пассивные элементы цепи (рис. 4.2, а), или только часть их. Каждый параллельно включенный элемент образует отдельную ветвь. Поэтому цепь с параллельным соединением элементов, изображенная на рис. 4.2, а, хотя и является простой цепью (так как содержит только два узла), в то же время разветвленная.

В каждой параллельной ветви ток

$$I_k = U/R_k = G_k U, \quad (4.2)$$

где $G_k = 1/R_k$ — проводимость k-й ветви.

По первому закону Кирхгофа,

$$I = I_1 + I_2 + I_3 + \dots + I_n,$$

$$\begin{aligned} I &= G_1 U + G_2 U + G_3 U + \dots + G_n U = \\ &= (G_1 + G_2 + G_3 + \dots + G_n) U = G_{\text{экр}} U, \end{aligned}$$

где $G_{\text{экр}} = \sum_{k=1}^n G_k$ — эквивалентная проводимость цепи.

Таким образом, при параллельном соединении пассивных элементов их эквивалентная проводимость равна сумме проводимостей этих элементов. Эквивалентная проводимость всегда больше проводимости любой части параллельных ветвей. Эквивалентной проводимости $G_{\text{экр}}$ соответствует эквивалентное сопротивление $R_{\text{экр}} = 1/G_{\text{экр}}$.

Тогда эквивалентная схема цепи, изображенная на рис. 4.2, а, будет иметь вид, представленный на рис. 4.2, б. Ток в неразветвленной части цепи с параллельным соединением элементов может быть определен из этой схемы по закону Ома:

$$I = U/R_{\text{экр}} = G_{\text{экр}} U.$$

Следовательно, если напряжение источника питания постоянно, то при увеличении числа параллельно включенных элементов (что приводит к увеличению эквивалентной проводимости) ток в неразветвленной части цепи (ток источника питания) увеличивается.

Из формулы (4.2) видно, что ток в каждой ветви зависит только от проводимости данной ветви и не зависит от проводимостей других ветвей. Независимость режимов параллельных ветвей друг от друга — важное преимущество параллельного соединения пассивных элементов. В промышленных установках параллельное соединение электроприемников применяют в большинстве случаев. Самым наглядным примером является включение электрических осветительных ламп.

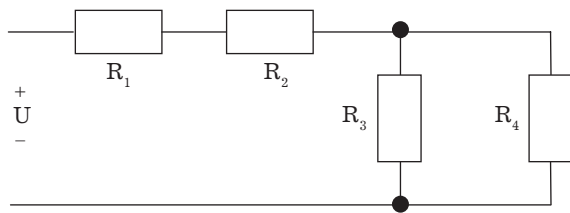
Так как при параллельном соединении ко всем элементам приложено одно и то же напряжение, а ток в каждой ветви пропорционален проводимости этой ветви, то отношение токов в параллельных ветвях равно отношению проводимостей этих ветвей или обратно пропорционально отношению их сопротивлений:

$$I_k/I_n = G_k/G_n = R_n/R_k.$$

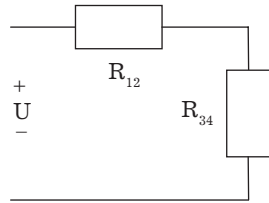
4.3. СМЕШАННОЕ СОЕДИНЕНИЕ ЭЛЕМЕНТОВ ЦЕПИ

Смешанное соединение элементов представляет собой сочетание последовательного и параллельного соединений. Такая цепь может иметь различное число узлов и ветвей. Пример смешанного соединения приведен на схеме (рис. 4.3, а).

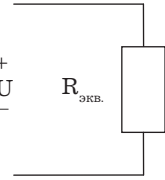
Для расчета такой цепи необходимо последовательно определять эквивалентные сопротивления для тех частей схе-



а)



б)



в)

Рис. 4.3. Схема смешанного соединения линейных элементов (а) и ее эквивалентные схемы (б, в)

$$I = U/R_{\text{экв}}.$$

Это ток источника питания и ток в элементах R_1 и R_2 реальной цепи. Для расчета токов I_3 и I_4 определяют напряжение на участке цепи сопротивлением R_{34} (рис. 4.3, б):

$$U_{34} = R_{34} I = R_{34} U/R_{\text{экв}}.$$

Тогда токи I_3 и I_4 можно найти по закону Ома:

$$I_3 = U_{34}/R_3; I_4 = U_{34}/R_4.$$

Подобным образом можно рассчитать и ряд других схем электрических цепей со смешанным соединением пассивных элементов,

Для сложных схем с большим количеством контуров и источников э. д. с. не всегда может быть проведено такое эквивалентное преобразование. Их расчет ведется с использованием других методов.

мы, которые представляют собой только последовательное или только параллельное соединение. В рассматриваемой схеме имеется последовательное соединение элементов сопротивлениями R_1 и R_2 и параллельное соединение элементов сопротивлениями R_3 и R_4 . Используя полученные ранее соотношения между параметрами элементов цепи при последовательном и параллельном их соединении, реальную схему цепи можно последовательно заменить эквивалентными схемами.

Эквивалентное сопротивление последовательно соединенных элементов $R_{12} = R_1 + R_2$. Эквивалентное сопротивление параллельно соединенных элементов R_3, R_4

$$R_{34} = 1/G_{34} = 1/(G_3 + G_4) = R_3 R_4 / (R_3 + R_4).$$

Эквивалентная схема с сопротивлениями элементов R_{12} и R_{34} изображена на рис. 4.3, б. Для этой схемы последовательного соединения R_{12} и R_{34} эквивалентное сопротивление $R_{\text{экв}} = R_{12} + R_{34}$, а соответствующая эквивалентная схема представлена на рис. 4.3, в. Найдем ток в этой цепи:

Тема: ПЕРЕМЕННЫЙ ТОК И ЕГО ХАРАКТЕРИСТИКИ

5.1. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Широкое применение в электрических цепях электро-, радио- и других установок находят периодические э. д. с., напряжения и токи. Периодические величины изменяются во времени по значению и направлению, причем эти изменения повторяются через некоторые равные промежутки времени T (рис. 5.1), называемые периодом.

На практике все источники энергии переменного тока (генераторы электростанций) создают э. д. с., изменяющуюся по синусоидальному закону (рис. 5.1, д).

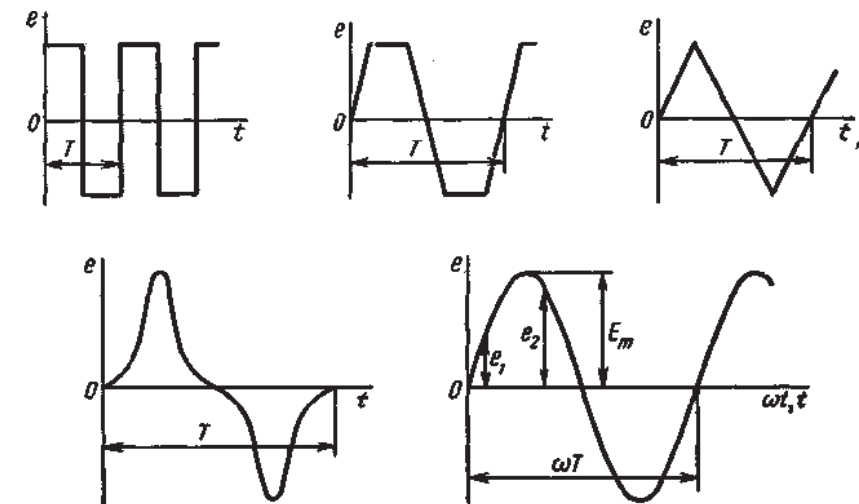


Рис. 5.1. Переменные периодические э. д. с. различной формы: а — прямоугольный; б — трапецеидальной; в — треугольной; г — произвольной; д — синусоидальной

Основное преимущество такого закона изменения э. д. с. и напряжения заключается в том, что в процессе передачи электроэнергии на большие расстояния (сотни и тысячи километров) от источника до потребителя при многократной трансформации (изменении) напряжения временная зависимость напряжения остается неизменной, т. е. синусоидальной.

Синусоидальные э. д. с., напряжения и токи начали широко применять в электротехнике во второй половине XX века. В настоящее время практически вся вырабатываемая электроэнергия является энергией синусоидального тока. Лишь некоторую долю этой электроэнергии при использовании преобразуют в энергию постоянного тока.

Любая периодическая величина имеет ряд характерных значений. Максимальное значение, или амплитуду, э. д. с., напряжения и тока обозначают соответственно E_m , U_m , I_m . Значение периодически изменяющейся величины в рассматриваемый момент времени называют мгновенным ее значением и обозначают e , u , i — э. д. с., напряжение и ток соответственно. Максимальное значение — частный случай мгновенного значения.

Величина, обратная периоду, т. е. число полных изменений периодической величины за 1 с, называется частотой:

$$f = 1/T. \tag{5.1}$$

Частоту выражают в герцах (Гц). Во всех энергосистемах России и других европейских стран в качестве стандартной промышленной частоты принята $f = 50$ Гц, в США и Японии $f = 60$ Гц. Это обеспечивает получение оптимальных частот вращения электродвигателей переменного тока и отсутствие заметного для глаза мигания осветительных ламп накаливания.

Некоторые электротехнические устройства работают при более высокой частоте. Повышенная частота (обычно 175–200, 400 Гц) позволяет снизить вес электродвигателей, применяемых для привода электроинструмента и средств автоматики. В установках сквозного нагрева металлов для горячей штамповки иковки применяют частоту от 500 до 10 000 Гц, а в уста-

новках поверхностного нагрева металлов — от 2000 до 10^6 Гц. В радиотехнических устройствах применяют частоты от 10^5 до 3×10^{10} Гц.

Находят применение также синусоидальные токи пониженной частоты. Частоту $f = 5 \div 10$ Гц применяют в металлургической промышленности.

Электрические цепи, в которых действуют синусоидальные э. д. с. и токи, называются электрическими цепями синусоидального тока. К ним относятся понятия схемы цепи, контура, ветви и узла, которые были даны ранее для цепей постоянного тока.

5.2. ПОЛУЧЕНИЕ СИНУСОИДАЛЬНОЙ Э. Д. С., ИСТОЧНИКИ Э. Д. С.

Рассмотрим вращение с угловой скоростью ω прямоугольного витка проводника, помещенного в однородное магнитное поле с потоком Φ (рис. 5.2). Перпендикулярную направлению магнитного потока линию обозначим $N - n$ (рис. 5.2, б).

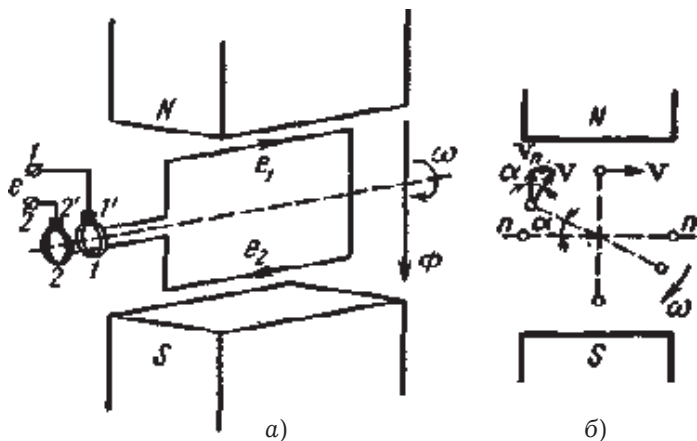


Рис. 5.2. Определение направления (а) и значения (б) синусоидальной э. д. с.

Проводник движется с постоянной линейной скоростью v . Когда он пересекает линии магнитного потока, в нем индуцируется э. д. с.

$$e_{\text{пр}} = Blv_n, \quad (5.2)$$

где B — магнитная индукция;

l — активная длина проводника, т. е. та его часть, которая пересекает магнитный поток;

v_n — составляющая линейной скорости, нормальная к магнитному потоку.

При повороте витка на угол $a = \omega t$ по отношению к первоначальному положению, совпадающему с линией $n - n$,

$$v_n = v \sin a = v \sin \omega t.$$

Тогда на основании (5.2) получается, что $e_{\text{пр}} = Blv \sin \omega t$ изменяется по синусоидальному закону во времени. Коэффициент

$$Blv = E_{\text{прm}}$$

представляет собой постоянную величину и является амплитудой, э. д. с.

Направление э. д. с. в проводниках определяется по правилу правой руки и указано на рис. 5.2, а (e_1 и e_2). Так как два проводника, образующих виток, соединены между собой последовательно и э. д. с. в них складываются, то,

$$e = e_1 + e_2 = E_m \sin \omega t \quad (5.3)$$

и также изменяется во времени по синусоидальному закону.

В простейшем генераторе концы витка присоединяют к вращающимся вместе с ним кольцам 1 и 2, по которым скользят неподвижные щетки 1' и 2' (рис. 5.2, а). От щеток отходят проводники к зажимам щитка генератора. Время одного оборота витка соответствует периоду T , а угол поворота равен ωT .

При числе пар полюсов $p = 1$ угловая частота ω изменения синусоидальной э. д. с. равна угловой скорости вращения витка. При большем числе пар полюсов за один оборот витка синусоидальная э. д. с. сделает большее число полных изменений, т. е. период T будет меньше времени, необходимого для одного оборота витка.

На рис. 5.3 показаны две пары полюсов ($p = 2$). В этом случае угловая частота в два раза больше угловой скорости.

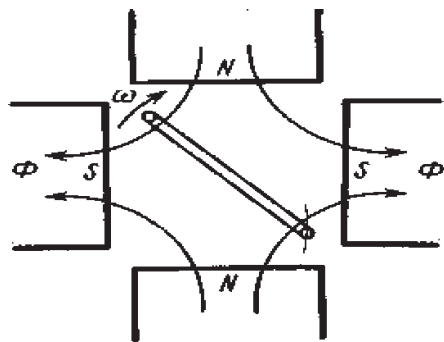


Рис. 5.3. Схема простейшего генератора синусоидальной э. д. с. с двумя парами полюсов

В общем случае

$$\omega = 2\pi p n / 60,$$

где $2\pi n / 60$ — угловая скорость вращения; n — угловая частота вращения, об/мин.

На основании равенства $\omega T = 2\pi$ с учетом формулы (5.1) можно получить соотношение между угловой скоростью ω и частотой f :

$$\omega = 2\pi / T = 2\pi f, \quad (5.4)$$

причем $f = p n / 60$.

У современных генераторов синусоидального тока обмотка состоит из большого числа последовательно соединенных витков. В каждом из них индуцируются синусоидальные э. д. с., которые, складываясь, образуют также синусоидальную э. д. с., определяемую выражением (5.3). Обычно обмотка расположена на неподвижной части генератора — статоре, а вращающиеся магнитные полюсы вместе с обмоткой возбуждения, питаемой от источника постоянного тока, являются ротором (рис. 5.4).

Постоянный по отношению к ротору магнитный поток вращается вместе с ним. Магнитная индукция в воздушном зазоре между статором и ротором неодинакова; она максимальна по оси полюсов, а к их краям уменьшается по закону косинуса $B = B_m \cos \alpha = B_m \cos \omega t$. По этому же закону изменяются магнитный поток в зазоре $\Phi = \Phi_m \cos \alpha = \Phi_m \cos \omega t$ и потокосцепление с любым витком, расположенным на статоре.

Индукцируемая в витке э. д. с.

$$e = -d\Phi / dt = \omega \Phi_m \sin \omega t = E_m \sin \omega t,$$

где $E_m = \omega \Phi_m$.

Таким образом, э. д. с. генератора также синусоидальна.

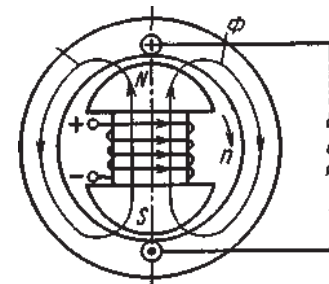


Рис. 5.4. Схема простейшего генератора синусоидальной э. д. с. с вращающимися полюсами

5.3. ДЕЙСТВУЮЩИЕ И СРЕДНИЕ ЗНАЧЕНИЯ СИНУСОИДАЛЬНЫХ Э. Д. С., НАПРЯЖЕНИЯ И ТОКА

Как постоянный, так и синусоидальный токи используются для совершения какой-либо работы, в процессе которой электроэнергия преобразуется в другие виды энергии (тепловую, механическую и т. д.). Для количественной оценки синусоидального тока (э. д. с. и напряжения), который в течение времени непрерывно периодически изменяется, используют значение постоянного тока, эквивалентное значению синусоидального тока по совершаемой работе. Такое значение будет действующим для синусоидального тока.

Исходя из этого условия, действующим значением синусоидального тока называется такое значение постоянного тока, при прохождении которого в одном и том же резисторе сопротивлением R за время одного периода T выделяется

столько же теплоты, сколько и при прохождении синусоидального тока.

При синусоидальном токе $i = I_m \sin \omega t$ количество теплоты $Q_{\text{пер}}$ выделяемое в резисторе R за время T ,

$$Q_{\text{пер}} = \int_0^T i^2 R dt,$$

а при постоянном токе

$$Q_{\text{пост}} = R I^2 T.$$

Согласно определению, $Q_{\text{пост}} = Q_{\text{пер}}$, тогда

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt}. \quad (5.5)$$

Таким образом, действующее значение синусоидального тока является его среднеквадратичным значением.

Чтобы найти соотношение между максимальным и действующим значениями синусоидального тока, надо вычислить интеграл в формуле (5.5):

$$\int_0^T i^2 dt = I_m^2 \int_0^T \sin^2 \omega t dt = I_m^2 \int_0^T dt / 2 - I_m^2 \int_0^T 1/2 \cos 2\omega t dt.$$

Так как $\int_0^T \cos 2\omega t dt = 0$, получаем

$$\int_0^T i^2 dt = I_m^2 / 2 \int_0^T dt = I_m^2 T / 2.$$

Подставляя это выражение в формулу (5.5), получим

$$I = I_m \sqrt{2} = 0,707 I_m. \quad (5.6)$$

Аналогично, действующие значения э. д. с. и напряжений равны соответственно

$$E = E_m \sqrt{2} = 0,707 E_m, \quad (5.7)$$

$$U = U_m \sqrt{2} = 0,707 U_m. \quad (5.8)$$

Действующие значения синусоидальных, величин в $\sqrt{2}$ раз меньше их амплитудных значений. Для периодических величин, изменяющихся по другому закону, это соотношение будет другим. Действующие значения синусоидального тока, э. д. с. и напряжения обозначают прописной буквой без индексов, как постоянные ток, э. д. с. и напряжение.

В большинстве электроизмерительных приборов, измеряющих ток и напряжение, используется принцип теплового, или электродинамического, эффекта. Поэтому они всегда показывают действующее значение, зная которое можно вычислить амплитуду по формулам (5.6)–(5.8). Так, например, если вольтметр показывает 220 В напряжения синусоидального тока, то амплитуда этого напряжения равна $\sqrt{2} \times 220 = 311$ В.

5.4. ЗАКОНЫ КИРХГОФА ДЛЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЦЕПИ СИНУСОИДАЛЬНОГО ТОКА

Для цепей синусоидального тока также справедливы законы Кирхгофа, сформулированные ранее для цепей постоянного тока. Но так как синусоидальные величины (э. д. с., напряжение, ток) характеризуются мгновенными, максимальными и действующими значениями, то для каждого из них существуют свои формулировки законов Кирхгофа.

Для мгновенных значений законы Кирхгофа справедливы в алгебраической форме.

Первый закон состоит в том, что алгебраическая сумма мгновенных значений токов в узле равна нулю:

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

По второму закону алгебраическая сумма э. д. с. в контуре равна алгебраической сумме падений напряжений в этом контуре:

$$\sum_{k=1}^n e_k = \sum_{k=1}^n u_k.$$

Тема: ПРОСТЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ОДНОФАЗНЫЕ ЦЕПИ СИНУСОИДАЛЬНОГО ТОКА

6.1. ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ ЦЕПЬ С АКТИВНЫМ СОПРОТИВЛЕНИЕМ

Электрический ток проводимости в металлах представляет собой направленное движение свободных электронов, скорость и направление которого определяются значением и полярностью приложенного к проводнику напряжения. При движении электроны сталкиваются с атомами проводящего вещества, и кинетическая энергия электронов, запасенная ими при ускорении, превращается в тепловую энергию, затрачиваемую на нагрев проводника и рассеиваемую в окружающую среду. Это необратимый активный процесс преобразования электрической энергии, который количественно определяется сопротивлением \mathbf{R} . Потому его называют активным сопротивлением.

Активным сопротивлением обладают практически все материалы, проводящие электрический ток (металлы, уголь, электролиты). Таким образом, все провода, обмотки, реостаты и другие элементы цепи обладают активным сопротивлением. Элементы электрической цепи, обладающие только активным сопротивлением R , называют резисторами.

При рассмотрении электрических цепей постоянного тока сопротивление R называли просто сопротивлением. В теории цепей синусоидального тока его называют активным сопротивлением. С одной стороны, это вызвано тем, что необходимо привести название этого сопротивления в соответствие с названиями других по характеру сопротивлений (индуктивное, емкостное, реактивное, полное), характеризующих цепь синусоидального тока, с другой — тем, что один и тот же проводник оказывает большее сопротивление движению электронов при синусоидальном токе, чем при постоянном (это будет показано далее), т. е. активное сопротивление больше сопротивления постоянному току.

Для максимальных и действующих значений законы Кирхгофа справедливы только в векторной или комплексной форме.

Согласно первому закону, сумма комплексных токов в узле равна нулю:

$$\sum_{k=1}^n \dot{I}_k = 0. \quad (5.9)$$

По второму закону сумма комплексных э. д. с. в контуре равна сумме комплексных падений напряжения в этом контуре:

$$\sum_{k=1}^n \dot{E}_k = \sum_{k=1}^n \dot{U}_k. \quad (5.10)$$

Второй закон Кирхгофа может быть сформулирован иначе: сумма мгновенных или комплексных значений падений напряжений на всех элементах контура, включая источники э. д. с., равна нулю:

$$\sum_{k=1}^n u_k = 0 \text{ или } \sum_{k=1}^n \dot{U}_k = 0. \quad (5.11)$$

При составлении уравнений законов Кирхгофа в цепях синусоидального тока необходимо указать условное положительное направление э. д. с., задать условное положительное направление токов в ветвях и положительное направление падений напряжений на участках цепи, совпадающее с положительным направлением тока. Знак слагаемых в уравнениях определяется так же, как в цепях постоянного тока. Это относится как к мгновенным значениям синусоидальных величин, так и к комплексным.

Пусть к зажимам цепи с активным сопротивлением R (рис. 6.1, а) приложено напряжение источника питания $u = U_m \sin \omega t$.

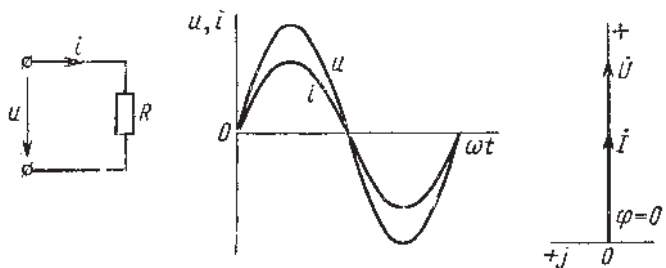


Рис. 6.1. Электрическая цепь с активным сопротивлением R :
а — схема; б — изменение мгновенных значений тока и напряжения; в — векторная диаграмма

Для простоты принимается, что начальная фаза напряжения равна нулю, так как для установившегося режима начальная фаза не имеет никакого значения.

В соответствии со вторым законом Кирхгофа для мгновенных значений напряжения имеем $u = R i$. Решая это уравнение относительно тока i и заменяя u на $U_m \sin \omega t$, получаем

$$i = (U_m/R) \sin \omega t = I_m \sin \omega t, \quad (6.1)$$

причем амплитуда тока в цепи

$$I_m = U_m/R. \quad (6.2)$$

Из уравнения (6.1) видно, что ток в элементе с активным сопротивлением совпадает по фазе с напряжением на этом элементе (рис. 6.1, б).

Так как действующие значения напряжения и тока в $\sqrt{2}$ раз меньше их максимальных значений, то аналогично (6.2) можно записать $I = U/R$, т. е. действующие значения синусоидальных напряжений и тока связаны между собой законом Ома так же, как постоянные напряжение и ток.

На векторной диаграмме (рис. 6.1, в) комплексные значения напряжения U и тока I в цепи представлены векторами на ком-

плексной плоскости. Начала векторов совмещены с началом координат, длины векторов в соответствующем масштабе равны действующим значениям напряжения и тока. Вещественная ось направлена вертикально, а мнимая — горизонтально. Начальный вектор совмещаем с положительным направлением вещественной оси. Для цепи с активным сопротивлением векторы напряжения и тока совпадают по направлению.

6.2. ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ ЦЕПЬ С ИНДУКТИВНОСТЬЮ

Индуктивностью L теоретически обладают все проводники с током. Но в некоторых случаях эта индуктивность так мала, что ею вполне можно пренебречь. Значительна индуктивность у обмоток или катушек, состоящих из большого числа витков провода. Индуктивность возрастает, если созданный током обмотки магнитный поток замыкается по пути с малым магнитным сопротивлением (например, по стальному сердечнику), вследствие чего магнитный поток увеличивается.

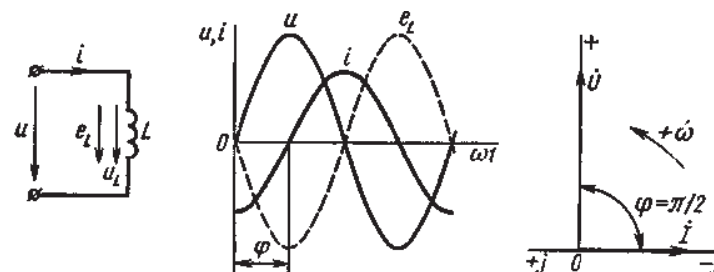


Рис. 6.2. Электрическая цепь с индуктивностью L :
а — схема; б — изменение э. д. с. самоиндукции, напряжения и тока; в — векторная диаграмма

Рассмотрим идеальную катушку постоянной индуктивностью L , т. е. такую катушку, активное сопротивление которой равно нулю.

Пусть к цепи индуктивностью L (рис. 6.2, а) приложено синусоидальное напряжение $u = U_m \sin \omega t$. Под действием это-

по напряжения в цепи индуктивной катушки возникает ток i . Этот ток создает магнитный поток Φ , который согласно закону электромагнитной индукции индуцирует в катушке э. д. с. самоиндукции

$$e_L = -w \frac{d\Phi}{dt} = -L \frac{di}{dt}, \quad (6.3)$$

где w — число витков катушки.

Знак минус согласно принципу электромагнитной инерции, сформулированному Ленцем, указывает на то, что э. д. с. самоиндукции e_L всегда имеет такое направление, при котором она препятствует изменению магнитного потока или тока в цепи.

На рис. 6.2, а показаны условные положительные направления тока i в цепи и падения напряжения u_L на элементе индуктивностью L . Условное положительное направление э. д. с. e_L выбирают из условия, что ее действительное направление в любой момент времени противоположно направлению u_L ($u_L = -e_L$).

По второму закону Кирхгофа имеем $u - u_L = 0$, а с учетом того, что $u_L = -e_L$, получается

$$u + e_L = 0. \quad (6.4)$$

Чтобы получить это уравнение, условное положительное направление e_L следует всегда принимать совпадающим с положительным направлением тока.

Так как $u = U_m \sin \omega t$, а e_L определяется из формулы (6.3), уравнение (6.4) принимает вид

$$U_m \sin \omega t - L \frac{di}{dt} = 0 \text{ или } \frac{di}{dt} = \frac{U_m}{L} \sin \omega t.$$

Решая это уравнение, получим выражение для тока в цепи, учитывая, что постоянная интегрирования равна нулю, так как при $t = 0$, т. е. до включения цепи, ток в цепи не протекал.

$$i = \frac{U_m}{L} \int \sin \omega t dt = -\frac{U_m}{\omega L} \cos \omega t = \frac{U_m}{\omega L} \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right).$$

Так как амплитуда тока

$$I_m = U_m / (\omega L), \quad (6.5)$$

то окончательное выражение для тока имеет вид

$$i = I_m \sin (\omega t - \pi/2). \quad (6.6)$$

Видно, что в цепи с индуктивностью ток также изменяется по синусоидальному закону и отстает по фазе от напряжения на угол $\pi/2$ (рис.6.2, б).

В формуле (6.5) знаменатель ωL в правой части имеет размерность сопротивления. Это индуктивное сопротивление

$$X_L = \omega L = 2\pi f L. \quad (6.7)$$

Индуктивное сопротивление прямо пропорционально частоте и индуктивности.

С учетом формулы (6.7) получаем

$$I_m = U_m / X_L.$$

Для действующих значений напряжения и тока

$$I = U / X_L. \quad (6.8)$$

Так как согласно (6.4) э. д. с. самоиндукции численно равна напряжению на элементе с индуктивностью, то, используя формулу (6.8), имеем

$$X_L I = U = E_L. \quad (6.9)$$

Можно показать, что комплексный ток

$$\dot{I} = I e^{-j\pi/2} = -jI.$$

Видно, что индуктивное сопротивление является коэффициентом пропорциональности между током и э. д. с. самоиндукции.

На векторной диаграмме (рис. 6.2, в) вектор напряжения, имеющий начальную фазу, равную нулю, отложен по вещественной оси, а вектор тока, имеющий начальную фазу $\psi_1 = -\pi/2$, — в отрицательном направлении мнимой оси. Угол сдвига фаз между напряжением и током в цепи с индуктивностью $\varphi = \pi/2$.

6.3. ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ ЦЕПЬ С ЕМКОСТЬЮ

Элементом электрической цепи, обладающим значительной емкостью, является конденсатор. Конструктивно конденсатор представляет собой две пластины с большой поверхностью, выполненные из проводящего материала и разделенные диэлектриком. Емкость C конденсатора определяет тот электрический заряд, который накапливается на пластинах при разности потенциалов между ними в 1 В.

Хотя пластины конденсатора и разделены диэлектриком, при переменном напряжении ток в цепи с конденсатором существует. Это связано с тем, что синусоидальное напряжение непрерывно меняется по значению и направлению, а следовательно, и заряд на пластинах конденсатора непрерывно меняется. Это изменение заряда и связанное с ним движение электронов и есть электрический ток в цепи.

Емкостью обладают любые два проводника, расположенные недалеко друг от друга. Но при малой поверхности их емкость невелика и ею обычно пренебрегают.

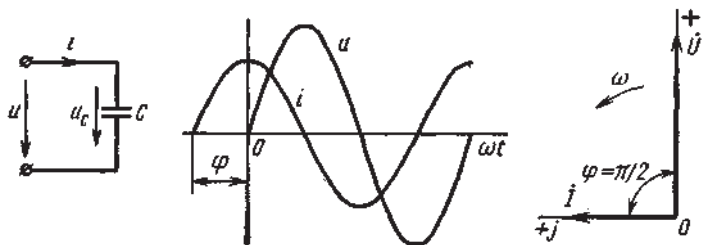


Рис. 6.3. Электрическая цепь с емкостью C :
 а — схема; б — изменение напряжения и тока;
 в — векторная диаграмма

Рассмотрим электрическую цепь, состоящую из источника питания и конденсатора емкостью C (рис. 6.3, а). Будем считать, что конденсатор имеет идеальный диэлектрик, т. е. его активное сопротивление равно нулю. К цепи с конденсатором подведено синусоидальное напряжение $u = u_m \sin \omega t$, под действием кото-

рого в цепи возникает ток i и на каждой пластине конденсатора скапливается заряд $Q = Cu_c$, где u_c — падение напряжения на конденсаторе.

По второму закону Кирхгофа для данной цепи имеем $u = u_c$. Тогда заряд на конденсаторе

$$Q = Cu = CU_m \sin \omega t.$$

Ток в цепи, представляющий собой изменение заряда во времени,

$$i = \frac{d}{dt} Q = \omega CU_m \cos \omega t = \omega CU_m \sin(\omega t + \pi/2),$$

или

$$I = I_m \sin(\omega t + \pi/2), \quad (6.10)$$

где амплитуда тока

$$I_m = \omega CU_m = \frac{U_m}{1/(\omega C)}. \quad (6.11)$$

Из формулы (6.10) видно, что ток в цепи с емкостью является синусоидальным и опережает напряжение по фазе на угол $\pi/2$ (рис. 6.3, б).

Рассмотрим процесс протекания тока в цепи с емкостью подробнее. Под действием приложенного к конденсатору напряжения происходит поляризация диэлектрика, т. е. смещение заряженных частиц, входящих в состав молекул его вещества, в противоположных направлениях. Электрически нейтральные при отсутствии внешнего электрического поля молекулы диэлектрика превращаются в электрические диполи, т. е. системы двух противоположных по знаку точечных зарядов. В процессе поляризации в диэлектрике происходит движение элементарных частиц в пределах молекулы, образующее ток поляризации или ток смещения.

На рис. 6.4, б, в показаны действительные мгновенные значения потенциалов точек a и d . В первую четверть периода ($0 < t < T/4$) потенциал точки a (рис. 6.4, б) положительный и увеличивается от 0 до $+U_m$. Поляризация диэлектрика

и ток в цепи пропорциональны скорости изменения потенциала точки a .

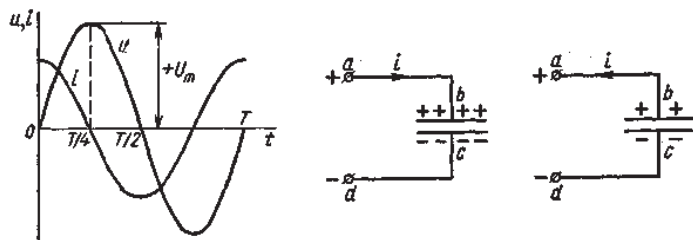


Рис. 6.4. Определение фазы тока в цепи с емкостью:

a — изменение напряжения и тока; b — направление тока в первую четверть периода; c — направление тока во вторую четверть периода.

Ток в цепи направлен от точки a , имеющей в данный промежуток времени больший потенциал, и совпадает по направлению с напряжением. В момент времени $t = T/4$ потенциал точки a достигает значения $+U_m$ и в течение $\Delta t \rightarrow 0$ не изменяется, вследствие чего ток $i = 0$ (рис. 6.4, a).

Во вторую четверть периода ($T/4 < t < T/2$) потенциал точки a остается положительным, но уменьшается от $+U_m$ до нуля. Пластина b конденсатора, заряженная до потенциала $+U_m$, оказывается в таких условиях, когда ее потенциал больше потенциала точки a . Направление тока изменяется на противоположное (рис. 6.4, c), т. е. ток становится отрицательным. Наибольшая разность потенциалов имеет место при $T = T/2$. В этот момент времени ток достигает отрицательного максимума. Дальше процесс повторяется.

Величина $1/(\omega C)$ в знаменателе правой части (6.11) имеет размерность сопротивления, обозначается X_c и называется емкостным сопротивлением:

$$X_c = 1/(\omega C) = 1/(2\pi fC).$$

Емкостное сопротивление обратно пропорционально частоте и емкости конденсатора.

Таким образом, $I_m = U_m/X_c$.

Поделив обе части этого уравнения на FFF, получим выражение закона Ома для действующих значений тока и напряжения:

$$I = U/X_c.$$

Комплексный ток на основании (6.10)

$$I_m = \omega C U_m = \frac{U_m}{1/(\omega C)}. \quad (6.12)$$

С учетом выражения (6.12) можно найти соотношение между комплексным напряжением и током в цепи с емкостью.

Рассмотренные выше простые цепи синусоидального тока в зависимости от включенных в цепь электрических элементов по-разному реагируют на приложенное синусоидальное напряжение. В дальнейшем будут рассмотрены более сложные электрические схемы, анализ которых основан на математическом аппарате простых цепей.

Тема: СЛОЖНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ОДНОФАЗНЫЕ ЦЕПИ СИНУСОИДАЛЬНОГО ТОКА

7.1. ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ ЦЕПЬ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫМ СОЕДИНЕНИЕМ ЭЛЕМЕНТОВ R, L И C

На рис. 7.1, а, изображена электрическая цепь последовательно соединенных катушки индуктивности активным сопротивлением R и индуктивностью L и конденсатора емкостью C. Активное сопротивление может также соответствовать сопротивлению какого-либо резистора. R, L и C — это параметры электрической цепи, причем активное сопротивление R характеризует активный (необратимый) процесс преобразования электрической энергии в другие виды энергии, а индуктивность L и емкость C — обратимый процесс преобразования энергии электромагнитного поля.

Под действием напряжения $u = U_m \sin \omega t$ источника питания в цепи возникает ток i . Ток создает падения напряжения на элементах цепи: $u_R = Ri$ — на элементе с активным сопротивлением; $u_L = -e_L = L di/dt$ — на элементе с индуктивностью; $u_C = Q/C = \frac{1}{C} \int i dt$ — на элементе с емкостью.

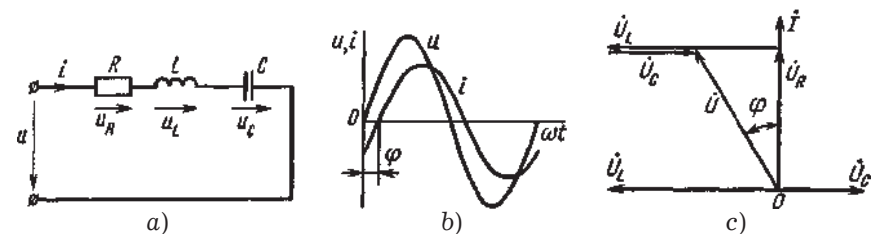


Рис. 7.1. Электрическая цепь при последовательном соединении элементов с R, L и C:

а — схема; б — изменение напряжения и тока;
в — векторная диаграмма напряжений и тока

По второму закону Кирхгофа для данной цепи можно записать:

$$u = u_R + u_L + u_C \text{ или } Ri + L di/dt + \frac{1}{C} \int i dt = U_m \sin \omega t. \quad (7.1)$$

В результате решения уравнения (7.1) находится $i(t)$.

Полным решением линейного дифференциального уравнения (7.1) с постоянными коэффициентами является сумма частного решения этого уравнения и общего решения однородного дифференциального уравнения

$$Ri + L di/dt + \frac{1}{C} \int i dt = 0. \quad (7.2)$$

Уравнение (7.2) записано по второму закону Кирхгофа для цепи с последовательным соединением элементов R, L и C, когда напряжение источника питания равно нулю, т. е. когда электрическая цепь замкнута накоротко и электрическая энергия извне в цепь не поступает. В этих условиях ток в цепи может существовать только за счет запасов энергии в магнитном поле катушки или в электрическом поле конденсатора. При протекании тока через элемент сопротивлением R происходит преобразование электроэнергии в тепловую и рассеяние ее в окружающую среду. Поэтому через некоторое время запасы электроэнергии будут израсходованы. Иными словами, ток, найденный в результате решения уравнения (7.2), через некоторое время будет равен нулю.

Время, в течение которого существует этот ток, является временем переходного процесса в цепи и обычно исчисляется долями секунды.

7.2. РЕШЕНИЕ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОГО УРАВНЕНИЯ ЦЕПИ

Так как на данном этапе интерес представляет только установившийся, стабильный режим цепи, существующий сколь угодно долго, то общего решения уравнения (7.1) искать нет необходимости.

Отыскивается частное решение уравнения (7.1), т. е. ток установившегося режима. Так как правая часть этого уравнения — синусоидальная функция, то и частное решение следует искать в виде синусоидальной функции

$$i = I_m \sin(\omega t - \varphi). \quad (7.3)$$

Функция $i(t)$ полностью определена, если известны амплитуда тока I_m и угол сдвига фаз φ между напряжением и током. Найдем эти величины.

Как было показано ранее, напряжение $u = U_m \sin \omega t$ изображается комплексным числом

$$U_m e^{j(\omega t + \psi_u)} = \dot{U}_m e^{j\omega t},$$

ток $i = I_m \sin(\omega t - \varphi)$ — комплексным числом — $I_m e^{j(\omega t + \psi_i)} = \dot{I}_m e^{j\omega t}$, производная di/dt — комплексным числом — $j\omega I_m e^{j\omega t}$; интеграл $\int idt$ — комплексным числом $I_m e^{j\omega t}/(j\omega)$.

Перейдем от дифференциального уравнения (7.1) к алгебраическому уравнению в комплексной форме

$$R\dot{I}_m e^{j\omega t} + j\omega L\dot{I}_m e^{j\omega t} + \dot{I}_m e^{j\omega t}/(j\omega C) = \dot{U}_m e^{j\omega t}.$$

После преобразований получится

$$[R + j\omega L - j/(\omega C)]\dot{I}_m = \dot{U}_m. \quad (7.4)$$

Разделив обе части уравнения (7.4) на FFF, получим аналогичное линейное алгебраическое уравнение для комплексных действующих значений:

$$[R + j\omega L - j/(\omega C)]\dot{I} = \dot{U}. \quad (7.5)$$

Коэффициент

$$R + j[\omega L - 1/(\omega C)] = R + j(X_L - X_C) = R + jX = \dot{Z} \quad (7.6)$$

является полным сопротивлением цепи в комплексной форме. Вещественная составляющая R полного сопротивления равна активному сопротивлению цепи, а мнимая составляющая X называется ее реактивным сопротивлением. Реактивное со-

противление цепи равно разности индуктивного и емкостного сопротивлений:

$$X = X_L - X_C.$$

С учетом (7.6) уравнения (7.4) и (7.5) принимают вид

$$\dot{Z}\dot{I}_m = \dot{U}_m, \quad \dot{Z}\dot{I} = \dot{U},$$

откуда комплексное полное сопротивление

$$\dot{Z} = U_m / (I_m e^{j\varphi}) = Z e^{j\varphi}, \quad (7.7)$$

где модуль полного сопротивления

$$Z = U_m / I_m = U / I. \quad (7.8)$$

Таким образом, из (7.8) и (7.7) следует, что модуль полного сопротивления цепи равен отношению модулей действующих значений напряжения и тока, а аргумент комплексного сопротивления — сдвигу фаз φ между векторами напряжения и тока.

Модуль полного сопротивления цепи на основании (7.6)

$$Z = \sqrt{R^2 + X^2} = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}, \quad (7.9)$$

т. е. полное сопротивление цепи равно корню квадратному из суммы квадратов активного и реактивного сопротивлений.

Из формулы (7.8) можно найти амплитуду тока, определяющую функцию $i(t)$ в уравнении (7.3):

$$\dot{I}_m = \dot{U}_m / \dot{Z}.$$

Если воспользоваться равенством

$$\dot{Z} = Z e^{j\varphi} = R + jX,$$

можно определить угол сдвига фаз в выражении (7.3);

$$\varphi = \arctg \frac{X}{R} = \arctg \frac{X_L - X_C}{R} = \arctg \frac{\omega L - 1/\omega C}{R}. \quad (7.10)$$

Таким образом, значение угла φ зависит от соотношения между реактивным X и активным R сопротивлениями. Чем

больше реактивное сопротивление, тем больше угол φ . Знак угла φ зависит от соотношения между индуктивным и емкостным сопротивлениями. Если $X_L > X_C$, то угол φ положительный и ток можно определять по формуле (7.3), откуда видно, что ток отстает по фазе от напряжения на угол φ . На рис. 7.1, б показано, как изменяются напряжение и ток в цепи, представленной на рис. 7.1, а, при условии $X_L > X_C$.

Если $X_L < X_C$, то угол φ отрицательный и ток $I = i_m \sin(\omega t + \varphi)$, т. е. опережает по фазе напряжение на угол φ .

7.3. ПОСТРОЕНИЕ ВЕКТОРНОЙ ДИАГРАММЫ НАПРЯЖЕНИЙ И ТОКА

При построении векторной диаграммы (рис. 7.2, 7.3) в качестве начального удобно выбрать вектор тока, так как при последовательном соединении ток во всех элементах один и тот же. Как было условлено, начальный вектор совмещаем с положительным направлением вещественной оси (здесь и далее оси обозначать не будем).

Падения напряжения в комплексной форме на участке цепи с активным, индуктивным и емкостным сопротивлениями соответственно равны

$$\dot{U}_R = R\dot{I}; \quad \dot{U}_L = jX_L\dot{I}; \quad \dot{U}_C = -jX_C\dot{I}.$$

Вектор \dot{U}_R на участке с активным сопротивлением совпадает по фазе с вектором \dot{I} , и на векторной диаграмме его проводим в направлении вектора тока. Падение напряжения на участке с индуктивностью (рис. 7.2) \dot{U}_L опережает ток по фазе на угол $\pi/2$, причем поворачивать вектор надо против направления вращения часовой стрелки по отношению в вектору \dot{I} . Падение напряжения \dot{U}_C на участке с емкостью (рис. 7.3) отстает от тока на угол $\pi/2$, причем \dot{U}_C следует повернуть на угол 90° по направлению вращения часовой стрелки по отношению к вектору \dot{I} .

Для электрических цепей с последовательным соединением элементов с R и L формулы анализа имеют вид:

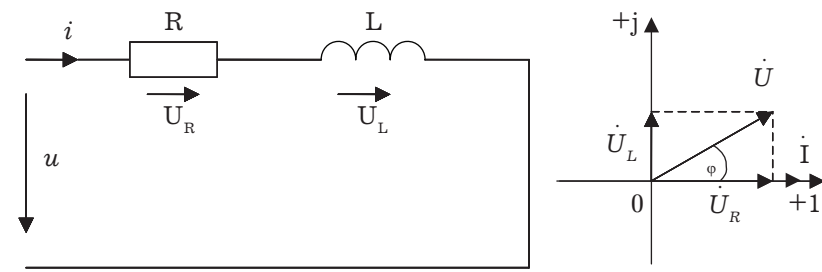


Рис. 7.2. Цепь с последовательным соединением R и L

$$X_C = 0; \quad X = X_L; \quad Z = \sqrt{R^2 + X_L^2};$$

$$\dot{I} = \dot{U} / \dot{Z}; \quad \varphi = \operatorname{arctg} \frac{X_L}{R}.$$

На рис. 7.2 представлена векторная диаграмма, соответствующая этому случаю. Ток в цепи отстает по фазе от напряжения на угол φ .

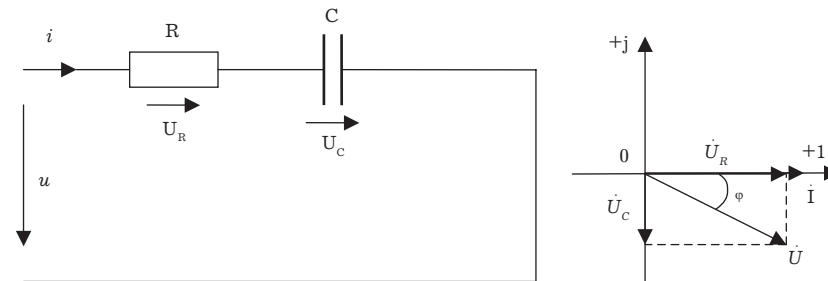


Рис. 7.3. Цепь с последовательным соединением R и C

Аналогично для электрических цепей с последовательным соединением элементов с R и C формулы анализа имеют вид:

$$X_L = 0; \quad X = X_C; \quad Z = \sqrt{R^2 + X_C^2};$$

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{X_C}{R}.$$

Тема: МОЩНОСТЬ ЦЕПИ СИНУСОИДАЛЬНОГО ТОКА

На рис. 7.3 представлена векторная диаграмма, соответствующая этому случаю. Ток в цепи опережает по фазе напряжение на угол φ .

Оценив схемы (рис. 7.2, 7.3), можно провести анализ цепи с последовательным соединением R, L и C (рис. 7.4).

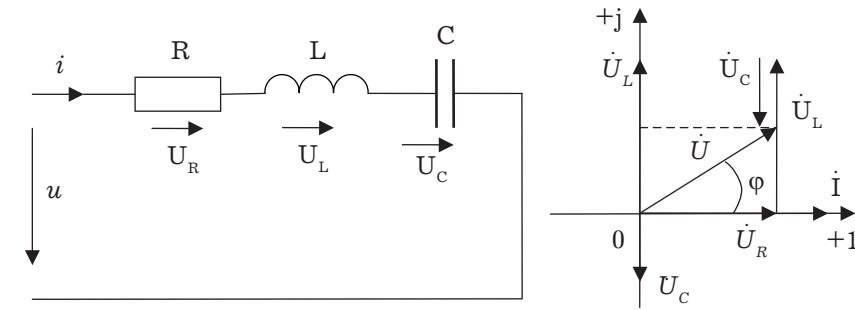


Рис. 7.4. Цепь с последовательным соединением R, L и C

По второму закону Кирхгофа (см. рис. 7.4) можно написать уравнение

$$\dot{U} = \dot{U}_R + \dot{U}_L + \dot{U}_C.$$

Для нахождения вектора \dot{U} полного напряжения цепи к концу вектора \dot{U}_R пристраиваем вектор \dot{U}_L путем параллельного переноса, а к концу вектора \dot{U}_L пристраиваем вектор \dot{U}_C . Вектор полного напряжения \dot{U} соединяет начало координат с концом вектора \dot{U}_C (последнего слагаемого вектора).

Поскольку векторная диаграмма построена для случая, когда $X_L > X_C$ (следовательно, и $U_L > U_C$), ток в цепи отстает по фазе на угол φ от полного напряжения, комплексное значение которого

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

Таким образом, на лекции рассмотрены вопросы анализа и расчета сложной цепи переменного тока, расчет параметров цепи и построение векторных диаграмм.

8.1. МОЩНОСТЬ В ОДНОФАЗНЫХ ЦЕПЯХ СИНУСОИДАЛЬНОГО ТОКА

Мгновенное значение мощности цепи синусоидального тока равно произведению мгновенных значений напряжения и тока:

$$p = ui.$$

Если к цепи приложено напряжение $u = U_m \sin \omega t$, то в общем случае ток в цепи $i = I_m \sin(\omega t - \varphi)$ (рис. 8.1).

Следовательно,

$$p = U_m I_m \sin \omega t \sin(\omega t - \varphi) = 2UI (\sin^2 \omega t \cos \varphi - \sin \omega t \cos \omega t \sin \varphi).$$

После преобразований получим

$$p = UI [\cos \varphi - \cos(2\omega t - \varphi)]. \tag{8.1}$$

Таким образом, мгновенное значение мощности имеет две составляющие: постоянную $UI \cos \varphi$, не изменяющуюся во времени, и переменную $UI \cos(2\omega t - \varphi)$, изменяющуюся периодически с частотой 2ω .

Вследствие этого мгновенное значение мощности также изменяется с двойной частотой (рис. 8.1). При этом мощность положительна, если напряжение и ток совпадают по направлению, и отрицательна, если напряжение и ток имеют разные знаки. Когда мощность положительна, тогда электрическая энергия передается от источника к приемнику, и наоборот.

Для количественной оценки электроэнергетических процессов удобнее использовать среднее значение мощности P_{cp} , которое можно найти, вычислив работу, совершаемую за один период:

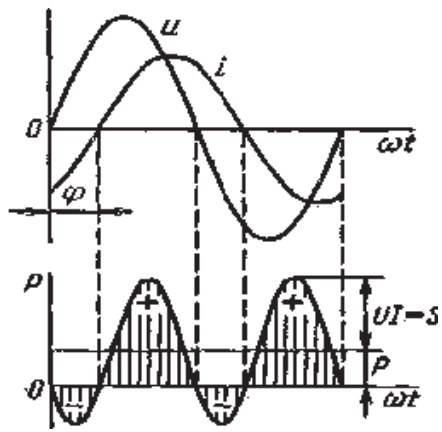


Рис. 8.1. Изменение напряжения, тока и мощности в цепи при последовательном соединении элементов с активным и реактивным сопротивлениями

$$\int_0^T p dt = P_{\text{ср}} T,$$

откуда

$$P_{\text{ср}} = \frac{1}{T} \int_0^T p dt.$$

Подставив вместо p выражение (8.1), получим

$$P_{\text{ср}} = \frac{UI}{T} \cos \varphi \int_0^T dt - \frac{UI}{T} \int_0^T \cos(2\omega t - \varphi) dt,$$

Так как $\int_0^T \cos(2\omega t - \varphi) dt = 0$, то

$$P_{\text{ср}} = UI \cos \varphi,$$

т. е. среднее значение мощности равно постоянной составляющей мгновенного значения мощности.

Средняя мощность характеризует интенсивность передачи электроэнергии от источника к приемнику и ее преобразования в другие виды энергии, т. е. активный необратимый процесс.

Поэтому среднюю мощность называют активной мощностью

$$P = UI \cos \varphi, \quad (8.2.)$$

и выражают в ваттах, киловаттах и мегаваттах.

Активная мощность цепи синусоидального тока равна произведению действующих значений напряжения и тока и косинуса угла между их векторами.

Для цепи, состоящей из элемента только с активным сопротивлением R ($\varphi = 0$).

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

Напряжение и ток (рис. 8.2, а) совпадают по фазе, и мгновенное значение мощности всегда положительно (рис. 8.2, б).

Это указывает на то, что при наличии в цепи только элемента с активным сопротивлением вся электроэнергия преобразуется в тепловую или другие виды энергии. Среднее значение мощности или активная мощность $P = UI$, так как $\cos \varphi = 1$.

Поскольку напряжение U_a на элементе R совпадает по фазе с током ($\varphi = 0$), то активная мощность P цепи может быть определена как

$$P = U_a I = RI^2 + U_a^2/R = GU_a^2.$$

В цепи с индуктивностью L угол $\varphi = \pi/2$ (рис. 8.3, а) и формула (8.1) принимает вид

$$p = -UI \sin 2\omega t, \quad (8.3)$$

т. е. мгновенное значение мощности имеет только переменную составляющую (рис. 8.3, б).

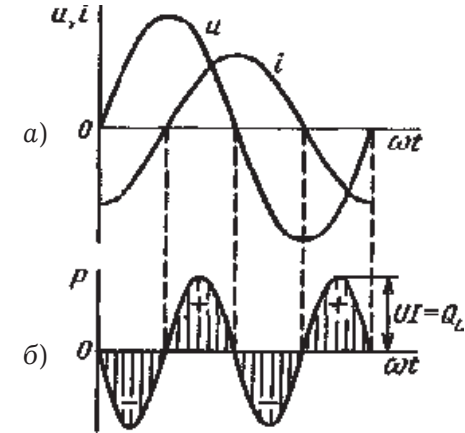


Рис 8.2. Изменение напряжения и тока (а) и мощности (б) в цепи с активным сопротивлением

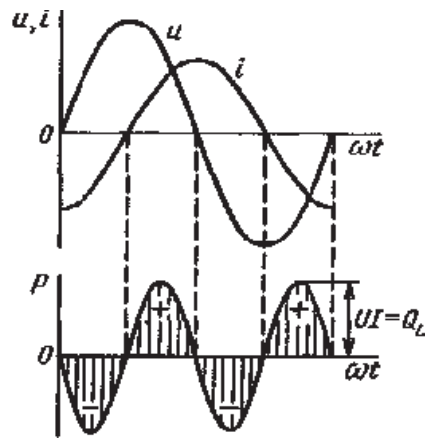


Рис. 8.3. Изменение напряжения и тока (а) и мощности (б) в цепи с индуктивностью

Первую четверть периода ток совпадает по направлению с э. д. с. самоиндукции e_L индуктивной катушки, мощность отрицательна и энергия передается от катушки к источнику питания. Вторую четверть периода ток совпадает по направлению с напряжением источника питания, мощность положительна, а энергия поступает от источника к приемнику (индуктивной катушке) и запасается в его магнитном поле. В течение третьей четверти периода ток опять совпадает по направлению с e_L и запасенная в магнитном поле катушки энергия передается источнику питания (мощность отрицательна).

Таким образом, в течение одного периода электроэнергия дважды поступает от источника в катушку и обратно. При этом вся передаваемая энергия запасается в магнитном поле катушки и затем вся возвращается источнику. Такая энергия обмена между источником и приемником, которая не преобразуется в другие виды энергии, называется реактивной. Интенсивность обмена электроэнергией характеризуется реактивной мощностью Q_L , равной амплитуде мгновенного значения мощности (8.3), т. е.

$$Q_L = UI.$$

Реактивную мощность выражают в вольт-амперах реактивных (ВАр), киловольт-амперах реактивных (кВАр) и т. д.

Напряжение на элементе с индуктивностью $U = U_L = X_L I$, поэтому реактивную мощность можно также определить по формулам

$$Q_L = U_L I = X_L I^2 = U_L^2 / X_L = B_L U_L^2,$$

где $B_L = 1/X_L$ — индуктивная проводимость.

Если в цепь включен конденсатор емкостью C , то $\varphi = -\pi/2$ (рис. 8.4, а) и мгновенное значение мощности

$$P = UI \sin 2\omega t,$$

которое отличается от (8.3) только знаком. Изменение мощности для этой цепи показано на рис. 8.4, б.

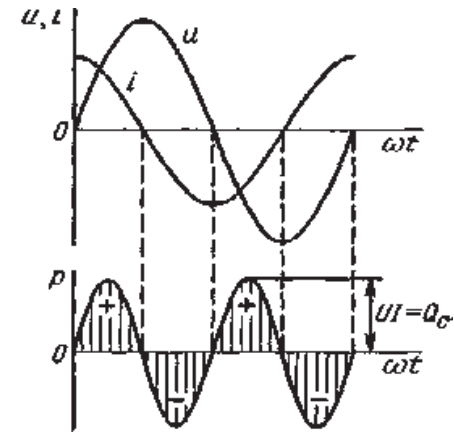


Рис. 8.4. Изменение напряжения и тока (а) и мощности (б) в цепи с емкостью

В цепи с емкостью также происходит обмен электроэнергией между источником питания и конденсатором. При передаче энергии от источника питания в течение четверти периода энергия запасается в электрическом поле конденсатора, а в течение следующей четверти периода энергия электрического поля осво-

бождается и возвращается источнику. Электроэнергетический процесс в цепи характеризуется только реактивной мощностью

$$Q_C = U_C I = X_C I^2 = U_C^2 / X_C = B_C U_C^2,$$

где $B_C = 1/X_C$ — емкостная проводимость.

В общем случае, когда электрическая цепь состоит из элементов с активным R и реактивным X сопротивлениями, угол сдвига по фазе между напряжением и током в цепи $\varphi = 0 - \pi/2$ (рис. 8.1, а), а мгновенное значение мощности (рис. 8.1, б) описывается уравнением (8.1). Заштрихованная площадь, ограниченная положительным значением мощности и осью абсцисс, больше площади, ограниченной отрицательным значением мощности и осью абсцисс. Это означает, что в итоге часть электроэнергии передается от источника приемнику и преобразуется в нем в другие виды энергии. Количественно процесс преобразования электроэнергии оценивается активной мощностью (8.2).

Составляющая мощности $UI \cos(2\omega t - \varphi)$ изменяется с двойной частотой относительно линии, параллельной оси абсцисс и расположенной выше нее на значение активной мощности P . Амплитуда UI переменной составляющей мощности называется полной мощностью и обозначается S .

Полную мощность выражают в вольт-амперах (В·А), киловольт-амперах (кВ·А) и т. д. Ее можно вычислять по формулам

$$S = UI = ZI^2 = U^2/Z = YU^2 \quad (8.4)$$

где $Y = 1/Z$ — полная проводимость цепи.

То, что мгновенные значения мощности в некоторые промежутки времени принимают отрицательные значения, свидетельствует об обмене электроэнергией между источником питания и приемником электроэнергии. Обмен количественно оценивается реактивной мощностью $Q = U_p I$. Так как в общем случае реактивная составляющая напряжения $U_p = U \sin \varphi$, то реактивная мощность цепи

$$Q = UI \sin \varphi. \quad (8.5)$$

Реактивная мощность цепи может быть вычислена как

$$Q = XI^2 = U_p^2/X = BU_p^2,$$

где $B = 1/X$ — реактивная проводимость цепи.

Если цепь включает элементы и с индуктивным, и с емкостным сопротивлениями, то ее реактивное сопротивление $X = X_L - X_C$, а

$$Q = (X_L - X_C)I^2 = X_L I^2 - X_C I^2 = Q_L - Q_C.$$

Таким образом, реактивная мощность цепи равна разности реактивной индуктивной и реактивной емкостной мощностей. Реактивная мощность положительна, если $Q_L > Q_C$, и отрицательна, если $Q_C > Q_L$.

Соотношение между полной, активной и реактивной мощностями можно получить, воспользовавшись формулами (8.2), (8.4) и (8.5):

$$P^2 + Q^2 = (UI)^2 (\cos^2 \varphi + \sin^2 \varphi) = (UI)^2 = S^2.$$

Следовательно, полная мощность равна корню квадратному из суммы квадратов активной и реактивной мощностей. Кроме того,

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

$$P = S \cos \varphi = UI \cos \varphi = U_a I. \quad (8.6)$$

$$Q = S \sin \varphi = UI \sin \varphi = U_p I. \quad (8.7)$$

Рассматривая выражения (8.6) и (8.7) и треугольник напряжений, можно сделать вывод, что активная мощность определяется произведением составляющих напряжения и тока, совпадающих по фазе, а реактивная мощность — произведением составляющих напряжения и тока, находящихся в квадратуре (сдвинутых по фазе на угол $\pi/2$).

Косинус угла сдвига фаз в формуле (8.2) называют коэффициентом мощности:

$$\cos \varphi = P/(UI) = P/S.$$

Он показывает, какая доля полной мощности составляет активную мощность или какая доля всей электроэнергии преобразуется в другие виды энергии.

Когда $\cos\varphi = 1$, т. е. когда $Z = R$, активная мощность равна полной мощности.

Коэффициент мощности — важный эксплуатационный параметр электроприемников. Так как $I = P/(U\cos\varphi)$, то чем выше $\cos\varphi$, тем при меньшем значении тока в цепи может быть произведено преобразование электроэнергии в другие виды энергии. Это приводит к уменьшению потерь электроэнергии, ее экономии и удешевлению устройств электропередачи.

8.2. ПОВЫШЕНИЕ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ

Итак, только активная составляющая тока определяет преобразование электроэнергии в другие виды энергии, т. е. позволяет количественно оценить совершаемую работу. Реактивная же составляющая тока никакой работы не производит. Однако при ее наличии увеличивается полный ток.

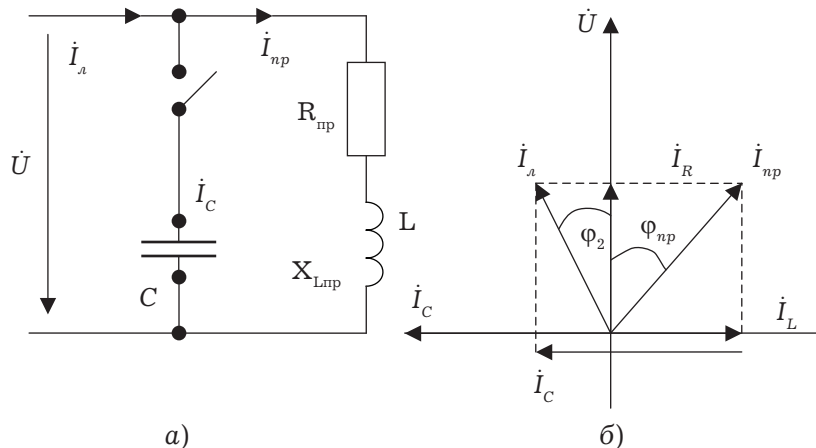


Рис. 8.5. Электрическая цепь с параллельным включением конденсатора для повышения коэффициента мощности: а — схема; б — векторная диаграмма токов

Представим электроприемник, потребляющий активную и индуктивную составляющие тока, схемой последовательного соединения элементов $R_{\text{пр}}$ и $L_{\text{пр}}$ (рис. 8.5, а). На векторной диаграмме (рис. 8.5, б) вектор тока приемника $\dot{I}_{\text{пр}}$ составляет с вектором напряжения \dot{U} угол $\varphi_{\text{пр}}$, причем

$$\dot{I}_{\text{пр}} = U / \dot{Z}_{\text{пр}}; \varphi_{\text{пр}} = \arctg(X_{L_{\text{пр}}}/R_{\text{пр}}).$$

В отсутствие емкости C , включенной параллельно с приемником $\dot{Z}_{\text{пр}}$, ток $\dot{I}_{\text{а}}$ в линии передачи равен току $\dot{I}_{\text{пр}}$ приемника. Если в проводах линии передачи (сопротивление которых R) протекает ток $\dot{I}_{\text{а}}$, то теряемая в них мощность $P_{\text{п.л}} = RI^2$.

Так как в данном случае

$$I_{\text{а}} = I_{\text{пр}} = P_{\text{пр}}/(U \cos\varphi_{\text{пр}}),$$

то при постоянной мощности приемника и постоянном питающем напряжении ($P_{\text{пр}} = \text{const}$ и $U = \text{const}$) с уменьшением коэффициента мощности $\cos\varphi_{\text{пр}}$ увеличиваются ток в линии, а следовательно, и потеря мощности

$$P_{\text{п.л}} = (P_{\text{пр}}^2 R/U^2) (1/\cos\varphi_{\text{пр}}).$$

Таким образом, для уменьшения потерь мощности в передающих устройствах необходимо увеличивать коэффициент мощности приемников электроэнергии.

Каждому промышленному предприятию задают то средневзвешенное значение коэффициента мощности (реактивной мощности), которое должно быть обеспечено. Получению заданного коэффициента мощности способствует правильный выбор электрооборудования. Однако при этом всегда необходимо принимать дополнительные меры, например использовать батареи конденсаторов и т. д.

Конденсаторы емкостью C включают параллельно электроприемнику (рис. 8.5, а). Ток \dot{I}_C конденсатора является практически чисто реактивным, опережающим напряжение на угол $\pi/2$ (рис. 8.5, б). Этот ток компенсирует реактивную индуктивную составляющую тока приемника, в результате чего общая реактивная составляющая тока уменьшается.

При емкости конденсатора, равной C , и токе \dot{I}_C ток в линии $\dot{I}_L = \dot{I}_{np} + \dot{I}_C$, или $I_L < I_{np}$.

Угол сдвига фаз φ между напряжением \dot{U} и током \dot{I} уменьшился, а коэффициент мощности увеличился ($\cos\varphi_2 > \cos\varphi_{np}$).

С увеличением емкости конденсатора ток $I_c = B_C U = \omega C U$ увеличивается так, что при некотором значении емкости $C_{рез}$ можно получить равенство $I_c = I_L$ (режим резонанса токов). В этом случае реактивная составляющая тока приемника I_L полностью компенсируется и ток в линии достигает минимального значения, равного активной составляющей тока приемника $I_{a, np}$ (рис. 8.5, б). При дальнейшем увеличении емкости конденсаторов $I_c > I_L$ и реактивная составляющая тока в линии, а следовательно, и полный ток в ней увеличиваются. Наступает режим перекомпенсации, когда реактивная составляющая тока в линии носит емкостной характер.

На рис. 8.6 показано, как изменяется ток I_L при изменении емкости C конденсатора при $P_{np} = \text{const}$ и $U = \text{const}$. Сначала с ростом C ток I_L уменьшается, достигая минимума в режиме резонанса токов, а затем снова начинает увеличиваться. Коэффициент мощности

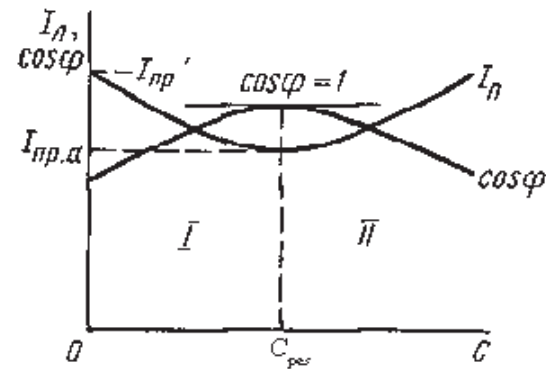


Рис. 8.6. Зависимость тока в линии и коэффициента мощности от емкости конденсаторов:

I — область недокомпенсации,
II — область перекомпенсации

изменяется в обратном порядке, достигая максимума при полной компенсации ($\cos\varphi = 1$ при $I_c = I_L$). Следует помнить, что при подключении конденсаторов потребляемая реактивная индуктивная мощность электроприемника остается неизменной, но ее источником становится батарея конденсаторов, установленная

вблизи приемника. В результате в линии передачи реактивные токи уменьшаются.

Для обеспечения заданного значения коэффициента мощности необходимо устанавливать конденсаторы определенной мощности или емкости. Если электроприемники имеют мощность $P = \text{const}$ и $\cos\varphi_{np}$, то они потребляют из сети реактивную индуктивную мощность $Q_{np} = P \operatorname{tg}\varphi_{np}$. При заданном значении $\cos\varphi_2$, которое должно обеспечить предприятие ($\cos\varphi_2 > \cos\varphi_{np}$), потребляемая реактивная мощность $Q_2 = P \operatorname{tg}\varphi_2$.

Разность реактивных мощностей $Q_{np} - Q_2$ компенсируется емкостной реактивной мощностью конденсаторов

$$Q_c = Q_{np} - Q_2 = P(\operatorname{tg}\varphi_{np} - \operatorname{tg}\varphi_2). \quad (8.8)$$

Реактивную мощность конденсаторов можно также определить по формуле

$$Q_c = B_C U^2 = \omega C U^2. \quad (8.9)$$

Приравнявая правые части уравнений (8.8) и (8.9), получим

$$C = P(\operatorname{tg}\varphi_{np} - \operatorname{tg}\varphi_2)/(2\pi f U^2).$$

При этом емкость выражается в фарадах, если мощность выражена в ваттах, а напряжение — в вольтах.

Для полной компенсации ($\varphi_2 = 0$) необходимо, чтобы $C = P \operatorname{tg}\varphi_{np}/(2\pi f U^2)$.

Таким образом, на лекции рассмотрены вопросы, характеризующие мощность в однофазной цепи синусоидального тока, ее вариации, коэффициент мощности и способы его повышения.

Тема: ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ТРЕХФАЗНЫЕ УСТРОЙСТВА И ЦЕПИ

9.1. ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ТРЕХФАЗНЫХ УСТРОЙСТВ, СТРУКТУРА ТРЕХФАЗНОЙ ЦЕПИ

Трехфазная система была разработана в конце прошлого века известным русским электротехником М. О. Доливо-Добровольским. Она получила широкое распространение во всех странах мира. В настоящее время вся электроэнергия вырабатывается на электростанциях трехфазными генераторами, передается к местам потребления по трехфазным линиям передачи и основная ее доля используется в трехфазных приемниках.

Преимущества трехфазной системы основываются, по мнению М. О. Доливо-Добровольского, главным образом на двух ее свойствах, которые используются при эксплуатации не только в совокупности, но и порознь. Это экономичная и на большие расстояния передача электроэнергии и превосходное качество двигателей.

В устройствах выпрямления применяют шести- и двенадцатифазные системы, в устройствах автоматики и телемеханики — двухфазные системы.

Трехфазная система представляет собой совокупность электрических цепей, в которых действуют три синусоидальные э. д. с. одной и той же частоты, сдвинутые друг относительно друга по фазе и создаваемые общим источником энергии.

Если все три э. д. с. равны по значению и сдвинуты по фазе на 120° по отношению друг к другу, то такая система э. д. с. называется симметричной (рис. 9.1, а). Если э. д. с. не равны по значению (рис. 9.1, б) или сдвинуты друг относительно друга на угол, не равный 120° (рис. 9.1, в), то такая система э. д. с. называется несимметричной. Аналогично определяются трехфазные системы напряжений и токов.

Часть трехфазной системы электрических цепей, в которой может протекать один из токов трехфазной системы, называется фазой. Таким образом, фазой являются обмотка генератора, в которой индуцируется э. д. с., и приемник, присоединенный к этой обмотке. Это значение термина “фаза” широко используется в практической электротехнике.

9.2. ТРЕХФАЗНЫЙ ГЕНЕРАТОР, ПОЛУЧЕНИЕ ТРЕХФАЗНОЙ СИСТЕМЫ Э. Д. С.

Трехфазная система э. д. с. создается трехфазными генераторами. В неподвижной части генератора (статоре) размещают три обмотки, сдвинутые в пространстве на 120° (рис. 9.2, а). Это фазные обмотки, или фазы, которые обозначают А, В и С. Этими же буквами обозначают начало обмоток фаз генератора. Концы обмоток обозначают соответственно X, Y и Z. На рис. 9.2, б показано, как изображают на схемах обмотки генератора с условными положительными направлениями э. д. с.

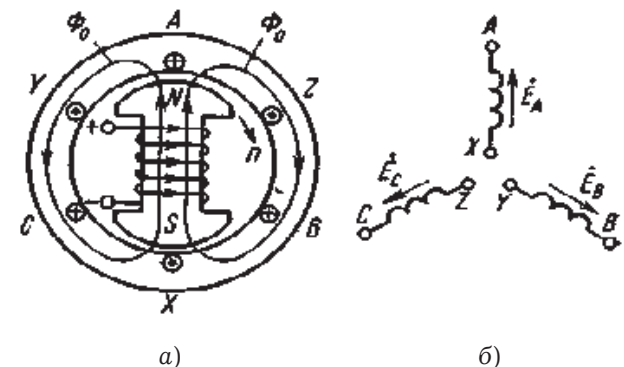


Рис. 9.2. Схема трехфазного генератора (а) и изображение фазных обмоток генератора на схемах (б)

Каждая фазная обмотка генератора изображена на рис. 9.2, а одним витком (у реальных генераторов каждая обмотка имеет множество витков, расположенных в нескольких

соседних пазах, занимающих некоторую дугу внутренней окружности статора). На вращающейся части генератора (роторе) располагают обмотку возбуждения, которая питается от источника постоянного тока. Ток обмотки возбуждения создает магнитный поток Φ_0 , постоянный (неподвижный) относительно ротора, но вращающийся вместе с ним с частотой n . Вращение ротора осуществляется каким-либо двигателем.

Благодаря конструктивным приемам магнитный поток Φ_0 в воздушном зазоре между статором и ротором распределяется по синусоидальному закону по окружности. Поэтому при вращении ротора вращающийся вместе с ним магнитный поток пересекает проводники обмоток статора (A — X, B — Y и C — Z) и индуцирует в них синусоидальные э. д. с. В момент времени, которому соответствует изображенное на рисунке взаимное положение статора и ротора, в обмотке фазы A индуцируется максимальная э. д. с. E_m , так как плоскость этой обмотки совпадает с осевой линией полюсов ротора и проводники обмотки пересекаются магнитным потоком максимальной плотности. Через промежуток времени $T/3$, соответствующий $1/3$ оборота ротора, осевая линия его полюсов совпадает с плоскостью обмотки фазы B и максимальная э. д. с. E_m индуцируется в фазе B. Еще через $1/3$ оборота ротора максимальная э. д. с. индуцируется в фазе C. При следующих оборотах ротора процесс повторяется.

Таким образом, э. д. с. в каждой последующей фазе будет отставать от э. д. с. в предыдущей фазе на $1/3$ периода, т. е. на угол $2\pi/3$. Если принять, что для фазы A начальная фаза равна нулю, то э. д. с. фазы A

$$e_a = E_m \sin \omega t,$$

а э. д. с. фаз B и C соответственно

$$e_b = E_m \sin (\omega t - 2\pi/3); e_c = E_m \sin (\omega t - 4\pi/3).$$

Максимальные (амплитудные) значения всех э. д. с. и их частоты будут одинаковыми, так как число витков фазных обмоток одинаково и э. д. с. индуцируются одним потоком Φ_0 . Изменение фазных э. д. с. e_a , e_b и e_c показано на рис. 9.3.

Действующее значение фазной э. д. с. трехфазной системы определяется по формуле

$$E = E_m \sqrt{2} = 0,707 E_m.$$

При равных амплитудах действующие значения э. д. с. всех фаз равны. При сдвиге по фазе на $2\pi/3$ они образуют симметричную систему. Если при условном положительном направлении вращения векторов (против часовой стрелки) вектор э. д. с. E_b отстает по фазе от вектора э. д. с. E_a , а вектор э. д. с. E_c отстает по фазе от вектора э. д. с. E_b , то такая система векторов э. д. с. образует прямое чередование фаз (рис. 9.4, а). Если за вектором э. д. с. E_a следует сначала вектор э. д. с. E_c , а затем вектор э. д. с. E_b , то такая система векторов э. д. с. образует обратное чередование фаз (рис. 9.4, б).

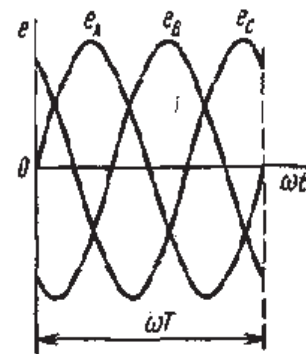


Рис. 9.3. Изменение мгновенных значений трехфазной системы э. д. с.

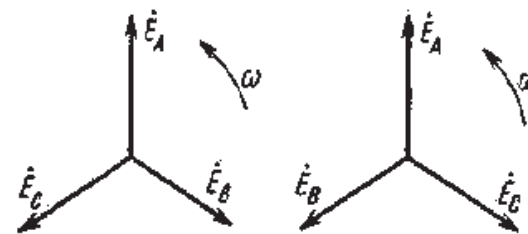


Рис. 9.4. Векторы трехфазной системы э. д. с. при прямом (а) и обратном (б) чередовании фаз

При представлении трехфазной системы э. д. с. комплексными числами принято э. д. с. фазы A совмещать с положительным направлением вещественной оси (рис. 9.5). Тогда при прямом чередовании фаз

$$\dot{E}_A = E_A, \tag{9.1}$$

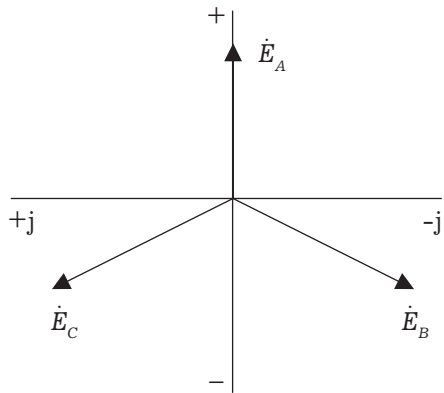


Рис. 9.5. Изображение трехфазной системы э. д. с. в комплексной плоскости.

$$\dot{E}_B = Ee^{-j2\pi/3} = (-0,5 - j\sqrt{3}/2)E \quad (9.2),$$

$$\dot{E}_C = Ee^{-j4\pi/3} = (-0,5 + j\sqrt{3}/2)E \quad (9.3)$$

где E — действующее значение э. д. с.

При симметричной системе э. д. с., как это видно из рис. 9.5. и формул (9.1), (9.2), (9.3), векторная сумма э. д. с. равна нулю:

$$\vec{E}_A + \vec{E}_B + \vec{E}_C = 0 \text{ или } \dot{E}_A + \dot{E}_B + \dot{E}_C = 0.$$

9.2. СОЕДИНЕНИЕ ОБМОТКОВ ГЕНЕРАТОРА И ФАЗ ПРИЕМНИКА ЗВЕЗДОЙ

Каждая фаза трехфазного генератора может являться источником питания для однофазного приемника. В этом случае схема электрической цепи имеет вид, изображенный на рис. 9.6, т. е. каждая фаза работает отдельно от других, хотя в целом цепь является трехфазной. Это трехфазная несвязанная система.

Э. д. с. любой обмотки генератора представляет собой разность потенциалов начала и конца этой обмотки. При этом по-

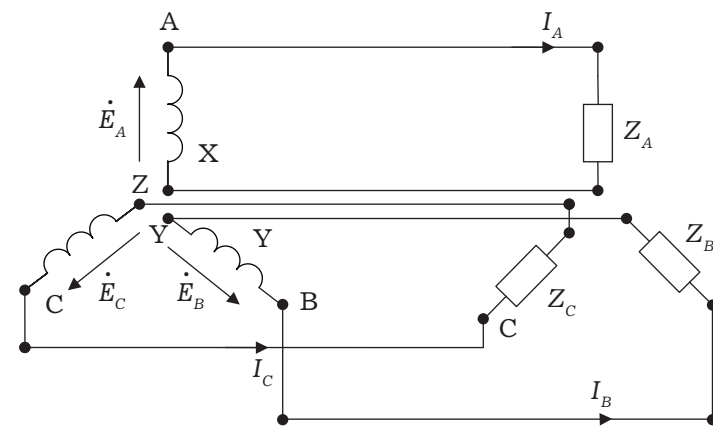


Рис. 9.6. Схема трехфазной несвязанной электрической цепи

тенциал одной какой-либо точки (или начала, или конца обмотки) можно считать равным нулю. Тогда комплексный потенциал другой точки будет иметь точно определенное значение.

Принимая равными потенциалы точек, соответствующих концам X, Y и Z обмоток фаз генератора, можно объединить их в одну точку N (рис. 9.7).

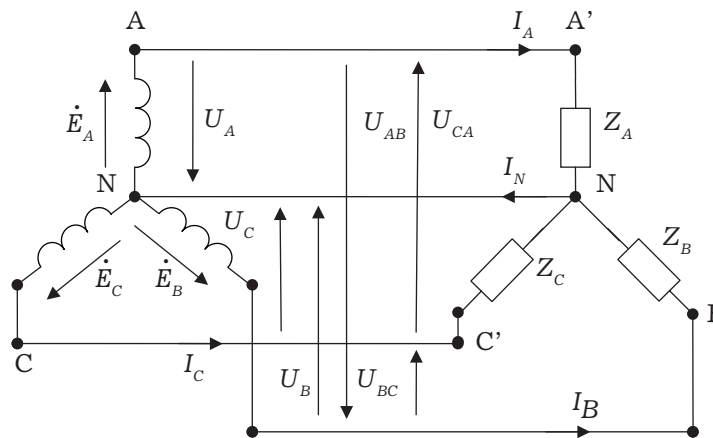


Рис. 9.7. Схема связанной четырехпроводной трехфазной цепи.

Концы фаз приемников (Z_A, Z_B и Z_C) также соединяем в одну точку n . Такое соединение обмоток генератора называется соединением “звездой” (RRR). Звездой можно соединять также фазы приемника. Точки N и n называется нейтральными, а провод, соединяющий точку N генератора с точкой n приемника, — нейтральным. Провода $A—A'$, $B—B'$ и $C—C'$, соединяющие начала фаз генератора и приемника, называются линейными.

Напряжение между началом и концом фазы — фазное напряжение U_ϕ .

Напряжение между линейными проводами — линейное напряжение U_π .

9.4. СОЕДИНЕНИЕ ОБМОТОК ГЕНЕРАТОРА И ФАЗ ПРИЕМНИКА ТРЕУГОЛЬНИКОМ

Соединение обмоток генератора или фаз приемника, при котором начало одной фазы соединяется с концом другой, образуя замкнутый контур, называется соединением “треугольником” (RRR). Начало фазы A источника питания соединяют с концом фазы B (Y) и точку соединения обозначают A (рис. 9.8). Далее соединяют точки B и Z (точка B) и точки C и X (точка C). Положительные направления э. д. с. в обмотках те же, что и на рис. 9.6. Подобным образом соединяют треугольником и фазы приемника, сопротивления которых обозначены двумя индексами, соответствующими началу и концу фазы.

Более подробно эти схемы будут рассмотрены в следующих лекциях и на практических лабораторных занятиях.

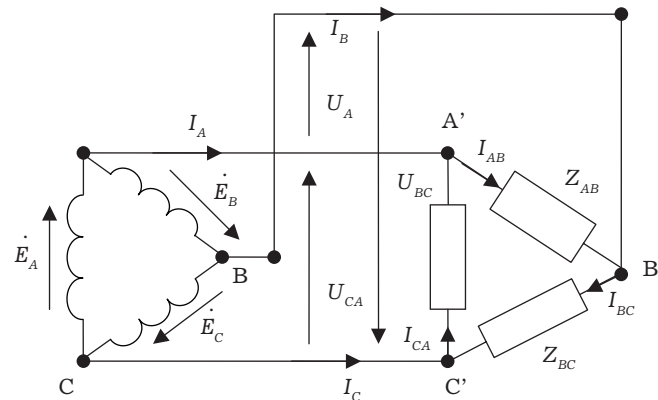


Рис. 9.8. Схема трехпроводной трехфазной цепи при соединении фаз треугольником

Тема: ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ ТРЕХФАЗНЫХ ЦЕПЕЙ

10.1. ЛИНЕЙНЫЕ И ФАЗНЫЕ ТОКИ И НАПРЯЖЕНИЯ

При рассмотрении этой темы воспользуемся рисунками 9.7, 9.8.

Напряжение между началом и концом фазы — *фазное напряжение* U_ϕ ,

Таким образом, имеются три фазных напряжения — векторы \dot{U}_A, \dot{U}_B и \dot{U}_C (рис. 9.7). Обычно за условное положительное направление э. д. с. (векторы $\dot{E}_A, \dot{E}_B, \dot{E}_C$) генератора принимают направление от конца к началу фазы. Положительное направление тока в фазах совпадает с положительным направлением э. д. с., а положительное направление падения напряжения (напряжение) на фазе приемника совпадает с положительным направлением тока в фазе. Положительным направлением напряжения на фазе генератора, как и на фазе приемника, является направление от начала фазы к ее концу, т. е. противоположное положительному направлению э. д. с.

Напряжение между линейными проводами — *линейное напряжение* U_Δ .

Таким образом, имеется три линейных напряжения — векторы $\dot{U}_{AB}, \dot{U}_{BC}, \dot{U}_{CA}$, условные положительные направления которых приняты от точек, соответствующих первому индексу, к точкам, соответствующим второму индексу. Линейные напряжения определяются через известные фазные напряжения. Это соотношение может быть получено из уравнения, написанного по второму закону Кирхгофа для контура ANBA (рис. 9.7), если принять направление обхода контура от точки A к точке N и т. д. против часовой стрелки:

$$\dot{U}_A - \dot{U}_B - \dot{U}_{AB} = 0. \quad (10.1)$$

Отсюда

$$\dot{U}_{AB} = \dot{U}_A - \dot{U}_B,$$

и аналогично

$$\dot{U}_{BC} = \dot{U}_B - \dot{U}_C,$$

$$\dot{U}_{CA} = \dot{U}_C - \dot{U}_A.$$

Таким образом, действующее значение линейных напряжений равно векторной разности соответствующих фазных напряжений.

При построении векторных диаграмм напряжений удобно принимать потенциалы нейтральных точек N и n равными нулю, т. е. совпадающими с началом координатных осей комплексной плоскости (рис. 10.1).

Таким образом, на векторной диаграмме удобно направить векторы фазных напряжений от точки N к точкам A, B и C, т. е. противоположно условному положительному направлению напряжений на схемах.

Для нахождения вектора линейного напряжения \dot{U}_{AB} , как следует из (10.1), необходимо к вектору, напряжения \dot{U}_A прибавить вектор напряжения \dot{U}_B с противоположным знаком. После переноса вектора \dot{U}_{BC} параллельно самому себе он соединит точки A и B на векторной диаграмме фазных напряжений.

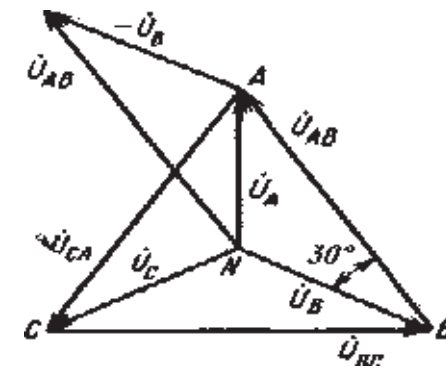


Рис. 10.1. Векторная диаграмма фазных и линейных напряжений при соединении фаз звездой

Аналогично строят векторы линейных напряжений \dot{U}_{BC} и \dot{U}_{CA} . На векторной диаграмме напряжений векторы фазных напряжений образуют звезду, а векторы линейных напряжений — замкнутый треугольник. Вследствие этого векторная сумма линейных напряжений всегда равна нулю, т. е.

$$\dot{U}_{AB} + \dot{U}_{BC} + \dot{U}_{CA} = 0. \quad (10.2)$$

Так как при симметричной системе треугольник линейных напряжений равносторонний, то, чтобы найти соотношение между линейными и фазными напряжениями, надо опустить перпендикуляр из точки N на вектор напряжения \dot{U}_{AB} . Тогда

$$AB = \left| \dot{U}_{AB} \right| = 2U_B \cos 30^\circ.$$

Так как $\left| \dot{U}_{AB} \right| = U_{л}$, а $\left| \dot{U}_B \right| = U_{ф}$, то

$$U_{л} = 2\sqrt{3}U_{ф}/2 = \sqrt{3}U_{ф}.$$

Таким образом, если система напряжений симметрична, то при соединении звездой линейное напряжение в $\sqrt{3} = 1,73$ раза больше фазного напряжения. Предусмотренные ГОСТом и применяемые на практике напряжения переменного тока 127, 220, 380 и 660 В как раз и отличаются друг от друга в 1,73 раза. Если $U_{л} = 220$ В, то $U_{ф} = 127$ В, что обозначают как 220/127 В. Кроме того, применяют системы 380/220 и 660/380 В.

В четырехпроводной трехфазной цепи (рис. 9.7) имеется два уровня напряжения, различающихся в 1,73 раза, что позволяет использовать приемники с различным номинальным напряжением.

При подключении приемников к трехфазному генератору, обмотки которого соединены звездой, ток протекает по обмоткам генератора, линейным проводам и фазам приемника. Ток в фазах генератора или приемника называется фазным током $I_{ф}$. Ток в линейных проводах называется линейным током $I_{л}$. Так как обмотка генератора, линейный провод и приемник, принадлежащие одной фазе, соединяются последовательно, то при соединении звездой линейный ток равен фазному:

$$I_{л} = I_{ф}.$$

Линейные и фазные токи на рис. 9.7 обозначены \dot{I}_A , \dot{I}_B и \dot{I}_C .

Ток в нейтральном проводе \dot{I}_N может быть определен по первому закону Кирхгофа, на основании которого для точки N можно записать уравнение

$$\dot{I}_A + \dot{I}_B + \dot{I}_C - \dot{I}_N = 0.$$

Откуда

$$\dot{I}_N = \dot{I}_A + \dot{I}_B + \dot{I}_C \quad (10.3)$$

Следовательно, ток в нейтральном проводе равен геометрической сумме фазных токов.

Ток в каждой фазе может быть определен по закону Ома для цепи синусоидального тока. Так, для фазы A

$$\dot{I}_A = \dot{U}_A / \dot{Z}_A = \dot{I}_A e^{-j\varphi_A}.$$

где $\left| \dot{I}_A \right| = I_A = U_A / Z_A$; $\varphi_A = \arctg(X_A / R_A)$.

Аналогично определяют фазные токи \dot{I}_B и \dot{I}_C . Зная модули I_A , I_B и I_C и сдвиги фаз φ_A , φ_B и φ_C между векторами соответствующих фазных напряжений и токов, можно построить векторную диаграмму (рис. 10.2).

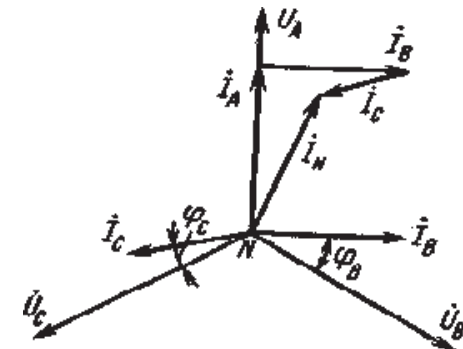


Рис. 10.2. Векторная диаграмма фазных напряжений и токов при несимметричной нагрузке

При построении принято, что система фазных напряжений симметрична (что на практике почти всегда имеет место), а сопротивления фаз приемников различны. В результате фазные токи оказываются различными по значению и сдвинутыми по фазе на различные углы. Геометрическим сложением фазных токов находят вектор тока \dot{I}_N . Чем больше различие в фазных токах, тем больше ток в нейтральном проводе.

При симметричной системе напряжений и симметричной нагрузке, когда $\dot{Z}_A = \dot{Z}_B = \dot{Z}_C$, т. е. когда $R_A = R_B = R_C$ и $X_A = X_B = X_C$, фазные токи равны по значению и углы сдвига фаз одинаковы:

$$I_A = I_B = I_C = I_\phi ;$$

$$\varphi_A = \varphi_B = \varphi_C = \varphi.$$

Итак, фазные токи при симметричной нагрузке образуют симметричную систему, вследствие чего ток I_N в нейтральном проводе

$$\dot{I}_N = \dot{I}_A + \dot{I}_B + \dot{I}_C = 0.$$

Векторная диаграмма напряжений и токов для симметричной нагрузки показана на рис. 10.3.

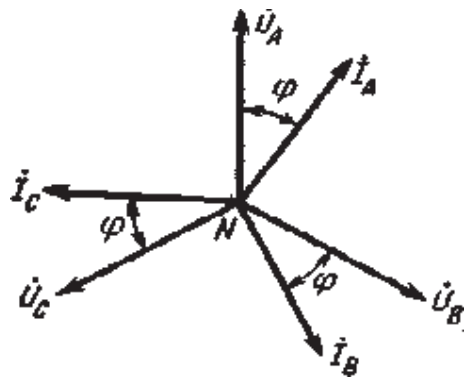


Рис. 10.3. Векторная диаграмма напряжений и токов при симметричной нагрузке

При симметричной нагрузке создается такой режим трехфазной цепи, при котором в нейтральном проводе тока нет.

Следовательно, можно отказаться от нейтрального провода и перейти от четырехпроводной к трехпроводной трехфазной цепи, изображенной на рис. 10.4.

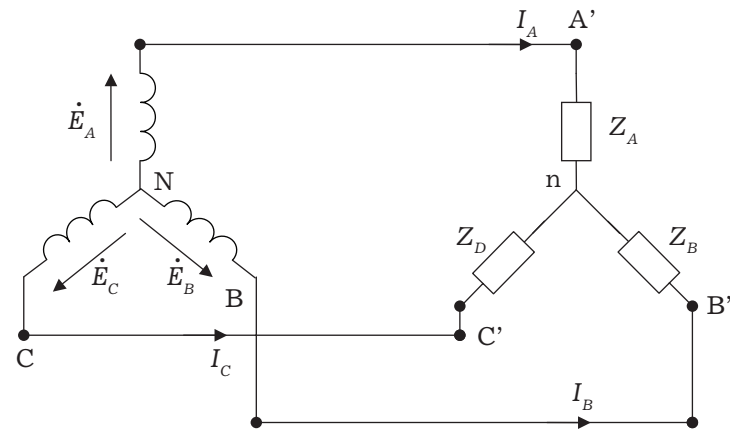


Рис. 10.4. Схема связанной трехпроводной трехфазной цепи

Изменение мгновенных значений симметричной системы токов аналогично изменению мгновенного значения э. д. с.

При $t = 0$ ток $I_A = 0$, ток I_C положителен, а ток I_B отрицателен, причем $I_C = -I_B$. Это значит, что действительное направление тока в фазе С совпадает с условным положительным направлением, указанным на рис. 10.4., а в фазе В противоположно указанному на схеме направлению. Провод В в данный момент времени является обратным проводом для фазы С. При $t = T/2$ токи I_A и I_C положительны, причем $I_A = I_C = 0,5I_m$, а ток I_B отрицателен, причем $I_B = -I_m$. Провод В является обратным проводом для фаз А и С. Преимущество трехфазной системы в том и состоит, что не требуется специальных обратных проводов, их функции поочередно выполняют прямые провода. Обмотки современных трехфазных генераторов, которые устанавливаются на электростанциях, соединяются всегда звездой, что позволяет выполнять изоляцию обмоток на фазное напряжение, которое меньше линейного в 1,73 раза. При соединении обмоток

генератора звездой фазы приемника могут быть соединены как звездой, так и треугольником.

10.2. НАПРЯЖЕНИЕ МЕЖДУ НЕЙТРАЛЬНЫМИ ТОЧКАМИ ГЕНЕРАТОРА И ПРИЕМНИКА

Рассмотрим трехфазную цепь при соединении обмоток генератора и фаз приемника звездой (Рис. 10.5). В обмотках генератора индуцируется симметричная система э. д. с. Пренебрегая потерями напряжения в обмотках, можно считать, что системы фазных ($\dot{U}_{AB}, \dot{U}_{BC}, \dot{U}_{CA}$) и линейных $\dot{U}_A, \dot{U}_B, \dot{U}_C$ напряжений генератора симметричны и неизменны. Сопротивления линейных проводов примем равными нулю.

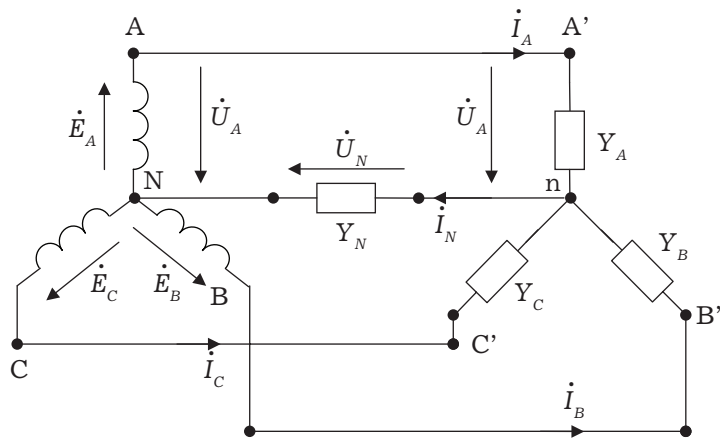


Рис. 10.5. Схема трехфазной цепи с нейтральным проводом

Тогда система линейных напряжений ($\dot{U}'_{AB}, \dot{U}'_{BC}, \dot{U}'_{CA}$) приемника будет совпадать с системой линейных напряжений генератора.

Соединенные звездой фазы приемника представлены комплексными проводимостями: $\dot{Y}_A, \dot{Y}_B, \dot{Y}_C$. Нейтральный провод в общем случае имеет проводимость \dot{Y}_N . На рис. 10.5 указаны также положительные направления фазных токов $\dot{I}_A, \dot{I}_B, \dot{I}_C$ и тока

\dot{I}_N . Как на фазе приемника, так и на элементе \dot{Y}_N условное, положительное направление падения напряжения совпадает с направлением тока (на рис. 10.5 напряжения указаны только для фазы A).

Электрическая цепь состоит из параллельных ветвей с источниками э. д. с. и одной параллельной ветви (нейтральный провод) с пассивным элементом. Напряжение на этой ветви

$$\dot{U}_N = (\dot{Y}_A \dot{U}_A + \dot{Y}_B \dot{U}_B + \dot{Y}_C \dot{U}_C) / (\dot{Y}_A + \dot{Y}_B + \dot{Y}_C + \dot{Y}_N). \quad (10.4)$$

На рис. 10.6 построена векторная диаграмма напряжений генератора и приемника. Как указывалось, системы фазных и линейных напряжений генератора симметричны и неизменны, точка N лежит в центре тяжести равностороннего треугольника ABC. Линейные напряжения приемника равны линейным напряжениям генератора, потенциалы точек A и A', B и B', C и C' соответственно равны.

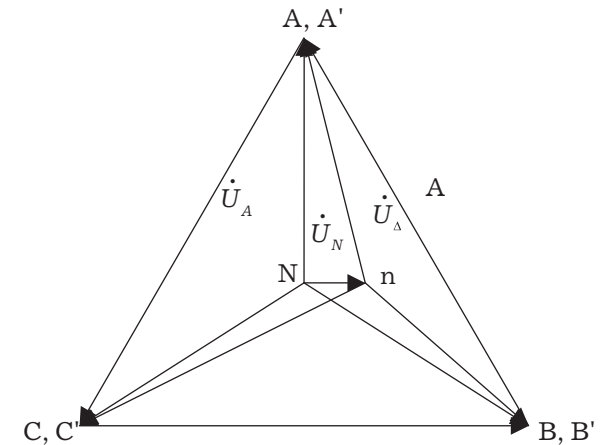


Рис. 10.6. Векторная диаграмма напряжений трехфазной цепи с нейтральным проводом

На диаграмме потенциал точки N равен нулю и начало осей комплексной плоскости совпадает с этой точкой на векторной диаграмме фазных напряжений генератора. Векторы, фазных

напряжений $\dot{U}_A, \dot{U}_B, \dot{U}_C$ направлены от точки N к точкам A, B и C. Потенциалам этих точек на схеме рис. 10.5 соответствуют комплексные числа в точках A, B и C на векторной диаграмме напряжений.

При заданных проводимостях фаз приемника и нейтрального провода по формуле (10.4) можно найти напряжение U_N между точками N и n. Вектор напряжения U_N будет направлен из точки N векторной диаграммы, причем его концу будет соответствовать потенциал точки n приемника. Фазное напряжение \dot{U}'_A приемника — это напряжение между точками A' и n. Поэтому на диаграмме вектор напряжения \dot{U}'_A будет направлен от точки n к точке A'. Аналогично строят фазные напряжения \dot{U}'_B и \dot{U}'_C .

Построенные таким образом векторы напряжений для фазы A полностью удовлетворяют уравнению, написанному для контура фазы A.

$$\dot{U}_N + \dot{U}'_A = \dot{U}_A.$$

Точка n на векторной диаграмме в зависимости от комплексных проводимостей фаз и нейтрального провода может находиться в любом месте внутри треугольника линейных напряжений и даже вне его, что приводит к искажению звезды фазных напряжений приемника и изменению их значений. Но если проводимость нейтрального провода бесконечно велика, то напряжение $\dot{U}_N = 0$ и потенциал точки n, равен потенциалу точки N, а звезда фазных напряжений приемника остается симметричной при любых проводимостях фаз приемника.

10.3. ТРЕХФАЗНАЯ ЦЕПЬ С НЕСИММЕТРИЧНЫМ ПРИЕМНИКОМ

Из большого числа возможных несимметричных режимов трехфазных цепей рассмотрим только те, которые создаются приемником. При этом будем полагать, что система линейных напряжений источника питания остается симметричной и неизменной. Потенциал нейтральной точки источника питания при соединении его обмоток звездой также остается неизменным.

Рассмотрим схему соединения фаз приемника звездой с нейтральным проводом, представленную на рис. 10.7.

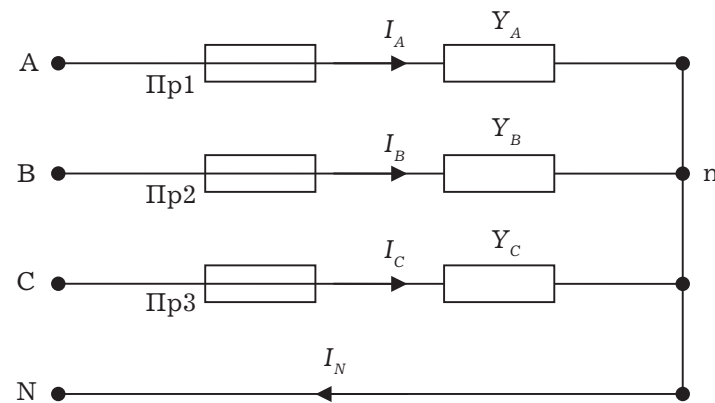


Рис. 10.7. Схема соединения фаз приемника звездой с нейтральным проводом

Сопротивление нейтрального провода, как и линейных проводов, примем равным нулю ($\dot{Y}_N = \infty$). Как следует из формулы (10.4), при этом условии $\dot{U}_N = 0$ и звезда фазных напряжений приемника остается симметричной и неизменной при любых проводимостях фаз приемника.

Ток в нейтральном проводе определяется фазными токами по формуле (10.3).

Рассмотрим частный случай несимметричного режима, когда при симметричной активной нагрузке ($\dot{Y}_A = \dot{Y}_B = \dot{Y}_C = G$) происходит обрыв провода. На практике такой режим может иметь место при перегорании предохранителя (Pr₁ – Pr₃).

В исходном режиме фазные токи образуют симметричную систему и ток в нейтральном проводе равен нулю. При обрыве провода A ток $I_A = 0$. Токи в фазах B и C $\dot{I}_B = G\dot{U}'_B$, $\dot{I}_C = G\dot{U}'_C$ останутся неизменными по значению и по фазе. Ток в нейтральном проводе $\dot{I}_N = \dot{I}_B + \dot{I}_C$, т. е. по значению равен току I_A в исходном режиме, а по направлению противоположен ему (рис. 10.8).

Тема: ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ТРЕХФАЗНЫХ ЦЕПЕЙ

11.1. МОЩНОСТЬ ТРЕХФАЗНОЙ СИСТЕМЫ

Мгновенное значение мощности отдельной фазы или, фазной мощности, определяется так же, как мощность однофазной цепи, произведением мгновенных значений фазных напряжений и тока:

$$p_A = u_A i_A; p_B = u_B i_B; p_C = u_C i_C; \quad (11.1)$$

При симметричной системе фазных напряжений

$$u_A = U_{\phi m} \sin \omega t; u_B = U_{\phi m} \sin(\omega t - 2\pi/3); u_C = U_{\phi m} \sin(\omega t - 4\pi/3);$$

В общем случае несимметричной нагрузки фазные токи равны соответственно

$$i_A = I_{Am} \sin(\omega t - \varphi_A); \\ i_B = U_{Bm} \sin(\omega t - 2\pi/3 - \varphi_B); \\ i_C = I_{Cm} \sin(\omega t - 4\pi/3 - \varphi_C);$$

Подставляя в формулы (11.1) выражения для фазных напряжений и токов, получим значения фазной мощности для каждой фазы:

$$p_A = U_A I_A [\cos \varphi_A - \cos(2\omega t - \varphi_A)]; \\ p_B = U_B I_B [\cos \varphi_B - \cos(2\omega t - 2\pi/3 - \varphi_B)]; \\ p_C = U_C I_C [\cos \varphi_C - \cos(2\omega t - 4\pi/3 - \varphi_C)]; \quad (11.2)$$

Постоянные составляющие мгновенных значений фазных мощностей, т. е. активные фазные мощности соответственно равны:

$$P_A = U_A I_A \cos \varphi_A; P_B = U_B I_B \cos \varphi_B; P_C = U_C I_C \cos \varphi_C$$

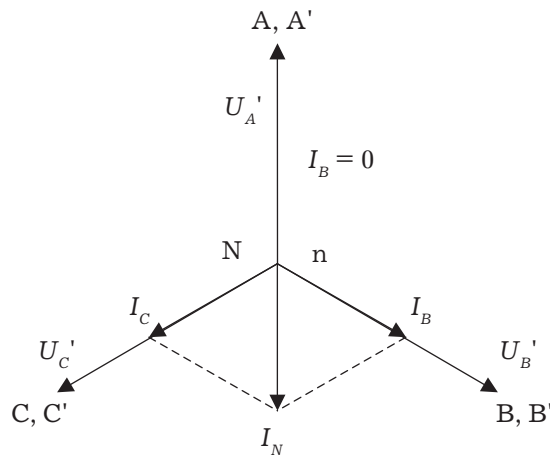


Рис. 10.8. Векторная диаграмма токов при обрыве линейного провода A (соединение приемника звездой с нейтральным проводом)

При наличии нейтрального провода фазные напряжения приемника остаются постоянными при любых нагрузках фаз и ток каждой фазы зависит только от проводимости данной фазы. Нейтральный провод, по которому протекает ток I_N , выравнивает фазные напряжения приемника.

Активная мощность трехфазного приемника равна сумме активных мощностей фаз:

$$P = P_A + P_B + P_C.$$

При симметричной системе напряжений ($U_A = U_B = U_C = U_\phi$) и симметричной нагрузке ($I_A = I_B = I_C = I_\phi$; $\varphi_A = \varphi_B = \varphi_C = \varphi_\phi$) фазные мощности равны ($P_A = P_B = P_C = P_\phi = U_\phi I_\phi \cos\phi$). Активная мощность трехфазного приемника в этом случае

$$P = 3P_\phi = 3U_\phi I_\phi \cos\phi$$

Мощность трехфазного приемника всегда удобнее вычислять через линейные напряжение и ток, так как линейные величины всегда легче измерять. Принимая во внимание, что при соединении фаз приемника звездой $U_\phi = U_\Delta / \sqrt{3}$, $I_\phi = I_\Delta$, а при соединении треугольником ($U_\phi = U_\Delta$; $I_\phi = I_\Delta / \sqrt{3}$), формула примет вид

$$P = \sqrt{3} U_\Delta I_\Delta \cos\phi. \quad (11.3)$$

Эта формула справедлива как для соединения звездой, так и для соединения треугольником, но только если приемник симметричен. При этом надо помнить, что угол ϕ является углом сдвига фаз между фазными напряжением и током.

При симметричном приемнике его полная трехфазная мощность

$$S = \sqrt{3} U_\Delta I_\Delta,$$

а реактивная мощность

$$Q = \sqrt{3} U_\Delta I_\Delta \sin\phi.$$

Сумма переменных составляющих мгновенных значений фазных мощностей в уравнениях (11.2) при симметричном приемнике равна нулю, так как они имеют одинаковую амплитуду и сдвинуты по фазе друг относительно друга на $2\pi/3$. Поэтому сумма мгновенных значений фазных мощностей в этом случае равна сумме их постоянных составляющих и остается все время постоянной, равной активной мощности трехфазного приемника.

11.2. ИЗМЕНЕНИЕ МОЩНОСТИ ПРИЕМНИКА ПРИ ПЕРЕКЛЮЧЕНИИ ЕГО ФАЗ СО ЗВЕЗДЫ НА ТРЕУГОЛЬНИК

Рассмотрим, как изменяется мощность приемника при пересоединении его фаз со звезды в треугольник. Как было показано, мощность симметричного приемника независимо от схемы его соединения можно определить по формуле (11.3).

Если линейное напряжение источника питания $U_\Delta = \text{const}$ (рис. 11.1), что обычно характерно для реальных условий, и сопротивление фаз приемника остается постоянным ($Z_\phi = \text{const}$), то отношение мощности приемника при соединении его фаз треугольником (P_Δ) к мощности приемника при соединении его фаз звездой (P_Y) определяется отношением линейных токов:

$$P_\Delta / P_Y = I_{\Delta\Delta} / I_{\Delta Y},$$

где $I_{\Delta\Delta}$, $I_{\Delta Y}$ — линейные токи при соединении фаз приемника треугольником и звездой соответственно.

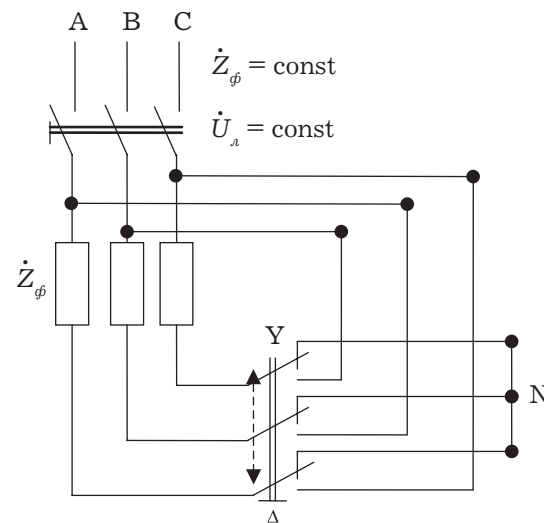


Рис. 11.1. Схема переключения трехфазного приемника со звезды в треугольник

При соединении фаз приемника треугольником

$$I_{л\Delta} = \sqrt{3} I_{\phi\Delta} = \sqrt{3} U_{\phi\Delta} / Z_{\phi} = \sqrt{3} U_{л} / Z_{\phi},$$

а при соединении фаз приемника звездой

$$I_{лY} = I_{\phi Y} = U_{\phi Y} / Z_{\phi} = U_{л} / (\sqrt{3} Z_{\phi}).$$

Тогда отношение линейных токов $I_{л\Delta} / I_{лY} = 3$.

Таким образом, при неизменном линейном напряжении, переключая приемник со звезды в треугольник, его мощность увеличивают в три раза:

$$P_{\Delta} = P_Y.$$

Действительно, при соединении фаз приемника треугольником фазное напряжение становится равным линейному, т. е. увеличивается в $\sqrt{3}$ раза по сравнению с фазным напряжением при соединении фаз приемника звездой. Следствием этого является увеличение фазного тока I_{ϕ} — U_{ϕ} / Z_{ϕ} также в $\sqrt{3}$ раза. Фазная мощность увеличится в три раза, во столько же раз увеличится мощность трехфазного приемника. Этим свойством можно воспользоваться, если приемник допускает увеличение напряжения на его зажимах в $\sqrt{3}$ раза.

Таким образом, изучив однофазные и трех фазные цепи, можно отметить преимущества последних.

Тема: ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЯХ

12.1. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ И ПРИНЦИПЫ АНАЛИЗА ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ. ЗАКОНЫ КОММУТАЦИИ. ЗАКОНЫ КОММУТАЦИИ

В предыдущих темах было показано, что если к цепи приложено постоянное напряжение U , то в цепи протекает постоянный ток $I = U/R$, а если к цепи приложено синусоидальное напряжение $u = U_m \sin \omega t$, то в цепи с постоянными параметрами протекает синусоидальный ток $i = I_m \sin(\omega t - \phi)$. Такие токи устанавливаются лишь через некоторое время после включения цепи или после изменения ее параметров и могут существовать все время, пока к ней приложено напряжение и параметры остаются неизменными.

Эти токи называются установившимися токами, а соответствующие напряжения на отдельных участках цепи — установившимися напряжениями. Каждому установившемуся режиму электрической цепи соответствует строго определенное энергетическое состояние, т. е. определенные значения энергии электрического поля конденсатора и магнитного поля индуктивной катушки:

$$W_C = Cu_C^2 / 2; \quad W_L = Li_L^2 / 2$$

Любое изменение состояния электрической цепи (включение, отключение, изменение параметров цепи и др.) называется коммутацией. Будем считать, что процесс коммутации осуществляется мгновенно. Энергетическое же состояние цепи не может измениться мгновенно.

Пусть, например, в цепи (рис. 12.1) при разомкнутом выключателе B протекает установившийся ток $I_1 = U / (R_1 + R_2)$, определяемый только сопротивлением R цепи. При замыкании выключателя, т. е. при шунтировании резистора R_1 , установившийся ток в цепи

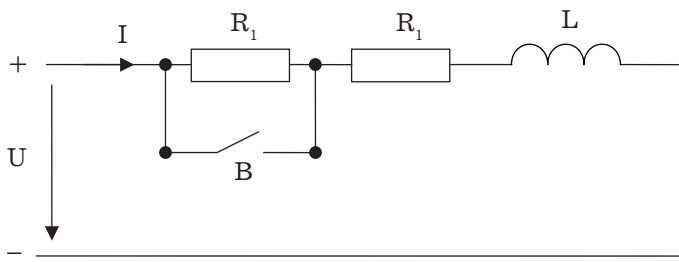


Рис. 12.1. Схема анализа влияния коммутации

$$I_2 = U/R_2 \geq I_1.$$

Если предположить, что ток в цепи изменяется мгновенно от I_1 до I_2 , то это будет означать, что в индуктивной катушке в этот момент времени переменным током индуцируется э. д. с. самоиндукции

$$e_L = -L\Delta i/0 = \infty.$$

Но любая э. д. с. самоиндукции препятствует изменению тока в цепи. Поэтому предположение о мгновенном изменении тока в цепи неверно. Только в идеальном случае, когда $L = 0$, можно рассматривать изменение тока как мгновенное.

Таким образом, ток в цепи с индуктивностью не может измениться скачком. В этом заключается первый закон коммутации.

Согласно второму закону коммутации, напряжение на зажимах конденсатора или другого емкостного элемента не может измениться скачком.

Индуктивные и емкостные элементы являются инерционными, вследствие чего для изменения энергетического состояния электрической цепи требуется некоторый промежуток времени, в течение которого происходит переходный процесс. Длительность переходного процесса, как будет показано далее, зависит от параметров цепи. Хотя такой процесс обычно длится несколько секунд или даже доли секунды, токи и напряжения в это время на отдельных участках цепи могут достигать очень

больших значений, иногда опасных для электроустановок. Поэтому нужно уметь рассчитывать токи и напряжения переходных процессов и на основании этих расчетов разрабатывать меры защиты электрической цепи.

Как и любой динамический процесс в материальных системах переходный процесс в электрических цепях описывается дифференциальным уравнением. Режим линейных электрических цепей с постоянными параметрами R , L и C описывается линейным дифференциальным уравнением с постоянными коэффициентами. Так, режим цепи синусоидального тока при последовательной соединении элементов R , L и C и напряжении источника питания $u = U_m \sin \omega t$ описывается дифференциальным уравнением с постоянными коэффициентами

$$Ri + L \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int idt = U_m \sin \omega t. \quad (12.1)$$

Полное решение такого неоднородного линейного дифференциального уравнения с постоянными коэффициентами ищут в виде

$$i = i' + i''.$$

где i' — частное решение данного неоднородного уравнения; i'' — общее решение однородного дифференциального уравнения.

Ток i' поддерживается в цепи напряжением источника питания и является установившимся током. Ток i'' находят при решении уравнения без свободного члена. Физически это означает, что приложенное к цепи напряжение равно нулю, т. е. цепь представляет собой замкнутый контур, состоящий из последовательно соединенных элементов R , L и C . Ток в такой цепи может поддерживаться только за счет запасов энергии в магнитном поле индуктивной катушки или в электрическом поле конденсатора. Так как эти запасы ограничены и при протекании тока i'' по элементам сопротивлением R происходит рассе-

ние энергии в виде теплоты, то через некоторое время этот ток становится равным нулю. Ток i'' называется свободным, так как его определяют в свободном режиме цепи.

Таким образом полное решение дифференциального уравнения позволяет определить ток i в цепи в переходном режиме или напряжение на элементах цепи $u = u' + u''$.

12.2. ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ ПРИ ПОДКЛЮЧЕНИИ К ИСТОЧНИКУ ПОСТОЯННОГО ТОКА ЦЕПИ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫМ СОЕДИНЕНИЕМ ЭЛЕМЕНТОВ С СОПРОТИВЛЕНИЕМ R И ИНДУКТИВНОСТЬЮ L

Все катушки и обмотки электрических аппаратов и машин имеют сопротивление R и индуктивность L . Поэтому исследуемую электрическую цепь, изображенную на рис. 12.2, можно считать эквивалентной схемой индуктивной катушки или обмотки, включаемой на постоянное напряжение.

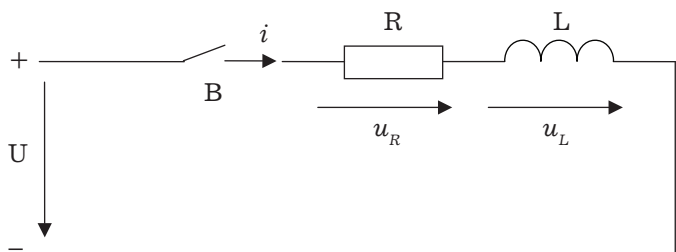


Рис. 12.2. Схема подключения цепи с последовательным соединением элементов с сопротивлением R и индуктивностью L к источнику напряжения постоянного тока

В начальный момент времени тока в цепи нет и энергия магнитного поля индуктивной катушки равна нулю.

После подключения цепи к источнику постоянного тока напряжением U в ней протекает ток I и энергия магнитного поля $LI^2/2 > 0$. Следовательно, в то время, когда происходит, изменение энергии магнитного поля индуктивной катушки (от 0 до

$LI^2/2$), в цепи протекает переходный процесс и существует переменный ток i .

Переходный процесс в такой цепи описывается дифференциальным уравнением (по второму закону Кирхгофа)

$$L \frac{di}{dt} + Ri = U. \quad (12.2)$$

Ток в установившемся режиме $i' = I = U/R$. Свободный ток i'' находят, решая однородное дифференциальное уравнение

$$L \frac{di''}{dt} + Ri'' = 0$$

с помощью характеристического уравнения $Lp + R = 0$, где коэффициент p — корень характеристического уравнения.

Решение этого уравнения ищут в виде

$$i'' = Ae^{pt}$$

Таким образом, $p = -R/L$, а ток в переходном режиме

$$i = U/R + Ae^{-Rt/L}. \quad (12.3)$$

Постоянную интегрирования A определяем с учетом первого закона коммутации из начальных условий: при $t = 0$ ток в цепи равен нулю. Получаем

$$A = -U/R.$$

В результате подстановки выражения A в формулу (12.3) получается

$$i = I(1 - e^{-t/\tau}). \quad (12.4)$$

Величина $\tau = L/R$ имеет размерность времени и называется постоянной времени цепи. Она характеризует скорость протекания переходного процесса. Чем больше τ (больше L), тем дольше протекает ток i'' и тем длительнее переходный процесс.

Как видно из рис. 12.3, свободный ток i'' при $t = 0$ равен по значению установившемуся току I , но имеет обратное направление. С течением времени этот ток уменьшается до нуля. Об-

ций ток в цепи изменяется от нуля до установившегося значения по экспоненциальному закону. При $t = \tau i'' = -Ie^{-1}$.

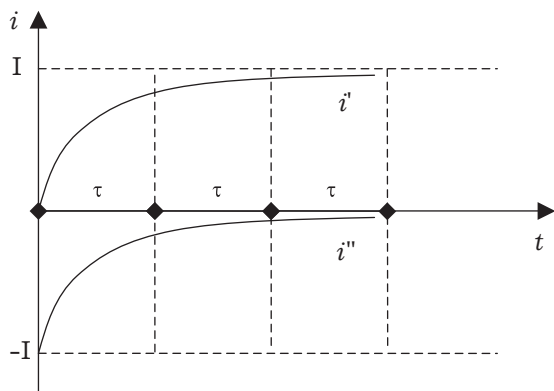


Рис. 12.3. Изменение токов в цепи с последовательным соединением элементов с сопротивлением R и индуктивностью L при подключении к источнику постоянного тока

Это означает, что постоянная времени цепи τ равна такому промежутку времени, в течение которого свободный ток уменьшается в λ раз.

В моменты времени $t = k\tau$ значения свободного тока $i'' = I/\lambda^k$ и по отношению к значению установившегося тока соответственно составляют (%): 36,00 (при $t = \tau$); 13,50 ($t = 2\tau$); 5,00 ($t = 3\tau$); 1,80 ($t = 4\tau$); 0,67 ($t = 5\tau$); 0,25 ($t = 6\tau$).

Из этих данных следует, что уже при $t = 5\tau$ ток в цепи отличается от тока I менее чем на 1%, поэтому его можно считать установившимся.

Падение напряжения на резисторе $u_R = Ri$ изменяется по такому же закону, что и ток. Падение напряжения на катушке индуктивности

$$u_L = L \frac{di}{dt} = L \frac{I}{\tau} e^{-t/\tau} = L \frac{IR}{L} e^{-t/\tau} = U e^{-t/\tau}, \quad (12.5)$$

т. е. убывает с течением времени от значения напряжения источника питания до нуля (рис. 12.4).

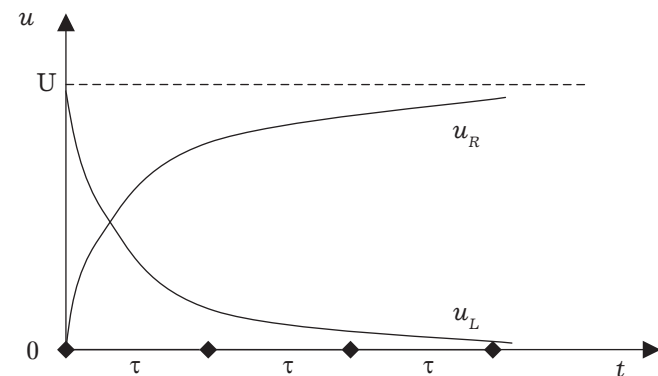


Рис. 12.4. Изменение напряжения на резисторе и катушке индуктивности при подключении к источнику постоянного напряжения.

12.3. ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ ПРИ ЗАРЯДКЕ И РАЗРЯДКЕ КОНДЕНСАТОРА

Рассмотрим схему (рис. 12.5), в которой путем установки переключателя Π в положение “1” замыкают источник постоянного напряжения U на конденсатор емкостью C . На обкладках конденсатора начинают скапливаться заряды и напряжение u_c увеличивается до значения, равного U . Это процесс зарядки конденсатора — процесс увеличения энергии электрического поля конденсатора, которая в конце процесса достигает значения $CU^2/2$.

Чтобы зарядить конденсатор до напряжения $u_c = U$, ему надо сообщить заряд $Q = CU$. Этот заряд не может быть сообщен мгновенно, так как для этого потребовался бы ток

$$i = dQ/dt = Q/0 = \infty.$$

В действительности зарядный ток в цепи ограничен сопротивлением R и в первый момент не может быть больше U/R . Поэтому процесс зарядки конденсатора растянут во времени и напряжение u_c на конденсаторе нарастет постепенно.

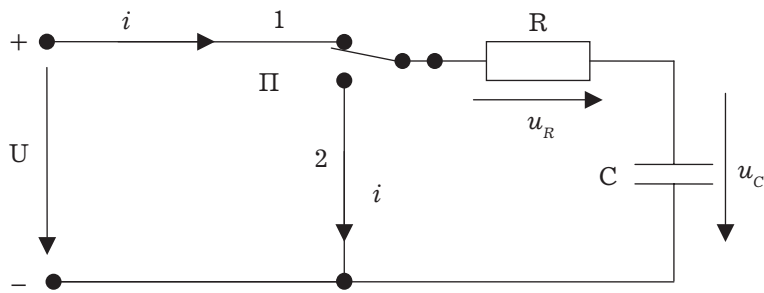


Рис. 12.5. Схема для анализа переходных процессов при зарядке и разрядке конденсатора

Для переходного процесса зарядки конденсатора, включенного по рассматриваемой схеме, можно записать

$$Ri + u_C = U.$$

Ток в такой цепи

$$i = \frac{d(Cu_C)}{dt} = C \frac{du_C}{dt}.$$

Подставляя значение тока в предыдущую формулу, получим

$$RC \frac{du_C}{dt} + u_C = U. \quad (12.6)$$

Найдем напряжение на конденсаторе:

$$u_C = u'_C + u''_C.$$

Свободное напряжение u''_C находят, решая однородное дифференциальное уравнение

$$RC \frac{du_C}{dt} + u_C = 0,$$

которому соответствует характеристическое уравнение $RCp + 1 = 0$, откуда $p = -1/(RC)$. Тогда свободное напряжение

$$u''_C = Ae^{pt} = Ae^{-t/(RC)} = Ae^{-t/\tau}, \quad (12.7)$$

где $\tau = RC$ —постоянная времени цепи.

Таким образом, напряжение на конденсаторе в переходном режиме

$$u_C = u'_C + Ae^{-t/\tau}, \quad (12.8)$$

а ток

$$i = i' - \frac{A}{R} e^{-t/\tau}. \quad (12.9)$$

Тогда токи определяются по формулам:

$$i' = C \frac{du'_C}{dt}, \quad i'' = C \frac{du''_C}{dt} = -\frac{A}{R} e^{-t/\tau}.$$

В уравнениях (12.8) и (12.9) постоянную A находят с учетом второго закона коммутации из начальных условий режима работы цепи, которые различны для процессов зарядки и разрядки конденсатора.

Зарядка конденсатора. Рассмотрим конденсатор, который до включения переключателя Π в положение “1” (рис. 12.5) не был заряжен. По окончании процесса зарядки напряжение на конденсаторе равно напряжению источника питания U , если учесть, что в установившемся режиме $i = i' = 0$. Таким образом, установившееся напряжение на конденсаторе $u'_C = U$. Постоянную A в уравнении (12.1) определяют, полагая, что при $t = 0$ $u_C = 0$. Тогда $A = -U$.

Итак, напряжение в переходном режиме при зарядке конденсатора изменяется по закону

$$u_C = U(1 - e^{-t/\tau}). \quad (12.10)$$

Для определения тока в цепи в (12.9) необходимо принять $i'_C = 0$ и $A = -U$, после чего получим

$$i = \frac{U}{R} e^{-t/\tau}. \quad (12.11)$$

На рис. 12.6 показано изменение тока в цепи и напряжения на конденсаторе при его зарядке. В начальный момент процесса зарядки ток в цепи ограничен только сопротивлением и при малом значении R может достигать больших значений $I_0 = U/R$. Переходный процесс, протекающий при зарядке конденсатора,

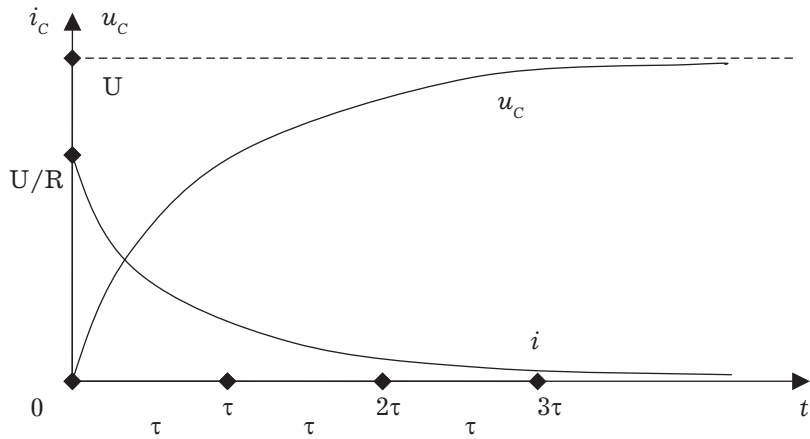


Рис. 12.6. Изменение напряжения на конденсаторе и тока в цепи при зарядке конденсатора

используют в различных устройствах автоматики, например в электронных реле времени.

Постоянная времени $\tau = RC$ характеризует скорость зарядки конденсатора. Чем меньше R и C , тем быстрее заряжается конденсатор. Например, если емкость конденсатора $C = 10$ мкФ, а сопротивление цепи $R = 100$ Ом, то $\tau = 0.001$ с; если увеличить R до 10^6 Ом, то $\tau = 10$ с.

Разрядка конденсатора. Если переключатель П установить в положение “2” (рис. 12.5), то заряженный до напряжения U_c конденсатор начнет разряжаться через резистор R . Энергия электрического поля конденсатора будет постепенно расходоваться на нагревание резистора и окружающей среды. По истечении некоторого времени установится режим, при котором напряжение на конденсаторе будет равно нулю (конденсатор полностью разряжен, а тока в цепи не будет).

Принимая $u'_c = 0$ и находя из начальных условий (при $t = 0$ $u_c = U_c$) $A = U_c$, получаем, что напряжение на конденсаторе при разрядке, описываемое формулой (12.1) равно:

$$u_c = U_c e^{-t/\tau}, \quad (12.12)$$

а ток в цепи, описываемый формулой (12.9), с учетом, что $i'_c = 0$,

$$i = \frac{U}{R} e^{-t/\tau}. \quad (12.13)$$

Итак, напряжение и ток убывают по экспоненциальному закону (рис. 12.7). Ток в цепи отрицательный, т. е. направлен противоположно току во время процесса зарядки. Скорость разрядки конденсатора определяется постоянной времени $\tau = RC$.

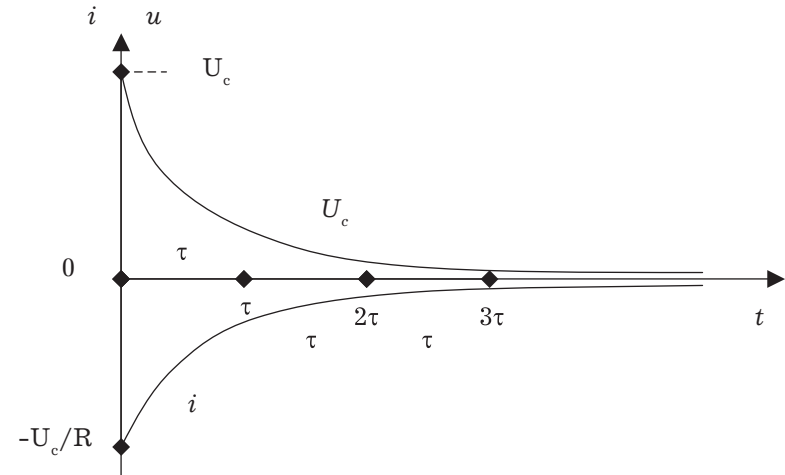


Рис. 12.7. Изменение напряжения на конденсаторе и тока в цепи при разрядке конденсатора

В начальный момент ток разрядки $I_0 = -U_c/R$. Если бы ток оставался постоянным, то конденсатор полностью разрядился бы через

$$t_{\text{разр}} = \frac{Q}{I_0} = \frac{CU_c}{U_c/R} = RC = \tau.$$

Поэтому постоянную времени можно определить как промежуток времени, в течение которого конденсатор полностью зарядился (или разрядился) бы, если бы ток зарядки (или разрядки) оставался постоянным и равным по величине начальному значению U/R (или U_c/R).

Тема: ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЯХ СИНУСОИДАЛЬНОГО ТОКА

13.1. ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ ПРИ ПОДКЛЮЧЕНИИ К ИСТОЧНИКУ СИНУСОИДАЛЬНОГО ТОКА ЦЕПИ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫМ СОЕДИНЕНИЕМ ЭЛЕМЕНТОВ СОПРОТИВЛЕНИЕМ R И ИНДУКТИВНОСТЬЮ L

Рассмотрим процессы, протекающие в цепи (рис. 13.1) при подключении ее к источнику синусоидального тока.

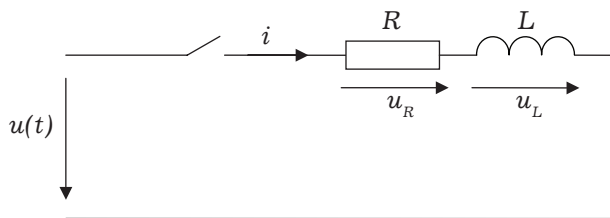


Рис. 13.1. Схема цепи с последовательным соединением элементов сопротивлением R и индуктивностью L , подключенных к источнику синусоидального тока

В момент включения мгновенное значение синусоидального напряжения источника питания $u = U_m \sin(\omega t + \psi)$. Тогда режим цепи описывается уравнением

$$L \frac{di}{dt} + Ri = U_m \sin(\omega t + \psi). \quad (13.1)$$

Ток переходного режима $i = i' + i''$. При этом установившееся значение тока, найденное как частное решение уравнения (13.1),

$$i' = I_m \sin(\omega t + \psi - \varphi) \quad (13.2)$$

где $I_m = \frac{U_m}{Z}$; $Z = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}$; $\varphi = \arctg\left(\frac{\omega L}{R}\right)$

Свободный ток i'' находят, решая однородное дифференциальное уравнение, в итоге получают:

$$i'' = U/R + Ae^{-Rt/L}.$$

Следовательно,

$$i = I_m \sin(\omega t + \psi - \varphi) + Ae^{-t/\tau} \quad (13.3)$$

Постоянная времени τ не зависит от напряжения источника питания и определяется параметрами цепи. В данном случае $\tau = L/R$.

До включения цепи ток в ней был равен нулю, поэтому для $t = 0$ уравнение (13.3) принимает вид

$$I_m \sin(\psi - \varphi) + A = 0,$$

откуда определяется A :

$$A = -I_m \sin(\psi - \varphi).$$

Таким образом, ток в цепи в переходном режиме изменяется по закону

$$i = I_m \sin(\omega t + \psi - \varphi) - I_m \sin(\psi - \varphi)e^{-t/\tau}. \quad (13.4)$$

Установившийся ток изменяется по синусоидальному закону, а свободный ток по экспоненциальному закону уменьшается до нуля (рис. 13.2). В момент включения цепи мгновенные значения токов i' и i'' равны по значению, но противоположны по знаку.

В момент времени, когда токи i' и i'' совпадают по направлению, мгновенное значение тока в цепи i превосходит амплитуду установившегося тока I_m . Как видно из формулы (13.4), начальное значение свободного тока зависит от начальной фазы ψ напряжения источника питания u . Если включение цепи происходит в момент, когда начальная фаза напряжения $\psi = \varphi + \pi/2$, то начальное значение свободного тока равно амплитуде установившегося тока, т. е. имеет наибольшее из возможных значений. Ток в цепи в конце первого полупериода достигнет значения, превышающего амплитуду установившегося тока почти в два раза.

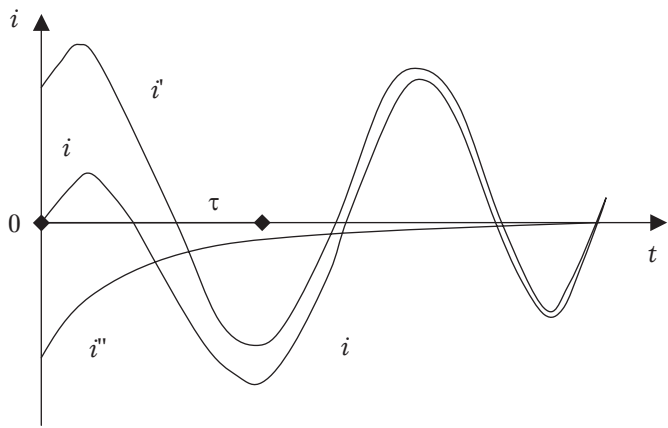


Рис. 13.2. Изменение токов в цепи с последовательным включением элементов сопротивлением R и индуктивностью L при подключении к источнику синусоидального тока

При включении цепи в момент, когда $\psi = \varphi$ или $\psi = \varphi \pm \pi$, свободный ток равен нулю и в цепи сразу же возникает установившийся режим.

Таким образом, значение тока в переходном режиме зависит не только от параметров цепи R и L , но и от начальной фазы напряжения источника питания ψ . Но в любом случае ток i цепи в начальный момент времени равен нулю. Длительность переходного процесса определяется постоянной времени $\tau = L/R$. Чем больше τ , тем длительнее переходный процесс, тем больше значение тока i в конце первого полупериода.

13.2. ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ ПРИ ПОДКЛЮЧЕНИИ К ИСТОЧНИКУ СИНУСОИДАЛЬНОГО НАПРЯЖЕНИЯ ЦЕПИ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫМ СОЕДИНЕНИЕМ ЭЛЕМЕНТОВ СОПРОТИВЛЕНИЕМ R И ЕМКОСТЬЮ C

Пусть к электрической цепи (рис. 13.3) подведено синусоидальное напряжение, мгновенное значение которого $u = U \sin(\omega t + \psi)$.

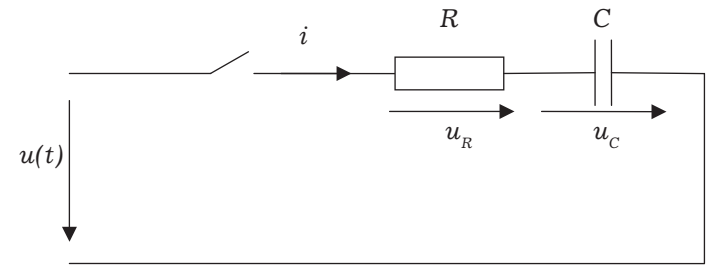


Рис. 13.3. Схема цепи с последовательным соединением элементов R и C , подключенной к источнику синусоидального тока

По второму закону Кирхгофа для данной цепи можно записать

$$Ri + u_c = u,$$

где u_c — напряжение на конденсаторе.

Принимая во внимание, что мгновенное значение тока в цепи $i = dQ/dt$, имеем

$$RC \frac{du_c}{dt} + u_c = U_m \sin(\omega t + \psi).$$

Поскольку во время переходного режима напряжение на конденсаторе $u_c = u'_c + u''_c$, а свободное напряжение находится при решении однородного дифференциального уравнения

$$RC \frac{du_c}{dt} + u_c = U$$

как $u''_c = Ae^{-t/\tau}$, где $\tau = RC$ — постоянная времени цепи, получаем

$$u_c = u'_c + Ae^{-t/\tau} \quad (13.5)$$

$$A = \frac{I_m}{\omega C} \cos(\psi - \varphi)$$

$$u''_c = \frac{I_m}{\omega C} \cos(\psi - \varphi) e^{-t/\tau}$$

Для определения установившегося напряжения u'_c можно воспользоваться выражением для установившегося тока в цепи при последовательном соединении элементов сопротивлением R и L (13.1), в котором

$$I_m = U_m / Z;$$

$$Z = \sqrt{R^2 + [1/(\omega C)]^2}; \varphi = \arctg[-1/(\omega CR)]$$

Вследствие этого

$$u'_c = \frac{1}{C} \int i' dt = -\frac{I_m}{\omega C} \cos(\omega t + \psi - \varphi). \quad (13.6)$$

Так как до включения цепи конденсатор не был заряжен ($u_c = 0$ при $t = 0$), то, используя формулы (13.5) и (13.6), можно записать

$$u''_c = \frac{I_m}{\omega C} \cos(\psi - \varphi) = -u'_c$$

Окончательно напряжение на конденсаторе в переходном режиме

$$u_c = -\frac{I_m}{\omega C} \cos(\omega t + \psi - \varphi) + \frac{I_m}{\omega C} \cos(\psi - \varphi) e^{-t/\tau}.$$

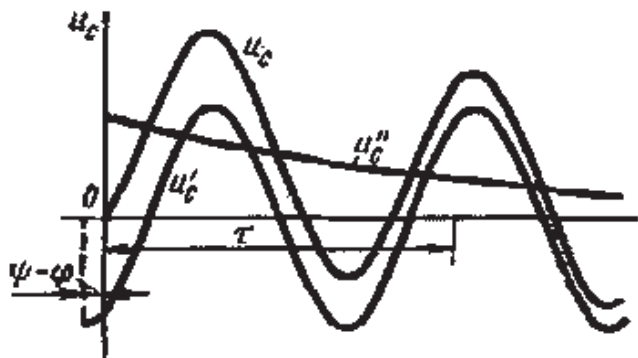


Рис. 13.4. Изменение напряжений на конденсаторе цепи с последовательным соединением элементов сопротивлением R и емкостью C при подключении к источнику синусоидального тока

На рис. 13.4 показан характер изменения напряжений на конденсаторе, соответствующий рассмотренному случаю. Скорость протекания переходного процесса определяется постоянной времени $\tau = RC$.

Изменение напряжения на конденсаторе зависит от начальной фазы ψ . Если в момент включения $\psi = \varphi \pm \pi/2$, то $u_c = 0$ и на зажимах конденсатора сразу же имеет место установившийся режим. При $\psi = \varphi$ или $\psi = \varphi \pm \pi$ начальное значение u''_c является максимальным и в конце первого полупериода при больших τ близко к двойному амплитудному значению установившегося напряжения.

Свободный ток

$$i'' = C \frac{du''_c}{dt} = -\frac{I_m}{\omega CR} \cos(\psi - \varphi) e^{-t/\tau}.$$

Тогда полный ток в цепи определяется формулой

$$i = I_m \sin(\omega t + \psi - \varphi) - \frac{I_m}{\omega CR} \cos(\psi - \varphi) e^{-t/\tau}.$$

В момент включения установившийся ток $i' = I_m \sin(\psi - \varphi)$ не равен свободному току $i'' = -\frac{I_m}{\omega CR} \cos(\psi - \varphi)$ ни по значению, ни по направлению.

При начальной фазе $\psi = \varphi \pm \pi/2$ свободный ток в момент выключения цепи, как и свободное напряжение, равен нулю и в цепи сразу возникает установившийся ток, мгновенное значение которого равно амплитудному значению. Таким образом, в отличие от цепи с последовательным соединением элементов R и L , в цепи с последовательным соединением элементов R и C в начальный момент ток имеет любое конечное значение.

Если в момент включения цепи $X_c > R$ (рис. 13.5) или $\psi = \varphi \pm \pi$, то установившийся ток начинает изменяться от нуля, а свободный ток имеет максимальное значение

$$\frac{I_m}{\omega CR} = \frac{U_{cm}}{R}.$$

Амплитуда установившегося в цепи тока

Тема: ТРАНСФОРМАТОРЫ

14.1. НАЗНАЧЕНИЕ ТРАНСФОРМАТОРОВ

Трансформатором называется статическое устройство, имеющее две или большее число индуктивно связанных обмоток и предназначенное для преобразования посредством электромагнитной индукции одной или нескольких систем переменного тока в одну или несколько других систем переменного тока.

Обычно приемники электроэнергии расположены на некотором расстоянии от электростанций. Иногда эти расстояния измеряются сотнями и тысячами километров. Генераторы электростанций вырабатывают электроэнергию напряжением 10–20 кВ. Энергия большой мощности $S = \sqrt{3}UI$ при небольшом значении напряжения может быть передана только при большом значении тока. Для этого требуются провода больших сечений, иначе потери мощности $P_n = 3I^2R_0L$ (R_0 — сопротивление 1 км линии передачи, Ом/км; L — длина линии, км) будут большими. Чем больше мощность и длина линии передачи, тем больше потери мощности. При некоторых значениях S и L передача электроэнергии становится экономически невыгодной.

Если ту же самую мощность передавать при более высоком напряжении, то ($I = S/(\sqrt{3}U)$) уменьшится. Такое изменение напряжения при практически неизменной передаваемой мощности осуществляется с помощью трансформатора. Трансформаторы могут повышать напряжение генераторов электростанций до 35, 110, 220, 330, 500, 750 кВ.

На местах потребления электроэнергии напряжение должно быть понижено до такого уровня, которое является номинальным для электроприемников (220, 380 В и т. д.). Для этой цели также используют трансформаторы.

Первые идеи создания трансформатора принадлежали талантливому русскому изобретателю П. Н. Яблочкову (1878).

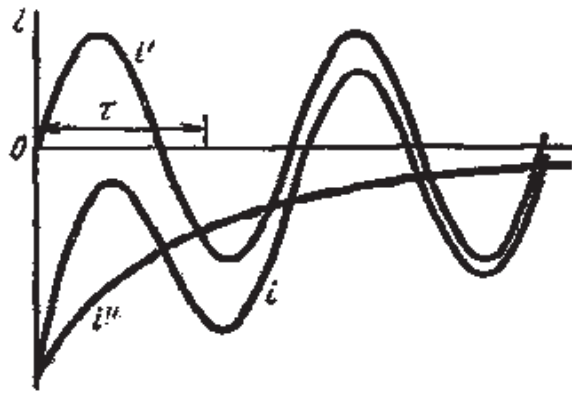


Рис. 13.5. Изменение тока в цепи с последовательным соединением элементов сопротивлением R и емкостью C при подключении к источнику синусоидального тока

$$I_m = \frac{U_{cm}}{X_c} = \omega C U_{cm}.$$

Поэтому, если $X_c > R$, начальное значение свободного тока может превышать амплитудное в $X_c/R = 1/(\omega CR)$ раз. Это имеет место только при малых значениях C , т. е. при малых значениях постоянной времени. Вследствие этого большой свободный ток может протекать в цепи в течение короткого времени, значительно меньшего периода T .

Быстрое развитие трансформаторостроения началось тогда, когда М. О. Доливо-Добровольским была разработана трехфазная система тока (1889–1890). Им же была предложена конструкция трехфазного трансформатора.

Трансформаторы применяются в установках электросварки, в радио- и телеустановках, в системах автоматического управления, связи и др. В этих случаях трансформаторы преобразуют напряжение одного уровня в напряжение другого уровня, которое требуется для питания данного элемента установки и отличается от напряжения, источника питания.

Область применения трансформаторов очень широка, чем и объясняются их конструктивное разнообразие и большой диапазон мощностей (от долей вольт-ампер до сотен мегавольт-ампер).

14.2. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ТРАНСФОРМАТОРА

Трансформатор (рис. 14.1) состоит из стального магнитопровода, на который намотаны обмотки. Обмоток может быть две (двухобмоточный трансформатор), три (трехобмоточный) и т. д. К одной из обмоток подводят напряжение u_1 от источника питания. Эта обмотка называется *первичной* и имеет ω_1 витков. Другая обмотка, имеющая ω_2 витков, называется *вторичной*. Начала обмоток обозначают А и а, концы — Х и х.

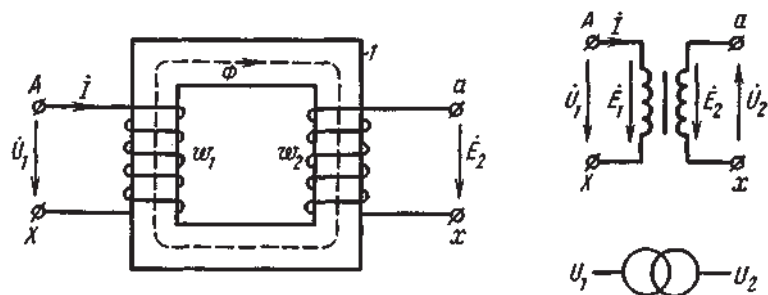


Рис. 14.1. Электромагнитная схема трансформатора (а) и его условное изображение на электрических схемах (б, в)

Под действием переменного напряжения u_1 по виткам первичной обмотки протекает переменный ток i , создающий переменную магнитодвижущую силу $i\omega_1$, которая, в свою очередь, создает переменный *основной магнитный поток* Φ , замыкающийся по стальному магнитопроводу. Применение магнитопровода с большой магнитной проводимостью способствует увеличению магнитного потока и усилению электромагнитной связи между обмотками. Замыкаясь, магнитный поток Φ оказывается сцепленным как с первичной, так и со вторичной обмотками.

При синусоидальном первичном напряжении магнитный поток также будет синусоидальным: $\Phi = \Phi_m \sin \omega t$ (здесь и далее ω — угловая частота синусоидального напряжения, а ω_1 , ω_2 — количество витков первичной и вторичной обмоток трансформатора). Магнитный поток индуцирует в первичной обмотке э. д. с. *самоиндукции*, пропорциональную числу витков обмотки и скорости изменения магнитного потока:

$$e_1 = -\omega_1 \frac{d\Phi}{dt} = -\omega \omega_1 \Phi_m \cos \omega t = E_{1m} \sin(\omega t - \pi/2), \quad (14.1)$$

где $E_{1m} = \omega \omega_1 \Phi_m$ — амплитуда первичной э. д. с.

Как видно из формулы (14.1), э. д. с. первичной обмотки отстает по фазе от магнитного потока на угол $\pi/2$.

Синусоидальный магнитный поток, сцепленный со вторичной обмоткой, индуцирует в ней э. д. с. *взаимоиндукции*

$$e_2 = -\omega_2 \frac{d\Phi}{dt} = -\omega \omega_2 \Phi_m \cos \omega t = E_{2m} \sin(\omega t - \pi/2), \quad (14.2)$$

где $E_{2m} = \omega \omega_2 \Phi_m$ — амплитуда вторичной э. д. с.

Сравнивая (14.2) и (14.1), видим, что вторичная э. д. с. совпадает по фазе с первичной э. д. с., т. е. также отстает по фазе от магнитного потока на угол $\pi/2$. Этому и следовало ожидать, так как обе э. д. с. индуцируются одним и тем же магнитным потоком.

Так как частота э. д. с. одинакова и индуцируются они одним и тем же магнитным потоком, то первичная э. д. с. отлича-

ется от вторичной только в том случае, если число витков ω_1 и ω_2 обмоток неодинаково. Чем больше число витков обмотки, тем большая э. д. с. в ней индуцируется.

$$E_1 = \frac{E_{1m}}{\sqrt{2}} = \frac{\omega\omega_1\Phi_m}{\sqrt{2}} = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} f\omega_1\Phi_m = 4,44 f\omega_1\Phi_m;$$

$$E_2 = \frac{E_{2m}}{\sqrt{2}} = \frac{\omega\omega_2\Phi_m}{\sqrt{2}} = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} f\omega_2\Phi_m = 4,44 f\omega_2\Phi_m;$$

$$k = \frac{E_1}{E_2} = \frac{\omega_1}{\omega_2}.$$

Отношение первичной э. д. с. к вторичной называется коэффициентом трансформации трансформатора и равно отношению числа витков обмоток. Коэффициент трансформации может быть как больше, так и меньше единицы.

Если необходимо повысить напряжение источника питания, то число витков вторичной обмотки делают больше числа витков первичной обмотки ($\omega_1 < \omega_2$). Такой трансформатор называется повышающим. Если это напряжение надо понизить, то $\omega_2 < \omega_1$. В этом случае трансформатор будет понижающим. Если требуется несколько различных значений вторичного напряжения, то на тот же магнитопровод наматывают несколько вторичных обмоток с различным числом витков.

Таким образом, при подключении первичной обмотки трансформатора к источнику переменного тока на зажимах вторичной обмотки индуцируется переменная э. д. с. E_2 и вторичная обмотка становится источником питания, к которой можно присоединить какой-либо электроприемник.

14.3. УСТРОЙСТВО ТРАНСФОРМАТОРОВ

Магнитопровод трансформаторов изготавливают из стальных листов толщиной 0,35–0,5 мм. В настоящее время применяют два вида специальной электротехнической стали: горячекатаную сталь с высоким содержанием кремния или холоднокатаную

сталь. Последняя имеет лучшие магнитные характеристики в направлении прокатки.

Стальные листы изолированы друг от друга бумажной, лаковой изоляцией (толщиной 0,04–0,6 мм) или окалиной, что позволяет уменьшить потери мощности в магнитопроводе за счет того, что вихревые токи замыкаются в плоскости поперечного сечения отдельного листа (рис. 14.2). Чем меньше толщина листа, тем меньше сечение проводника, по которому протекает вихревой ток I_v , и тем больше его сопротивление. В результате вихревой ток и потери мощности на нагрев магнитопровода уменьшаются.

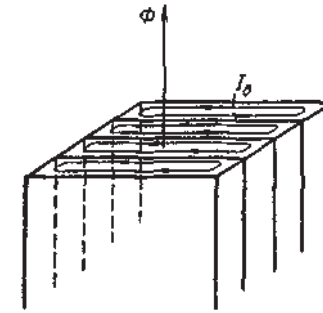


Рис. 14.2. Вихревые токи в магнитопроводе из стальных листов

По типу или конфигурации магнитопровода трансформаторы подразделяют на стержневые и броневые. В стержневых трансформаторах обмотки, насаженные на стержень магнитопровода, охватывают его (рис. 14.3, а).

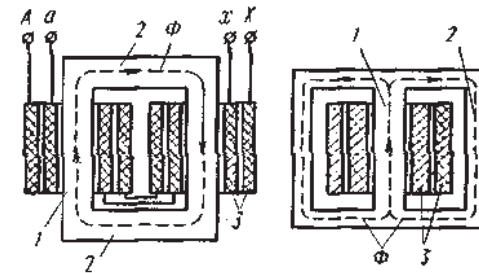
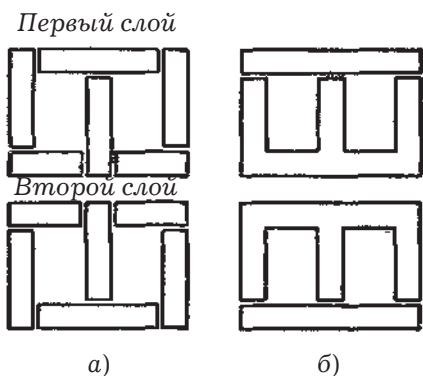


Рис. 14.3. Типы однофазных трансформаторов: а — стержневой; б — броневой; 1 — стержень, 2 — ярмо, 3 — обмотки

В броневых трансформаторах магнитопровод частично охватывает обмотки и как бы “бронирует” их (рис. 14.3, б). Гори-

горизонтальные части магнитопровода, не охваченные обмотками, называются нижним и верхним ярмом.

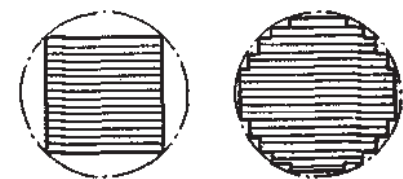


Трансформаторы большой и средней мощности обычно изготавливают стержневыми, так как они проще по конструкции, имеют лучшие условия для охлаждения обмоток, что особенно важно в мощных трансформаторах, имеющих большие габариты. Магнитопровод таких трансформаторов набирается из отдельных пластин прямоугольной формы (рис. 14.4, а). Трансформаторы малой мощности могут иметь магнитопровод, собранный из пластин, выполненных в форме буквы Ш, и прямоугольных полос (рис. 14.4, б).

Рис. 14.4. Схемы сборки магнитопроводов трансформаторов: а — из отдельных пластин прямоугольной формы; б — из пластин в форме буквы «Ш» и прямоугольных полос

Для уменьшения магнитного сопротивления их набирают так, чтобы стыки пластин в двух соседних слоях были в разных местах. Аналогично выполняют магнитопроводы с двумя стержнями.

Стержни магнитопровода имеют квадратное или ступенчатое поперечное сечение (рис. 14.5), что позволяет при заданном значении магнитного потока или мощности уменьшить габаритные размеры обмотки, а значит, и всего трансформатора. Ярмо обычно имеет квадратное сечение.



Стержни магнитопровода имеют квадратное или ступенчатое поперечное сечение (рис. 14.5), что позволяет при заданном значении магнитного потока или мощности уменьшить габаритные размеры обмотки, а значит, и всего трансформатора. Ярмо обычно имеет квадратное сечение.

Рис. 14.5. Поперечные сечения стержней трансформаторов: а — квадратное, б — ступенчатое

Магнитопровод броневого типа применяется для сухих трансформаторов малой мощности. Наружные броневые стержни этого магнитопровода частично защищают обмотки трансформатора от механических повреждений.

Магнитопроводы стержневых и броневых трансформаторов малой мощности можно навивать из узкой ленты электротехнической стали (рис. 14.6).

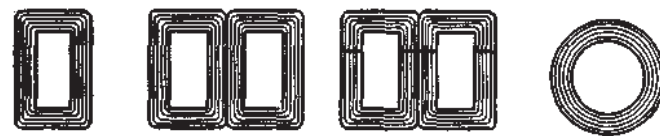


Рис. 14.6. Ленточные магнитопроводы: а — стержневой; б — броневого; в — кольцевой

Это позволяет уменьшить воздушные зазоры в магнитопроводе и снизить магнитное сопротивление, а следовательно, и ток холостого хода. В большинстве случаев ленточные магнитопроводы разрезают, чтобы на них легче было посадить заранее намотанные обмотки. Затем половинки магнитопроводов соединяют.

В трансформаторах, работающих при высокой частоте, магнитопроводы изготавливают из порошковых материалов (пермаллой, ферриты).

Обмотки трансформаторов обычно выполняют из медного провода круглого или прямоугольного сечения. Для лучшей магнитной связи между обмотками их стремятся расположить как можно ближе друг к другу. Показанное на рис. 14.1, а расположение обмоток на разных стержнях удобно для анализа принципа действия трансформатора. В действительности же обмотки (первичную и вторичную) располагают на одних и тех же стержнях, разделив каждую из них пополам (см. рис. 14.3, а). Половинки обмоток соединяют последовательно или параллельно. Использование двух стержней позволяет приблизить обмотки к ним и тем самым при заданном числе витков уменьшить средний радиус обмоток и расход проводов. Обмотки

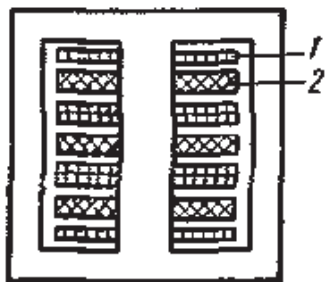


Рис. 14.7. Чередующаяся (дисковая) обмотка броневого трансформатора:

1 — обмотка низшего напряжения;
2 — обмотка высшего напряжения

из нескольких частей (секций) в виде дисковых катушек, расположенных друг за другом по высоте стержня (рис. 14.7).

В трансформаторах малой мощности обычно применяют концентрические обмотки, намотанные из провода круглого сечения. В трансформаторах средней мощности используют одно- или многослойные концентрические обмотки в виде цилиндров, выполненные из проводов прямоугольного сечения. В трансформаторах большой мощности концентрические обмотки состоят из последовательно соединенных дисковых спиральных катушек. Между ними есть горизонтальные каналы для охлаждающей жидкости. Чередующиеся обмотки применяют в основном в броневых трансформаторах. При этом ближе к ярму находится обмотка низшего напряжения.

По способу охлаждения трансформаторы подразделяются на сухие и масляные. Сухие трансформаторы имеют естественное воздушное охлаждение, которое может быть использовано только для трансформаторов малой мощности. При увеличении мощности повышаются интенсивность тепловыделения и нагрев обмоток. Чтобы обеспечить допустимую для изоляции температуру нагрева, применяют более интенсивные способы отвода теплоты. Для этого магнитопровод с обмотками помещают в специальный бак (кожух), заполненный трансформатор-

изолируют как от стержня и ярма магнитопровода, так и друг от друга. В качестве изоляции применяют электротехнический картон, специальную бумагу или ткань, пропитанную лаком.

По расположению обмоток относительно друг друга различают концентрические, изготовленные в виде цилиндров (см. рис. 14.3), и чередующиеся, когда каждая из обмоток (1, 2) состоит

ным маслом. Масло является одновременно и изолирующей, и охлаждающей средой. Интенсивность охлаждения обеспечивается как за счет большей по сравнению с воздухом теплопроводности, так и за счет того, что поверхность бака по сравнению с поверхностью трансформатора значительно больше. Этот способ охлаждения называется естественным масляным охлаждением.

У трансформаторов средней мощности для большей интенсивности охлаждения баки делают трубчатыми (рис. 14.8).

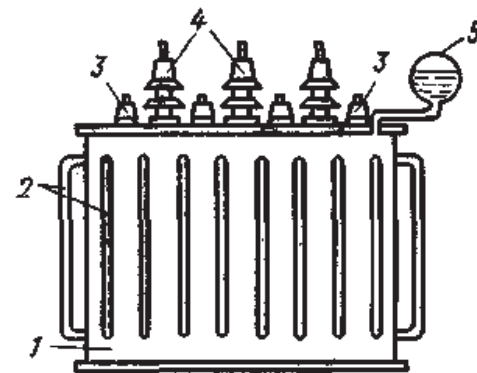


Рис. 14.8. Бак трансформатора с трубчатым радиатором:

1 — бак; 2 — трубки радиатора;

3 — выводы обмотки низшего напряжения;

4 — выводы обмотки высшего напряжения;

5 — расширитель

Трубы 2, вваренные в стенки бака, образуют радиатор, в котором масло циркулирует за счет конвекции. В трансформаторах большой мощности применяют специальные вентиляторы для обдува трубок радиатора воздухом и даже систему *принудительного масляного охлаждения*, когда охлаждающее масло насосами прогоняется через специальные теплообменники, которые, в свою очередь, охлаждаются водой или воздухом.

При работе трансформатора токи в обмотках не остаются постоянными. С изменением тока изменяется степень нагрева масла и, следовательно, его объем. Чтобы при этом поверхность соприкосновения масла с воздухом и его увлажнение были минимальными, применяют так называемые *расширители* б, располагаемые выше бака трансформатора.

На крышке бака трансформатора располагаются изоляторы выводов обмоток, изготовленные из фарфора или стекла.

14.4. НАМАГНИЧИВАЮЩИЙ ТОК

Намагничивающим током называется ток, протекающий по первичной обмотке и создающий магнитный поток Φ трансформатора.

Как было показано в разд. 14.2, при подведении к первичной обмотке синусоидального напряжения u_1 по обмотке протекает ток i , создающий магнитный поток Φ , который, в свою очередь, индуцирует в первичной обмотке э. д. с. e_1 . Пренебрегая активным сопротивлением первичной обмотки, для схемы (рис. 14.1, б) можно написать уравнение по второму закону Кирхгофа:

$$u_1 = -e_1, \quad (3)$$

откуда следует, что при синусоидальном напряжении u_1 э. д. с. e_1 также синусоидальна. Так как e_1 пропорциональна производной от магнитного потока Φ , то магнитный поток также изменяется во времени по синусоидальному закону. Если магнитопровод, по которому замыкается магнитный поток, является элементом, для которого характерна линейная зависимость между током i и потоком Φ , то, так как

$$e_1 = -\omega_1 \frac{d\Phi}{dt} = -L_1 \frac{di}{dt},$$

ток изменяется также по синусоидальному закону.

Для магнитопровода из стали (без учета перемангнивания) зависимости $\Phi = f(i)$, или $\Phi = f(i\omega_1)$, соответствует кривая намагничивания, представленная на рис. 14.9, б.

Зависимость $\Phi = f(i)$ линейна только при малых значениях тока. При больших значениях i наступает магнитное насыщение и при дальнейшем увеличении тока прирост магнитного потока становится меньше. Зависимость $i(t)$ в этом случае можно определить графическим путем, как это показано на рис. 14.9.

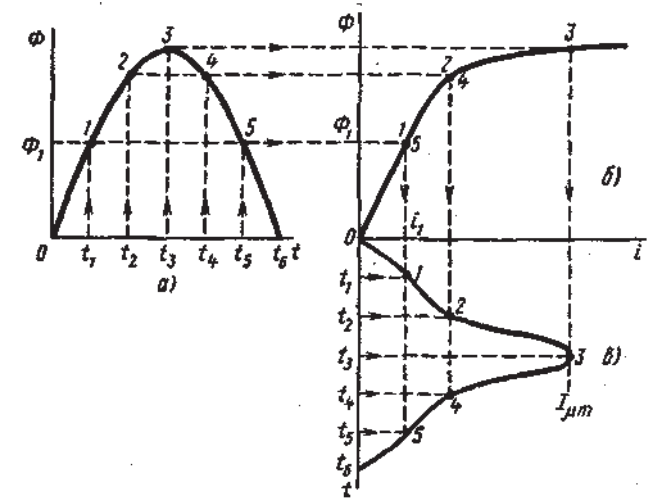


Рис. 14.9. Графическое определение намагничивающего тока при синусоидальном магнитном потоке:
а — $\Phi = f(t)$, б — $\Phi = f(i)$, в — $i = f(e)$

В качестве примера рассмотрим построение точки 1 зависимости $i(t)$ (рис. 14.9, в). Для момента времени t_1 находим магнитный поток Φ_1 (точка 1 на рис. 14.9, а). Переносим это значение на кривую намагничивания (точка на рис. 14.9, б). Здесь потоку Φ_1 соответствует ток i_1 . Далее находим точку 1 зависимости $i(t)$ по координатам i_1 и t_1 . Аналогично находим все остальные точки 2, 3, 4, 5. Порядок построения показан на рисунке стрелочками.

Из рис. 14.9, в видно, что зависимость $i(t)$ несинусоидальна. Только в области малых значений ток изменяется по синусоидальному закону. Чем ближе значение i к амплитудному, тем больше отклонение мгновенного значения тока от синусоидаль-

ной зависимости, причем функция $i(t)$ носит ярко выраженный пиковый характер, в ней выделяется гармоника тока третьего порядка.

Как известно, векторами можно изображать только синусоидальные величины. Поэтому для построения векторной диаграммы несинусоидальный намагничивающий ток нужно заменить эквивалентным синусоидальным. Таким образом, рассматривают такой синусоидальный ток, действующее значение которого равно действующему значению несинусоидального тока. Эквивалентный синусоидальный намагничивающий ток совпадает по фазе с синусоидальным магнитным потоком, так как реальный ток $i(t)$ через нулевые и максимальные значения проходит одновременно с магнитным потоком. Действующее значение намагничивающего тока можно определить через его максимальное значение:

$$I_{\mu} = I_{\mu m} / (\lambda \sqrt{2}), \text{ где } \lambda \geq 1.$$

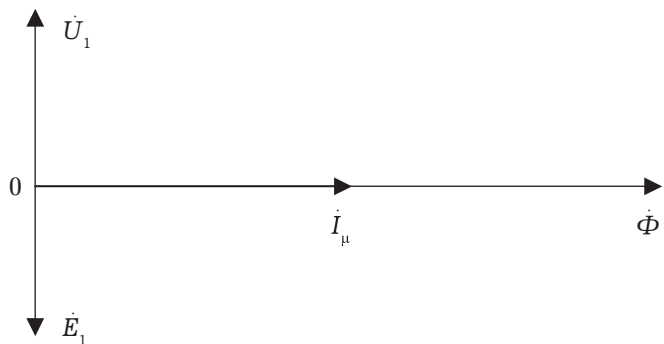


Рис. 14.10. Векторная диаграмма первичной обмотки трансформатора с учетом намагничивающего тока

На рис. 14.10 построена векторная диаграмма цепи первичной обмотки трансформатора. За начальный вектор принят вектор магнитного потока $\dot{\Phi}$. С ним по фазе совпадает вектор эквивалентного синусоидального намагничивающего тока \dot{I}_{μ} . Вектор первичной э. д. с. \dot{E}_1 отстает по фазе от вектора $\dot{\Phi}$ на угол

$\pi/2$, а вектор первичного напряжения \dot{U}_1 , как это следует из (3), противоположен по фазе вектору \dot{E}_1 , так как $\dot{U}_1 = -\dot{E}_1$. Как видно из диаграммы, намагничивающий ток является чисто реактивным индуктивным током.

Анализ зависимостей на рис. 14.9 показывает, что при магнитном насыщении увеличивается намагничивающий ток. При работе на линейном участке кривой намагничивания этот ток невелик. Поскольку эти условия работы достигаются за счет увеличений сечения магнитопровода, т. е. за счет увеличения веса и, следовательно, стоимости трансформатора, их изготовляют таким образом, чтобы при максимальном значении магнитного потока было незначительное магнитное насыщение.

14.5. РЕЖИМ ХОЛОСТОГО ХОДА ТРАНСФОРМАТОРА

Режимом холостого хода трансформатора называется такой режим, когда его вторичная обмотка разомкнута, т. е. нагрузка отсутствует. В режиме холостого хода к первичной обмотке подведено напряжение U_1 , по ней протекает ток холостого хода i_0 , а по магнитопроводу замыкается магнитный поток Φ , индуцирующий в первичной обмотке э. д. с. e_1 и во вторичной — e_2 . Так как вторичная обмотка разомкнута, ток по ней не протекает.

На практике при протекании по первичной обмотке переменного тока изменение магнитного потока определяется петлей гистерезиса. Это обуславливает отставание изменений магнитного потока от изменений тока (магнитодвижущей силы). Гистерезис влияет и на ток холостого хода. На рис. 14.11 показано графическое определение тока холостого хода.

Построение ведется аналогично представленному на рис. 14.9. На рис. 14.11, б показана только часть петли гистерезиса, соответствующая положительным значениям магнитного потока (стрелочками показаны восходящая и нисходящая ветви петли гистерезиса). Восходящая ветвь соответствует четверти периода, когда магнитный поток увеличивается, а нисходящая — четверти периода, когда магнитный поток уменьшается.

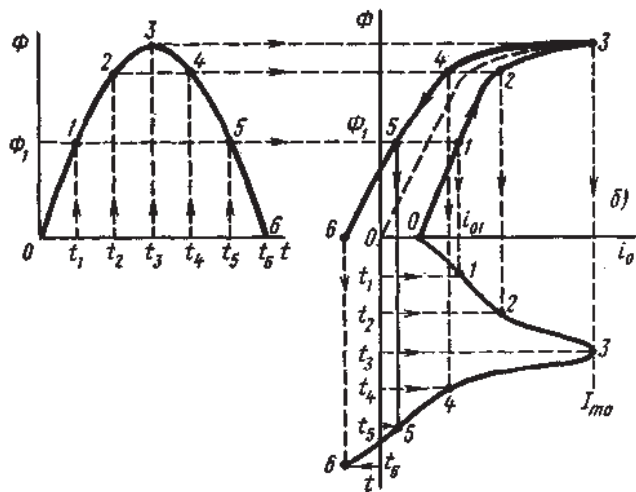


Рис. 14.11. Графическое определение тока холостого хода при синусоидальном магнитном потоке

Ток холостого хода $i_0 = f(t)$ несинусоидален, так как основную его долю составляет намагничивающий ток. Эквивалентный синусоидальный ток холостого хода будет опережать синусоидальный магнитный поток, так как через нулевые значения ток проходит раньше, чем магнитный поток (при $t = 0$ $\Phi = 0$, а ток $i_0 > 0$). Эта активная составляющая \dot{I}_{a0} тока совпадает по фазе с напряжением \dot{U}_1 (рис. 14.12).

Составляющая \dot{I}_{aR} определяет ту часть электроэнергии, которая преобразуется в тепловую, затрачиваемую на нагрев магнитопровода, обусловленный его перемагничиванием. Магнитопровод нагревается также за счет вихревых токов \dot{I}_{aB} . Эта часть тепловых потерь энергии компенсируется активной составляющей тока источника, протекающей по первичной обмотке трансформатора. Таким образом, активная составляющая тока холостого хода $\dot{I}_{a0} = \dot{I}_{aR} + \dot{I}_{aB}$

Потери мощности холостого хода, затрачиваемые на нагрев магнитопровода равны:

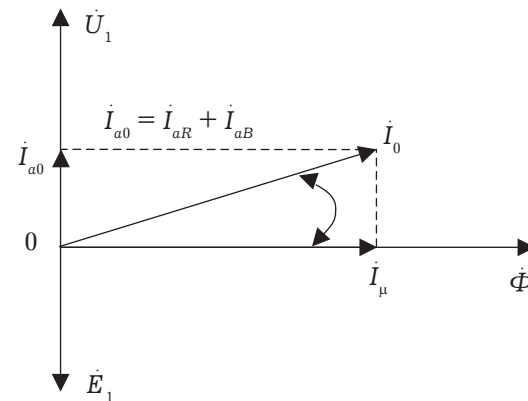


Рис. 14.12. Векторная диаграмма первичной обмотки трансформатора с учетом потерь в стальном магнитопроводе

$$P_{n0} = U_1 I_{a0} = U_1 I_0 \sin \delta_c.$$

Так как эти потери пропорциональны $\sin \delta_c$, то угол δ_c называется углом потерь в стали магнитопровода. При выполнении магнитопровода из специальной электротехнической листовой стали этот угол равен $5-10^\circ$, а ток холостого хода практически равен намагничивающему току ($I_0 = I_{\mu}$).

В силовых трансформаторах малой мощности ток холостого хода не превышает 10% от номинального тока первичной обмотки, а у трансформаторов большой мощности он уменьшается до 2,5–3%. Хотя ток холостого хода невелик, его большая индуктивная составляющая снижает коэффициент мощности энергосистемы, а высшие гармоники неблагоприятно воздействуют на работу электрооборудования.

14.6. КОРОТКОЕ ЗАМЫКАНИЕ ТРАНСФОРМАТОРА

Режимом короткого замыкания трансформатора называется такой режим, когда выводы вторичной обмотки замкнуты токопроводом сопротивлением, равным нулю $Z_H = 0$. Короткое замыкание трансформатора в условиях эксплуатации создает

аварийный режим, так как вторичный ток, а следовательно, и первичный увеличиваются в несколько десятков раз по сравнению с номинальным. Поэтому в цепях с трансформаторами предусматривают защиту, которая при коротком замыкании автоматически отключает трансформатор.

В лабораторных условиях можно провести испытательное короткое замыкание трансформатора, при котором накоротко замыкают зажимы вторичной обмотки, а к первичной подводят такое напряжение U_K , при котором ток в первичной обмотке не превышает номинального значения $I_K \leq I_{1ном}$. При этом выраженное в процентах напряжение U_K , при котором $I_K = I_{1ном}$, обозначают u_K и называют *напряжением короткого замыкания трансформатора*. Это характеристика трансформатора, указываемая в паспорте:

$$u_K = \frac{U_K}{U_{1ном}} \cdot 100\%.$$

Напряжение короткого замыкания зависит от высшего напряжения обмоток трансформатора. Так, например, при высшем напряжении 6–10 кВ $u_K = 5,5\%$, при 35 кВ $u_K = 6,5–7,5\%$, при 110 кВ $u_K = 10,5\%$ и т. д.

Как видно, с повышением номинального высшего напряжения увеличивается напряжение короткого замыкания трансформатора.

При напряжении u_K , составляющем 5–10% от номинального первичного напряжения, намагничивающий ток (ток холостого хода) уменьшается в 10–20 раз или еще более значительно. Поэтому в режиме короткого замыкания считают, что $\dot{I}'_1 = -\dot{I}'_2$. Основной магнитный поток Φ также уменьшается в 10–20 раз, и потоки рассеяния обмоток становятся соизмеримыми с основным потоком.

Так как при коротком замыкании вторичной обмотки трансформатора напряжение на ее зажимах $U_2 = 0$, уравнение э. д. с. для нее принимает вид

$$\dot{E}'_2 = R'_2 \dot{I}'_2 + jX'_2 \dot{I}'_2,$$

а уравнение, определяющее напряжение, записывается как

$$\dot{U}_K = R_K \dot{I}'_1 + jX_K \dot{I}'_1.$$

14.7. ПОТЕРИ МОЩНОСТИ И КОЭФФИЦИЕНТ ПОЛЕЗНОГО ДЕЙСТВИЯ ТРАНСФОРМАТОРА

Подводимая к трансформатору мощность $P_1 = U_1 I_1 \cos \varphi_1$, а мощность, отдаваемая трансформатором и потребляемая нагрузкой, $P_2 = U_2 I_2 \cos \varphi_2$. Разность $P_n = P_1 - P_2$ представляет собой потери мощности в трансформаторе. В энергетическом отношении трансформатор является весьма совершенным аппаратом и потери в трансформаторах большой мощности находятся в пределах 1–5% от номинальной мощности трансформатора (меньшие потери мощности у трансформаторов большей мощности).

Коэффициент полезного действия трансформатора

$$\eta = \frac{P_2}{P_1}. \quad (14.4)$$

Разность между значениями P_2 и P_1 , равная потерям мощности в трансформаторе, очень мала. Если для определения коэффициента полезного действия в формулу (14.4) подставлять показания ваттметров, измеряющих мощности P_1 и P_2 , то это может привести к большим ошибкам, так как точность показаний ваттметров находится в пределах разности между P_1 и P_2 (при определенных условиях можно получить даже значение к. п. д., превышающее 100%). Поэтому к. п. д. трансформатора определяют косвенным путем по формуле

$$\eta = \frac{P_2}{P_2 + P_n}.$$

Потери мощности в трансформаторе состоят из потерь холостого хода и потерь короткого замыкания:

$$P_n = P_{n0} + P_{нкз}.$$

Потери мощности P_{n0} пропорциональны квадрату магнитной индукции и, следовательно, квадрату первичного напряже-

ния U_1 . При $U_1 = \text{const}$, что соответствует нормальным условиям работы трансформатора, потери P_{n0} постоянны и не зависят от тока нагрузки. Эти потери определяются из опыта холостого хода и в паспорте трансформатора указывают их номинальное значение $P_{n0ном}$ (при $U_1 = U_{1ном}$). У большинства трансформаторов $P_{n0ном}$ составляет менее 1% от номинальной мощности.

Потери мощности на нагрев обмоток

$$P_{нк} = I_2'^2 R_K = I_1^2 R_K.$$

Используя выражение для коэффициента нагрузки трансформатора,

$$\beta = I_1 / I_{1ном} = \frac{P_2}{S_{ном} \cos \varphi_2}, \quad (14.5)$$

определив $I_1 = \beta I_{1ном}$, находят формулу потерь мощности

$$P_{нк} = \beta^2 I_{1ном}^2 R_K.$$

Можно показать (см. формулу (4)), что к. п. д. трансформатора в общем случае определяется по формуле

$$\eta = \frac{\beta S_{ном} \cos \varphi_2}{\beta S_{ном} \cos \varphi_2 + P_{n0ном} + \beta^2 P_{нкном}}. \quad (14.6)$$

Для данного трансформатора номинальной мощностью $S_{ном}$ из паспорта находят номинальные потери мощности $P_{n0ном}$ и $P_{нкном}$.

По формуле (14.5) можно рассчитать к. п. д. для любого значения нагрузки и $\cos \varphi_2$. Для определенного значения $\cos \varphi_2$ можно также построить зависимость $\eta = f(\beta)$. На рис. 14.13 эта зависимость построена для трансформатора, у которого $P_{n0ном} = 1\%$, а $P_{нкном} = 3\%$ от $S_{ном}$ при $\cos \varphi_2 = 0,8$. Если нагрузка активная ($\cos \varphi_2 = 1$), к. п. д. трансформатора будет несколько выше.

Так как потери P_{n0} остаются постоянными, а потери в обмотках $P_{нк}$ увеличиваются пропорционально квадрату коэффициента нагрузки, то из анализа выражения (14.6) можно сделать вывод, что к. п. д. трансформатора достигает максимального значения η_{\max} при некотором значении коэффициента нагрузки β , который определяется из условия $d\eta/d\beta = 0$. Продифферен-

цировав выражение (14.6), получим, что η максимально при условии $\beta^2 P_{нкном} = P_{n0ном}$, т. е. при равенстве потерь холостого хода и короткого замыкания. Оптимальный коэффициент нагрузки β_{opt} , при котором $\eta = \eta_{\max}$, определится из равенства

$$\beta_{opt} = \sqrt{P_{n0ном} / P_{нкном}}. \quad (14.7)$$

Из зависимости $\eta = f(\beta)$ видно, что к. п. д. трансформатора мало изменяется при $0,2 < \beta < 1$ и максимум в значениях к. п. д. не является резко выраженным.

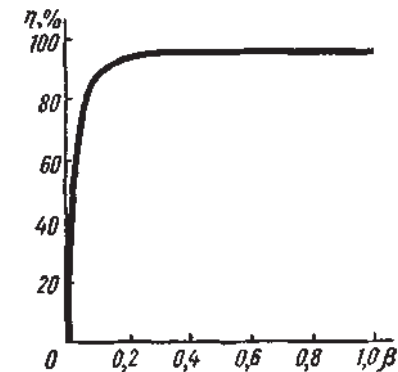


Рис. 14.13. Изменение к.п.д. трансформатора в зависимости от нагрузки

Чем меньше разница между $P_{n0ном}$ и $P_{нкном}$, тем ближе значение β_{opt} к единице. Обычно трансформаторы изготовляют такими, чтобы β_{opt} находилось в пределах 0,5–0,7, так как они в основном работают именно с такой нагрузкой. Увеличение β_{opt} приводит к увеличению расхода проводникового материала.

У трансформаторов малой мощности номинальное значение к. п. д. снижается до 70–90%, а трансформаторы мощностью несколько вольт- ампер могут иметь и более низкий к. п. д.

Раздел II ЭЛЕКТРОНИКА

Лекция № 15

Тема: **НЕСИНУСОИДАЛЬНЫЕ ТОКИ (СИГНАЛЫ) И ИХ ХАРАКТЕРИСТИКИ**

Приступая к изучению каких-либо новых объектов или явлений, всегда стремятся провести их предварительную классификацию. Основная цель на данном этапе — выработка критериев классификации сигналов, а также, что очень важно, установление определенной терминологии.

15.1. СИГНАЛ И ЕГО МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ

Сигналы как некоторые физические процессы можно наблюдать с помощью различных приборов и устройств — электронных осциллографов, вольтметров, приемников. Такой эмпирический подход имеет существенный недостаток. Явления, изучаемые экспериментатором, всегда выступают как частные, единичные проявления, лишённые той степени обобщённости, которая позволила бы судить об их фундаментальных свойствах, предсказывать результаты в изменившихся условиях.

Для того чтобы сделать сигналы объектами теоретического изучения и расчетов, следует указать способ их математического описания, или, говоря языком современной науки, создать математическую модель исследуемого сигнала.

Математическая модель сигнала представляет собой функциональную зависимость, в которой аргументом является время. Как правило, в дальнейшем математические модели сигналов будут обозначаться символами латинского алфавита $s(t)$, $u(t)$, $f(t)$ и т. д.

Выбор модели (в данном случае физического сигнала) является первым важным шагом на пути к систематическому изучению явления. Прежде всего, математическая модель позволяет абстрагироваться от конкретной природы носителя сигнала. В радиотехнике и электронике одна и та же математическая модель с равным успехом описывает ток, напряжение, напряженность электромагнитного поля и т. д.

Вторая существенная сторона метода, базирующегося на понятии математической модели, заключена в том, что представляется возможным описывать именно те свойства сигналов, которые объективно выступают как наиболее важные. При этом игнорируется большое число второстепенных, малосущественных признаков. Например, в подавляющем большинстве случаев было бы крайне затруднительно подобрать точные функциональные зависимости, которые соответствовали бы электрическим колебаниям, наблюдаемым экспериментально. Тем не менее исследователь, руководствуясь всей совокупностью сведений, которые ему доступны о системе в целом, выбирает из наличного арсенала математических моделей сигналов те, которые в конкретной ситуации наилучшим образом описывают физический процесс при наибольшей простоте. Итак, выбор модели — процесс в той или иной степени творческий.

Функции, описывающие сигналы, могут принимать как вещественные, так и комплексные значения, поэтому в дальнейшем мы часто будем говорить о вещественных и комплексных моделях сигналов. Использование одного или другого способа — исключительно дело математического удобства.

Знание математических моделей сигналов дает возможность сравнивать их между собой, устанавливая тождество и различие и в конечном счете проводить их классификацию.

Типичным для электроники сигналом является напряжение на зажимах какой-либо цепи или ток, протекающий в ветви. Такой сигнал, описываемый одной функцией времени, принято называть одномерным. Мы чаще всего будем изучать именно одномерные сигналы. Тем не менее, иногда удобно вводить в рассмотрение многомерные сигналы, образованные некоторым множеством одномерных сигналов, N -мерным вектором.

$$\vec{V}(t) = |v_1(t), v_2(t), v_3(t), \dots, v_i(t), \dots, v_N(t)|.$$

Целое число N называют размерностью такого сигнала (терминология заимствована из линейной алгебры).

Понятие многомерного сигнала иллюстрируется, например, системой напряжений на зажимах многополюсника (рис. 15.1).

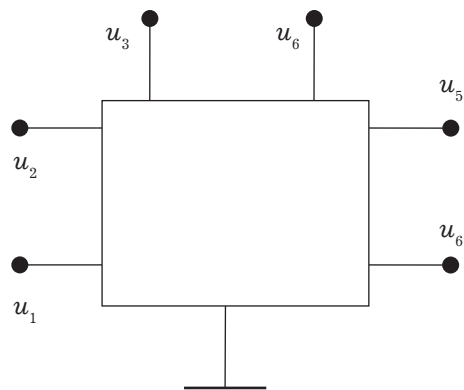


Рис. 15.1. Система напряжений на зажимах многополюсника

Важно отметить, что многомерный сигнал — упорядоченная совокупность одномерных сигналов. Поэтому в общем случае сигналы с различным порядком следования компонент не равны друг другу: $|v_1(t), v_2(t)| \neq |v_2(t), v_1(t)|$.

Применение многомерных моделей сигналов особенно целесообразно в тех случаях, когда функционирование сложных систем анализируется с помощью ЭВМ.

Другой принцип классификации радиотехнических сигналов основан на возможности или невозможности точного предсказания их мгновенных значений в любые моменты времени.

Если математическая модель сигнала позволяет осуществить такое предсказание, то сигнал называется детерминированным. Способы его задания могут быть разнообразными — математическая формула, вычислительный алгоритм, наконец, даже словесное описание.

$u(t) = U_0 \cos \omega_0 t$ — формула как модель детерминированного сигнала.

Строго говоря, детерминированных сигналов в природе не существует. Неизбежное и точно непредсказуемое взаимодействие источника сообщений с окружающими физическими объектами, наличие хаотических тепловых флуктуации — все это заставляет рассматривать реальные сигналы как случайные функции времени и говорить, таким образом, о случайных сигналах.

В электронике случайные колебания часто проявляют себя как помехи, препятствующие извлечению интересующей информации из принятого колебания. Проблема борьбы с помехами, повышение помехоустойчивости — одна из центральных проблем электроники.

Между детерминированными и случайными сигналами нет непреодолимой границы. Очень часто в условиях, когда уровень помех значительно меньше уровня полезного сигнала с известной формой, более простая детерминированная модель оказывается вполне адекватной поставленной задаче.

Методы статистической электроники, применяемые в последние десятилетия для анализа свойств случайных сигналов, имеют много специфических черт и базируются на математическом аппарате теории вероятностей и теории случайных процессов. Этому кругу вопросов не будем уделять особого внимания.

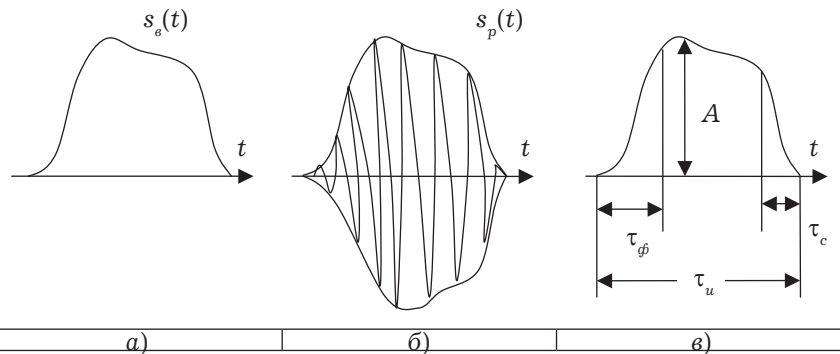


Рис. 15.2. Импульсные сигналы и их характеристики:
 а — видеоимпульс; б — радиоимпульс;
 в — определение числовых параметров импульса

15.4. ИМПУЛЬСНЫЕ СИГНАЛЫ

Очень важный для электроники класс сигналов представляет собой импульсы, т. е. колебания, существующие лишь в пределах конечного отрезка времени. При этом различают видеоимпульсы и радиоимпульсы (рис. 15.2).

Различие между этими двумя основными видами импульсов состоит в следующем. Если $u_0(t)$ — видеоимпульс, то соответствующий ему радиоимпульс $u_p(t) = u_0(t)\cos(\omega_0 t + \psi_0)$ (частота ω_0 и начальная фаза ψ_0 произвольны). При этом $u_0(t)$ называется огибающей радиоимпульса, а функция $\cos(\omega_0 t + \psi_0)$ — его заполнением.

Часто, особенно в технических расчетах, вместо полной математической модели, которая учитывает подробности “тонкой структуры” импульса, пользуются числовыми параметрами, дающими упрощенное представление о его форме. Так, для видеоимпульса, близкого по форме к трапеции (рис. 15.2, в), целесообразно определить его амплитуду (высоту) A . Из временных параметров импульса самый важный — длительность (τ_u). Помимо этого, зачастую необходимо знать длительность фронта (τ_ϕ) и длительность среза (τ_c) импульса.

В электронике приходится иметь дело с импульсами напряжения, амплитуды которых изменяются от долей микро-

вольта до нескольких киловольт, а длительности доходят до долей наносекунды.

15.5. АНАЛОГОВЫЕ, ДИСКРЕТНЫЕ И ЦИФРОВЫЕ СИГНАЛЫ

Обычно физический процесс, порождающий сигнал, развивается во времени таким образом, что значения сигналов можно измерять в любые моменты времени. Сигналы этого класса принято называть аналоговыми. Термин “аналоговый сигнал” почерпнут из вычислительной техники, где созданы аналоговые вычислительные устройства для решения дифференциальных уравнений.

Одномерный аналоговый сигнал наглядно представляется графиком, причем этот график может быть как непрерывным, так и содержащим точки разрыва.

Первоначально в электронике использовались сигналы исключительно аналогового типа. Свойства этих сигналов позволяли с успехом решать ряд технических задач. К тому же аналоговые сигналы было просто генерировать, принимать и обрабатывать с помощью доступных в те годы средств.

Возросшие требования к техническим системам, разнообразие применений заставили искать новые принципы построения. На смену аналоговым в ряде случаев пришли импульсные системы, работа которых основана на использовании дискретных сигналов. Простейшая математическая модель дискретного сигнала $S_d(t)$ — это счетное множество точек $|t_i|$, ($i = 1, 2, 3, \dots$) на оси времени, в каждой из которых определено отсчетное значение сигнала S_i . Как правило, шаг дискретизации $\Delta = t_{i+1} - t_i$ для каждого сигнала постоянен (рис. 15.3).

Одно из преимуществ дискретных сигналов по сравнению с аналоговыми — отсутствие необходимости воспроизводить сигнал непрерывно во все моменты времени, что позволяет одной и той же радиолинии передавать сообщения от разных источников различным потребителям, организуя многоканальную связь с разделением каналов по времени.

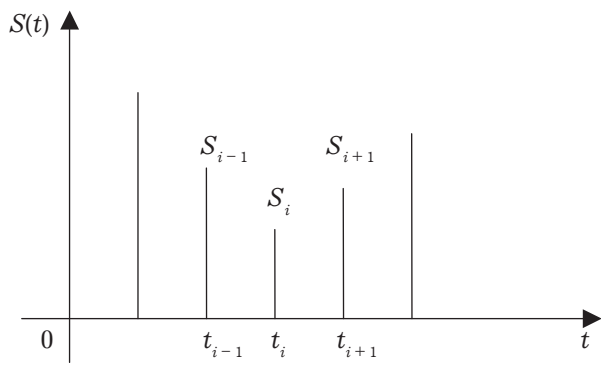


Рис. 15.3. Простейшая графическая модель дискретного сигнала

Ясно, что быстроизменяющиеся во времени аналоговые сигналы для их дискретизации требуют малого шага Δ . Но это требует фундаментального исследования.

Особой разновидностью дискретных сигналов являются цифровые сигналы. Они характерны тем, что отсчетные значения представлены в форме чисел. По соображениям технических удобств реализации и обработки используют числа в двоичной системе с ограниченным и, как правило, не слишком большим числом разрядов. В последнее время наметилась тенденция к самому широкому внедрению систем с цифровыми сигналами. Она обеспечивается значительными успехами, достигнутыми микроэлектроникой и интегральной схемотехникой.

Следует иметь в виду, что, в сущности, любой дискретный или цифровой сигнал (речь идет о сигнале — физическом процессе, а не о математической модели) является сигналом аналоговым. Так, медленно изменяющемуся во времени аналоговому сигналу $s(t)$ можно сопоставить его дискретный образ $S_g(t)$, имеющий вид последовательности прямоугольных видеоимпульсов одинаковой длительности (рис. 15.4, а; высота этих импульсов пропорциональна значению $s(t)$ в отсчетных точках. Можно поступить и по-иному, сохраняя высоту импульсов постоянной, но изменяя их длительность в соответствии с текущими отсчетными значениями (рис. 15.4, б).

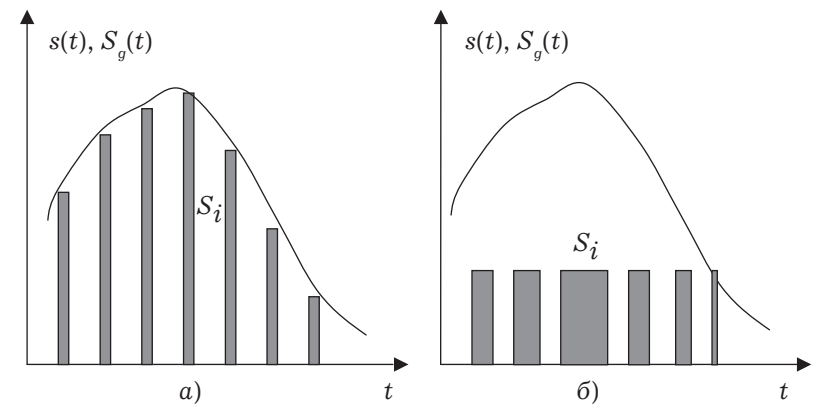


Рис. 15.4. Дискретизация аналогового сигнала:
а — изменением амплитуды дискретизирующих импульсов,
б — изменением длительности

Важно отметить следующее: оба представленных способа дискретизации аналогового сигнала совершенно эквивалентны, если считать, что значения аналогового сигнала в точках дискретизации пропорциональны площади отдельных видеоимпульсов. Фиксирование отсчетных значений в виде чисел осуществляется также путем их отображения последовательностью видеоимпульсов. Двоичная система счисления идеально приспособлена для этой процедуры. Можно, например, сопоставить единице высокий, а нулю — низкий уровень потенциала.

Многие задачи электроники требуют специфической формы представления сигнала. Необходимо не только располагать информацией о его мгновенном значении “сейчас”, но и знать его поведение на всей временной оси, как “в прошлом”, так и “в будущем”.

Несинусоидальные аналоговые, дискретные и цифровые импульсные сигналы широко применяются в различных областях электро-, радиотехники. Они используются для “дозированной” передачи электроэнергии и информации, в системах радиолокации, радионавигации, импульсной, цифровой и вычислительной технике.

Тема: ПЕРИОДИЧЕСКИЕ СИГНАЛЫ И РЯДЫ ФУРЬЕ

Среди разнообразных систем ортогональных функций, которые могут использоваться в качестве базисных для представления радиотехнических сигналов, особое место занимают гармонические (синусоидальные и косинусоидальные) функции. Важность гармонических сигналов для радиотехники обусловлена рядом причин. В частности, гармонические сигналы инвариантны относительно преобразований, осуществляемых линейными электрическими цепями. Если на входе линейной цепи действуют гармонические колебания, то сигнал на ее выходе также остается гармоническим, отличаясь от входного лишь амплитудой и начальной фазой. Кроме того, техника генерирования гармонических сигналов относительно проста.

Если какой-либо сигнал представлен в виде суммы гармонических колебаний с различными частотами, то говорят, что осуществлено спектральное разложение этого сигнала в базисе гармонических функций. Сумма отдельных гармонических компонент сигнала образует его спектр.

16.1. РЯД ФУРЬЕ

Математической моделью процесса, циклически повторяющегося во времени, является периодический сигнал $s(t)$, обладающий свойствами

$$s(t) = s(t + nT), \quad n = \pm 1, 2, \dots, \quad (16.1)$$

где T — период сигнала.

Спектральное представление сигнала можно подучить, используя разложение в ряд Фурье.

Зададим на интервале времени $-T/2, T/2$ ортонормированный базис, образованный гармоническими функциями с кратными частотами:

$$\begin{aligned} u_0(t) &= 1/\sqrt{T}, \quad u_1(t) = \sqrt{2/T} \sin \frac{2\pi}{T} t, \\ u_2(t) &= \sqrt{2/T} \cos \frac{2\pi}{T} t, \quad u_3(t) = \sqrt{2/T} \sin \frac{4\pi}{T} t, \\ u_4(t) &= \sqrt{2/T} \cos \frac{4\pi}{T} t, \dots u_4(t) = \sqrt{2/T} \cos \frac{4\pi}{T} t, \dots \end{aligned} \quad (16.2)$$

Любая функция u_m , принадлежащая этому базису, удовлетворяет условию периодичности (16.1). Выполнив разложение сигнала $s(t)$ в этом базисе, т. е. вычислив коэффициенты

$$c_m = (s, u_m), \quad (16.3)$$

получаем его спектральное представление

$$s(t) = \sum_{m=0}^{\infty} c_m u_m(t). \quad (16.4)$$

Разложение справедливо на всей бесконечной оси времени. Ряд вида (16,4) называется рядом Фурье.

Введем *основную частоту* $\omega_1 = 2\pi/T$ последовательности, образующей периодический сигнал. Вычисляя коэффициенты разложения по формуле (16.3), ряд Фурье для периодического сигнала можно записать в виде

$$s(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega_1 t + b_n \sin n\omega_1 t), \quad (16.5)$$

где коэффициенты

$$\begin{aligned} a_0 &= \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s(t) dt, \quad a_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s(t) \cos n\omega_1 t dt, \\ b_n &= \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s(t) \sin n\omega_1 t dt. \end{aligned} \quad (16.6)$$

Итак, в общем случае периодический сигнал содержит в себе не зависящую от времени постоянную составляющую и бесконечный набор гармонических колебаний, так называемых гармоник с частотами $\omega_m = n\omega_1, n = 1, 2, 3, \dots$ кратными основной частоте последовательности.

Любая гармоника ряда Фурье характеризуется амплитудой A_n и начальной фазой φ_n . Для этого коэффициенты ряда следует записать в виде

$$a_n = A_n \cos \varphi_n; b_n = A_n \sin \varphi_n,$$

так что

$$A_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}; \quad \varphi_n = \arctg \frac{b_n}{a_n}.$$

Подставив эти выражения в (16.5), получим другую, эквивалентную, форму ряда Фурье

$$s(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(n\omega_1 t - \varphi_n), \quad (16.7)$$

которая иногда оказывается удобнее.

16.2. СПЕКТРАЛЬНАЯ ДИАГРАММА ПЕРИОДИЧЕСКОГО СИГНАЛА

Так принято называть графическое построение, наглядно интерпретирующее коэффициенты ряда Фурье для конкретного сигнала. Различают амплитудные и фазовые диаграммы (рис. 16.1).

На рисунке по горизонтальной оси в некотором масштабе отложены дискретные частоты гармоник.

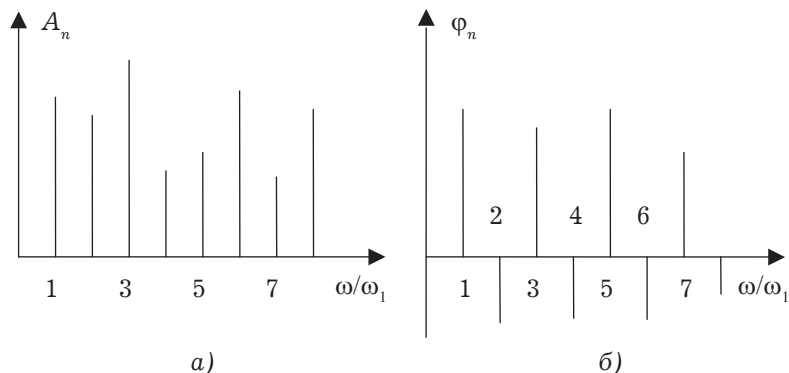


Рис. 16.1. Спектральные диаграммы некоторого периодического сигнала:
а — амплитудная; б — фазовая

Чаще всего интересуются информацией, содержащейся в амплитудной диаграмме, которая позволяет судить о процентном содержании тех или иных гармоник в спектре периодического сигнала.

Пример 16.1. Разложение в ряд Фурье периодической последовательности прямоугольных видеоимпульсов с известными параметрами (τ , T , A), четной относительно точки $t = 0$.

Отношение $q = T/\tau$ называется *скважностью* последовательности.

По формулам (16.6) находим:

$$\frac{a_0}{2} = \frac{A}{q}, \quad a_n = \frac{2A}{T} \int_{-\tau/2}^{\tau/2} \cos n\omega_1 t dt = \frac{2A}{\pi n} \sin \frac{n\omega_1 \tau}{2}. \quad (16.8)$$

Отсюда приходим к следующему ряду Фурье:

$$s(t) = \frac{A}{q} \left[1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin \frac{n\pi}{q}}{\frac{n\pi}{q}} \cos n\omega_1 t \right]. \quad (16.9)$$

На рис. 16.2 представлен характерный вид амплитудной диаграммы рассматриваемой последовательности в двух предельных случаях.

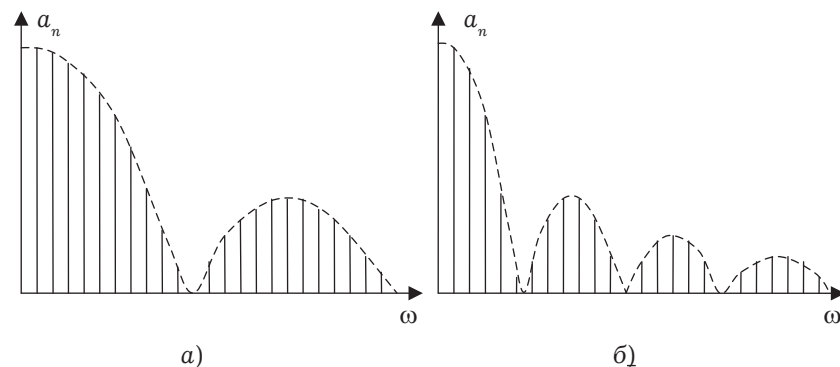


Рис. 16.2. Амплитудный спектр периодической последовательности прямоугольных видеоимпульсов
а — при большой скважности; б — при малой скважности

Важно отметить, что последовательность коротких импульсов, следующих друг за другом достаточно редко ($q \gg 1$), обладает богатым спектральным составом.

Принято говорить, что спектральная диаграмма рассмотренного вида обладает лепестковой структурой.

16.3. КОМПЛЕКСНАЯ ФОРМА РЯДА ФУРЬЕ

Основной формуле спектрального анализа периодических сигналов (16.5) можно придать изящный симметричный вид, если воспользоваться представлением гармонических функций в виде суммы экспонент с мнимыми показателями. Применяя формулы Эйлера, перепишем ряд (16.5):

$$s(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \left(a_n \frac{e^{jn\omega_1 t} + e^{-jn\omega_1 t}}{2} + b_n \frac{e^{jn\omega_1 t} - e^{-jn\omega_1 t}}{2j} \right). \quad (16.10)$$

Введем вместо a_n и b_n новые коэффициенты

$$C_n = \frac{a_n - jb_n}{2} \text{ для } n = 1, 2, 3, \dots$$

Величины C_n можно определить и при отрицательных индексах n

$$C_{-n} = \frac{a_n + jb_n}{2} = C_n^*$$

поскольку коэффициенты a_n четны, а b_n нечетны относительно индексов. Таким образом, суммирование в (16.10) можно распространить на все значения n , положительные и отрицательные:

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{jn\omega_1 t}. \quad (16.11)$$

Формула (16.11) является рядом Фурье в комплексной форме. Как легко видеть, коэффициенты такого ряда

$$C_n = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s(t) e^{-jn\omega_1 t} dt. \quad (16.12)$$

16.4. ПОНЯТИЕ ОТРИЦАТЕЛЬНЫХ ЧАСТОТ

Спектральная диаграмма периодического сигнала, представленного в форме (16.11), будучи симметричной относительно начала отсчета частоты, содержит компоненты на отрицательной полуоси частот.

Понятие отрицательной частоты нуждается в некотором обсуждении. Рассмотрим тождество

$$\cos \omega_1 t = \frac{e^{j\omega_1 t} + e^{-j\omega_1 t}}{2}.$$

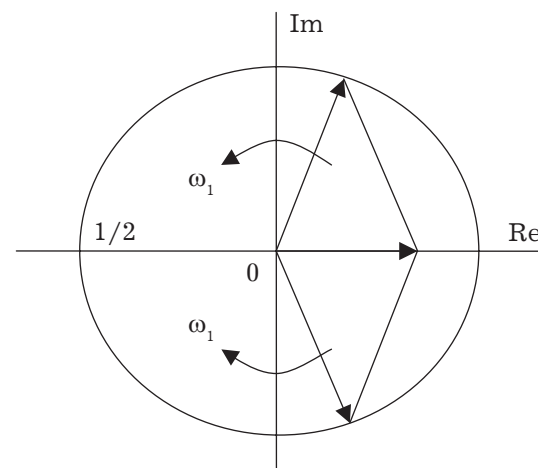


Рис. 16.3. Пояснение метода комплексных амплитуд

В соответствии с методом комплексных амплитуд слагаемое $\frac{1}{2} e^{j\omega_1 t}$ на комплексной плоскости отображается вектором длины $1/2$, который вращается с угловой скоростью ω_1 в направлении увеличения полярного угла ωt . Вектор, соответствующий слагаемому $\frac{1}{2} e^{-j\omega_1 t}$, отличается противоположным направлением вращения. Складываясь, эти два комплексных числа образуют вещественное число (рис. 16.3).

В ряде (16.11) слагаемые с положительными и отрицательными частотами образуют пары. Например,

$$\begin{aligned} C_n e^{jn\omega_1 t} + C_{-n} e^{-jn\omega_1 t} &= |C_n| e^{j(n\omega_1 t + \varphi_n)} + |C_n| e^{-j(n\omega_1 t + \varphi_n)} = \\ &= 2 |C_n| \cos(n\omega_1 t + \varphi_n) \end{aligned}$$

Таким образом, отрицательная частота — понятие не физическое, а математическое, обусловленное способом представления комплексных чисел.

16.5. ОБРАТНОЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ФУРЬЕ

Решим теперь обратную задачу спектральной теории сигналов: найдем сигнал по его спектральной плотности, которую будем считать заданной.

Положим вновь, что непериодический сигнал получается из периодической последовательности, когда ее период устремляется к бесконечности. При этом можно записать

$$s(t) = \lim_{T \rightarrow \infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{T} S(n\omega_1) e^{jn\omega_1 t}.$$

Коэффициент $1/T$ пропорционален разности между частотами соседних гармоник:

$$\frac{1}{T} = \frac{\omega_1}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} [n\omega_1 - (n-1)\omega_1]$$

при любом целом n .

Таким образом

$$s(t) = \lim_{T \rightarrow \infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} S(n\omega_1) e^{jn\omega_1 t} [n\omega_1 - (n-1)\omega_1].$$

Поскольку в пределе частотные интервалы между соседними гармониками при возрастании периода последовательности неограниченно сокращаются, то последнюю сумму можно заменить интегралом:

$$s(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) e^{j\omega t} d\omega.$$

Эта важная формула называется обратным преобразованием Фурье для сигнала $s(t)$.

Таким образом, приходим к фундаментальному выводу: сигнал $s(t)$ и его спектральная плотность $S(\omega)$ взаимно-однозначно связаны прямым и обратным преобразованиями Фурье:

$$\begin{aligned} S(\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} s(t) e^{-j\omega t} dt. \\ s(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) e^{j\omega t} d\omega. \end{aligned}$$

При этом в обратном преобразовании Фурье интегрирование проводится как по области положительных, так и по области отрицательных частот, так как спектр сигнала симметричен относительно нулевой частоты (см. разд. 16.4).

Аппарат спектральных разложений чрезвычайно обогащает теорию сигналов. Например, часто математическая модель сигнала, представленная функцией $s(t)$, т. е. во временной области сложна и недостаточно наглядна. Но описание этого сигнала в частотной области посредством функции $S(\omega)$ может оказаться простым. Но гораздо важнее другое: спектральное представление сигналов открывает прямой путь к анализу прохождения сигналов через широкий класс электро-, радио-технических цепей, устройств и систем. Эти методы изучаться подробно не будут.

Тема: ОДИНОЧНЫЕ СИГНАЛЫ И ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ЛАПЛАСА

Наряду с преобразованием Фурье в электро-радиотехнике для решения самых разнообразных задач, связанных с изучением сигналов, широко используется еще один вид интегральных преобразований — преобразование Лапласа.

17.1 ПОНЯТИЕ КОМПЛЕКСНОЙ ЧАСТОТЫ

Как было показано ранее, спектральные методы анализа сигналов основаны на том, что исследуемый сигнал представляется в виде суммы неограниченно большого числа элементарных слагаемых, каждое из которых периодически изменяется во времени по закону e^{pt} .

Естественное обобщение этого принципа состоит в том, что вместо комплексных экспоненциальных сигналов с чисто мнимыми показателями вводят в рассмотрение экспоненциальные сигналы вида e^{pt} , где p — комплексное число,

$$p = \sigma + j\omega,$$

получившее название комплексной частоты.

Из двух таких комплексных сигналов всегда можно составить вещественный сигнал, например, по следующему правилу:

$$s(t) = \frac{1}{2}(e^{pt} + e^{p^*t}),$$

где $p^* = \sigma - j\omega$ — комплексно-сопряженная величина.

Действительно, при этом

$$s(t) = e^{\sigma t} \frac{e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}}{2} = e^{\sigma t} \cos \omega t. \quad (17.1)$$

В зависимости от выбора вещественной и мнимой частей комплексной частоты можно получать разнообразные вещественные сигналы. Так, если $\sigma = 0$, но $\omega \neq 0$, получаем обычные гармонические колебания вида $\cos \omega t$. Если же $\omega = 0$, то в зависимости от знака σ будем получать либо нарастающие, либо убывающие во времени экспоненциальные колебания. Более сложную форму такие сигналы приобретают, когда $\omega \neq 0$; в этом случае множитель $e^{\sigma t}$ играет роль огибающей, экспоненциально изменяющейся во времени. Некоторые характерные случаи описанных сигналов изображены на рис. 17.1.

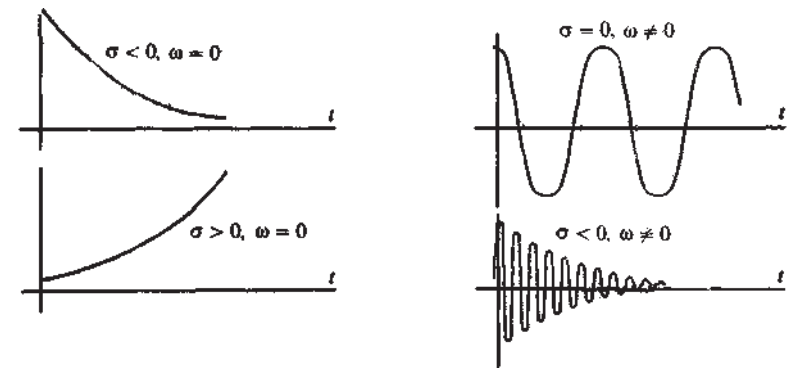


Рис. 17.1. Вещественные сигналы, отвечающие различным значениям комплексной частоты

Введение понятия комплексной частоты достаточно удобно прежде всего потому, что появляется возможность, не прибегая к обобщенным функциям, получать спектральные представления сигналов, математические модели которых неинтегрируемы. Более существенным оказывается другое соображение: экспоненциальные сигналы вида (17.1) служат “естественным” средством исследования колебаний в разнообразных линейных системах.

Следует обратить внимание на то, что истинная физическая частота играет роль мнимой части комплексной частоты.

17.1. ОСНОВНЫЕ СООТНОШЕНИЯ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЛАПЛАСА

Пусть $f(t)$ — некоторый сигнал, вещественный или комплексный, определенный при $t > 0$ и тождественно равный нулю при отрицательном значении времени. Преобразование Лапласа $F(p)$ этого сигнала задается интегралом:

$$F(p) = \int_0^{\infty} f(t) e^{-pt} dt. \quad (17.2)$$

Сигнал $f(t)$ называется оригиналом, а функция $F(p)$ — его изображением по Лапласу (для краткости, просто изображением).

Условие существования интеграла (17.2) заключается в следующем: сигнал $f(t)$ должен иметь не более чем экспоненциальную степень роста при $t > 0$, т. е. должен удовлетворять неравенству

$$|f(t)| \leq ke^{at},$$

где k, a — положительные числа.

При выполнении этого неравенства функция $F(p)$ существует в том смысле, что интеграл (17.2) абсолютно сходится для всех комплексных чисел p , у которых $\operatorname{Re}(p) > a$. Число a называется *абсциссой абсолютной сходимости*.

Переменная p в основной формуле (17.2) может быть отождествлена с комплексной частотой $p = \sigma + j\omega$. Действительно, в случае чисто мнимой комплексной частоты, когда $\sigma = 0$, формула (17.2) переходит в формулу, определяющую Фурье-преобразование сигнала, обращаящегося в нуль при $t < 0$. Таким образом, преобразование Лапласа должно рассматриваться как обобщение преобразования Фурье на случай комплексных частот.

Подобно тому, как это делается в теории преобразования Фурье, можно, зная изображение, восстановить оригинал. Для этого в формуле обратного преобразования Фурье

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (17.3)$$

следует выполнить аналитическое продолжение, перейдя от мнимой переменной $j\omega$ к комплексному аргументу $\sigma + j\omega$. На плоскости комплексной частоты интегрирование принято проводить по неограниченно протяженной вертикальной оси, располагающейся правее абсциссы абсолютной сходимости. Поскольку при $\sigma = \text{const}$ дифференциал $d\omega = (1/j)dp$, то формула обратного преобразования Лапласа приобретает вид

$$f(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} F(p) e^{pt} dp. \quad (17.4)$$

В теории функций комплексного переменного показывается, что изображения по Лапласу обладают “хорошими” свойствами с точки зрения гладкости: такие изображения во всех точках комплексной плоскости p , за исключением счетного множества так называемых особых точек, являются аналитическими функциями. Особые точки, как правило, полюсы, однократные или многократные. Для вычисления интегралов вида (17.4) можно использовать методы теории вычетов.

На практике широко используют таблицы преобразований Лапласа, в которых собраны сведения о соответствии между оригиналами и изображениями.

17.4. ОСНОВНЫЕ СВОЙСТВА ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЛАПЛАСА

Большинство свойств преобразования Лапласа совпадает с аналогичными свойствами преобразования Фурье. Поэтому в дальнейшем доказательства будут проводиться лишь там, где в этом возникает необходимость.

Линейность.

Преобразование Лапласа — линейное интегральное преобразование, и поэтому взвешенная сумма сигналов преобразуется следующим образом:

$$\sum_i r_i f_i(t) \Leftrightarrow \sum_i r_i F_i(p). \quad (17.5)$$

Это свойство позволяет без труда находить изображения таких сигналов, которые могут быть представлены суммами

относительно простых слагаемых с уже известными изображениями. Например, используя формулу Эйлера, получаем, что

$$\cos \omega_0 t \sigma(t) \Leftrightarrow \frac{p}{p^2 + \omega_0^2}; \quad (17.6)$$

$$\sin \omega_0 t \sigma(t) \Leftrightarrow \frac{\omega_0}{p^2 + \omega_0^2}. \quad (17.7)$$

Изображение сигнала, смещенного во времени.

Если имеется соответствие $f(t) \Leftrightarrow F(p)$, то

$$f(t - t_0) \Leftrightarrow e^{-pt_0} F(p). \quad (17.8)$$

В качестве примера вычислим изображение прямоугольного видеопульса единичной амплитуды с длительностью τ_u , начинающегося при $t = 0$. Для этого достаточно заметить, что такой импульс является разностью двух функций включения, смещенных во времени на величину τ_u . Используя формулу $\sigma(t) \Leftrightarrow 1/p$, получаем

$$f(t) \Leftrightarrow \frac{1}{p} (1 - e^{-p\tau_u}). \quad (17.9)$$

Теорема смещения. Сущность ее заключена в следующем: если $f(t) \Leftrightarrow F(p)$, то изображение сигнала, умноженного на экспоненциальную функцию времени, получается путем смещения аргумента изображения:

$$f(t)e^{-at} \Leftrightarrow F(p + a). \quad (17.10)$$

Доказательство теоремы проводится прямой подстановкой функции $f(t)e^{-at}$ в основную формулу (17.2). Это свойство преобразования Лапласа дает возможность, например, получать изображения экспоненциальных сигналов с гармоническим заполнением. Так, на основании (17.6) и (17.7) получаем:

$$e^{-at} \cos \omega_0 t \Leftrightarrow \frac{p + a}{(p + a)^2 + \omega_0^2}, \quad (17.11)$$

$$e^{-at} \sin \omega_0 t \Leftrightarrow \frac{\omega_0}{(p + a)^2 + \omega_0^2}. \quad (17.12)$$

Изображение производных от сигнала.

Нахождение изображения первой производной сигнала осуществляется путем интегрирования по частям

$$\frac{df}{dt} \Leftrightarrow \int_0^{\infty} \frac{df}{dt} e^{-pt} dt = f(t)e^{-pt} \Big|_0^{\infty} + p \int_0^{\infty} f(t)e^{-pt} dt.$$

Легко видеть, что изображение производной содержит значение самого сигнала в начальной точке:

$$\frac{df}{dt} \Leftrightarrow pF(p) - f(0). \quad (17.13)$$

По индукции доказывается формула для изображения производной n -го порядка:

$$\frac{d^n f}{dt^n} \Leftrightarrow p^n F(p) - p^{n-1} f(0) - p^{n-2} f'(0) - \dots - p f^{(n-2)}(0) - f^{(n-1)}(0). \quad (17.14)$$

То, что в изображениях включают начальные состояния сигнала при $t = 0$, позволяет применять метод преобразования Лапласа для решения линейных дифференциальных уравнений с известными начальными условиями.

Изображение интеграла.

Если при $t = 0$ сигнал обращается в нуль, то

$$\int_0^t f(\xi) d\xi \Leftrightarrow \frac{F(p)}{p}. \quad (17.15)$$

В качестве примера использования этого правила найдем изображение линейно нарастающей функции:

$$f(t) \Leftrightarrow t \sigma(t).$$

Прежде отметим, что $f(t)$ есть интеграл от функции включения:

$$t \sigma(t) = \int_0^t \sigma(\xi) d\xi,$$

а поскольку

$$\sigma(t) \Leftrightarrow 1/p,$$

$$t\sigma(t) \Leftrightarrow 1/p^2. \quad (17.16)$$

Изображение свертки двух сигналов.

Подобно преобразованию Фурье, преобразование Лапласа обладает следующим свойством: свертке двух сигналов отвечает произведение их изображений:

$$f_1(t)*f_2(t) \Leftrightarrow F_1(p)F_2(p), \quad (17.17)$$

где

$$f_1(t) * f_2(t) = \int_0^t f_1(t-\xi)f_2(\xi)d\xi.$$

Это соотношение открывает удобный путь к вычислению изображения того сигнала, который может быть факторизован, т. е. представлен как произведение двух сигналов с известными изображениями.

Связь предельных значений оригиналов и изображений.

Пусть $F(p)$ — изображение по Лапласу функции $f(t)$. Тогда справедливо следующее утверждение: поведение изображения в окрестности начала координат плоскости комплексных частот определяет собой характер оригинала при $t = \infty$:

$$\lim_{p \rightarrow 0} pF(p) = \lim_{t \rightarrow \infty} f(t). \quad (17.18)$$

Если сигнал $f(t)$ не содержит δ -особенностей в нуле, то справедлива также формула

$$\lim_{p \rightarrow \infty} pF(p) = f(0). \quad (17.19)$$

Таким образом, рассмотренный выше материал представляет собой математический аппарат для анализа трансформации сигналов при их прохождении через линейные цепи с известными амплитудно- и фазочастотными характеристиками, а также при одновременном воздействии нескольких сигналов с известными спектрами или изображениями по Лапласу.

Тема: СПЕКТРЫ СИГНАЛОВ

18.1. ОБЩЕЕ ПРЕДСТАВЛЕНИЕ СПЕКТРОВ СИГНАЛОВ

В предыдущих разделах изложен математический аппарат представления несинусоидальных сигналов (токов, напряжений), позволяющий сравнивать сигналы между собой, оценивать их воздействие на линейные электрические цепи, получать результирующий сигнал на выходе линейных цепей при одновременном воздействии на вход цепи нескольких различных сигналов.

В настоящей лекции целесообразно привести примеры наиболее характерных часто встречающихся сигналов и их спектров.

В основе лежит представление детерминированного сигнала суммой гармонических составляющих, например, вещественных гармоник.

$$S(t) = A_{m1} \cos(2\pi f_1 t + \psi_1) + A_{m2} \cos(2\pi f_2 t + \psi_2) + \dots + A_{mk} \cos(2\pi f_k t + \psi_k) + \dots + A_{mn} \cos(2\pi f_n t + \psi_n).$$

или

$$S(t) = \sum S_k(t).$$

Такое представление сигнала достаточно неудобно для анализа. Однако, зная параметры A_{mk} , f_k , ψ_k , для анализа используют амплитудно-частотные и фазо-частотные спектры (АЧС и ФЧС), т. е. зависимости амплитуды и фазы гармоник от частоты (рис. 18.1).

Спектром сигнала называется совокупность всех гармонических составляющих, на которые разложен сигнал.

Анализ удобнее производить в комплексной форме представления сигнала и его спектра.

$$S(t) = A_{mk} \cos(2\pi f_k t + \psi_k) = \operatorname{Re}(A_{mk} e^{j\psi_k} \cdot e^{j\omega_k t}) = \operatorname{Re}(\dot{A}_{mk} \times e^{j\omega_k t}),$$

где $\dot{A}_{mk} = A_{mk} e^{j\psi_k}$ — комплексная амплитуда, $\omega_k = 2\pi f_k$.

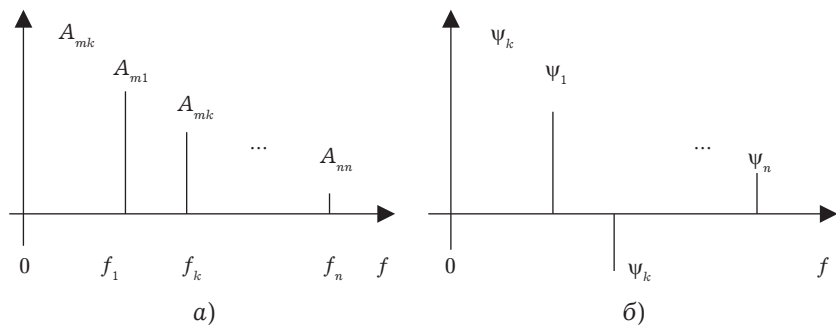


Рис. 18.1. Амплитудночастотный (а) и фазочастотный (б) спектры сигнала

Используя формулу Эйлера, спектральную составляющую можно представить в виде

$$S_k(t) = 1/2 \dot{A}_{mk}(t) \times e^{j\omega_k t} + 1/2 A_{mk}(t) \cdot e^{j\omega_k t} = S_{mk(t)} \cdot e^{j\omega_k t} + S_{mk} \cdot e^{j\omega_k t}$$

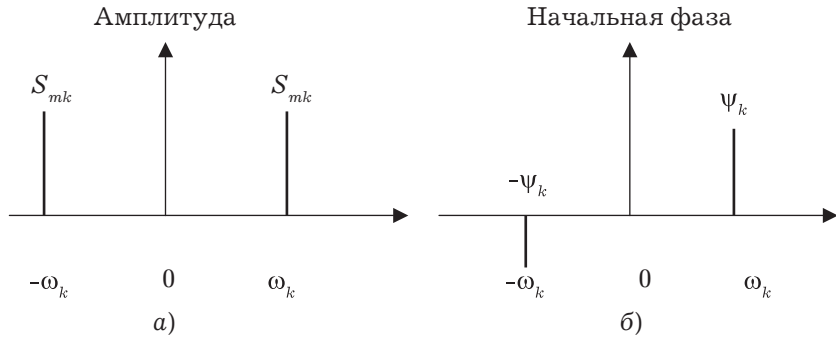


Рис. 18.2. Комплексная форма представления спектра сигнала:
а) — АЧС; б) — ФЧС

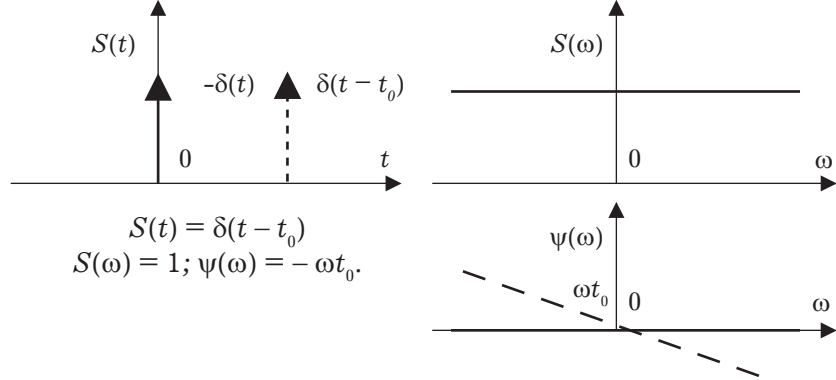
Используя комплексную запись, иногда изображают только положительную часть АЧС или ФЧС с обязательным замечанием: “для положительной области частот”.

18.2. СПЕКТРЫ ОДИНОЧНЫХ ВИДЕОИМПУЛЬСОВ

Спектр дельта-функции $\delta(t)$.

$$S(t) = \delta(t) \leftrightarrow S(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) \times e^{-j\omega t} dt$$

$$S(\omega) = 1; \psi(\omega) = 0.$$



Физический смысл дельта-функции в теории сигналов заключается в том, она представляет собой бесконечно короткий по времени электрический (магнитный) импульс бесконечно большой амплитуды, имеющий бесконечный по частоте спектр. Примером такой функции является электромагнитный импульс ядерного взрыва.

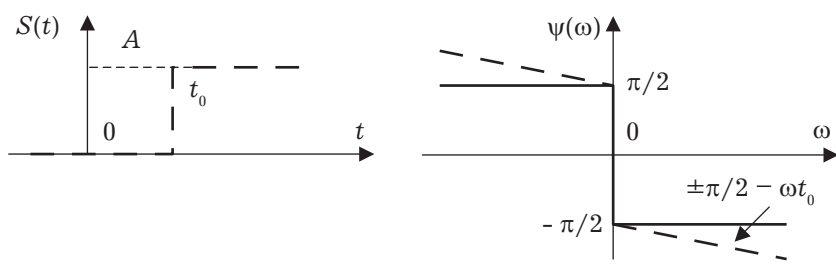
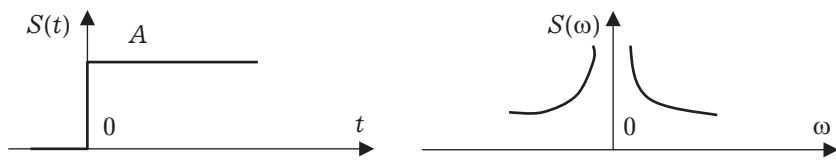
Спектр функции включения $A1(t)$.

$$S(t) = A1(t) \leftrightarrow S(j\omega) = 1/(j\omega)A = [A/\omega] \cdot e^{-j\pm\pi/2}$$

$$S(\omega) = [A/\omega]; \psi(\omega) = \pm\pi/2.$$

$$S(t) = A1(t - t_0); S(\omega) = [A/\omega]; \psi(\omega) = \pm\pi/2 - \omega t_0.$$

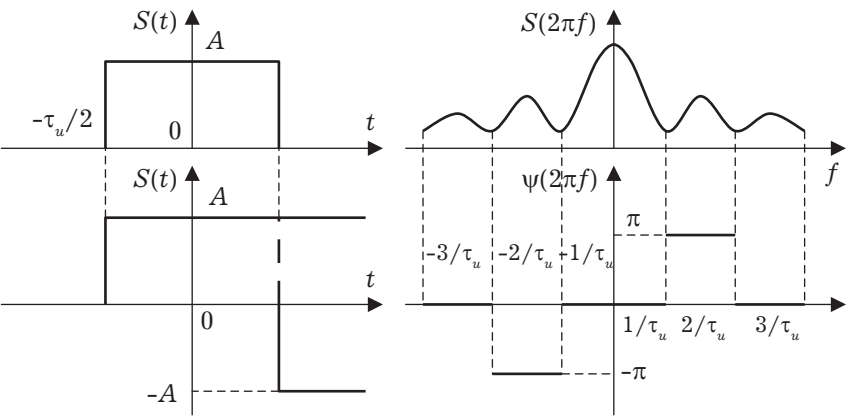
Физическим представлением функции включения (единичной функции) является процесс подключения электронных приборов к источнику электропитания.



Спектр прямоугольного видеоимпульса.

$$S(t) = [A1(t + \tau_u/2) - A1(t - \tau_u/2)] \leftrightarrow S(j\omega) = A\tau_u \frac{\sin \frac{\omega\tau_u}{2}}{\frac{\omega\tau_u}{2}}$$

$$S(\omega) = A\tau_u \frac{\sin \frac{\omega\tau_u}{2}}{\frac{\omega\tau_u}{2}}; \psi(\omega) = (I - 1) \cdot \pi.$$



Физическим примером одиночного прямоугольного видеоимпульса может служить кратковременное подключение электронного устройства к источнику электропитания.

Ширина спектра сигнала

(имеется в виду ось положительных частот).

Важной характеристикой спектров сигналов является его ширина. Теоретически ширина спектра бесконечна. Практически берется 90% мощности (P) сигнала, которому соответствует ширина спектра:

$$\Delta f_{cn} = 1/\tau_u, [0 - 1/\tau_u].$$

Основная часть мощности (90%) сигнала заключена в главном лепестке спектра.

$$\Delta f_{cn} \times \tau_u = 1.$$

С изменением амплитуды импульса ширина спектра остается неизменной.

С изменением длительности импульса меняется ширина спектра: с увеличением $\tau_u - \Delta f_{cn}$ уменьшается, и наоборот.

18.3. СПЕКТРЫ ПЕРИОДИЧЕСКОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ ВИДЕОИМПУЛЬСОВ

Если сигнал периодический, то спектр его дискретный, а сам сигнал описывается рядом Фурье.

$$S(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \dot{S}_{mk} \times e^{jk\Omega t}$$

$$S_{mk}^* = S_{mk} \cdot e^{j\psi k}$$

$$\Omega = 2\pi F = 2\pi \frac{1}{T}; \quad k = \pm 1, \pm 2, \dots; T - \text{период следования импульсов.}$$

Если привести в соответствие частотную ось спектра одиночного видеоимпульса (ω) с частотной осью спектра непрерывной последовательности видеоимпульсов (Ω) следующим

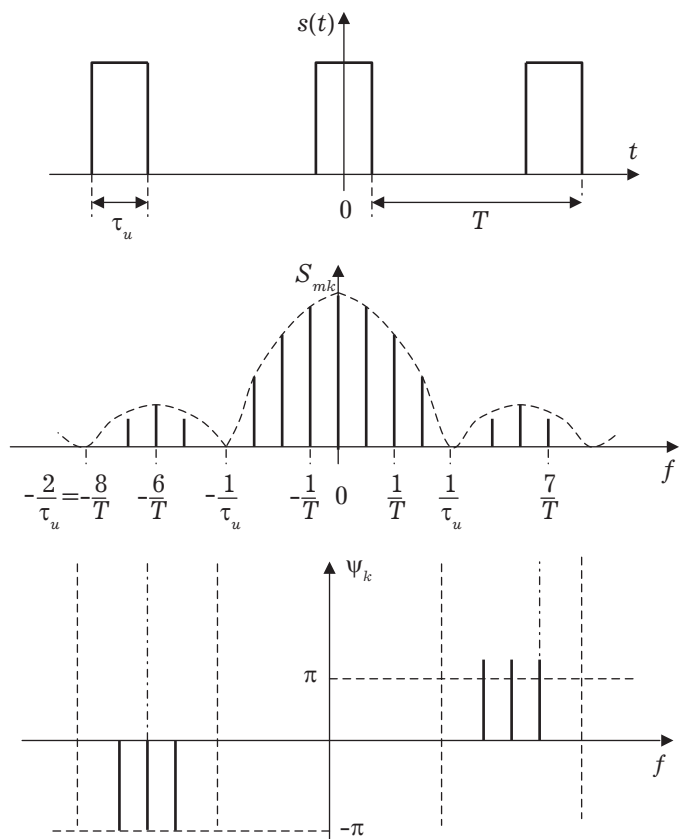
образом $\omega = k\Omega$, то очевидно, что спектр последней имеет дискретный вид с периодом $1/T$ по частотной оси.

В качестве примера целесообразно показать спектр периодической последовательности прямоугольных видео импульсов.

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{A}{q} \times \frac{\text{Sin } \frac{k\pi}{q}}{\frac{k\pi}{q}} e^{jk\Omega t},$$

где $q = \frac{T}{\tau_u}$ — скважность.

Пусть $q = 4$.



Знание сигналов, их спектров, а также прямого и обратного преобразования Фурье значительно облегчает анализ преобразования сигналов при прохождении через линейные электрические цепи. В основе оценки такого преобразования лежат принципы корреляционного анализа.

18.4. ПРИНЦИПЫ КОРРЕЛЯЦИОННОГО АНАЛИЗА

Сущность корреляционного анализа заключается в следующем.

Чтобы получить характеристики сигнала (тока или напряжения) на выходе линейной цепи, достаточно знать параметры сигнала на входе цепи и характеристики самой цепи.

Предположим, что на вход цепи воздействует сигнал с известными временными характеристиками. Необходимо выяснить, как преобразуется сигнал при прохождении через электрическую цепь, при условии что ее параметры известны.

Порядок действия следующий.

1. Произвести Фурье-преобразование входного сигнала.

$$u_{\text{вх}}(t) \rightarrow U_{\text{вх}}(j\omega).$$

2. По известным параметрам цепи определить ее частотную характеристику.

$$V(j\omega).$$

3. Воспользоваться обобщенной формулой Рэлея

$$U_{\text{вых}}(j\omega) = (u, v) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_v(\omega) S_u^*(\omega) d\omega.$$

4. Произвести обратное преобразование Фурье и получить временные характеристики сигнала на выходе цепи

$$U_{\text{вых}}(j\omega) \rightarrow u_{\text{вых}}(t).$$

Во временной области производить такую оценку, не прибегая к выше изложенной методике, гораздо сложнее.

Таким образом, в предыдущих разделах представлен математический аппарат частотно-временного анализа сигналов и оценки их преобразования при прохождении через линейные электрические цепи. Изучены преобразования Фурье и Лапласа, а также метод корреляционного анализа с использованием обобщенной формулы Рэлея. В дальнейшем основы этой теории будут использованы для осознанного изучения элементов электронных схем, аналоговых электронных устройств, цифровой и импульсной электроники.

Тема: ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ РАБОТЫ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ

В последующих разделах будут изучены элементы электронных схем и устройств. Современные электронные устройства, как правило, строятся на основе полупроводниковых элементов. Поэтому необходимо знать физические принципы работы таких элементов для осознанного восприятия последующего материала.

19.1. ПОНЯТИЕ ПОЛУПРОВОДНИКА И P-N-ПЕРЕХОДА

В зависимости от удельного электрического сопротивления ρ все материалы можно разделить на проводники электрического тока ($\rho = 10^{-6} \dots 10^{-4} \text{ Ом} \times \text{см}$), полупроводники ($\rho = 10^{-3} \dots 10^{10} \text{ Ом} \times \text{см}$) и диэлектрики ($\rho = 10^{11} \dots 10^{15} \text{ Ом} \times \text{см}$). Полупроводниковые материалы, среди которых наиболее широко применяют германий, кремний и арсенид галлия, имеют твердую кристаллическую структуру с решеткой типа алмаза или графита. К полупроводникам относят также селен, теллур, некоторые сульфиды, окислы и карбиды.

В отличие от проводников у полупроводников и диэлектриков удельное сопротивление при нагревании уменьшается; сопротивление полупроводников при температуре вблизи абсолютного нуля приближается к сопротивлению диэлектриков, в то время как сопротивление проводников при этих же условиях становится очень малым (явление сверхпроводимости). Добавление примеси в полупроводник приводит, в отличие от проводников, к уменьшению его удельного сопротивления. Воздействие внешнего электрического поля, облучение светом или ионизированными частицами также значительно изменяет удельное сопротивление полупроводников, что не типично для проводников. В основе принципа действия полупроводниковых

приборов лежат электрические свойства электронно-дырочно-го перехода, или p - n -перехода, образованного на границе двух областей полупроводника различного типа проводимости.

19.2. КРИСТАЛЛИЧЕСКАЯ РЕШЕТКА И ЭНЕРГЕТИЧЕСКАЯ ДИАГРАММА БЕСПРИМЕСНОГО КРЕМНИЯ

Рассмотрим некоторый объем монокристаллической идеальной (без нарушения структуры) решетки кремния, которая заменена элементарной геометрической фигурой и представлена на рис. 19.1, а в виде плоскостной решетки.

В процессе формирования кристаллической решетки атомы кремния, расположенные в узлах решетки, связаны между собой посредством четырехвалентных электронов. Двойные линии между узлами решетки условно изображают парновалентную или ковалентную связь между каждой парой электронов, одновременно принадлежащих двум атомам. При этом энергия, которой обладает электрон в связанном состоянии, строго определена.

Совокупность энергетических уровней валентных электронов идеальной монокристаллической структуры образует на энергетической диаграмме (рис. 19.1, б) валентную зону. При температуре абсолютного нуля все валентные электроны в идеальном кристалле участвуют в межатомных связях и заполняют все энергетические уровни в валентной зоне, а зона проводимости остается свободной.

Между валентной зоной и зоной проводимости находится запрещенная зона шириной $\Delta E = E_c - E_v$, где E_c — энергия электрона нижней границы зоны проводимости; E_v — энергия электрона верхней границы валентной зоны. Для кремния $\Delta E = 1,12$ эВ. Для перевода электрона из валентной зоны в зону проводимости ему необходимо сообщить дополнительную энергию, превышающую энергию запрещенной зоны.

Например, при температуре выше абсолютного нуля часть электронов разрывает ковалентные связи и переходит в зону проводимости, освобождая энергетические уровни в валентной зоне. Вакантный энергетический уровень в валентной зоне на-

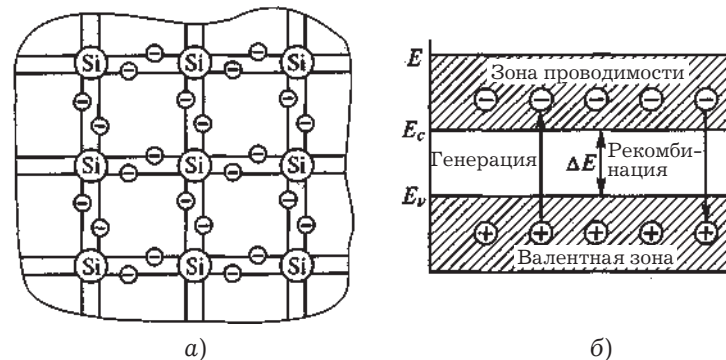


Рис. 19.1. Кристаллическая решетка (а)

и энергетическая диаграмма беспримесного кремния (б)

зывают дыркой проводимости и приписывают ей положительный заряд, равный по величине заряду электрона.

Процесс образования пары “электрон проводимости — дырка проводимости” называют генерацией пары носителей (рис. 19.1, б).

Электроны в зоне проводимости и дырки в валентной зоне под действием тепловой энергии совершают хаотическое тепловое движение в течение некоторого времени, называемого временем жизни носителей зарядов. По истечении этого времени происходит процесс захвата электронов валентной зоны дырками зоны проводимости, называемый рекомбинацией.

При наличии источника внешнего напряжения, приложенного к кристаллической структуре, движение электронов и дырок в ней приобретает некоторую направленность, т. е. кристалл может проводить электрический ток. Проводимость кристалла тем выше, чем интенсивнее протекает процесс генерации пар “электрон—дырка”, и определяется движением носителей заряда обоих видов. Беспримесные полупроводники называют полупроводниками с собственной проводимостью. Собственная проводимость их невелика и не может быть использована для создания полупроводниковых приборов.

Электронная (n -типа) и дырочная (p -типа) проводимости обусловлены движением в полупроводнике только электро-

нов. При электронной проводимости находящиеся на энергетических уровнях зоны проводимости электроны движутся в направлении, противоположном направлению электрического поля. Введение наряду с отрицательным электроном фиктивного положительного заряда “дырка” обусловлено различием в них подвижности. Подвижность электрона намного больше подвижности дырки, которая, как и положительный электрический заряд, движется по направлению электрического поля.

На практике получили распространение примесные полупроводники, которые получают путем добавления в кристалл полупроводника атомов элементов III или V группы таблицы Менделеева. Проводимость примесных полупроводников гораздо выше, чем собственная проводимость.

Так, при внесении в кристалл кремния элемента III группы таблицы Менделеева, например, алюминия, атомы примеси будут замещать в узлах кристаллической решетки атомы кремния (рис. 19.2, а).

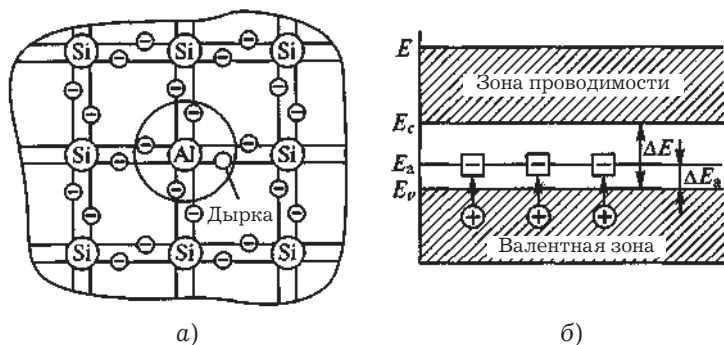


Рис. 19.2. Кристаллическая решетка (а) и энергетическая диаграмма кремния р-типа (б).

Поскольку атомы алюминия имеют лишь три валентных электрона, одного электрона для создания ковалентных связей недостает. Так как примесный энергетический уровень алюминия E_a (рис. 19.2, б) расположен в запрещенной зоне вблизи валентной зоны, достаточно незначительной энергии $\Delta E_a = E_a - E_v \ll \Delta E$,

привнесенной извне, чтобы электроны из верхних уровней валентной зоны переместились на уровень примеси, образовав недостающие связи. В результате в валентной зоне образуются избыточные вакантные энергетические уровни (дырки), а атомы алюминия превращаются в отрицательные неподвижные ионы, расположенные в узлах кристаллической структуры и обладающие энергией E_a (рис. 19.2, б). При этом при внесении в полупроводник трехвалентной примеси количество дырок будет превышать количество электронов, а сам полупроводник будет обладать дырочной проводимостью или проводимостью р-типа. Основными носителями заряда в таком полупроводнике являются дырки. Трехвалентную примесь, обуславливающую образование дырок в валентной зоне, называют акцепторной.

При внесении в кристалл кремния пятивалентного элемента, например фосфора, атомы примеси будут замещать атомы кремния в узлах кристаллической решетки. Четыре валентных электрона фосфора образуют систему ковалентных связей с четырьмя электронами соседних атомов кремния, а пятый электрон оказывается лишним (избыточным) (рис. 19.3, а).

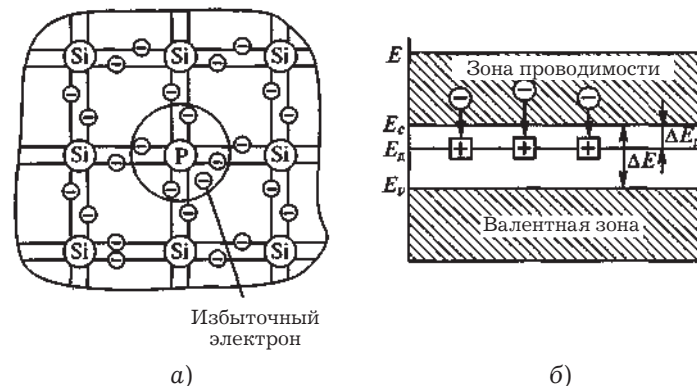


Рис. 19.3. Кристаллическая решетка (а) и энергетическая диаграмма кремния n-типа (б)

Энергетический уровень фосфора E_d расположен в запрещенной зоне вблизи зоны проводимости. Поэтому даже под воз-

действием небольшого количества тепловой энергии избыточные электроны приобретают энергию $AE_d = E_c - E_d \ll \Delta E$, превышающую энергию их связи с атомами примеси, и переходят в зону проводимости. В узлах кристаллической структуры, занимаемой атомами примеси, образуются неподвижные положительно заряженные ионы (Рис. 19.3, б), а в объеме кристалла перемещаются избыточные электроны, обладающие энергией, соответствующей зоне проводимости. Такой полупроводник обладает электронной проводимостью или проводимостью n -типа, а примесь, обуславливающую образование избыточных электронов в зоне проводимости, называют донорной. Основными носителями заряда в полупроводнике n -типа являются электроны.

Две смежные области монокристаллического полупроводника, одна из которых имеет электронную, а другая — дырочную проводимость, образуют электроннодырочный переход или p – n -переход. Он является основой большинства полупроводниковых приборов. Переходы p – n -типа бывают точечными и плоскостными. Точечные p – n -переходы применяют лишь в маломощных высокочастотных диодах и приборах сверхвысокочастотного диапазона. Плоскостные p – n -переходы являются основой современных диодов, транзисторов и тиристоров.

Рассмотрим процессы в плоскостном p – n -переходе, считая, что на границе раздела слоев p - и n -типов отсутствуют искажения кристаллической структуры, включения других химических элементов и внешнее электрическое поле.

Концентрации неосновных носителей — дырок в n -области и электронов в p -области — намного меньше концентрации основных носителей. Вследствие этого на границе раздела областей различного типа проводимости возникает перепад (градиент) концентрации дырок и электронов, что вызывает диффузионное перемещение электронов из n -области в p -область и дырок в противоположном направлении (рис. 19.4, а).

Из-за диффузии в приконтактном слое n -области концентрация электронов становится меньше равновесной, а концентрация дырок — больше равновесной. Поэтому в приконтактном слое n -области возникает положительный объемный заряд.

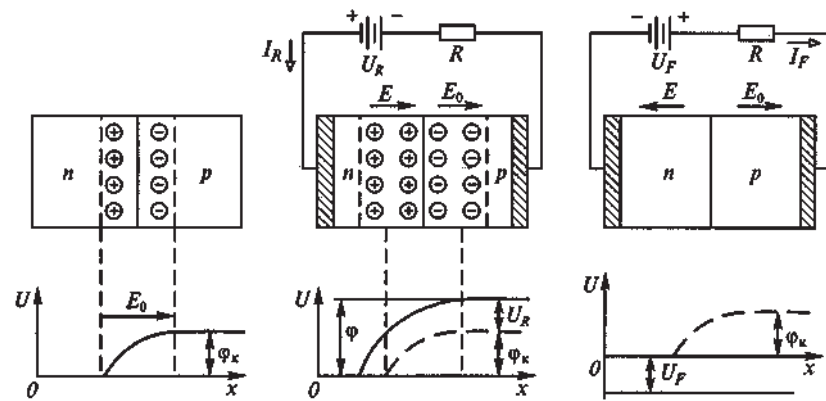


Рис. 19.4. Структуры p – n -перехода и потенциальные диаграммы: а и б — при нулевом смещении; в и г — при отрицательном смещении; д и е — при положительном смещении

Аналогично в приконтактном слое p -области возникает отрицательный объемный заряд.

Область полупроводника, охватывающая приконтактные слои, обедненные основными носителями заряда, называют областью объемного заряда p – n -перехода. Образование на p – n -переходе пространственно разделенных положительного и отрицательного зарядов приводит к возникновению электрического поля, вектор напряженности E_0 которого направлен от положительного заряда к отрицательному (рис. 19.4, а) и препятствует дальнейшей диффузии зарядов. В равновесном состоянии, когда внешнее воздействие на p – n -переход отсутствует, электронный и дырочный токи через переход равны нулю. Распределение электрического поля определяет потенциал на p – n -переходе, который обычно называют контактной разностью потенциалов p – n -перехода, или потенциальным барьером перехода высотой ϕ_k (рис. 19.4, б).

Область объемного заряда p – n -перехода в равновесном состоянии обеднена основными носителями. Сопротивление этой области (запирающего слоя) намного больше сопротивлений электронейтральных слоев p - и n -областей полупроводни-

ка. Поэтому, если приложить внешнее напряжение к полупроводнику с p — n -переходом, можно считать, что оно практически все будет приложено к области объемного заряда перехода.

Для включения p — n -перехода во внешнюю цепь его снабжают двумя внешними выводами. При подключении источника положительным полюсом к n -области, а отрицательным — к p -области полупроводника получается отрицательное смещение перехода. Приложенное к переходу напряжение U_R в этом случае называют обратным напряжением (рис. 19.4, в).

Полярности обратного напряжения U_R и контактной разности потенциалов φ_k совпадают. Поэтому потенциальный барьер возрастает и становится равным $\varphi = \varphi_k + U_R$ (рис. 19.4, з). Результирующее электрическое поле E в переходе будет больше поля E_0 , существовавшего на переходе в равновесном состоянии и совпадает с ним по направлению. Запирающий слой увеличивается. При этом быстро уменьшается до нуля диффузионный ток основных носителей зарядов (электронов из n -области и дырок из p -области).

Однако неосновные носители зарядов — дырки из n -области, попадающие благодаря тепловому движению в область объемного заряда перехода, — переносятся электрическим полем перехода в p -область. Аналогично электроны из p -области, попадающие в область объемного заряда перехода, переносятся в n -область. Эти неосновные носители и обуславливают протекание через переход обратного тока I_R . Поскольку концентрация неосновных носителей в p - и n -областях незначительна, обратный ток через переход при его отрицательном смещении очень мал. Уже при отрицательных смещениях $U_R = 0,05 \dots 0,075$ В обратный ток достигает значения тока насыщения.

Дальнейшее увеличение обратного напряжения практически не влияет на обратный ток, обусловленный лишь движением неосновных носителей заряда. Однако при значительных обратных напряжениях происходит пробой p - n -перехода и ток, протекающий через него, резко возрастает. Это обусловлено тем, что переносимые через переход под действием электрического поля неосновные носители заряда приобретают

энергию, достаточную для ударной ионизации атомов полупроводника. В структуре начинается лавинообразное размножение носителей заряда, что приводит к резкому увеличению обратного тока через переход при практически неизменном обратном напряжении, называемом напряжением пробоя. Такой пробой называют лавинным.

Различают тепловой и электрический лавинный пробой. При электрическом пробое вентиляльные свойства p — n -перехода полностью восстанавливаются при уменьшении приложенного к нему напряжения.

В то же время под воздействием большого обратного напряжения переход, имеющий малую теплоемкость, сильно нагревается. В результате этого усиливается процесс генерации электронно-дырочных пар, приводящий к дальнейшему увеличению тока и температуры перехода и, как следствие, к необратимому разрушению p - n -перехода. Такой пробой называют тепловым.

При положительном смещении перехода внешний источник подключают положительным полюсом к p -области, а отрицательным — к n -области полупроводника (рис. 19.4, д). Приложенное напряжение U_F в таком случае называют прямым напряжением, а его полярность противоположна полярности контактной разности потенциалов φ_k (рис. 19.4, е). Потенциальный барьер уменьшается и становится равным $\varphi = \varphi_k - U_F$. Результирующее электрическое поле E области объемного заряда становится меньше поля E_0 , образовавшегося в области перехода в равновесном состоянии. Диффузионные токи электронов и дырок через переход возрастают из-за уменьшения практически до нуля потенциального барьера на переходе. Через переход начинает протекать прямой ток I_F .

При положительном смещении полупроводника электроны из n -области под действием диффузии непрерывно поступают в p -область, где они являются неосновными носителями. Дырки из p -области также непрерывно поступают в n -область. Процесс внесения неосновных носителей заряда в ту или иную область полупроводника называют инжекцией.

Зависимость тока через электронно-дырочный переход от приложенного к нему напряжения называют вольт-амперной характеристикой (ВАХ) перехода, график которой представлен на рис. 19.5.

Из графика следует, что при положительном смещении, когда ток через переход экспоненциально растет с ростом напряжения, переход обладает высокой проводимостью. При отрицательном смещении, когда обратный ток быстро достигает значения тока насыщения, переход обладает очень низкой проводимостью. При напряжении внешнего источника, равном нулю, ток, протекающий через переход, также равен нулю. Вследствие резко выраженной нелинейности ВАХ $p-n$ -переходы широко используют в качестве ключевых элементов в вентилях различного типа, т. е. в полупроводниковых приборах, имеющих практически два состояния — проводящее (вентиль открыт) и непроводящее (вентиль закрыт).

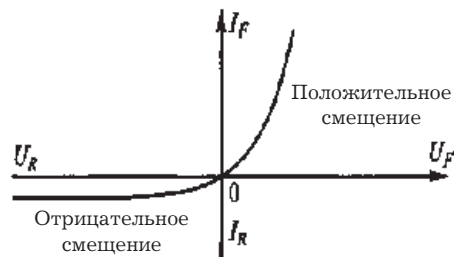


Рис. 19.5. Вольт-амперная характеристика идеального $p-n$ -перехода

Таким образом, изучены физические основы работы полупроводниковых приборов, позволяющие в дальнейшем осознанно изучать устройство и принцип работы конкретных электронных приборов.

Тема: ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ДИОДЫ, БИПОЛЯРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

20.1. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ДИОДЫ

Полупроводниковым диодом называют полупроводниковый прибор с одним $p-n$ -переходом и двумя внешними выводами от областей с проводимостями разного типа (анодом А и катодом К).

По своему назначению полупроводниковые диоды подразделяются на следующие основные типы: выпрямительные, стабилитроны (опорные диоды), быстро восстанавливающиеся (частотные), фото- и светодиоды, варикапы.

Кроме указанных типов диодов существуют импульсные, туннельные, магнитодиоды, тензодиоды и др. Чаще всего диоды изготавливают из германия (максимально допустимая температура перехода $T_{jm} = 80^\circ\text{C}$) и кремния ($T_{jm} = 180^\circ\text{C}$).

По конструктивно-технологическому принципу полупроводниковые диоды разделяют на точечные и плоскостные. В точечном диоде используют пластину германия или кремния с проводимостью n -типа толщиной 0,1...0,6 мм и площадью 0,5...1,5 мм². В пластинку вплавляют иглу из металла или сплава, содержащую необходимые примеси. В процессе сплавления в области контакта полупроводника с иглой формируется слой p -типа.

В плоскостном диоде $p-n$ -переход образуется двумя полупроводниковыми слоями различного типа проводимости, при этом площадь перехода у диодов различных типов находится в диапазоне от долей квадратного микрометра до нескольких квадратных сантиметров.

Условно полупроводниковые диоды подразделяют на слаботочные (ток менее 10 А) и силовые (ток более 10 А).

Условное графическое обозначение полупроводникового диода и его вольт-амперная характеристика приведены на рис. 20.1.

Вольт-амперные характеристики диодов снимают в стационарном режиме, что не позволяет использовать их при анализе и расчете электрических цепей, содержащих диоды, при воздействии высокочастотных и импульсных сигналов. Для этих целей используют так называемую специальную мало-сигнальную эквивалентную схему полупроводникового диода, в которую входят параметры собственно $p-n$ -перехода без учета паразитных параметров внешних выводов.

К основным параметрам полупроводниковых диодов относятся параметры по напряжению, току, сопротивлению и мощности потерь, коммутационным явлениям, а также температурные и тепловые.

Наиболее важными из них являются:

- импульсное прямое напряжение U_{FM} ;
- пороговое напряжение $U_{(TO)}$;
- предельный (средний прямой) ток I_{FAV} ;
- повторяющийся импульсный обратный ток I_{RRM} ;
- дифференциальное прямое сопротивление r_T ;
- время обратного восстановления t_{rr} ;
- температура $p-n$ -перехода T_j .

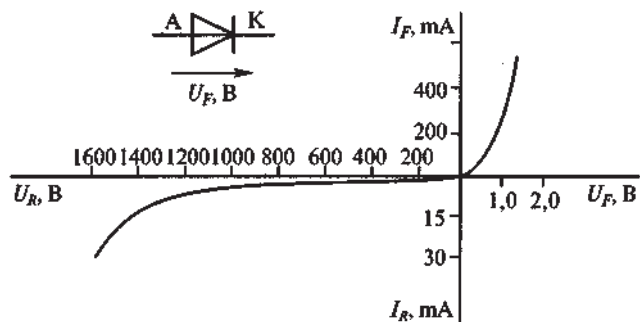


Рис. 20.1. Условное графическое обозначение и вольт-амперная характеристика полупроводникового диода

Пороговое напряжение $U_{(TO)}$ определяет значение прямого напряжения, соответствующее точке пересечения линии пря-

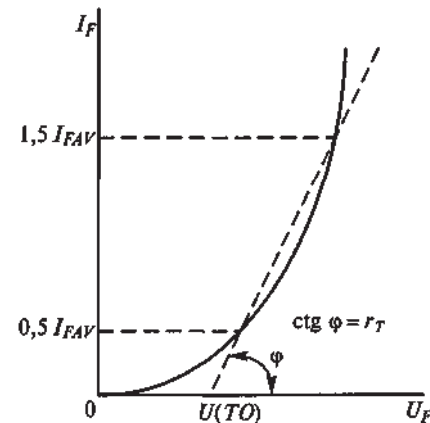


Рис. 20.2. Прямолинейная аппроксимация ВАХ диода

молинейной аппроксимации прямой ВАХ с осью напряжений (рис. 20.2).

Максимально допустимый средний прямой (предельный) ток определяет максимально допустимое среднее за период значение прямого тока, длительно протекающего через диод.

Дифференциальное прямое сопротивление r_T определяют по углу наклона линии прямолинейной аппроксимации прямой ВАХ диода к оси напряжения (рис. 20.2).

Одной из разновидностей плоскостного полупроводникового диода является стабилитрон, на обратной ветви ВАХ которого имеется участок со слабой зависимостью напряжения от величины обратного тока.

Как отмечалось ранее, при превышении обратным напряжением величины напряжения пробоя происходит электрический пробой $p-n$ -перехода, при котором обратный ток резко возрастает при почти неизменном обратном напряжении. Это явление используют в стабилитронах, применяемых, например, в параметрических стабилизаторах напряжения.

На рис. 20.3, а в третьем квадранте ВАХ показано обратное включение стабилитрона. Если обратный ток через стабилитрон не превышает значения $I_{ст max}$, то электрический пробой не

приводит к разрушению перехода и может воспроизводиться в течение практически неограниченного времени (сотни тысяч часов).

Стабилитроны изготавливают на основе кремния, что связано с необходимостью получения малых значений $I_{ct\ min}$.

Стабилитроны характеризуются следующими основными параметрами:

1. Напряжением стабилизации U_{ct} , т. е. величиной напряжения на стабилитроне при протекании через него заданного (номинального) тока стабилизации, например, $I_{ct\ nom}$ (рис. 20.3, а). Кроме значения $I_{ct\ nom}$ указывают также минимальное $I_{ct\ min}$ и максимальное $I_{ct\ max}$ значения токов на участке стабилизации, при которых обеспечивается заданная надежность. Значение $I_{ct\ min}$ ограничено нелинейным участком ВАХ стабилитрона, а значение $I_{ct\ max}$ — допустимой мощностью рассеяния перехода, после превышения которой происходит его тепловой пробой.

2. Дифференциальным сопротивлением стабилитрона в рабочей точке на участке стабилизации $r_{ct} = dU_{ct}/dI_{ct}$ в заданном диапазоне частот; r_{ct} характеризует степень изменения напряжения стабилизации при изменении тока через стабилитрон.

3. Температурным коэффициентом напряжения стабилизации $\alpha_{ct} = (dU_{ct}/dT)100\%$, показывающим величину относительного изменения напряжения стабилизации при изменении температуры окружающей среды на $1\ ^\circ\text{C}$ и выражающимся в процентах (рис. 20.3, б).

Уровень напряжения стабилизации зависит от величины пробивного напряжения U_{BR} , определяемого шириной p - n -перехода, т. е. концентрацией примеси. Для изготовления низковольтных стабилитронов, у которых участок стабилизации определяется обратным током туннельного характера, используют высоколегированный кремний.

Из-за различного характера пробоя высоковольтных и низковольтных стабилитронов знак α_{ct} у них тоже будет разным (Рис. 20.3, б). У высоковольтных стабилитронов $\alpha_{ct} > 0$, а у низковольтных с ростом температуры напряжение стабилизации уменьшается и $\alpha_{ct} < 0$.

Стабилизацию напряжения в диапазоне $0,3...1,0$ В можно получить при использовании прямой ветви ВАХ, которая у некоторых кремниевых диодов почти параллельна оси токов. Такие диоды называют стабисторами. Промышленность выпускает также двуханодные стабилитроны, имеющие симметричную ВАХ относительно начала координат. При этом напряжения стабилизации при положительном и отрицательном смещениях перехода одинаковы.

Для повышения величины напряжения стабилизации стабилитроны соединяют последовательно, в то время как параллельное соединение стабилитронов недопустимо, поскольку при этом ток будет протекать лишь через один стабилитрон, имеющий наименьшее напряжение стабилизации.

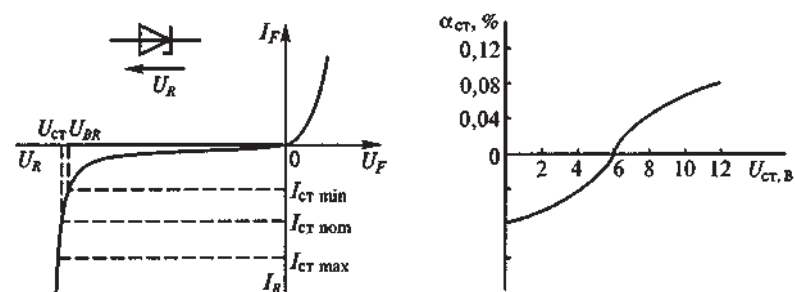


Рис. 20.3. Вольт-амперная характеристика стабилитрона (а) и зависимость температурного коэффициента стабилизации (α_{ct}) от напряжения стабилизации U_{ct} (б)

Варикапом называют полупроводниковый диод, используемый как нелинейный емкостной элемент: В нем используется барьерная емкость p - n -перехода, смещенного в обратном направлении, обусловленная изменением заряда в переходе при изменении приложенного напряжения. Варикапы изготавливают из кремния и применяют в системах дистанционного управления и автоматической подстройки частоты.

Основными параметрами варикапа являются:

– емкость C , фиксируемая при небольшом обратном напряжении ($C = 10...500$ пФ);

– коэффициент перекрытия по емкости $K_c = C_{\max}/C_{\min}$, характеризующий изменение емкости варикапа в рабочем диапазоне изменения напряжений ($K_c = 5...20$).

Туннельный диод — полупроводниковый диод, в котором при обратном и небольшом прямом напряжении возникает туннельный эффект и прямая ветвь его ВАХ имеет участок с отрицательным сопротивлением (так называемая N-образная характеристика). Туннельный эффект заключается в просачивании электрических зарядов (электронов и дырок) через потенциальный барьер и обусловлен волновыми свойствами микрочастиц. Изготавливают туннельные диоды из германия или арсенида галлия, имеющих очень малые сопротивления. Туннельные диоды отличаются малыми размерами и массой, существенной нелинейностью ВАХ, высоким быстродействием, способностью работать в широком диапазоне температур (до $+600^\circ\text{C}$ для арсенид-галлиевых приборов). Применяют туннельные диоды в СВЧ-генераторах, работающих на частотах до 10 ГГц, и усилителях электрических сигналов, работающих в широком частотном и температурном диапазоне.

20.2. ТРАНЗИСТОРЫ И ИХ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Транзистором называют полупроводниковый усилительный прибор с двумя $p-n$ -переходами и тремя внешними выводами. В настоящее время существует большая номенклатура транзисторов, отличающихся по мощности, предельной частоте коммутации и генерации и по другим параметрам.

Все современные транзисторы подразделяются на два типа: биполярные и полевые. Биполярные транзисторы отличаются от полевых большим уровнем мощности и более высокой рабочей частотой. В то же время полевые транзисторы превосходят биполярные по возможностям автоматического регулирования усиления и могут работать в более широком динамическом диапазоне.

При изготовлении транзисторов различных типов применяют одинаковые конструктивно-технологические принципы.

По технологии изготовления различают сплавные, диффузионные и планарные транзисторы. Некоторые типы транзисторов изготавливают путем комбинирования нескольких технологий (планарно-эпитаксиальные) или технологических методов (мезапланарные, мезапланарно-эпитаксиальные). При производстве дискретных транзисторов в основном используется планарно-эпитаксиальная технология, при производстве транзисторов интегральных микросхем — мезапланарно-эпитаксиальная. Для изготовления транзисторов используют германий и кремний.

Биполярные транзисторы.

Термин “биполярный” означает наличие в транзисторе носителей заряда двух типов: электронов и дырок. В зависимости от типа проводимости внешних слоев различают транзисторы $n-p-n$ - (рис. 20.4, а и б) и $p-n-p$ типов (рис. 20.4, в и г).

Внутреннюю область монокристалла транзистора, разделяющую $p-n$ -переходы П1 и П2, называют базой (Б). Внешний слой монокристалла, инжектирующий носители в базу, называют эмиттером (Э), а примыкающий к нему $p-n$ -переход П1 — эмиттерным. Второй внешний слой, выхватывающий носители из базы, называют коллектором (К), а примыкающий к нему переход П2 — коллекторным. База является электродом, управляющим величиной тока через транзистор, поскольку, изменяя напряжение между эмиттером и базой, можно управлять величиной инжектируемого (эмиттерного), а значит, и коллекторного тока.

Если переход П1 под воздействием напряжения $U_{ЭБ}$ смещен в прямом направлении, а переход П2 под воздействием на-

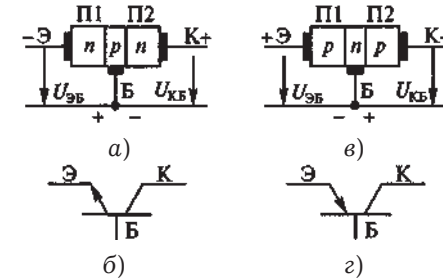


Рис. 20.4. Структура и графическое обозначение транзисторов:
а и б — $n-p-n$ типа;
в и г — $p-n-p$ типа

пряжения $U_{КБ}$ — в обратном, то такое включение транзистора называют нормальным. При изменении полярности напряжений $U_{ЭБ}$ и $U_{КБ}$ получается инверсное включение транзистора.

Рассмотрим принцип действия транзистора $p-n-p$ -типа на примере одной из возможных схем его включения (рис. 20.5).

При отсутствии внешних напряжений ($U_{ЭБ} = U_{КБ} = 0$) электрические поля $p-n$ -переходов создаются лишь объемными зарядами неподвижных ионов и установившиеся потенциальные барьеры обоих переходов поддерживают динамическое равновесие в приборе, токи в переходах которого равны нулю. При этом электрическое поле в базе также равно нулю.

При подключении к транзистору внешних источников напряжения $E_э$ и $E_к$ происходит перераспределение электрических потенциалов переходов. При нормальном включении транзистора создаются условия для инжектирования дырок из эмиттера в базу и перемещения электронов из базы в эмиттер. Так как база является наиболее высокоомной областью монокристалла, то поток электронов значительно меньше встречного потока дырок. Поэтому при встречном движении дырок и электронов происходит их частичная рекомбинация, а избыток дырок внедряется в базовый слой, образуя ток эмиттера $I_э$.

В результате инжекции дырок в базу, в которой они являются неосновными носителями, в последней возникает градиент концентрации дырок, что приводит к их диффузионному движению во всех направлениях, в том числе и к переходу П2. Дрейф неосновных носителей играет незначительную роль. При перемещении неосновных носителей через базу их концентрация уменьшается вследствие рекомбинации с электронами, поступающими в цепь базы от источника $E_э$. Поток этих электронов образует базовый ток $I_б$.

Промежуток времени, в течение которого концентрация неосновных носителей в базе уменьшается в e раз, называют временем жизни неосновных носителей. Поскольку толщина базы современных транзисторов составляет единицы микрометров, то время перемещения неосновных носителей через базу значительно меньше их времени жизни.

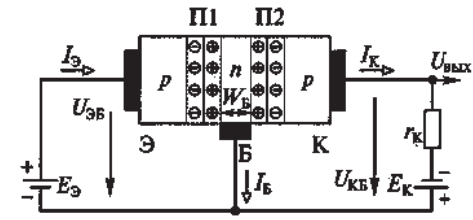


Рис. 20.5. Схема включения транзистора $p-n-p$ типа

Поэтому большая часть дырок достигает перехода П2 и захватывается его полем; дырки затем рекомбинируют с электронами, поступающими от источника питания $E_к$. При этом в коллекторной цепи протекает ток $I_к$. Для токов транзистора справедливо соотношение

$$I_э = I_к + I_б.$$

Передачу тока из эмиттерной цепи в коллекторную характеризуют коэффициентом передачи тока биполярного транзистора в схеме с общей базой ($h_{21Б}$):

$$h_{21Б} = \left(\frac{\partial I_к}{\partial I_э} \right)_{U_{КБ}=\text{const}} \approx \left(\frac{\Delta I_к}{\Delta I_э} \right)_{U_{КБ}=\text{const}} \approx \frac{I_к}{I_э}.$$

Из вышеприведенных соотношений следует, что

$$I_к = h_{21Б} I_э; I_б = (1 - h_{21Б}) I_э.$$

У современных транзисторов $h_{21Б} = 0,95 \dots 0,99$.

Транзисторы $n-p-n$ типа работают аналогично, но при их использовании полярности напряжений внешних источников изменяют на противоположные.

Имеющий три внешних вывода транзистор представляет собой четырехполюсник. При этом два вывода транзистора образуют входные и выходные зажимы, а третий является общим зажимом для входной и выходной цепей. В зависимости от того, какой электрод транзистора является общим для входной и выходной цепей четырехполюсника, различают три схемы включения транзистора:

- с общей базой (ОБ);
- общим эмиттером (ОЭ);
- общим коллектором (ОК).

Наибольшее применение получила схема с общим эмиттером.

Для расчетов цепей с биполярными транзисторами используют семейства статических характеристик транзисторов, определяющих соотношения между токами, протекающими через его внешние выводы, и напряжения, приложенные к этим выводам.

Таковыми характеристиками обычно являются:

- входные $I_{вх} = \varphi(U_{вх})$ при $U_{вх} = const$;
- выходные $I_{вых} = \varphi(U_{вых})$ при $I_{вх} = const$;
- передачи по току $I_{вх} = \varphi(I_{вх})$ при $U_{вых} = const$.

Схема с ОБ не усиливает ток $I_K < I_B$, но усиливает напряжение. Она обладает также и свойством усиления мощности входного сигнала.

В схеме с ОЭ коэффициент передачи тока (коэффициент передачи тока базы)

$$h_{21Э} = \left(\frac{\partial I_K}{\partial I_B} \right)_{U_{КЭ}=const} \approx \frac{I_K}{I_B} = \frac{h_{21Б}}{1 - h_{21Б}}.$$

При изменении $h_{21Б}$ в диапазоне от 0,95 до 0,99 величина $h_{21Э}$ изменяется в диапазоне от 20 до 100. Таким образом, схема с ОЭ обладает свойством значительного усиления тока. Поскольку эта схема обладает также свойством усиления напряжения, то усиление мощности в данной схеме значительно больше, чем в схеме с ОБ.

Коэффициент передачи тока в схеме с ОК

$$h_{21К} = \left(\frac{\partial I_Э}{\partial I_B} \right)_{U_{ЭК}=const} \approx \frac{I_Э}{I_Э - I_K} = \frac{1}{1 - h_{21Б}} = h_{21Э} + 1.$$

Поэтому схема с ОК обладает лучшим усилением тока, чем схема с ОЭ, и, кроме того, свойством усиления мощности.

Характеристики транзисторов находятся в сильной зависимости от температуры. При повышении температуры из-за

значительного увеличения количества неосновных носителей заряда в базе и коллекторе резко возрастает начальный ток коллектора.

Для предотвращения перегрева коллекторного $p-n$ -перехода необходимо, чтобы его мощность не превышала допустимого значения $P_{Кmax}$, т. е. $P_{Кmax} > I_K U_{КЭ}$.

На рис. 20.6 в качестве примера приведены выходные характеристики биполярного транзистора, включенного по схеме с ОЭ. Одним из ограничений кривых выходных характеристик транзистора является ограничение по допустимому значению мощности $P_{Кmax}$. Для увеличения допустимой мощности транзистора его полупроводниковую структуру устанавливают на металлическом основании, которое монтируют на специальном радиаторе.

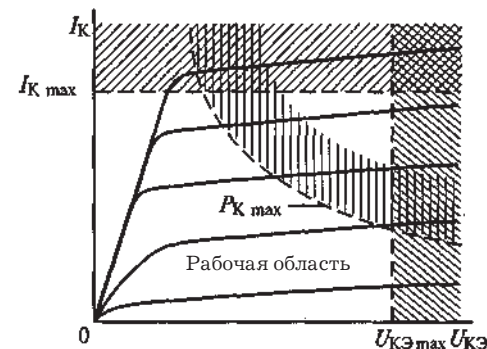


Рис. 20.6. Выходные характеристики биполярного транзистора в схеме с ОЭ и их ограничения

Если напряжение между коллектором и эмиттером превышает допустимое значение $U_{КЭmax}$, то может произойти электрический пробой $p-n$ -перехода. Поэтому существует ограничение выходных характеристик по коллекторному напряжению, т. е. $U_{КЭ} < U_{КЭmax}$. Кроме того, существует обусловленное допустимым нагревом эмиттерного перехода ограничение по коллекторному току, т. е. $I_K < I_{Кmax}$.

Область, заключенную внутри ограничивающих линий, называют рабочей областью характеристик транзистора.

Для значительного увеличения коэффициента передачи тока используют комбинацию из двух транзисторов, соединенных по так называемой схеме Дарлингтона, что позволяет, например, повысить коэффициент передачи тока базы до 300000.

Биполярные транзисторы применяют в усилителях, генераторах электрических сигналов, а также в логических и импульсных устройствах.

20.3. ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

В отличие от биполярных полевые транзисторы, обладая управляющими свойствами, являются униполярными полупроводниковыми приборами, т. е. протекание токов через них обусловлено дрейфом носителей заряда только одного типа в продольном электрическом поле через управляемые каналы p - или n -типа, обладающие соответственно дырочной или электронной проводимостью. Управление током через канал осуществляется поперечным электрическим полем (а не током, как в биполярных транзисторах), изменение напряженности которого изменяет проводимость канала, по которому протекает ток выходной цепи транзистора. В электронных устройствах применяют две разновидности полевых транзисторов: с управляющим p — n -переходом (затвором в виде p — n -перехода) и с изолированным затвором.

Рассмотрим принцип действия полевого транзистора с затвором в виде p — n -перехода и с каналом n -типа, структура и схема включения которого приведены на рис. 20.7.

Прибор состоит из пластины монокристаллического кремния n -типа, представляющей собой канал полевого транзистора, к двум противоположным граням которой припаяны два металлических контакта, называемые истоком (И) и стоком (С). К этим электродам подключен внешний источник энергии напряжением E_c , соединенный последовательно с нагрузкой r_n (рис. 20.7, б). Источник подключен таким образом, чтобы поток основных носителей заряда (электронов) перемещался от ис-

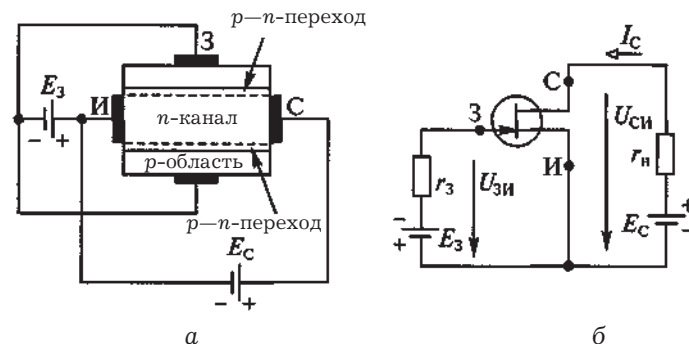


Рис. 20.7. Структура (а) и схема (б) включения с общим истоком полевого транзистора с затвором в виде p — n -перехода и каналом n -типа.

тока к стоку. В две другие противоположные грани пластины внесены акцепторные примеси, превращающие поверхностные слои пластины в области p -типа. Общий внешний вывод этих слоев называют затвором (З). При этом между каналом и затвором образуются два p — n -перехода.

Проводимость канала определяется его сечением, изменение площади которого можно осуществлять посредством напряжения на затворе $U_{зи}$, смещающего переходы в обратном направлении. При этом можно расширять или сужать обедненные слои переходов и тем самым регулировать сопротивление канала и величину протекающего через него тока. Поскольку концентрация примесей в затворе намного больше, чем в канале, расширение обедненных слоев происходит в основном за счет канала. При $U_{зи} = 0$ протекающий через канал ток стока I_c имеет максимальное значение I_{Cmax} (ток стока насыщения $I_{Cнас}$), так как при этом площадь сечения канала максимальна. При увеличении $U_{зи}$ обедненные слои p — n -переходов расширяются, уменьшая площадь сечения каналов и тем самым значение тока I_c . При определенном напряжении $U_{зиотс}$ (напряжение отсечки) площадь сечения канала уменьшается практически до нуля и $I_c = 0$.

Входные (стокозатворные) и выходные (стоковые) характеристики полевого транзистора представлены на рис. 20.8.

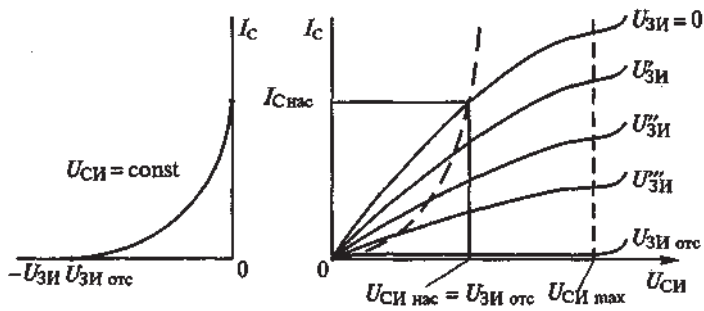


Рис. 20.8. Характеристики полевого транзистора:
а — входные; б — выходные.

Входная характеристика $I_C = \varphi(U_{ЗИ})$ полевого транзистора определяет управляющие свойства затвора и описывается соотношением

$$I_C = I_{Сна} \left(\frac{U_{ЗИ}}{U_{ЗИнас}} - 1 \right)^2.$$

При этом управление осуществляется приложением к затвору обратного напряжения, под действием которого протекает лишь незначительный, обратный ток.

Рассмотрим семейство выходных характеристик $I_C = \varphi(U_{СИ})$; $U_{ЗИ} = const$ полевого транзистора (рис. 20.8, б). При $U_{СИ} = 0$ и увеличении приложенного к стоку положительного относительно истока напряжения ток I_C возрастает по нелинейному закону. Это объясняется тем, что с увеличением напряжения $U_{СИ}$, смещающего p - n -переходы в обратном направлении, площадь сечения канала уменьшается тем больше, чем ближе к стоку, поскольку падение напряжения в канале за счет тока стока растет от $U_{СИ}(0) = 0$ до $U_{СИ}$ на стоке. При этом сопротивление канала увеличивается, а рост тока замедляется. По достижении напряжением на стоке величины напряжения насыщения $U_{СИ} = U_{СИнас}$ происходит полное перекрытие обедненными слоями канала на стоке, а площадь сечения канала у истока остается первоначальной, так как $U_{СИ}(0) = 0$. Дальнейшее увеличение напряжения $U_{СИ}$ вызывает незначительный рост тока

стока, так как одновременно уменьшается проводимость канала (полное перекрытие канала расширяется вглубь к истоку) и ток стока достигает значения тока насыщения $I_{Снас}$. Режим, соответствующий пологому участку вольтамперной характеристики, называют режимом насыщения.

При уменьшении $U_{ЗИ}$ ($U'_{ЗИ} > U''_{ЗИ} > U'''_{ЗИ}$) расширение обедненных слоев и уменьшение площади сечения канала происходит под совместным воздействием напряжений $U_{ЗИ}$ и $U_{СИ}$. В этом случае напряжение насыщения уменьшается и его величина при любом напряжении на затворе может быть найдена из соотношения

$$U_{СИнас} = U_{ЗИотс} - U_{ЗИ}.$$

Соответствующая этому соотношению штриховая (порабоченная) линия на рис. 20.8, б показывает изменение стокового напряжения. С уменьшением напряжения $U_{СИнас}$ уменьшается и ток стока насыщения $I_{Снас}$. Рабочая область выходных характеристик располагается на их пологих участках. При значительных напряжениях на стоке происходит пробой структуры, что обуславливает ограничение выходных характеристик по напряжению величиной $U_{СИmax}$.

Полевые транзисторы характеризуются допустимой мощностью рассеяния P_{max} , допустимыми значениями постоянного тока стока $I_{Сmax}$ и напряжений между электродами $U_{СИmax}$, $U_{ЗИmax}$ и $U_{ЗСmax}$.

В последнее время стали широко использоваться полевые транзисторы с изолированным затвором, имеющие лучшие электрические свойства. У таких транзисторов между полупроводниковым каналом и металлическим затвором расположен изолирующий слой из диэлектрика, поэтому такая структура получила название МДП-транзистор (металл-диэлектрик-полупроводник). Так как в качестве диэлектрика обычно используют двуокись кремния, то транзисторы со структурой металл-окисел-полупроводник получили название МОП-транзисторов.

Полевые МДП-транзисторы используют в преобразователях электроэнергии с коммутируемыми токами до 100 А при

напряжениях до 500 В. Эти транзисторы управляются напряжением, прикладываемым к изолированному затвору, причем в диапазоне относительно невысоких частот коммутаций мощность управления очень мала из-за высокого входного сопротивления транзистора. МДП-транзистор имеет высокое быстродействие, его время выключения составляет несколько наносекунд.

Новый полупроводниковый JGBT-транзистор — это биполярный транзистор с изолированным затвором, сочетающий в себе достоинства биполярных и МДП-транзисторов и способный коммутировать токи до 2500 А при высоком быстродействии (доли микросекунды), малой мощности управления и напряжениях до 4500 В. Его структура похожа на тиристорную (будут рассмотрены далее), но имеет свойства транзистора. Ток управления задается МДП-транзистором, управляемым напряжением, а вся полупроводниковая структура выполнена в одном монокристалле.

20.4. ТИРИСТОРЫ

Тиристором в общем случае называют полупроводниковый прибор с двумя устойчивыми состояниями, имеющий три $p-n$ -перехода и более, который может быть переключен из непроводящего состояния в проводящее и наоборот. Линия ВАХ тиристора, соответствующая проводящему состоянию (прямая ветвь), характеризуется отрицательным дифференциальным сопротивлением.

По количеству внешних выводов различают двухэлектродные (динисторы) и трехэлектродные (тринисторы) тиристоры, но в любом случае они имеют четырехслойную структуру полупроводника с тремя $p-n$ -переходами (рис. 20.9, а).

Внешние выводы, связанные с крайними $p1$ и $n2$ слоями, называют соответственно анодом (А) и катодом (К), а третий внешний вывод от слоя $p2$ — управляющим электродом (УЭ). Крайние слои и переходы П1 и П3 называют также эмиттерными, а средние $n1$ - и $p2$ -слои — базовыми. Четырехслойная структура тиристора может быть условно представлена в виде

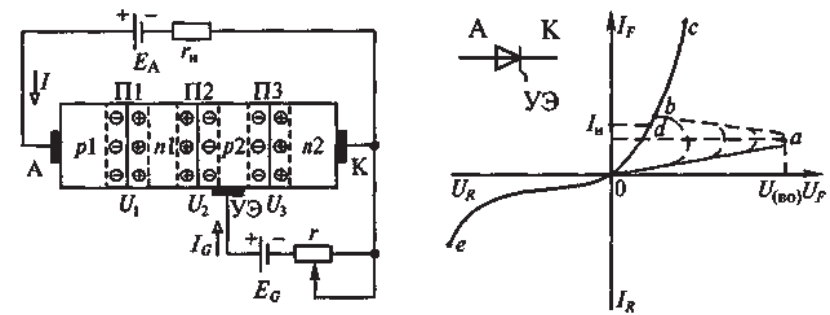


Рис. 20.9. Структура (а), графическое обозначение и вольтамперная характеристика тиристора (б)

комбинации в одном приборе двух транзисторов: $p1-n1-p2$ и $n1-p2-n2$, причем переход П2 является коллекторным для обоих транзисторов.

Если ток I_G в цепи управляющего электрода равен нулю, а приложенное между анодом и катодом напряжение с указанной на рис. 21.3, а полярностью меньше напряжения $U_{(BO)}$ (рис. 20.9, б), то переходы П1 и П3 смещены в прямом направлении, а переход П2 — в обратном (при отсутствии внешнего напряжения в этих переходах возникают потенциальные барьеры, как у диодов). При положительном смещении переходов П1 и П3 их потенциальные барьеры уменьшаются и дырки могут инжектировать из эмиттера $p1$ в базу $n1$, а электроны — из эмиттера $n2$ в базу $p2$. Падения напряжения на смещенных в прямом направлении переходах от действия внешнего источника невелики, а практически все напряжение внешнего источника приложено к смещенному в обратном направлении переходу П2. Протекающий через тиристор ток определяется токами инжекции эмиттерных переходов, токами рекомбинации неосновных носителей заряда в базах, а также эффектом лавинного размножения носителей заряда в смещенном в обратном направлении переходе П2. Значение этого тока несколько возрастает с увеличением напряжения внешнего источника.

При дальнейшем увеличении напряжения внешнего источника увеличивается смещение переходов П1 и П3 в прямом на-

правлении, и ток через тиристор продолжает расти. Уменьшение потенциального барьера перехода ПЗ приводит к инжекции электронов из эмиттера $n2$ в базу $p2$. Часть этих электронов, не рекомбинируя, достигает смещенного в обратном направлении перехода П2 и перебрасывается его полем в базу $n1$, увеличивая в ней концентрацию электронов. Это снижает потенциальный барьер перехода П1, вследствие чего увеличивается инжекция дырок из эмиттера $p1$ в базу $n1$. Продиффузивав через базу $n1$, основная часть дырок достигает перехода П2 и перебрасывается его полем в базу $p2$. При этом концентрация дырок в базе $p2$, где они являются основными носителями заряда, увеличивается. Это приводит к уменьшению потенциально-го барьера перехода ПЗ и увеличению инжекции электронов из эмиттера $n2$ в базу $p2$ и т. д. В структуре развивается лавинообразный процесс увеличения тока (участок $0a$ на рис. 20.9, б), что аналогично наличию положительной обратной связи по току в системах автоматического управления.

При $E_A = U_{(BO)}$ эта связь вызывает лавинообразный процесс инжекции основных носителей из эмиттеров в базы. Резкое увеличение концентраций электронов в базе $n1$ и дырок в базе $p2$ приводит к быстрому уменьшению (практически до нуля) потенциального барьера смещенного в обратном направлении перехода П2 и к уменьшению падения напряжения на всей структуре $\Delta U_v = U_1 + U_2 + U_3$ (рис. 20.9, а), структура переходит в проводящее состояние.

Таким образом, линия ВАХ тиристора, соответствующая проводящему состоянию, имеет участок отрицательного сопротивления $R_v = \frac{\partial U_v}{\partial I_v} < 0$ — участок ab на рис. 20.9, б. На этом участке рост тока происходит при уменьшении падения напряжения на приборе. В результате проходящий через прибор ток установится $I = \frac{E_A - \Delta U_v}{r_H} \approx \frac{E_A}{r_H}$. Рабочим участком прямой ветви ВАХ является участок bc , на котором все переходы смещены в прямом направлении, а падение напряжения на проводящем тиристоре лишь несколько больше падения напряжения на проводящем диоде.

Для выключения тиристора необходимо уменьшить значение прямого тока I_F до величины, меньшей или равной значению тока удержания I_H (точка d на рис. 20.9, б) или приложить к тиристорному напряжению обратной полярности.

При изменении полярности напряжения внешнего источника переходы П1 и ПЗ смещаются в обратном направлении, а переход П2 остается смещенным в прямом направлении. Линия ВАХ тиристора, соответствующая непроводящему состоянию (обратная ветвь), имеет такой же вид, как ВАХ диода, смещенного в обратном направлении (участок $0e$ на рис. 20.9, б).

Рассмотренный режим работы является динисторным, поскольку в нем не используется управляющий электрод, а прибор при положительном анодном напряжении работает как неуправляемый переключатель.

Напряжение переключения $U_{(BO)}$ можно регулировать, если, например, в базу $p2$ ввести от внешнего источника E_C дополнительное количество носителей заряда за счет тока управления I_C (тринисторный режим).

Регулируя величину I_C , можно изменять уровень $U_{(BO)}$, при котором возникает лавинообразный процесс размножения носителей заряда.

Наличие участка с отрицательным сопротивлением на ВАХ тиристора придает ему ряд важных достоинств. Чтобы переключить тиристор из закрытого состояния в открытое, достаточно пропустить через управляющий электрод относительно короткий (менее 100 мкс) импульс тока управления, после чего открытое состояние прибора поддерживается за счет действия внутренней положительной обратной связи. Поэтому тиристоры обладают очень высоким коэффициентом усиления мощности (до сотен тысяч).

В настоящее время отечественная промышленность серийно выпускает тиристоры на токи от 1...3 кА и напряжения до 5 кВ. При этом токи управления составляют в импульсе от одного до нескольких ампер.

Особенностью рассмотренного тиристора является то обстоятельство, что для его перевода из проводящего состояния

Тема: ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ**21.1. КЛАССИФИКАЦИЯ, ТЕХНОЛОГИЯ ИЗГОТОВЛЕНИЯ И КОНСТРУКЦИЯ ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМ**

Интегральной микросхемой (ИМС) называют устройство с высокой плотностью упаковки электрически связанных элементов (транзисторов, резисторов, конденсаторов и пр.), выполняющее заданную функцию обработки (преобразования) электрических сигналов. С точки зрения конструктивно-технологических и эксплуатационных требований ИМС представляет собой единое изделие. Отдельные элементы ИМС, не имеющие внешних выводов, не могут рассматриваться как самостоятельные изделия, в то время как компоненты, являющиеся частью ИМС, можно рассматривать как самостоятельные комплектующие изделия, например навесные бескорпусные транзисторы, дроссели и т. д.

В зависимости от технологии изготовления интегральные микросхемы делятся на пленочные, полупроводниковые ИМС и микросборки. Пленочные ИМС могут быть тонко- и толстопленочными, имеют в своем составе как элементы, так и компоненты. В последнем случае их называют гибридными ИМС.

Интегральная микросхема, в которой все активные и пассивные элементы и их соединения выполняются в виде сочетания неразъемно связанных *p-n*-переходов в одном полупроводниковом кристалле, называется полупроводниковой. Полупроводниковый кристалл, в объеме и на поверхности которого с помощью планарной технологии формируют элементы микросхемы и контактные площадки, играет активную роль.

Интегральная микросхема, содержащая подложку (диэлектрическое основание), все пассивные элементы на поверхности которой выполняют в виде однослойных или многослойных пленочных структур, соединенных неразъемными пленочными проводниками, а полупроводниковые приборы и

в непроводящее необходимо каким-то образом уменьшить ток тиристора до значения тока удержания или приложить к прибору напряжение обратной полярности. Таким образом, тиристор является не полностью управляемым ключевым элементом, т. е. его можно включить по цепи управляющего электрода, а для выключения (и в первую очередь, в цепях постоянного тока) необходимо использовать дополнительные устройства, так называемые узлы принудительной коммутации.

В то же время в последнее десятилетие разработаны тиристоры, которые можно и включать, и выключать по цепи управляющего электрода, — запираемые (*GTO*) тиристоры.

В отличие от обычного тиристора структура запираемого тиристора имеет высокую проводимость зоны управляющего электрода, что позволяет более эффективно блокировать протекание прямого тока через прибор при подаче на его управляющий электрод отрицательного относительно катода управляющего импульса. Кроме того, применение более совершенных технологий дало возможность обеспечить однородность электрических устройств отдельных слоев структуры и управлять временем жизни носителей заряда в процессе изготовления прибора.

Для включения и выключения запираемого тиристора используют два отдельных источника, при этом устройство управления тиристором должно обеспечивать мощные импульсы включающих и выключающих токов управления, значительную продолжительность включающего тока управления при малых анодных токах и необходимую продолжительность отрицательного импульса выключающего напряжения.

Для обеспечения допустимых режимов при включении запираемого тиристора в преобразователях электроэнергии его дополняют специальными устройствами (снабберами). Современные запираемые тиристоры рассчитаны на напряжение до 6 кВ и ток до 3 кА. Запирающий ток управления находится, как правило, на уровне 0,2...0,3 от выключаемого анодного тока.

другие компоненты размещены на подложке в виде дискретных навесных деталей, называется гибридной (ГИМС).

Поскольку и полупроводниковая, и пленочная технологии имеют свои достоинства, то при производстве микросборок, выполняющих более сложные функции, чем ИМС, и состоящих из сочетания элементов, компонентов и ИМС, используют сочетание обеих технологий.

Количественную оценку параметров ИМС производят с использованием двух наиболее важных показателей: уровня интеграции и плотности упаковки. Десятичный логарифм от уровня интеграции — количества N входящих в ИМС элементов, округленного до ближайшего большего целого числа, т. е. $K = LgN$, называют степенью интеграции ИМС. ИМС первой степени интеграции ($K = 1$) имеют до 10 элементов, второй — до 100 ($K = 2$) и т. д. Количество элементов и компонентов, содержащихся в 1 см^3 объема ИМС, называют плотностью упаковки. Современные полупроводниковые ИМС имеют $K = 6$, а плотность упаковки может достигать 10^3 эл/см^3 и более, при этом размеры отдельных элементов не превышают 1 мкм. Площадь полупроводникового кристалла ИМС в зависимости от сложности составляет 0,3...0,6 мм² (площадь кристаллов, применяемых в ЭВМ, достигает 40 мм² и более).

Исходным материалом для изготовления полупроводниковых ИМС являются пластины кремния толщиной не более 50 мкм и диаметром до 100 мкм, называемые подложкой. В ИМС последних поколений вместо кремния используют арсенид галлия. В основе формирования элементов на подложке лежит планарная технология с двумя ее разновидностями: планарно-диффузионной и планарно-эпитаксиальной.

При *планарно-диффузионной технологии* исходную пластину монокристалла, в которой формируют $p-n$ -переход, покрывают тонким защитным слоем диэлектрика. После этого способом фотолитографии изготавливают первую оксидную маску, для чего в защитном слое делают отверстия (окна) требуемой конфигурации по числу необходимых $p-n$ -переходов. Для этого защитный слой покрывают тонким слоем светочувствитель-

ной эмульсии — фоторезиста, на поверхность которого проектируют требуемый рисунок маски. После этого изображение проявляется, и засвеченные участки фоторезиста стравливаются, обнажая защитный слой. С помощью травления обнаженные участки защитного слоя растворяют, и таким образом формируется требуемая совокупность окон. Через полученные окна производят диффузию необходимых примесей в исходную подложку кремния.

Планарно-эпитаксиальная технология дает возможность наращивать полупроводниковый слой на подложку любого типа проводимости, при котором кристаллическая структура наращенного слоя является продолжением кристаллической структуры подложки. Состав наращенного слоя (эпитаксиальной пленки) может отличаться от состава подложки. Наращивая эпитаксиальный слой n -типа на подложку из кремния p -типа, можно сформировать $p-n$ -переход, причем однородный по структуре эпитаксиальный слой может служить основой для изготовления других $p-n$ -переходов, если его покрыть защитным слоем, а затем повторить технологический процесс, изложенный при рассмотрении планарно-диффузионной технологии.

Рассмотрим некоторые технологические приемы планарной технологии.

Окисление исходного кремния производят при температуре около 1000°C в среде влажного кислорода до образования на поверхности пластины кремния диэлектрической пленки диоксида кремния (SiO_2) толщиной до 2 мкм.

Фотолитографию используют для защиты отдельных участков кремниевой пластины при создании окон. На поверхность пластины наносят слой фоторезиста, который засвечивают через шаблон с прозрачными и непрозрачными участками в соответствии с количеством и конфигурацией окон. После обработки фотослоя отдельные его участки вытравливают, чем обеспечивается локальный доступ к поверхности пластины.

Травление — операция, при которой образовавшаяся на поверхности пластины пленка SiO_2 растворяется плавиковой кислотой на незащищенных участках.

Диффузия — операция по формированию p – n -переходов на заданных участках полупроводника. Пластику кремния помещают в термостат с температурой около 1200°C , содержащий газ с необходимыми примесями, диффундирующими в исходный полупроводник через окна в пленке SiO_2 . Изменяя тип и концентрацию примесей, можно получить требуемую многослойную p – n -структуру в кристалле полупроводника.

Эпитаксия — операция по наращиванию при высокой температуре слоя полупроводника одного типа проводимости на поверхности исходной пластины полупроводника другого типа проводимости. При этом, как было указано ранее, наращенный слой в точности повторяет кристаллическую структуру исходного материала.

Напыление — операция по созданию проводников и контактных площадок посредством осаждения в вакууме паров соответствующих материалов на поверхность кристалла через маску.

Ионное легирование — операция, заключающаяся в облучении полупроводниковой пластины ускоренными до необходимой скорости ионами примеси.

Подложка с совокупностью элементов и компонентов, изготовленных по описанным технологическим приемам и методам, должна быть конструктивно оформлена в целях защиты ее от воздействия окружающей среды. Для этого осуществляют герметизацию ИМС с помощью изоляционных материалов или с использованием методов вакуум-плотной герметизации. При герметизации изоляционными материалами кристалл полупроводниковой или подложку гибридной ИМС покрывают слоем лака или компаунда. При вакуум-плотной герметизации кристалл или подложку помещают в герметизированный корпус прямоугольной или круглой формы.

На рис. 21.1 в качестве примера показан общий вид конструкции ИМС с прямоугольным корпусом. Соединение ИМС с внешними выводами осуществляют золотыми или алюминиевыми проводниками.

В зависимости от материала различают металлокерамические, металлокерамические, керамические и пластмассовые

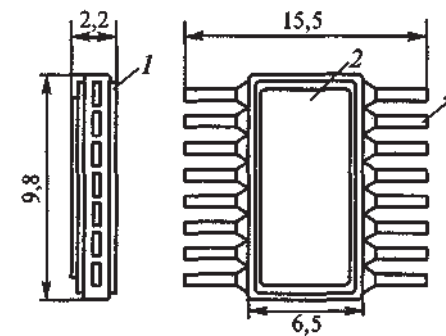


Рис. 21.1. Конструкция интегральной микросхемы с прямоугольным корпусом:
1 — основание; 2 — крышка; 3 — выводы

корпуса. Металлокерамический корпус состоит из металлической крышки 2 и стеклянного или металлического основания 1, снабженного выводами 3 через стеклянные изоляторы. Основание металлокерамического корпуса выполняют из керамики и соединяют с металлическим корпусом посредством заливки компаундом. Керамический корпус состоит из керамической крышки и основания, соединенных пайкой. Пластмассовый корпус получают посредством опрессовки кристалла или подложки в пластмассу, снабженную рамкой и выводами.

21.2. ЦИФРОВЫЕ И АНАЛОГОВЫЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ И ИХ ЭЛЕМЕНТЫ

По своему функциональному назначению ИМС подразделяются на цифровые и аналоговые. Цифровые (логические) ИМС, принцип работы которых базируется на использовании аппарата математической логики, представляют собой устройства с несколькими входами m и выходами n , реализующие определенную логическую функцию

$$y_j = f(x_1, x_2, x_3, \dots, x_i, \dots, x_m),$$

где $j = 1, 2, 3, \dots, n$; x_i — информационные значения входных сигналов, равные логической единице и логическому нулю;

y_j — информационные значения выходных сигналов, которые в зависимости от значений x , также могут принимать лишь значения логических единицы или нуля.

Для представления двоичных переменных в электронных устройствах используют электрические сигналы. Существуют два способа представления: потенциальный и импульсный.

При *потенциальном* способе двум значениям истинности, равным единице или нулю, соответствуют два различных потенциала. Например, проводящее состояние диода соответствует логическому нулю, непроводящее — логической единице.

При *импульсном* способе двум значениям истинности соответствует наличие или отсутствие импульсного сигнала в определенных моменты времени.

Среди наиболее часто встречающихся логических функций можно отметить логическое отрицание “НЕ”, логическое сложение “ИЛИ”, логическое умножение “И”, используя сочетание которых можно реализовать логическую функцию любой сложности и таким образом создать сколь угодно сложное в функциональном отношении цифровое устройство. Именно поэтому цифровые ИМС являются базой для создания современных цифровых устройств обработки информации и в первую очередь ЭВМ последних поколений.

Аналоговые ИМС представляют собой устройства, которые обеспечивают почти пропорциональную зависимость между входными и выходными сигналами. Аналоговые ИМС разделяются на информационные и силовые. *Информационные* ИМС осуществляют функции усиления, генерации, сравнения, модуляции, присущие информационной электронике, а *силовые* — функции преобразования параметров потока электрической энергии, присущие силовой электронике.

Среди аналоговых ИМС можно выделить интегральные усилители, разделяемые на три группы: с одним входом и одним выходом, с двумя входами и одним выходом и двумя входами и двумя выходами.

Аналоговые ИМС могут использоваться в качестве усилителей тока, напряжения и мощности.

К первой группе относятся усилители постоянного или переменного напряжения и усилители мощности, которые обычно содержат двух- или трехкаскадный усилитель на биполярных или МДП-транзисторах.

Ко второй группе относятся операционные усилители, являющиеся усилителями постоянного тока с очень большими коэффициентом усиления и входным сопротивлением, а также малым выходным сопротивлением.

К третьей группе усилителей относятся дифференциальные усилители постоянного тока, обеспечивающие усиление разности значений двух сигналов, подаваемых на входы относительно общей точки (земли). Выходные напряжения идеального симметричного дифференциального усилителя пропорциональны разности входных напряжений.

Наиболее сложными элементами полупроводниковых ИМС являются транзисторы. Наиболее часто применяют биполярные и полевые (с МОП-структурой) транзисторы, для формирования $p-n$ -переходов которых используют, как правило, планарно-эпитаксиальную технологию.

В качестве диодов наиболее целесообразно по конструктивно-технологическим соображениям использовать биполярные транзисторы в диодном включении, т. е. один $p-n$ -переход, когда база транзистора соединена с эмиттером или коллектором.

Для изготовления резисторов ИМС используют базовый или эмиттерный слои транзисторной структуры, при этом изоляция резистора от других элементов и подложки осуществляется с помощью одного или нескольких $p-n$ -переходов, включенных встречно и соединенных последовательно. Сопротивление таких резисторов находится в диапазоне от 10 Ом до 50 кОм.

В качестве конденсаторов в полупроводниках ИМС используют емкости смещенных в обратном направлении $p-n$ -переходов (барьерные емкости) биполярных транзисторов или емкости МОП-транзисторов, формируемые в изолированных друг от

друга слоев полупроводника n -типа в едином технологическом процессе с другими транзисторными структурами. Недостатком таких конденсаторов является малая емкость (сотни пикофарад), обусловленная малыми размерами p — n -переходов.

Индуктивные элементы в ИМС используются крайне редко из-за весьма больших сложностей получения даже малых значений индуктивностей.

В гибридных ИМС в качестве подложки используют пластину из диэлектрического материала, на которой, например, посредством напыления через маски формируют пленочные резисторы, конденсаторы, дроссели, контактные площадки и проводники. Бескорпусные диоды, транзисторы, полупроводниковые микросхемы и другие элементы, которые не могут быть выполнены в виде пленок, присоединяются к контактным площадкам посредством пайки или микросварки.

Пленочные резисторы выполняют на основе чистых металлов, сплавов и микрокомпозиции. В качестве резистивных материалов на основе чистых металлов применяют хром или тантал. Резистивными материалами на основе сплавов являются нихром, а также нитриды, карбиды и силициды хрома, вольфрама и тантала. Микрокомпозиции по электрическим свойствам приближаются к сплавам металлов.

Нанесение тонких пленок на подложку производят с использованием различных технологических методов, позволяющих в сочетании с фотолитографией получить резисторы необходимой конфигурации и размеров. Пленочные резисторы имеют обычно прямоугольную или плоскую спиралеобразную форму. Сопротивление таких резисторов находится в диапазоне от 100 Ом до 50 кОм при номинальной мощности 0,2 Вт.

Пленочный конденсатор имеет трехслойную (или многослойную) структуру, состоящую из металлических слоев (обкладок конденсатора) с диэлектрическим слоем между ними. Емкость пленочных конденсаторов может достигать нескольких десятков тысяч пикофарад при номинальном напряжении до 15 В.

Катушки индуктивностей выполняют в виде круглых и прямоугольных пленочных спиралей, они имеют индуктивности не

более 10 мкГн. Поэтому в гибридных ИМС чаще применяют дискретные индуктивности в микроминиатюрном исполнении.

Объединение элементов и компонентов в гибридную ИМС осуществляют при помощи пленочных проводников и контактных площадок, для напыления которых наиболее пригодными материалами являются золото, серебро, медь и алюминий, используемые в сочетании с подслоями никеля, хрома и нихрома.

Крепление навесных компонентов к контактным площадкам осуществляется пайкой, ультразвуковой сваркой, лучом лазера (компоненты с жесткими выводами) или пайкой и клеем (компоненты с гибкими выводами).

Обозначение ИМС включает в себя четыре элемента:

Первый элемент (цифра) обозначает группу ИМС: 1, 5, 7 — полупроводниковые; 2, 4, 6, 8 — гибридные; 3 — прочие (например, пленочные).

Второй элемент (число) обозначает номер разработки.

Третий элемент (две буквы) обозначает подгруппу и вид ИМС по функциональному назначению. Например, ЛИ — логический элемент, ТД — триггер динамический, УД — операционный усилитель и т. д.

Четвертый элемент (число) обозначает номер ИМС в серии по функциональному признаку.

В качестве примера можно привести содержание элементов условных обозначений некоторых ИМС.

ИМС К140УД14А: К — микросхема для электронных устройств широкого применения; 1 — полупроводниковая; 40 — порядковый номер серии (серия 140); УД — операционный усилитель; 14 — порядковый номер операционного усилителя в серии 140; А — с коэффициентом усиления определенной величины.

ИМС 284КН1: 2 — гибридная; 84 — порядковый номер серии (серия 284); КН — коммутатор; 1 — порядковый номер коммутатора в серии 284.

Тема: ЭЛЕКТРОННЫЕ УСТРОЙСТВА. ВЫПРЯМИТЕЛИ

22.1. НАЗНАЧЕНИЕ И КЛАССИФИКАЦИЯ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ

Выпрямителем называют электронное устройство, обеспечивающее преобразование электроэнергии переменного тока в электроэнергию пульсирующего (однонаправленного) тока с той или иной степенью приближения к постоянному.

В общем случае выпрямитель может быть представлен в виде структурной схемы, представленной на рис. 22.1.

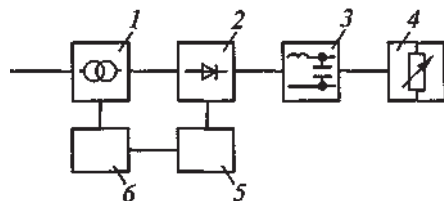


Рис. 22.1. Структурная схема выпрямителя:

1 — трансформатор; 2 — вентильный блок; 3 — фильтр;
4 — нагрузка; 5 и 6 — блоки управления, защиты и сигнализации.

Трансформатор 1 предназначен для согласования значений входного и выходного напряжений выпрямителя, а также гальванического разделения питающей сети и нагрузки. В некоторых случаях на трансформатор возлагаются также функции регулирования выходного напряжения за счет изменения его коэффициента трансформации. Вентильный блок 2 через фильтр 3 осуществляет выпрямление переменного тока в цепи нагрузки 4. Если вентильный комплект выпрямителя выполнен на управляемых вентилях, то в структуру выпрямителя входит блок 5, включающий в себя устройство управления вентилями, обеспечивающее подачу на вентили управляющих сигналов в соответствии с заданным алгоритмом регулирования режимов работы выпрямителя. Для обеспече-

ния нормальной эксплуатации выпрямителя и защиты его от повреждений в аварийных режимах в его структуру входит еще блок 6 защиты и сигнализации, а также встроенной диагностики.

В некоторых случаях отдельные элементы в выпрямителе могут отсутствовать, например, бестрансформаторные выпрямители или выпрямители без выходных фильтров (как правило, многофазные).

Выпрямители могут быть классифицированы по следующим основным признакам:

- по числу фаз источника питания различают однофазные и многофазные выпрямители;
- по возможности регулирования выходного напряжения — неуправляемые и управляемые выпрямители;
- по структуре вентильного комплекта — мостовые и со средней точкой;
- по типу вентиля вентильного комплекта — диодные, транзисторные, тиристорные, комбинированные (диодно-тиристорные).

Иногда выпрямители классифицируют по мощности и величине выходного напряжения, но эта классификация весьма условна. Обычно по мощности выделяют выпрямители малой (единицы киловатт), средней (десятки киловатт) и большой (свыше ста киловатт) мощности, а по напряжению — низкого (до 250 В), среднего (до 1000 В) и высокого (свыше 1000 В) напряжения. Разделение выпрямителей по мощности имеет значение для выбора структуры вентильного комплекта, типа применяемых приборов и методов расчета параметров и характеристик выпрямителя и его элементов.

Характер нагрузки также может быть классификационным признаком, и в зависимости от этого различают выпрямители, работающие на активную, активно-индуктивную нагрузку и нагрузку, содержащую ЭДС.

При проектировании и разработке выпрямителей необходимо знать условия работы их элементов и определить их параметры.

Для точного определения характеристик и параметров выпрямителя и его элементов проводят детальный анализ электромагнитных процессов, происходящих в выпрямителе, выполнить который с учетом реальных параметров элементов выпрямителя крайне сложно. В то же время при принятии некоторых допущений, не искажающих физику происходящих процессов, но в определенной степени идеализирующих характеристики элементов выпрямителя, можно получить достаточно простые и наглядные расчетные соотношения, которые при необходимости можно уточнять. Такими уточнениями являются: трансформатор без потерь, вентили — идеальные ключи, направление источника — синусоидальное.

22.2. ПРИНЦИП ВЫПРЯМЛЕНИЯ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Рассмотрим процесс выпрямления переменного тока на примере простейшего однофазного однополупериодного идеализированного выпрямителя с принципиальной схемой, изображенной на рис. 22.2, а и состоящей из трансформатора Tr , диода VD и нагрузочного резистора R_d .

К первичной обмотке трансформатора прикладывается напряжение питающей сети. Тогда в случае идеального трансформатора на его вторичной обмотке также будет синусоидальное напряжение.

При полярности напряжения на вторичной обмотке трансформатора, указанной на рис. 22.2, а (интервал времени от 0 до π на рис. 22.2, б), к диоду приложено напряжение вторичной обмотки трансформатора в прямом направлении и он находится в проводящем состоянии, а падение напряжения на нем практически равно нулю. При этом все напряжение вторичной обмотки трансформатора прикладывается к нагрузке и по ней, вторичной обмотке трансформатора, и диоду протекает ток i_d .

В интервале времени от π до 2π напряжение на вторичной обмотке трансформатора имеет противоположную полярность, диод VD находится в непроводящем состоянии и к нему в обратном направлении прикладывается напряжение вторичной

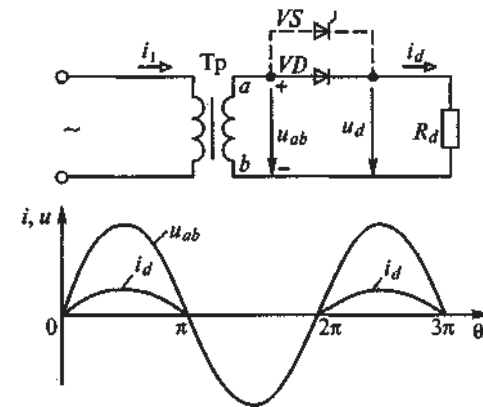


Рис. 22.2. Однофазный однополупериодный выпрямитель: а — схема; б — диаграмма тока и напряжения на элементах схемы

обмотки трансформатора. При этом напряжение на нагрузке равно нулю, а ток в ней, во вторичной обмотке трансформатора и в диоде отсутствует. Далее процессы в выпрямителе повторяются.

Таким образом, к нагрузочному резистору R_d прикладывается напряжение только одной полярности (выпрямленное напряжение) и по нему будет протекать ток только одного направления.

Среднее значение выпрямленного напряжения за указанный период

$$U_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2}U_2 \sin \theta d\theta = \frac{2\sqrt{2}U_2}{2\pi} = 0,45U_2, \quad (22.1)$$

где U_2 — действующее напряжение на вторичной обмотке трансформатора;

$$\theta = \omega t$$

Поскольку при активной нагрузке ток в ней повторяет форму приложенного к нагрузке напряжения, то среднее значение выпрямленного тока

$$I_d = \frac{U_d}{R_d} = \frac{\sqrt{2}U_2}{\pi R_d}. \quad (22.2)$$

В настоящее время наиболее распространенным способом изменения величины выпрямленного напряжения является непосредственное воздействие на ключевые элементы вентильного комплекта, которые в этом случае должны быть управляемыми (например, тиристоры). Тогда, изменяя момент включения тиристора на интервале его проводящего состояния (изменяя угол регулирования α), можно изменять величину выпрямленного напряжения. Часто такой способ, называемый фазовым регулированием, сочетают с изменением коэффициента трансформатора (зонно-фазовое регулирование). В этом случае получают более высокие значения коэффициента мощности выпрямителя.

22.3. ОДНОФАЗНЫЕ ДВУХПОЛУПЕРИОДНЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ

Среди таких выпрямителей наиболее часто применяют выпрямители со средней точкой (нулевым выводом) на вторичной обмотке трансформатора (при относительно небольших мощностях) и мостовые выпрямители (при больших мощностях).

Принципиальная схема силовой цепи идеализированного выпрямителя со средней точкой представлена на рис. 22.3, а, а диаграммы токов и напряжений на элементах силовой цепи при активной нагрузке (ключ S замкнут) — на рис. 22.3, б.

Если угол регулирования $\alpha = 0$, то в момент времени $\theta = \omega t = 0$ при переходе кривой напряжения на вторичной обмотке трансформатора u_2 через нуль из отрицательной области в положительную (полярность напряжения на рис. 22.3, а указана без кружков) и подаче управляющего сигнала на тиристор VS_1 последний включается и к нагрузке прикладывается напряжение $u_d = u_{a0}$. Под действием этого напряжения по нагрузке, секции ao вторичной обмотки трансформатора и через тиристор VS_1 , начинает протекать ток $i_d = u_d / R_d$ (рис. 22.3, б). В интервале времени от 0 до $\theta = \pi$ к тиристор VS_2 прикладывается обратное напряжение, равное u_{ab} .

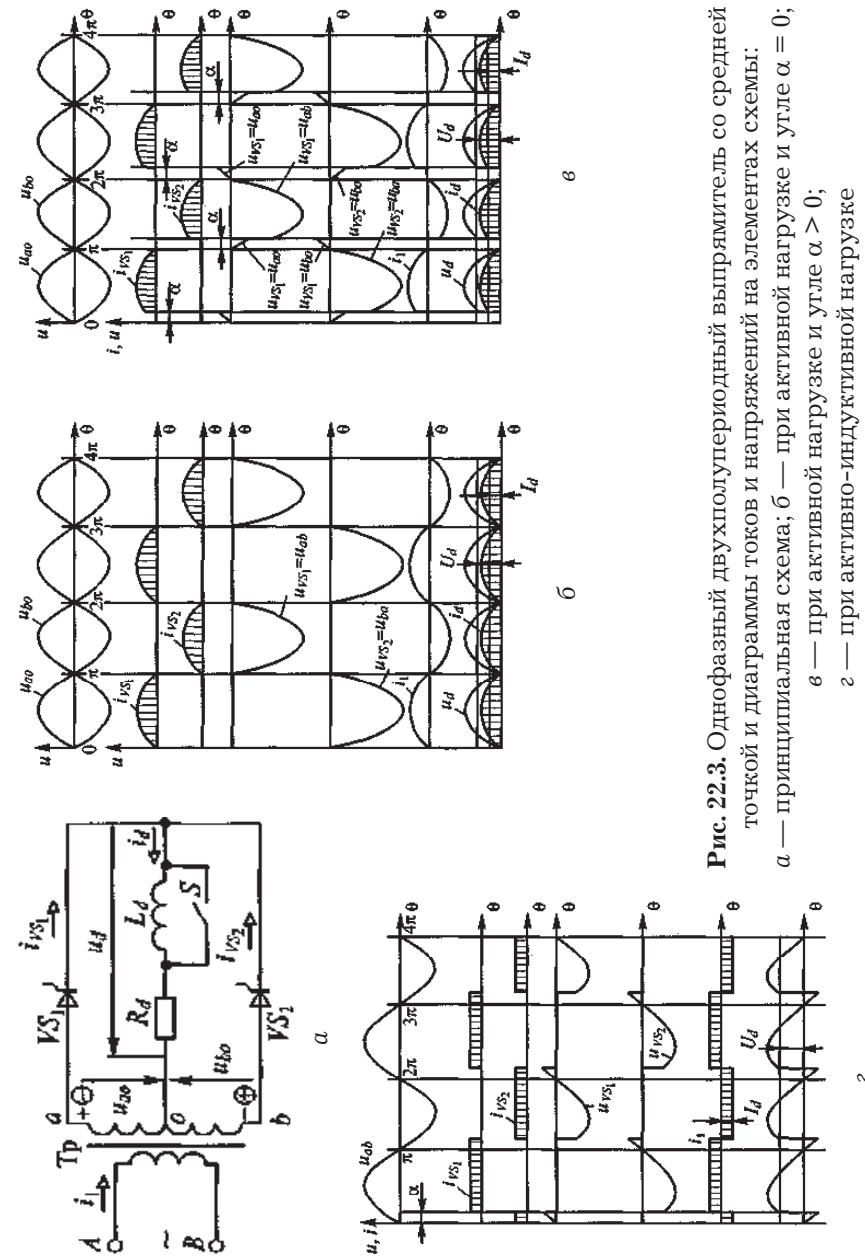


Рис. 22.3. Однофазный двухполупериодный выпрямитель со средней точкой и диаграммы токов и напряжений на элементах схемы: а — принципиальная схема; б — при активной нагрузке и угле $\alpha = 0$; в — при активной нагрузке и угле $\alpha > 0$; г — при активно-индуктивной нагрузке

Проводящее состояние тиристора VS_1 , будет продолжаться до момента времени $\theta = \pi$, после которого полярность напряжения на вторичной обмотке трансформатора изменяется и при подаче управляющего сигнала на тиристор VS_2 последний включается и через него, секцию во вторичной обмотки трансформатора начинает протекать ток i_d . К выключившемуся тиристор VS_1 прикладывается в обратном направлении напряжение $u_{ab} = u_2/2$ (рис. 22.3, б).

Через полупериод, начиная с $\theta = 2\pi$, процессы в выпрямителе повторяются, т. е. выключается тиристор VS_2 , включается VS_1 и т. д.

В результате к нагрузке прикладывается выпрямленное напряжение u_d , содержащее постоянную и переменную составляющие (рис. 22.3, б).

Среднее значение (постоянная составляющая) выпрямленного напряжения

$$I_d = \frac{U_d}{R_d} = \frac{\sqrt{2}U_2}{\pi R_d}; \quad (22.3)$$

где U_2 — действующее значение напряжения на вторичной обмотке трансформатора.

Среднее значение выпрямленного тока

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2} \frac{U_2}{2} \sin \theta d\theta = \frac{\sqrt{2}U_2}{\pi} \approx 0,45U_2. \quad (22.4)$$

Как видно из сравнения соотношений (22.1), (22.2) и (22.3), (22.4), в однополупериодной и двухполупериодной со средней точкой схемах выпрямителя средние значения выпрямленных напряжений и токов совпадают.

При активной нагрузке и угле регулирования $\alpha > 0$ диаграммы токов и напряжений, характеризующие работу выпрямителя, представлены на рис. 22.3, в.

Начиная с момента времени $\theta = 0$ до момента времени $\theta = \alpha$, оба тиристора находятся в непроводящем состоянии и к ним приложены напряжения $u_2/2$. При этом полярность напряже-

ния на вторичной обмотке трансформатора соответствует указанной на рис. 22.3, а (без кружков). При подаче в момент времени $\theta = \alpha$ управляющего сигнала на тиристор VS_1 последний включается и через него, секцию ао вторичной обмотки трансформатора и нагрузку протекает ток $i_d = i_2 = i_{VS_1}$. При этом к нагрузке будет приложено напряжение секции ао вторичной обмотки трансформатора. Начиная с этого момента времени, к тиристор VS_2 будет приложено в обратном направлении напряжение вторичной обмотки трансформатора.

Тиристор VS_1 находится в проводящем состоянии до момента времени $\theta = \pi$, когда ток через него, повторяющий по форме напряжение u_{ao} , снизится до нуля. После смены полярности напряжения на вторичной обмотке трансформатора при подаче в момент времени $\theta = \pi + \alpha$ управляющего сигнала на тиристор VS_2 он включится и через него, секцию во вторичной обмотки трансформатора будет протекать ток $i_d = i_2 = i_{VS_2}$. Далее указанные процессы повторяются через каждый полупериод. Изменяя момент времени подачи управляющих сигналов на тиристоры VS_1 и VS_2 , т. е. угол регулирования α , можно изменять величину выпрямленного напряжения.

При разомкнутом ключе S (рис. 22.3, а) в цепь нагрузки включается индуктивность L_d , существенным образом изменяющая электромагнитные процессы в силовой цепи выпрямителя.

Диаграммы токов и напряжений, характеризующие работу выпрямителя на активно-индуктивную нагрузку с допущением $L_d = \infty$, представлены на рис. 22.3, г. В этом случае ток нагрузки не имеет пульсаций и $i_d = I_d = const$.

Наличие индуктивности в цепи нагрузки выпрямителя приводит к тому, что после прохождения напряжения секции вторичной обмотки трансформатора через нуль, через тиристор, находящийся в проводящем состоянии, и нагрузку будет протекать ток за счет энергии, запасенной в индуктивности нагрузки.

При полярности напряжения на вторичной обмотке трансформатора, показанной на рис. 22.3, а без кружков, после момента времени $\theta = \pi$ тиристор VS_1 будет продолжать проводить

ток и после того, как напряжение на вторичной обмотке трансформатора изменит свою полярность. При $L_d = \infty$ тиристор может теоретически бесконечно долго оставаться в проводящем состоянии. Однако для реализации процесса выпрямления и регулирования величины выпрямленного напряжения в момент времени $\theta = \pi + \alpha$ необходимо подать управляющий сигнал на тиристор VS_2 . Этот тиристор включится, а тиристор VS_1 выключится, и тиристор VS_2 будет проводить ток нагрузки до того момента времени, пока снова не будет подан управляющий сигнал на тиристор VS_1 . Особенность работы выпрямителя на активно-индуктивную нагрузку заключается в том, что в кривой выпрямленного напряжения на интервалах времени $0 \dots \alpha$, π ; \dots , $\pi + \alpha$ и т. д. появляются участки, на которых мгновенное значение выпрямленного напряжения отрицательно, а ток в нагрузке поддерживается за счет запасенной в ее индуктивности энергии.

Величина среднего значения выпрямленного напряжения может быть найдена по соотношению

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} \sqrt{2} \frac{U_2}{2} \sin \theta d\theta = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_2 \cos \alpha, \quad (22.5)$$

из которого видно, что после угла $\alpha > \pi/2$ среднее значение U_d становится отрицательным и энергия, запасенная в нагрузке, отдается источнику питания. Возврат энергии от нагрузки к источнику питания соответствует режиму инвертирования выпрямителя, при котором энергия постоянного тока превращается в энергию переменного тока с частотой, равной частоте переменного тока источника энергии. Остальные соотношения, характеризующие работу выпрямителя на активно-индуктивную нагрузку, аналогичны полученным ранее.

22.4. МОСТОВЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ

Выпрямители со средней точкой применяют при относительно небольших мощностях нагрузки, что обусловлено низким использованием мощности трансформатора. Наиболее

часто в выпрямительных установках используют мостовые схемы, обладающие более высокими энергетическими показателями.

Принципиальная схема силовой цепи *однофазного мостового выпрямителя* приведена на рис. 22.4, а, а диаграммы токов и напряжений, иллюстрирующие ее работу на активно-индуктивную нагрузку при $\alpha > 0$, — на рис. 22.4, б.

Как и ранее, полагаем, что $L_d = \infty$, т. е. ток нагрузки идеально сглажен.

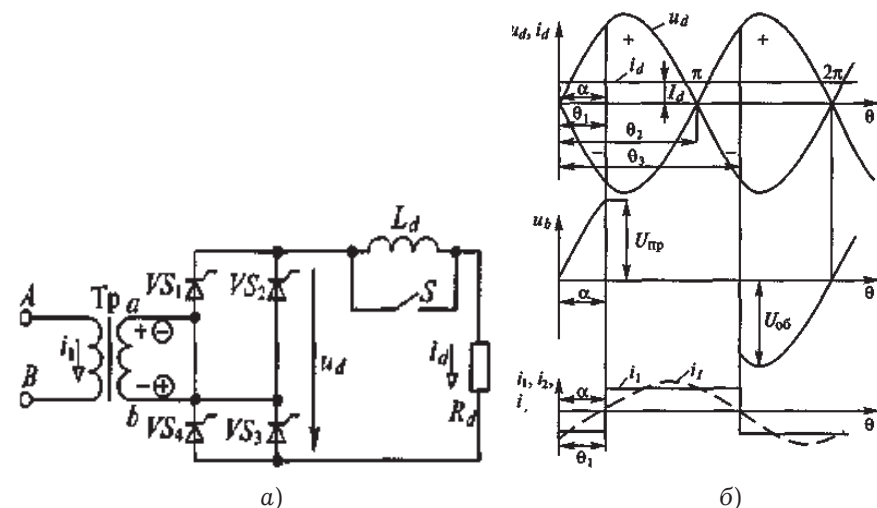


Рис. 22.4. Однофазный мостовой выпрямитель: а — принципиальная схема силовой цепи; б — диаграмма токов и напряжений на элементах однофазной мостовой схемы при работе на активно-индуктивную нагрузку

В отличие от схемы со средней точкой в мостовой схеме в каждом полупериоде ток нагрузки проводят два вентиля. Например, при показанной без кружков полярности напряжения на вторичной обмотке трансформатора (рис. 22.4, а) в интервале времени от 0 до $\theta_1 = \alpha$ ток нагрузки проводят тиристоры VS_2 и VS_4 , а в интервале времени от α до $(\pi + \alpha)$ — тиристоры VS_1 и VS_3 и т. д.

Кривая выпрямленного напряжения аналогична кривой выпрямленного напряжения выпрямителя со средней точкой, но в мостовом выпрямителе мгновенное значение выпрямленного напряжения вдвое больше, поскольку к нагрузке при проводящем состоянии тиристоров прикладывается все напряжение вторичной обмотки трансформатора.

Среднее значение выпрямленного напряжения

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} \sqrt{2}U_2 \sin \theta d\theta = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 \cos \alpha \approx 0.9U_2.$$

Сравнивая мостовую схему выпрямления со схемой со средней точкой, можно отметить, что при равных выпрямленных напряжениях и токе в мостовой схеме необходимо вдвое большее количество вентилялей, рассчитанных на вдвое меньшее напряжение. При этом в мостовом выпрямителе гораздо лучше используется трансформатор. Поэтому мостовые выпрямители нашли широкое применение в различных электронных устройствах, в том числе и большой мощности.

В промышленных установках значительной мощности для получения постоянного напряжения используют *трехфазные выпрямители*. Принципиальная схема силовой цепи трехфазного мостового тиристорного выпрямителя приведена на рис. 22.5.

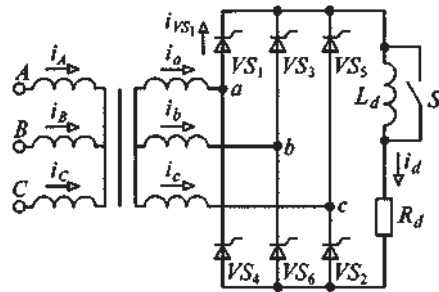


Рис. 22.5. Трехфазный мостовой выпрямитель

В таком выпрямителе управляющие сигналы на тиристоры подаются с задержкой на угол α относительно моментов вре-

мени перехода через нуль в положительную область линейных напряжений источника питания.

В результате этого среднее значение выпрямленного напряжения, сформированного из соответствующих отрезков линейных напряжений источника, можно регулировать.

Расчетная мощность трансформатора рассматриваемого выпрямителя, практически равна мощности выпрямленного тока, а значение максимального напряжения, прикладываемого к тиристорам, практически равно среднему значению выпрямленного напряжения. Эти обстоятельства обусловили широкое применение трехфазных мостовых выпрямителей во многих устройствах силовой электроники.

Тема: УСИЛИТЕЛИ. ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ И ПОКАЗАТЕЛИ

23.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ УСИЛИТЕЛЯХ

При решении многих производственных задач часто возникает необходимость в усилении электрических сигналов, для чего используются электронные усилители.

Электронным усилителем называют устройство, предназначенное для повышения мощности входного электрического сигнала до номинального значения, обеспечивающего нормальное функционирование узла, устройства или электронной системы. Усиление маломощного входного сигнала достигается за счет использования энергии внешнего источника питания значительно большей мощности. Поскольку в данном разделе рассматриваются лишь линейные электронные усилители, будем считать частоту и форму кривой усиливаемого сигнала неизменными.

Функциональная схема электронного усилителя представлена на рис. 23.1, где усилитель показан в виде активного четырехполюсника, ко входным зажимам 1 и 2 которого подключаются источники входного сигнала в виде источника напряжения $E_{И}$ (рис. 23.1, а) или источника тока $I_{И}$ (рис. 23.1, б).

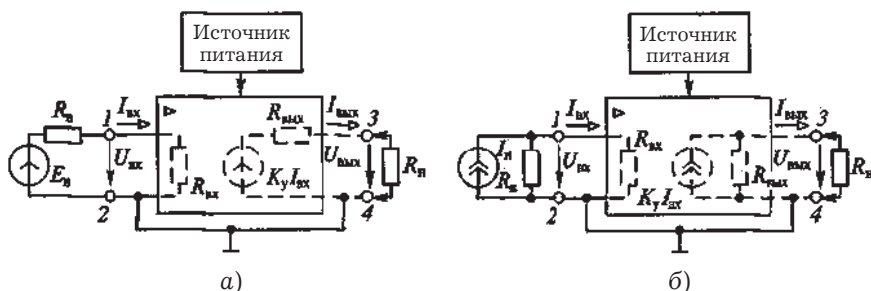


Рис. 23.1. Функциональная схема усилителя с источниками напряжения (а) и тока (б)

Нагрузка $R_{И}$ подключается к выходным зажимам 3 и 4 четырехполюсника. Параллельно источнику входного сигнала подключается входной резистор $R_{ВХ}$ (сопротивление между входными зажимами усилителя по переменному току), на котором выделяется энергия входного сигнала, управляющего энергией источника питания значительно большей мощности. Благодаря применению активного управляющего элемента и мощного источника питания появляется возможность усиливать мощность входного сигнала.

Для входной цепи усилителя с источником напряжения можно записать

$$U_{ВХ} = E_{И} \frac{R_{ВХ}}{R_{ВХ} + R_{И}}. \quad (23.1)$$

При условии, что $R_{ВХ} \gg R_{И}$, потери на внутреннем сопротивлении источника входного сигнала будут незначительными и $U_{ВХ} \approx E_{И}$.

Для входной цепи усилителя с источником тока

$$I_{ВХ} = I_{И} \frac{R_{И}}{R_{И} + R_{ВХ}}. \quad (23.2)$$

При условии, что $R_{И} \gg R_{ВХ}$, почти весь ток источника входного сигнала будет ответвляться во входное сопротивление усилителя. Таким образом, при большом входном сопротивлении усилителя управление его активными элементами целесообразно осуществлять при помощи источника напряжения, а при малом — при помощи источника тока.

Выходную цепь усилителя также можно представить либо в виде источника напряжения $k_y U_{ВХ}$ (рис. 23.1, а), либо в виде источника тока $k_y I_{ВХ}$ (рис. 23.1, б) с внутренним сопротивлением $R_{ВЫХ}$. Наличие выходных источников отражает усилительные свойства усилителей, характеризуемые коэффициентом прямой передачи k_y , являющимся в первом случае коэффициентом усиления усилителя по напряжению, а во втором — по току.

Электронные усилители условно разделяют на усилители напряжения, тока и мощности. Усилитель напряжения обеспе-

чивается на нагрузке заданную величину напряжения $U_{\text{ВЫХ}}$, что выполняется при соблюдении условий $R_{\text{И}} \ll R_{\text{ВХ}}$ и $R_{\text{Н}} \gg R_{\text{ВЫХ}}$, обеспечивающих относительно большие изменения напряжения на нагрузке при небольших изменениях токов во входной и выходной цепях. Усилитель тока обеспечивает протекание в выходной цепи заданного тока при малых значениях напряжения, что выполняется при соблюдении условий $R_{\text{Н}} \gg R_{\text{ВХ}}$ и $R_{\text{И}} \ll R_{\text{ВЫХ}}$. Для усилителя мощности условия согласования сопротивлений входной и выходной цепи с сопротивлением источника входного сигнала имеют вид $R_{\text{ВХ}} \approx R_{\text{И}}$ и $R_{\text{ВЫХ}} \approx R_{\text{Н}}$.

Для усиления медленно изменяющихся входных сигналов применяют усилители постоянного тока; для усиления входных сигналов в диапазоне частот от десятков герц до десятков килогерц — усилители низкой частоты, для усиления входных сигналов в диапазоне частот от сотен килогерц до десятков и сотен мегагерц — усилители высокой частоты. Для усиления импульсных сигналов, имеющих диапазон частот от десятков герц до сотен мегагерц, применяются импульсные усилители, называемые также широкополосными. Для усиления входных сигналов, изменяющихся в узком диапазоне частот, применяются узкополосные или избирательные усилители.

Если коэффициента усиления одного усилительного элемента (каскада) недостаточно, в качестве нагрузки первого усилительного каскада используется входная цепь второго усилительного каскада, выход которого подключается к входу третьего усилительного каскада и т. д. Такой усилитель, состоящий из нескольких ступеней усиления, называют многокаскадным. Таким образом, по структуре различают одно- и многокаскадные усилители, а по способу соединения (связи) каскадов — усилители с конденсаторной, трансформаторной, резистивной и непосредственной связями.

Конденсаторы в усилителях переменного напряжения служат для отделения переменной составляющей выходного напряжения от постоянной составляющей напряжения на нелинейном управляемом элементе, возникающей от постоянной составляющей тока, создаваемой ЭДС источника питания.

По способу включения усилительного транзистора, как отмечалось ранее, различают три основных типа усилительных каскадов: с общим эмиттером, с общим коллектором и с общей базой.

23.2. ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ И ПОКАЗАТЕЛИ УСИЛИТЕЛЕЙ

Коэффициент усиления k_y представляет собой отношение напряжения, тока или мощности на выходе усилителя соответственно к напряжению, току или мощности на входе усилителя и численно показывает, насколько увеличился выходной сигнал по сравнению с входным.

В зависимости от назначения усилителя различают:

коэффициенты усиления по напряжению $k_{yU} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}}$;

по току $k_{yI} = \frac{I_{\text{ВЫХ}}}{I_{\text{ВХ}}}$;

по мощности $k_{yP} = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{P_{\text{ВХ}}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}} I_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}} I_{\text{ВХ}}} = k_{yU} k_{yI}$.

В некоторых усилительных каскадах один из двух коэффициентов усиления, т. е. k_{yU} или k_{yI} , может быть меньше единицы, но коэффициент усиления по мощности $k_{yP} \gg 1$.

Если усилитель содержит m каскадов, то

$$k_y = k_{y1} k_{y2} \dots k_{ym} = \prod_{i=1}^m k_{yi},$$

где k_{yi} — коэффициент усиления, измеренный с учетом действия предыдущего и последующего каскадов многокаскадного усилителя.

Зависимость коэффициента усиления от частоты сигнала представляет собой *амплитудно-частотную характеристику усилителя*, представленную для усилителя переменного напряжения на рис. 23.2, а.

Так как коэффициенты усиления на разных частотах имеют разные значения, то гармонические составляющие неси-

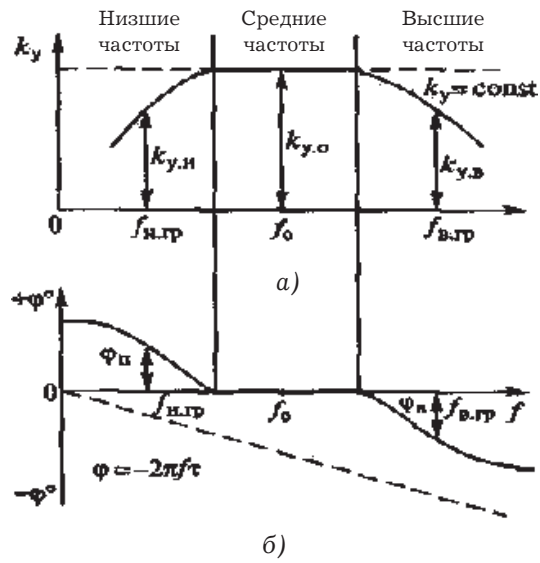


Рис. 23.2. Характеристики усилителя:
 а — амплитудно-частотная; б — фазо-частотная

нусаидального сигнала усиливаются неодинаково и поэтому форма выходного сигнала будет отличаться от формы входного сигнала. Такие искажения называют частотными искажениями, причиной которых являются реактивные элементы усилителя, сопротивления которых зависят от частоты, а также частотные зависимости параметров полупроводниковых приборов усилителя.

Степень частотных искажений характеризуется коэффициентом частотных искажений:

$$M = \frac{k_{y0}}{k_{yf}}$$

где k_{y0} , k_{yf} — коэффициенты усиления соответственно на средней и текущей частотах (рис. 23.2, а).

Как правило, коэффициент частотных искажений определяют на граничных частотах $f_{н.гр}$ и $f_{в.гр}$ (рис. 23.2, а) условной

полосы пропускания усилителя, в пределах которой изменение коэффициента усиления не превышает данной величины. При отсутствии частотных искажений $M = 1$, амплитудно-частотная характеристика является прямой, параллельной оси частот.

Зависимость угла сдвига по фазе φ между входным и выходным напряжением от частоты представляет собой фазо-частотную характеристику усилителя, изображенную для усилителя переменного напряжения на рис. 23.2, б. Под фазовым сдвигом понимаем сдвиг по фазе, обусловленный реактивными элементами усилителя. Положительные значения угла φ соответствуют опережению выходного напряжения по отношению ко входному, а отрицательные — отставанию. Если фазовый сдвиг пропорционален частоте, то любая гармоника несинусоидального входного сигнала получает один и тот же временной сдвиг τ , и фазо-частотная характеристика $\varphi = -2\pi f\tau$ будет идеальной (рис. 23.2, б показана пунктирной линией). Хотя при этом усиливаемый сигнал сдвигается во времени, его форма остается неизменной. Реальная фазо-частотная характеристика представляет собой нелинейную зависимость, что обусловлено различными временными сдвигами для отдельных гармонических составляющих несинусоидального входного сигнала.

Амплитудная характеристика усилителя представляет собой зависимость выходного сигнала от входного сигнала на фиксированной частоте (рис. 23.3).

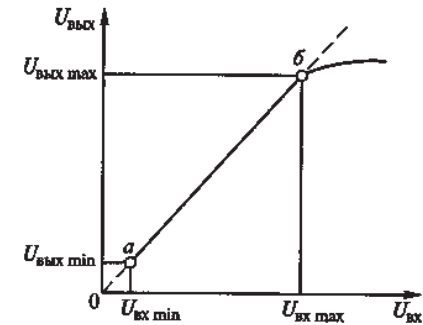


Рис. 23.3. Амплитудная характеристика усилителя

Тема: УСИЛИТЕЛЬ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

24.1. ПРИНЦИП ПОСТРОЕНИЯ И РЕЖИМЫ РАБОТЫ УСИЛИТЕЛЯ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

В электронных усилителях наибольшее применение нашла схема с общим эмиттером (рис. 24.1), обладающая наибольшим усилением мощности.

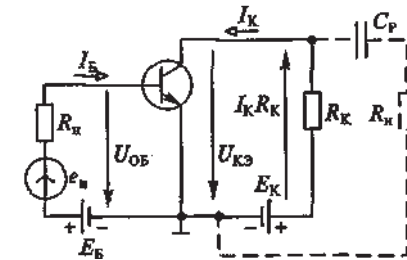


Рис. 24.1. Функциональная схема усилителя на транзисторе, включенном в динамическом режиме

При этом в цепь выходного электрода транзистора включается нагрузочный резистор R_K , а во входную цепь — источник входного сигнала $e_{и}$ и источник смещения E_B . Питание усилительного каскада осуществляется от источника питания E_K .

Изменения коллекторного тока транзистора будут зависеть как от изменений базового тока, так и от изменений коллекторного напряжения, определяемого изменениями как базового, так и коллекторного токов:

$$U_{КЭ} = E_K - I_K R_K. \quad (24.1)$$

Значит, в процессе работы изменяются все напряжения и токи в транзисторе. Такой режим работы транзистора называют динамическим, а характеристики, определяющие связь между токами и напряжениями транзистора, — динамическими характеристиками.

В рабочем диапазоне амплитуд входного сигнала $U_{вх\ min}$ — $U_{вх\ max}$ амплитудная характеристика линейна (участок ab), а угол наклона определяется величиной коэффициента усиления на данной частоте.

Если входное напряжение $U_{вх} < U_{вх\ min}$, то напряжение на выходе усилителя определяется напряжением его собственных шумов, которое глушит полезный выходной сигнал. Шумы усилителя обусловлены шумами его активных и пассивных элементов, вызываемых пульсациями напряжения источника питания и временными изменениями электрических процессов.

При $U_{вх} > U_{вх\ max}$ пропорциональность между $U_{вх}$ и $U_{вых}$ нарушается из-за непропорциональной зависимости между входным и выходным током управляемого элемента усилителя — транзистора. Также нелинейны и входные характеристики транзистора, т. е. зависимости его входного тока от входного напряжения. Поэтому в усилителе будут иметься нелинейные искажения усиливаемого сигнала, вызванные нелинейностью коэффициента передачи по току транзистора.

Способность усилителя увеличивать наибольшее и наименьшее напряжения при условии пропорциональности между мгновенными значениями входного и выходного напряжений является одним из важнейших показателей усилителя, называемым динамическим диапазоном D .

$$D = \frac{U_{BX\ max}}{U_{BX\ min}},$$

где $U_{вх\ max}$, $U_{вх\ min}$ — входные напряжения, при которых искажения усиливаемого сигнала и его различие на фоне шумов лежат в допустимых пределах.

При наличии нелинейных искажений усиленный сигнал содержит первую (полезную) гармонику напряжения (или тока) и напряжения (или тока) высших гармонических составляющих.

Динамические характеристики строят на семействах статических характеристик при заданных значениях напряжения источника питания E_K и сопротивления резистора R_K .

Для построения динамической (выходной) коллекторной характеристики (Рис. 24.2, а) используют уравнение (24.1). При $I_K = 0, U_{KЭ} = E_K$, а при $U_{KЭ} = 0, I_K = E_K/R_K$.

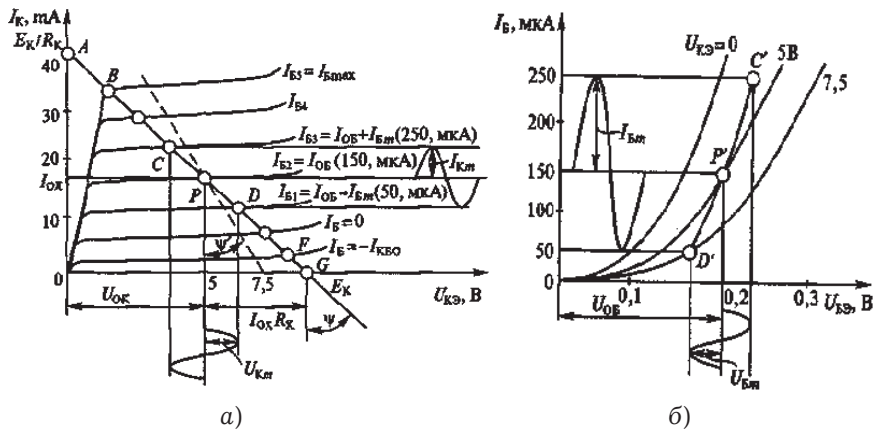


Рис. 24.2. Динамические характеристики транзистора:
а — выходная; б — входная

По этим результатам проводится прямая AG , называемая нагрузочной линией.

Выходная динамическая характеристика является геометрическим местом точек пересечения нагрузочной прямой со статическими характеристиками.

Для определения напряжения на базе транзистора $U_{БЭ}$ (входного напряжения) строят динамическую (входную) характеристику путем переноса соответствующих точек $U_{KЭ}$ и I_B с выходной динамической характеристики на семейство входных статических характеристик (рис. 24.2, б). Значения соответствующих базовых напряжений определяются абсциссами этих точек (например, участок $C'D'$).

Точку пересечения нагрузочной прямой со статической характеристикой при заданном входном токе $I_{Б2} = I_{ОБ}$, опреде-

ляемом источником смещения E_B , называют рабочей точкой, начальное положение которой (при отсутствии входного переменного сигнала) на нагрузочной прямой называют точкой покоя P . Точка покоя определяет ток покоя выходной цепи $I_{ОК}$ и напряжение $U_{ОК}$, а уравнение динамического режима в точке покоя имеет вид

$$U_{ОК} = E_K - I_{ОК} R_K$$

При симметричном входном сигнале с амплитудой входного напряжения $U_{Бм}$ и амплитудой входного тока $I_{Бм}$ точку покоя P' выбирают примерно посередине нагрузочной линии. При этом в коллекторной цепи будет протекать ток с амплитудой $I_{км}$, напряжением $U_{кэ} = U_{км}$, а рабочая точка будет перемещаться по участку нагрузочной прямой CD .

Если к выходной цепи транзистора подключить внешнюю нагрузку сопротивлением R_H , то общее сопротивление коллекторной нагрузки переменному току изменится, и угол наклона новой нагрузочной кривой (пунктирная линия на рис. 24.2, а) изменится.

Режим работы транзистора, при котором рабочая точка P не выходит за пределы участка BF нагрузочной прямой, называют линейным или усилительным режимом.

Характер работы усилительного каскада и его параметры существенно зависят от режима работы управляемого элемента усилителя по постоянному току. Начальный режим транзистора определяется положением рабочей точки P на динамической характеристике транзистора, от которого зависят величины постоянных составляющих токов входного и выходного электродов транзистора ($I_{ОК}$, $I_{ОБ}$) и напряжений ($U_{ОК}$, $U_{ОБ}$), а значит и мощность источника питания E_K . В свою очередь, выбор положения рабочей точки зависит от амплитуды, формы и полярности входного переменного сигнала. В соответствии с этим различают три основных режима работы усилительного каскада — классов А, В и С. Рассмотрим особенности этих режимов на примере усилительного каскада с общим эмиттером, схема которого представлена на рис. 24.1,

при воздействии на его вход переменного сигнала синусоидальной формы.

24.2. ОСОБЕННОСТИ РЕЖИМОВ РАБОТЫ УСИЛИТЕЛЯ

В режиме класса А начальное положение рабочей точки выбирают примерно посередине участка динамической характеристики, на котором изменению базового (входного) тока соответствуют изменения коллекторного (выходного) тока, а ее перемещение, обусловленное воздействием удвоенной амплитуды входного сигнала $2U_{Bm}$ ($2I_{Bm}$), ограничивается этим участком. На рис. 24.2 этот участок отмечен линией CD на выходной динамической характеристике и линией $C'D'$ — на входной. В зависимости от угла наклона динамической характеристики перемещение рабочей точки в режиме класса А может происходить даже в пределах полного участка BF динамической характеристики, что свидетельствует о малом влиянии амплитуды усиливаемого сигнала в этом режиме. В любом случае напряжение смещения в цепи базы U_{OB} в этом режиме по абсолютной величине больше амплитуды входного сигнала U_{Bm} , а ток покоя коллекторной цепи I_{OK} превышает амплитуду переменной составляющей коллекторного тока I_{Km} . Поэтому выходной (коллекторный) ток протекает в течение всего периода усиливаемого сигнала, что является типичным для режима класса А.

Поскольку рабочая точка не выходит за пределы линейного участка входной динамической характеристики, то вносимые усилителем нелинейные искажения невелики и уменьшаются с уменьшением амплитуды входного сигнала. Однако в этом режиме КПД усилителя невелик (не более 20...30%), поскольку полезная мощность нагрузки $P_{Вых}$ определяется переменной составляющей коллекторного тока $I_{Kmax} < I_{OK}$.

В режиме класса В начальное положение рабочей точки на динамической характеристике выбирается при токе коллектора, близком к $I_{КБО}$ (рис. 24.3).

В этом случае при наличии переменного входного сигнала переменная составляющая коллекторного тока с амплитудой

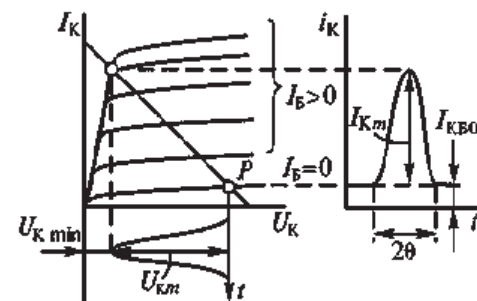


Рис. 24.3. Определение режима работы транзистора

I_{Kmax} протекает лишь в течение первой половины периода кривой выходного сигнала, а во второй половине периода транзистор находится в непроводящем состоянии, т. е. работает с отсечкой тока. При этом угол отсечки θ примерно равен $\pi/2$.

В режиме класса В усилитель обладает высоким КПД (до 60...70%), поскольку постоянная составляющая коллекторного тока, протекающего от источника питания при отсутствии усиливаемого сигнала, практически равна нулю. Режим класса В целесообразно использовать в усилительных каскадах большой мощности, работающих при больших уровнях усиливаемых сигналов, хотя при этом достаточно высок уровень нелинейных искажений.

Промежуточный режим класса АВ, являющийся более экономичным, чем режим класса А, характеризуется углом отсечки $\theta = 120...130$ эл. град. и меньшими по сравнению с режимом класса В нелинейными искажениями.

Напряжение смещения и положение рабочей точки в режиме класса С соответствуют режиму отсечки с углом $\theta < \pi/2$. Этот режим является наиболее экономичным (КПД $\approx 85\%$), поскольку при отсутствии усиливаемого сигнала транзистор практически не потребляет ток.

Режим класса С применяют в усилителях-формирователях, которые работают при превышении входным сигналом порогового значения.

Обратной связью в усилителе называют передачу части энергии выходного сигнала с выхода усилителя на его вход. Цепи, по которым передается сигнал обратной связи, называют цепями обратной связи.

Если напряжение обратной связи (U_{OC}) пропорционально напряжению на нагрузке усилителя, то имеем обратную связь по напряжению, если току нагрузки — обратную связь по току. Если напряжение обратной связи действует последовательно с напряжением входного сигнала, то имеем последовательную обратную связь; если U_{OC} действует параллельно с напряжением входного сигнала — параллельную обратную связь. Если при наличии обратной связи ко входу усилителя прикладывается увеличенное напряжение, такую обратную связь называют положительной, а в противоположном случае — отрицательной.

При отрицательной последовательной обратной связи по напряжению (рис. 24.4) для входной цепи усилителя можно записать уравнение

$$U_1 = U_{BX} - U_{OC}.$$

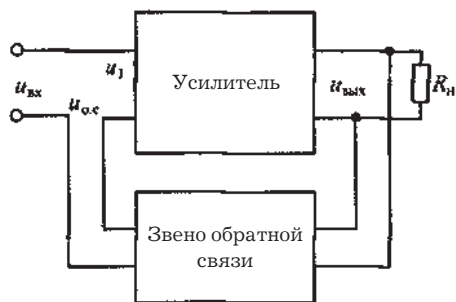


Рис. 24.4. Структурная схема усилителя с обратной связью

Учитывая, что $U_{OC} = \beta U_{ВЫХ}$, где β — коэффициент передачи четырехполюсника обратной связи, можно записать

$$U_{BX} = U_{OC} + U_1 = \beta U_{ВЫХ} + U_1.$$

Поскольку для усилителя без обратной связи $U_{BX} = U_1$, то коэффициент усиления без обратной связи

$$k = \frac{U_{ВЫХ}}{U_1}. \quad (24.2)$$

Учитывая соотношение (24.2), выражение для коэффициента усиления усилителя с отрицательной обратной связью принимает вид:

$$k_{OC} = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{BX}} = \frac{U_{ВЫХ}}{U_1 + \beta U_{ВЫХ}}.$$

Разделив в последнем выражении числитель и знаменатель на U_1 , получим

$$k_{OC} = \frac{k}{1 + \beta k}.$$

Аналогично можно получить выражение для коэффициента усиления усилителя с положительной обратной связью:

$$k_{OC} = \frac{k}{1 - \beta k}.$$

Несмотря на меньший коэффициент усиления, отрицательную обратную связь широко применяют в усилителях, так как при ее введении значительно улучшается ряд параметров усилителя, а именно:

- повышается стабильность коэффициента усиления, что повышает устойчивость работы усилителя;
- снижается уровень нелинейных искажений;
- увеличивается в $(1 + \beta k)$ раз входное сопротивление усилителя;
- расширяется полоса пропускания усилителя.

В электронных устройствах часто необходима реализация в нагрузке максимальной мощности, т. е. максимального значения k_{Pmax} . Усилительные каскады, обеспечивающие выполнение этого требования, называются усилителями мощности.

При выбранном типе транзистора и заданном источнике усиливаемого сигнала получение максимальной мощности в нагрузке возможно при условии, что сопротивление нагрузки

равно выходному сопротивлению усилительного каскада. Принципиальная схема однотактного усилителя мощности приведена на рис. 24.5.

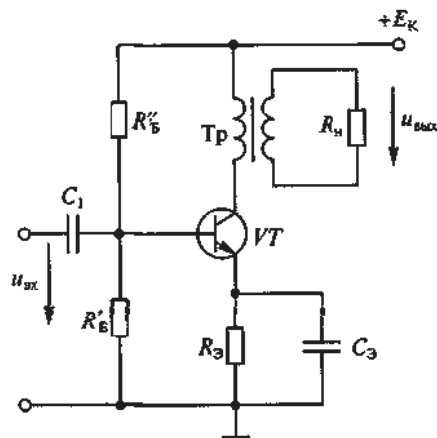


Рис. 24.5. Принципиальная схема однотактного усилителя мощности

Выходное сопротивление усилительных каскадов с общим эмиттером составляет от сотни Ом до нескольких кило Ом, а сопротивление нагрузки обычно в несколько раз меньше. Для согласования сопротивления нагрузки и выходного сопротивления усилителя мощности используют понижающие трансформаторы, у которых сопротивление нагрузочного резистора R'_H , приведенное к первичной обмотке трансформатора, составляет:

$$R'_H = (\varpi_1 / \varpi_2)^2 R_H,$$

где ϖ_1 , ϖ_2 — число витков соответственно первичной и вторичной обмоток трансформатора.

Выбирая необходимое значение коэффициента трансформации $K_T = \varpi_1 / \varpi_2$, можно добиться выполнения равенства $R_{ВЫХ} = R'_H$, т. е. обеспечения необходимого условия для реализации максимальной мощности нагрузки.

Для рассматриваемого усилителя это условие имеет вид

$$K_T = \frac{\varpi_1}{\varpi_2} = \sqrt{\frac{R_{ВЫХ}}{R_H}}.$$

24.3. ДВУХТАКТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Поскольку для усилителей мощности большое значение имеет КПД, то эти усилители должны работать в режиме класса В, а уменьшение нелинейных искажений обеспечивают за счет применения двухтактных усилителей мощности (рис. 24.6), состоящих из двух симметричных плеч.

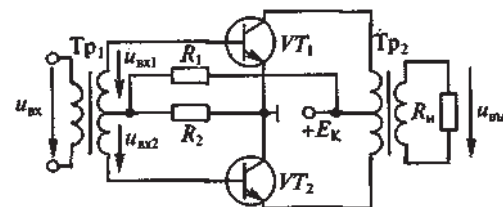


Рис. 24.6. Принципиальная схема двухтактного усилителя мощности

Характеристики транзисторов VT_1 и VT_2 должны быть по возможности близкими. Различие в работе плеч заключается в противофазности напряжений и токов в базовых цепях транзисторов и обусловленной этим противофазности переменных напряжений и токов в коллекторных цепях.

Входной трансформатор Tr_1 формирует два одинаковых по величине противофазных напряжений $U_{вх1}$ и $U_{вх2}$. В выходном трансформаторе Tr_2 суммируются выходные токи транзисторов VT_1 и VT_2 , работающих поочередно и формирующих переменное напряжение на резисторе нагрузки R_H .

При работе в режиме класса В двухтактные усилители мощности обладают достаточно высоким КПД при относительно небольших нелинейных искажениях. К недостаткам двухтактных трансформаторных усилителей следует отнести

необходимость двух транзисторов с одинаковыми характеристиками и двух трансформаторов, одна обмотка которых должна содержать вывод от средней точки.

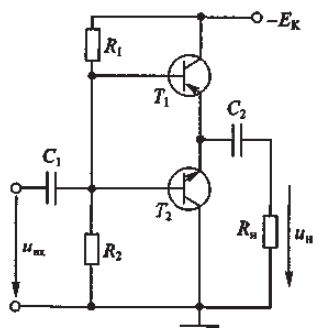


Рис. 24.7. Принципиальная схема двухтактного усилителя мощности на комплементарных транзисторах

Разновидностью двухтактного усилителя является бестрансформаторный усилитель мощности, выполненный на комплементарных (с согласованными характеристиками) транзисторах $p-n-p$ и $n-p-n$ типов, включенных по схеме с общим коллектором (рис. 24.7).

Такая схема имеет минимальное входное сопротивление, что важно при работе усилителя на низкоомную нагрузку. Конденсатор C_1 предназначен для разделения по

постоянному току источника усиливаемого сигнала и входной цепи усилителя, а конденсатор C_2 отделяет цепь нагрузки от общей точки транзисторов. К базовым электродам обоих транзисторов приложено переменное напряжение $u_{вх}$, но токи в их цепях находятся в противофазе. Нагрузка $R_{н}$ подключена к общей точке транзисторов, вследствие чего переменные токи в ней от обоих транзисторов имеют одно и то же направление, а результирующий ток вдвое больше переменного тока каждого транзистора. Бестрансформаторный усилитель мощности, как правило, работает в режиме класса В. Основным недостатком бестрансформаторного усилителя мощности является трудность подбора транзисторов с одинаковыми характеристиками.

Усилители с резистивно-конденсаторной связью применяются для усиления электрических сигналов переменного тока. Такие усилители имеют стабильные характеристики, просты в наладке и надежны в эксплуатации. Принципиальная схема двухкаскадного усилителя представлена на рис. 24.8, а, а экви-

валентная — на рис. 24.8, б. Под эквивалентной схемой следует понимать функциональную схему, отображающую существенные связи между основными элементами принципиальной схемы, отдельные участки которой заменены их функциональными эквивалентами.

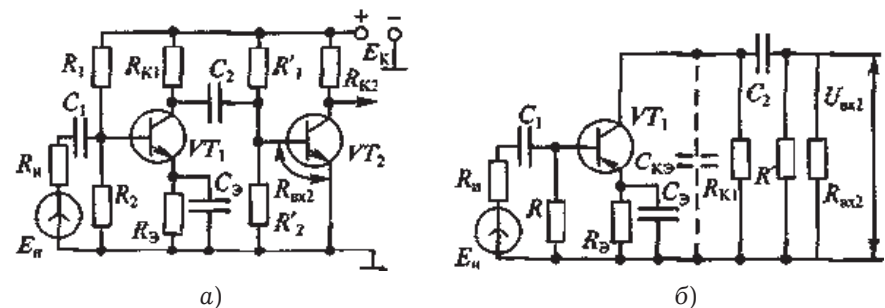


Рис. 24.8. Схема двухкаскадного усилителя с резистивно-емкостной связью:
а — принципиальная; б — эквивалентная

Конденсатор C_1 препятствует передаче постоянной составляющей напряжения входного сигнала на вход усилителя. Аналогично конденсатор C_2 предназначен для разделения выходной цепи первого каскада и входной цепи второго каскада по постоянной составляющей коллекторного тока $I_{ок}$. Емкость конденсаторов C_1 и C_2 выбирают таким образом, чтобы их сопротивление на частотах усиливаемого сигнала было значительно меньше входного сопротивления усилительного каскада и сопротивления нагрузки. Усилительный каскад на транзисторе VT_2 является нагрузкой усилительного каскада на транзисторе VT_1 .

В области средних частот коэффициенты усиления по напряжению и току практически не зависят от частоты. Уменьшение коэффициента усиления в области нижних частот обусловлено наличием конденсаторов C_1 и C_2 , а также конденсатора C_3 в эмиттерной цепи транзистора VT_1 . При уменьшении частоты увеличивается падение напряжения на увеличивающихся

Тема: ПРИНЦИП ПОСТРОЕНИЯ И РЕЖИМЫ РАБОТЫ УСИЛИТЕЛЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА

25.1. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ И РАБОТЫ УСИЛИТЕЛЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА

В устройствах промышленной электроники, например, при измерении неэлектрических величин часто требуется усиливать сигналы, частоты которых составляют доли герца. Для этих целей применяют усилители постоянного тока (УПТ), в которых для связи между каскадами используют резисторы. В таких усилителях при отсутствии входного сигнала выходной сигнал также равен нулю, при изменении полярности входного сигнала изменяется и полярность выходного сигнала, а напряжение на нагрузке пропорционально входному напряжению.

Для соблюдения пропорциональности напряжения на нагрузке напряжению входного сигнала необходимо отделить полезный выходной сигнал от постоянных составляющих напряжения и тока транзистора, что в усилителях постоянного тока осуществляется компенсационным методом.

На рис. 25.1 приведена принципиальная схема двухкаскадного усилителя, работающего в режиме класса А. В эмиттерные цепи транзисторов включены резисторы $R_{э1}$ и $R_{э2}$, обеспечивающие температурную стабилизацию усилителя, но создающие отрицательную обратную связь. Поскольку уменьшить эту связь посредством подключения параллельно резисторам конденсаторов практически невозможно (на низких частотах емкости конденсаторов должны быть большими), то коэффициент усиления усилителя постоянного тока уменьшается, но при этом повышается стабильность коэффициента усиления, снижаются нелинейные и частотные искажения.

Для компенсации постоянной составляющей коллекторного напряжения первого усилительного каскада используют до-

сопротивления конденсаторов C_1 и C_2 и тем самым снижается напряжение полезного сигнала, прикладываемого к следующему каскаду. При уменьшении частоты сопротивление конденсатора C_3 также увеличивается, что приводит к росту коэффициента отрицательной обратной связи по току. При этом чем ниже частота усиливаемого сигнала, тем больше уменьшается коэффициент усиления по напряжению. Емкости конденсаторов C_1 , C_2 и C_3 достигают десятков и сотен микрофарад.

В области высших частот следует учитывать емкость коллекторного перехода, сопротивление которой уменьшается с ростом частоты усиливаемого сигнала, уменьшая тем самым сопротивление нагрузки. В результате этого коэффициент усиления по напряжению в области верхних частот уменьшается.

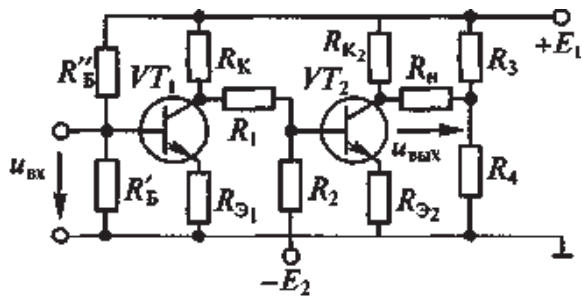


Рис. 25.1. Принципиальная схема двухкаскадного УПТ на биполярных транзисторах

полнительный источник питания E_2 , создающий отрицательное напряжение относительно общей точки усилителя. Значения напряжения E_2 и сопротивления резисторов R_1 и R_2 выбирают таким образом, чтобы в режиме покоя, т. е. при $u_{вх} = 0$ напряжение между базой и эмиттером второго транзистора было примерно равно 0,5 В. Компенсацию постоянной составляющей коллекторного напряжения транзистора VT_2 осуществляют с помощью резистивного делителя напряжения R_3, R_4 . Ток делителя напряжения R_1, R_2 обычно не превышает $0,2I_{К}$, что исключает влияние этого делителя на режим работы транзистора. При поступлении на вход усилителя сигнала $u_{вх}$ изменяются токи баз транзисторов, что приводит к изменению их коллекторных токов, а следовательно и к изменению выходного напряжения.

При очень малых постоянных напряжениях в усилителях постоянного тока возникает так называемый дрейф нуля, заключающийся в том, что с течением времени из-за изменения параметров и характеристик транзисторов изменяются их токи и напряжения. Это нарушает компенсацию постоянной составляющей напряжения, и на входе усилителя появляется напряжение даже при отсутствии $u_{вх}$. Основной причиной дрейфа нуля в транзисторных усилителях постоянного тока является температурная нестабильность транзисторов.

Уменьшить дрейф нуля тока можно, используя стабилизацию напряжения источников питания и температурного режи-

ма, а также применяя дифференциальные усилители постоянного тока.

25.2. ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ, НАЗНАЧЕНИЕ И ХАРАКТЕРИСТИКИ

Операционным усилителем (ОУ) называют дифференциальный усилитель постоянного тока с отрицательной обратной связью, предназначенный для выполнения различных операций над аналоговыми величинами.

Чаще всего операционный усилитель содержит три или четыре дифференциальных каскада, а коэффициент усиления входного сигнала достигает 10^6 . Операционные усилители, конструктивно выполняемые в виде интегральных микросхем различных серий, имеют два входа (рис. 25.2): неинвертирующий (Н) и инвертирующий (И).

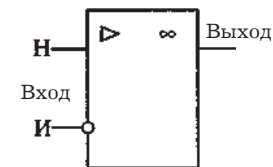


Рис. 25.2. Условное графическое обозначение операционного усилителя

В первом случае выходное напряжение находится в фазе со входным, во втором — в противофазе.

К основным параметрам ОУ относятся:

- коэффициент усиления по напряжению k_U ;
- коэффициент усиления по мощности k_P ;
- входное $R_{вх}$ и выходное $R_{вых}$ сопротивления;
- входное напряжение смещения нуля $U_{см}$;
- частота единичного сигнала f_1 , т. е. частота, при которой $k_U = 1$;
- скорость нарастания выходного напряжения $dU_{вых}/dt$;
- время установления выходного напряжения $t_{уст}$.

В зависимости от условий подачи на ОУ усиливаемого сигнала различают инвертирующее, неинвертирующее и дифференциальное включения усилителя.

На рис. 25.3 приведена эквивалентная схема инвертирующего включения.

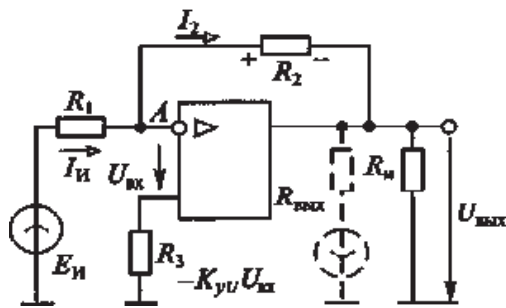


Рис. 25.3. Эквивалентная схема инвертирующего включения ОУ

Поскольку усиление ОУ очень велико, то можно считать, что $k_U \rightarrow \infty$, $k_I \rightarrow \infty$, где k_U и k_I — соответственно коэффициенты усиления по напряжению и току усилителя без обратной связи. Если ввести в ОУ через резистор R_2 параллельную отрицательную обратную связь по напряжению, то любой сигнал на входе будет усилен и передан по цепи обратной связи во входную цепь ОУ, компенсируя входной сигнал таким образом, что входной сигнал равновесия (стационарный режим) $U_{ВХ} = 0$. Так как входное сопротивление усилителя также велико, то можно полагать, что ток источника сигнала $I_{И}$ протекает только по резистору R_2 , падение напряжения на котором от этого тока

$$U_{R_2} = I_2 R_2 = -I_{И} R_2 = -\frac{E_{И} R_2}{R_1}.$$

Поскольку потенциал точки А, в которой осуществляется суммирование токов, практически равен нулю, то $U_{ВЫХ} = U_{R_2}$ и коэффициент усиления по напряжению ОУ с учетом того, что коэффициент передачи напряжения обратной связи $\beta_U = R_1 / R_2$, можно определить по формуле

$$k_{U_{OC}} = \frac{U_{ВЫХ\max}}{E_{И}} = -\frac{R_2}{R_1} = -\frac{1}{\beta_U}, \quad (25.1)$$

Знак “-” в выражении (25.1) указывает на инвертирование полярности входного сигнала. Входное сопротивление такого ОУ) $U_{ВХ} \approx R_1$, а выходное $R_{ВЫХ} \approx 0$.

На рис. 25.4 приведена эквивалентная схема неинвертирующего включения ОУ. Напряжение обратной связи U_{OC} пропорционально выходному напряжению усилителя, т. е.

$$U_{OC} = U_{ВЫХ} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \beta_U U_{ВЫХ}. \quad (25.2)$$

С учетом равенства (25.2) получим для неинвертирующего ОУ

$$k_{U_{OC}} = \frac{1}{\beta_U} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} = 1 + \frac{R_1}{R_2}. \quad (25.3)$$

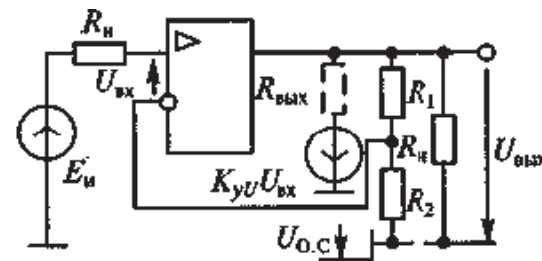


Рис. 25.4. Эквивалентная схема неинвертирующего включения ОУ

Эквивалентная схема дифференциального включения ОУ изображена на рис. 25.5 и представляет собой комбинацию инвертирующей и неинвертирующей схем, предназначенную для усиления разностного напряжения $E_{И1} - E_{И2}$.

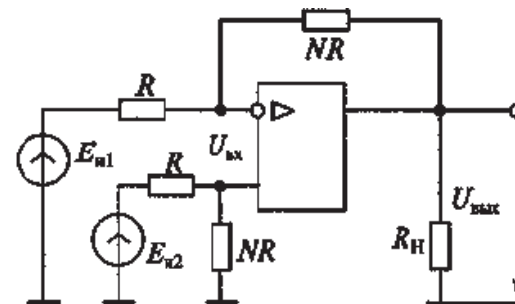


Рис. 25.5. Эквивалентная схема дифференциального включения ОУ

Учитывая, что токи источников сигналов не ответвляются на входы усилителя, а разность напряжения между входами усилителя $U_{BX+} - U_{BX-} \approx 0$, т. е. $U_{BX+} \approx U_{BX-}$, запишем

$$\frac{E_{И1} - U_{BX-}}{R} = \frac{U_{BX-} - U_{ВЫХ}}{NR};$$

$$U_{BX+} = U_{BX-} = \frac{E_{И2}NR}{R(N+1)} = \frac{NE_{И2}}{N+1}.$$

Решая совместно эти уравнения, получим $U_{ВХ} = N (E_{И1} - E_{И2})$, откуда

$$k_{U_{oc}} = \frac{U_{ВЫХ}}{E_{И1} - E_{И2}} = N.$$

На основе ОУ можно создавать электронные устройства, выполняющие некоторые математические операции, например суммирование, интегрирование и дифференцирование.

Рассмотренные принципы построения усилительных каскадов справедливы при разработке интегральных микросхем аналогичного назначения. Такие усилители конструктивно выполняют в виде монолитной схемы, содержащей транзисторы, диоды, резисторы, конденсаторы и другие элементы в интегральном исполнении и обладающей свойствами усиления электрических сигналов без использования дополнительных навесных компонентов.

Анализ работы усилительных каскадов на транзисторах обычного исполнения показывает, что создание идеального усилителя, реализующего функции усиления в полосе частот от 0 до ∞ , нереально из-за ограниченности допустимых режимов работы транзисторов, наличия в усилителях паразитных элементов и связей и т. д.

Интегральная электроника позволяет значительно улучшить качество и повысить надежность электронных усилителей за счет обеспечения функциональной избыточности при их разработке. Изменяя в таких усилителях коммутацию внешних выводов и способы подключения источников питания и нагрузки, можно получать многофункциональные электрон-

ные устройства в интегральном исполнении. На основе таких усилителей могут быть построены различные электронные генераторы, преобразователи частоты, детекторы и другие нелинейные устройства.

25.3. ПРИНЦИПИАЛЬНАЯ СХЕМА ТИПОВОГО ИНТЕГРАЛЬНОГО ОПЕРАЦИОННОГО УСИЛИТЕЛЯ

Широкое применение в современной электронной технике нашли типовые интегральные операционные усилители. Такой усилитель собран по классической структурной схеме (рис. 25.6) и отличается высокими техническими и эксплуатационными характеристиками.

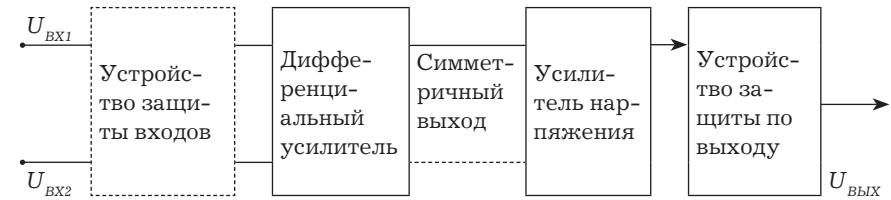


Рис. 25.6. Структурная схема интегрального операционного усилителя

На схеме (рис. 25.7) представлен трехкаскадный операционный усилитель типа 1УТ401А(Б).

1-й каскад — собственно дифференциальный усилитель (Т1, Т2) с симметричным входом и стабилизатором тока (Т3). Транзистор Т4 включен в диодном режиме для температурной стабилизации каскада. Транзисторы Т1 и Т2 работают в режиме малых токов, что обеспечивает пониженный “дрейф нуля” и высокое входное сопротивление. В данной схеме не отображено (поскольку не предусмотрено) устройство защиты входов.

2-й каскад (Т5, Т6) — выполняет роль усилителя напряжения (также дифференциальный усилитель) с общей эмиттерной нагрузкой R5, симметричным входом и несимметричным выходом. В каскаде не предусмотрен стабилизатор тока, в от-

Раздел III ИМПУЛЬСНАЯ И ЦИФРОВАЯ ТЕХНИКА В ЭЛЕКТРОНИКЕ

Лекция № 26

Тема: ЭЛЕКТРОННЫЕ КЛЮЧИ

26.1. ФОРМИРОВАНИЕ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ

Импульсные сигналы в электронике применяются в основном для передачи полезной информации. Информативность (количество полезной информации) импульсного сигнала зависит от ширины его спектра. Чем шире спектр сигнала, тем большее количество информации можно в этот сигнал заложить и передать по назначению.

Формирование импульсных сигналов заключается в преобразовании спектрального состава исходного сигнала. Для формирования импульсных сигналов могут применяться линейные и нелинейные электрические цепи.

Линейная электрическая цепь не может обогатить спектральный состав входного сигнала. Как правило, спектр на выходе такой цепи уже, чем на входе. Поэтому линейные цепи целесообразно использовать для преобразования формы импульсных сигналов. Такое преобразование бывает целесообразно для согласования работы отдельных структурных элементов сложного электронного устройства.

Приведем примеры. Дифференцирующая (укорачивающую) цепь. Такая схема применяется в случае, когда необходимо сформировать короткий сигнал, совпадающий по времени с

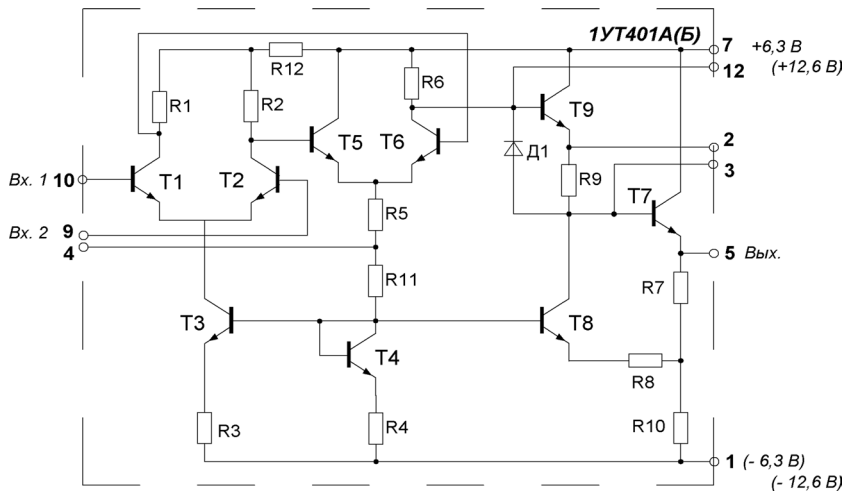


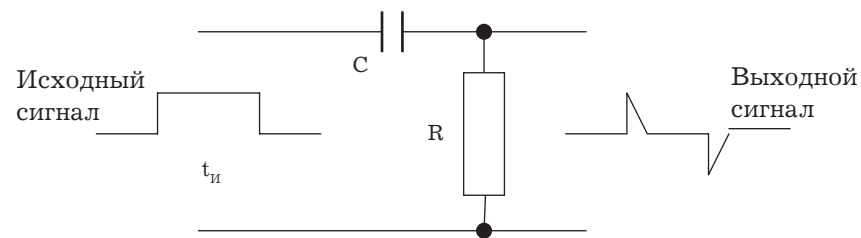
Рис. 25.7. Принципиальная схема интегрального дифференциального усилителя

личие от 1-го каскада. Транзистор Т5 не имеет коллекторной нагрузки, так как сигнал с выхода транзистора не снимается.

3-й каскад (выходной) — собран на транзисторах Т7, Т8 и Т9. Транзистор Т9 выполняет роль стабилизатора тока. Т7 — выходной эмиттерный повторитель, обеспечивающий высокое выходное сопротивление. В выходном каскаде через стабилизатор (Т8) осуществляется положительная обратная связь для дополнительного усиления сигнала в выходном каскаде.

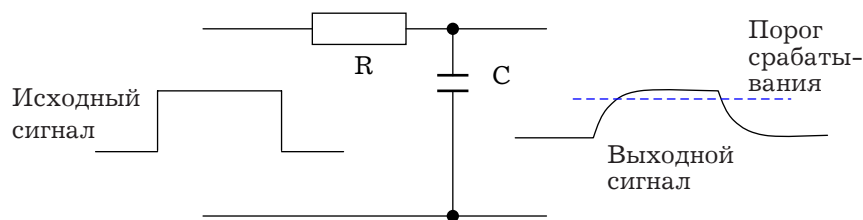
В заключение можно отметить, что интегральные операционные усилители относительно просты по технологии изготовления и широко применяются в системах автоматизации и управления производственными процессами различного назначения.

передним или задним фронтом входного сигнала длительностью $t_{и}$.



Постоянная времени цепи ($\tau = RC < t_{и}$) много меньше длительности исходного сигнала и происходит как бы сжатие (укорачивание) сигнала (выходной сигнал).

Интегрирующая цепь в электронике используется в качестве устройства задержки. Выбирая постоянную времени цепи больше длительности исходного сигнала ($\tau = RC > t_{и}$), получают эффект задержки срабатывания исполнительного устройства, подключенного к выходу интегрирующей цепи и включающегося по достижении выходным сигналом порога срабатывания (линия задержки).



Часто на практике возникает задача получения импульсного напряжения из постоянного или гармонического сигнала. Для формирования импульсного сигнала применяются нелинейные электрические цепи, способные обогащать (расширять) спектр входного сигнала. Все цифровые и импульсные устройства работают в нелинейном ключевом режиме.

Нелинейная электрическая цепь должна содержать хотя бы один нелинейный элемент. Параметры нелинейного эле-

мента зависят от приложенного напряжения и протекающего тока. В качестве нелинейных элементов применяют полупроводниковые диоды и транзисторы в ключевом режиме. Во всех цифровых импульсных устройствах основным нелинейным элементом является транзистор в нелинейном ключевом режиме.

26.2. НАЗНАЧЕНИЕ И КЛАССИФИКАЦИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ КЛЮЧЕЙ

Электронным ключом называется устройство, которое под воздействием входного управляющего сигнала меняет свое сопротивление от очень малых значений (практически короткое замыкание — КЗ) до очень больших значений (практически — разрыв цепи). Электронный ключ осуществляет коммутацию электрической цепи. Электронные ключи в различных электронных схемах выполняют разнообразные функции, поэтому могут быть классифицированы по нескольким признакам.

- 1) По способу подключения нагрузки:
 - параллельные;
 - последовательные;
 - параллельно-последовательные.
- 2) По виду управляющего сигнала:
 - потенциальные (связи между ключами гальванические, ключ управляется уровнями потенциалов);
 - импульсные (управляется импульсами определенной длительности, а связи между ключами по переменной составляющей через разделительные конденсаторы или трансформаторы);
 - импульсно-потенциальные.

26.3. ТРАНЗИСТОРНЫЙ КЛЮЧ С ОБЩИМ ЭМИТТЕРОМ

В качестве примера можно привести следующую схему электронного ключа (рис. 26.1.)

Параметры выходного сигнала ключа зависят от амплитуды входного импульса:

– чем больше амплитуда входного импульса, тем круче фронты выходного сигнала и больше его продолжительность;
 – чем меньше амплитуда входного импульса, тем положе фронты, и длительность выходного импульса приближается к длительности входного — ключ переходит в режим интегрирования (см. рис. 26.2).

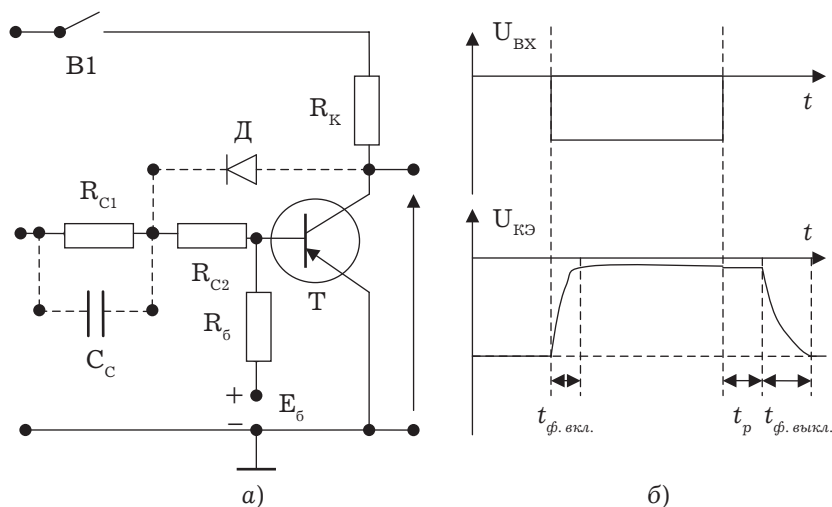


Рис. 26.1. Принципиальная схема электронного ключа (а) и временные параметры переходных процессов (б)

Устройство выполнено на транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером, причем сам транзистор работает в нелинейном режиме (в режиме ключа). Конденсатор C_C обеспечивает потенциальный вход электронного ключа. Диод D осуществляет нелинейную отрицательную обратную связь с коллектора транзистора на его базу, чем достигается высокое быстродействие ключа. Временные характеристики выходного сигнала: длительность фронтов включения и выключения ($t_{ф.вкл.}$, $t_{ф.выкл.}$), продолжительность рассасывания заряда в транзисторе зависят от выбора элементов схемы.

Также на длительность фронтов и время рассасывания влияет амплитуда входного сигнала (рис. 26.2).

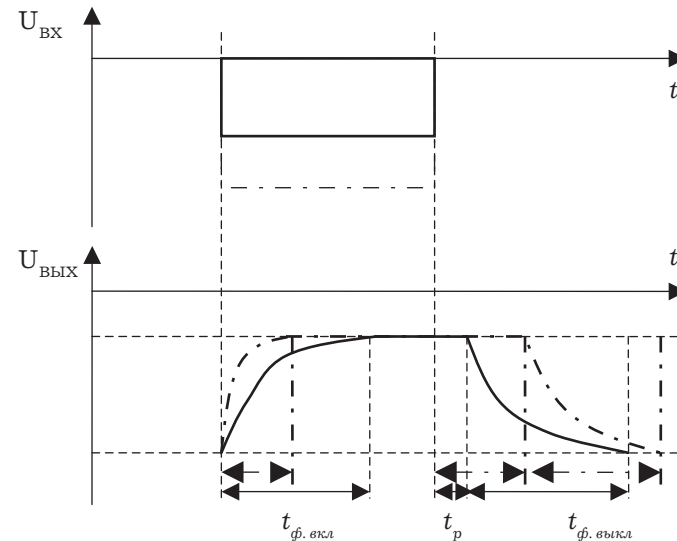


Рис. 26.2. Зависимость выходного сигнала от амплитуды входного

По временным диаграммам (рис. 26.2) видно, что с увеличением амплитуды входного сигнала ($U_{ВХ}$), длительность фронтов включения и выключения сокращается (быстродействие ключа увеличивается), но при этом время рассасывания заряда транзистора увеличивается (длительность выходного сигнала увеличивается, что приводит к сужению его спектра). Поэтому в зависимости от назначения электронного ключа одновременно подбираются как параметры его элементов, так и амплитуда входного сигнала.

26.4. БЫСТРОДЕЙСТВИЕ ТРАНЗИСТОРНОГО КЛЮЧА, РАЦИОНАЛЬНЫЙ ВЫБОР ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕМЕНТОВ

Быстродействие транзисторного ключа характеризуется максимальной частотой переключения (F_{max}),

$$F_{max} = 1/T_{min}$$

$$T_{min} = t_{з.вкл.} + t_{ф.вкл.} + t_p + t_{ф.выкл.}$$

где T_{min} — суммарная длительность переходных процессов ключа;

- $t_{з.вкл}$ — время задержки включения;
- $t_{ф.вкл}$ — длительность фронта включения;
- t_p — время рассасывания заряда в транзисторе;
- $t_{ф.выкл}$ — длительность фронта выключения.

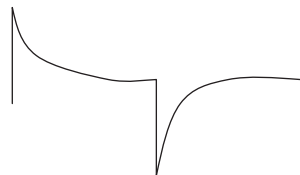
Желательно время коммутации электрических цепей уменьшать практически до 0, т. е. коммутировать цепь мгновенно (тогда возможно применение законов коммутации, изученных ранее). В этом случае достигается и высокое быстродействие ключа.

Уменьшение времени T_{min} достигается путем подбора параметров схемы ключа и характеристик управляющего сигнала:

- $t_{з.вкл}$ — для низкочастотных транзисторов практически не учитывается, поскольку оно очень мало; для высокочастотных транзисторов — это время сравнимо с $t_{ф.вкл}$, поэтому обязательно учитывается; для снижения $t_{з.вкл}$ выбирают напряжение базы транзистора в 5–10 раз меньше напряжения коллектора;
- $t_{ф.вкл}$ и $t_{ф.выкл}$ — зависят от амплитуды входного (управляющего) сигнала, как было отмечено ранее;
- t_p — для ускорения рассасывания заряда в базе транзистора увеличивают ток базы, что достигается условием $R_c = R_{c1} + R_{c2} \gg R_{\kappa}$ (рис. 26.1).

Высокое быстродействие ключа достигается и путем схемных решений:

- подключением параллельно резистору связи R_{c1} конденсатора C_c (в схеме рис. 26.1), что позволяет получить форму управляющего сигнала (тока базы) в виде парного дифференциального импульса вида



- применение нелинейной обратной связи путем обратного включения полупроводникового диода Д (нелинейного элемента) между коллектором транзистора и резисторами связи R_{c1}, R_{c2} (рис. 26.1).

Таким образом, в настоящее время механические выключатели в большинстве электронных схем, в том числе и силовых, заменяются электронными ключами с высоким быстродействием и надежностью.

Тема: ЛОГИЧЕСКИЕ ЭЛЕМЕНТЫ

27.1. НАЗНАЧЕНИЕ ЛОГИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТОВ

Логические элементы предназначены для выполнения логических операций над двоичными переменными “0” и “1”, которые соответствуют потенциалам напряжения U^0 и U^1 .

Информация заключается в количестве таких “0” и “1”, а также их взаимном расположении (рис. 27.1).

Например: $21 = 1 * 2^4 + 0 * 2^3 + 1 * 2^2 + 0 * 2^1 + 1 * 2^0$.

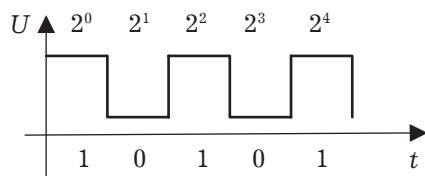


Рис. 27.1. Потенциальное кодирование двоичных чисел

Особенности потенциального кодирования:

- логические уровни передаются потенциалами — связи между элементами гальванические, что очень важно при изготовлении интегральных микросхем (ИМС);

- потенциальное кодирование обеспечивается транзисторным ключом, это обеспечивает простоту технической реализации в интегральных микросхемах (ИМС);

- не предъявляется жестких требований к стабильности логических уровней (допускается технологический разброс параметров элементов ИМС, что обеспечивает простоту массового производства и высокую надежность).

Любую функцию можно реализовать с помощью логических элементов:

“И”, “ИЛИ”, “НЕ”.

Логические элементы (ЛЭ) предназначены для выполнения логических операций над двоичными переменными “0” и “1” путем преобразований соответствующих потенциалов напряжений U^0 и U^1 .

В интегральных комплексах выпускаются так называемые базовые логические элементы как их элементарные структурные единицы:

“И — НЕ”, “ИЛИ — НЕ”.

В зависимости от области применения выполняются различные технологические решения при производстве базовых логических элементов (БЛЭ). Поэтому целесообразно ввести классификацию БЛЭ.

27.2. КЛАССИФИКАЦИЯ БАЗОВЫХ ЛОГИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТОВ

Базовые логические элементы классифицируются по нескольким признакам: применяемым полупроводниковым приборам, способам связи между каскадами схем, принципу работы и др. (рис. 27.2)

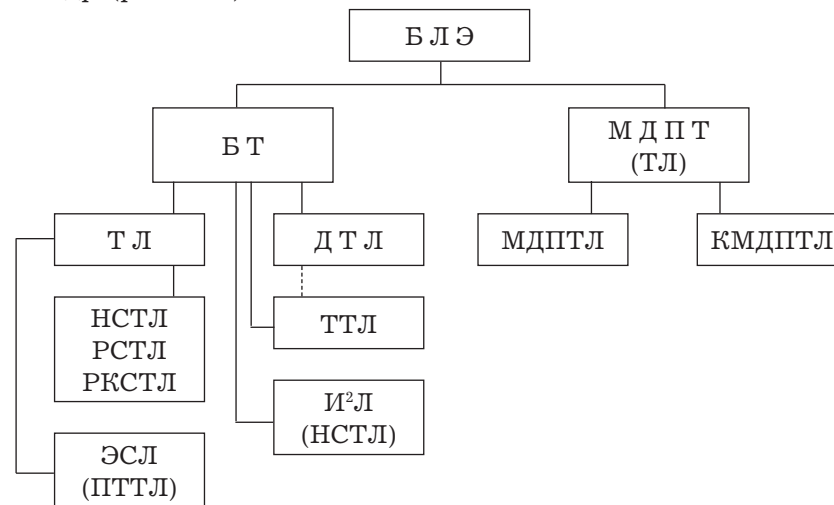


Рис. 27.2. Структурная схема-классификатор базовых логических элементов:

БП — биполярные транзисторы;
 МДПТ (ТЛ) — транзисторная логика (и входные и выходные операции выполняются на одних транзисторах);
 НСТЛ — непосредственные связи;
 РСТЛ — резистивные связи;
 РКСТЛ — резисторно-конденсаторные связи;
 ЭСЛ (ПТТЛ) — эмиттерно-связанная логика (переключа-
 тельная транзисторная логика);
 ДТЛ — диодно-транзисторная логика;
 ТТЛ — транзисторно-транзисторная логика;
 И²Л — интегральная инжекционная логика;
 МДПТЛ — транзисторная логика с каналами одного типа
 проводимости;
 КМДПЛ — транзисторная логика на комплементарных
 МДП транзисторах с каналами разной проводимости.

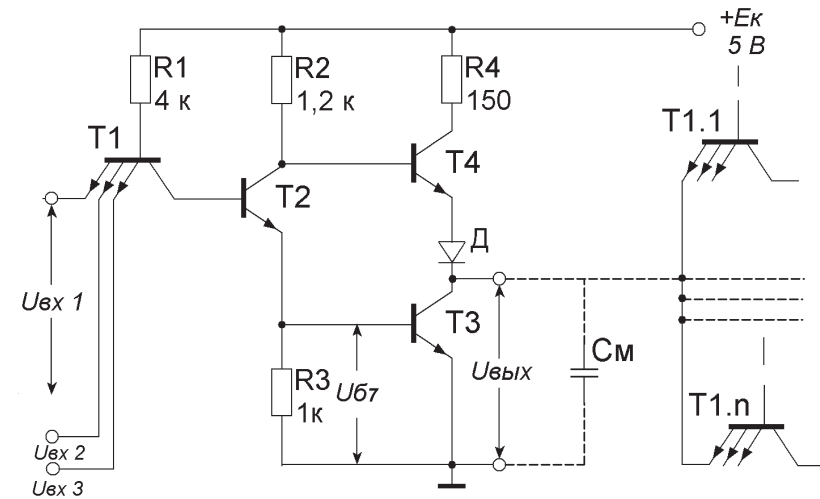


Рис. 27.3. Принципиальная схема логического элемента “3И — НЕ”

27.3. ПАРАМЕТРЫ ЛОГИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТОВ

Логические элементы имеют единую систему параметров.

Основные параметры:

1. Потребляемая мощность ($P_{\text{пот}}$),
2. Напряжение источника питания ($U_{\text{пит}}$),
3. Потенциалы (U^0 , U^1)
4. Быстродействие ($t_{\text{зад.ср}}$)
5. Число входов ЛЭ (m , $K_{\text{объединения}}$)
6. Нагрузочная способность по выходу (n , $K_{\text{разветвленности}}$)
7. Статическая помехозащищенность ($U_{\text{помех}}$), т. е. напряжение помех, которое не приводит к ложному переключению ЛЭ.

Например: параметры логического элемента “3И — НЕ” и его схемная реализация представлены на рис. 27.3.

Базовый логический элемент (рис. 27.3) относится к классу транзисторно-транзисторной логики (ТТЛ). Транзистор Т1 является многоэмиттерным входным транзистором схемы. Остальная часть схемы представляет собой сложный инвертор. Потенциал логической единицы составляет 3,6 В, логического нуля — 0,1 В. При поступлении на все три входа схемы сигнала

лов логической единицы (U^1) БЛЭ срабатывает. На выходе БЛЭ формируется инвертированный сигнал в виде потенциала напряжения логического “0” (U^0). При отсутствии хотя бы на одном из входов схемы потенциала напряжения U^1 потенциала на база транзистора Т2 будет недостаточно для его отпирания, поэтому схема операции инверсии “НЕ” не произведет и состояние логического элемента не изменится.

27.4. ПРИМЕРЫ СХЕМНОГО ИСПОЛНЕНИЯ ЛОГИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТОВ

Наиболее распространенной схемной реализацией базовых логических элементов в импульсной и цифровой технике является непосредственно-связанная и резистивно-связанная логика, принципиальные схемы которой представлены на рис. 27.4.

В цифровой технике нашли широкое применение логические элементы на основе МДП-транзисторов (металл-диэлектрик-полупроводник) с индуцированным каналом (рис. 27.5).

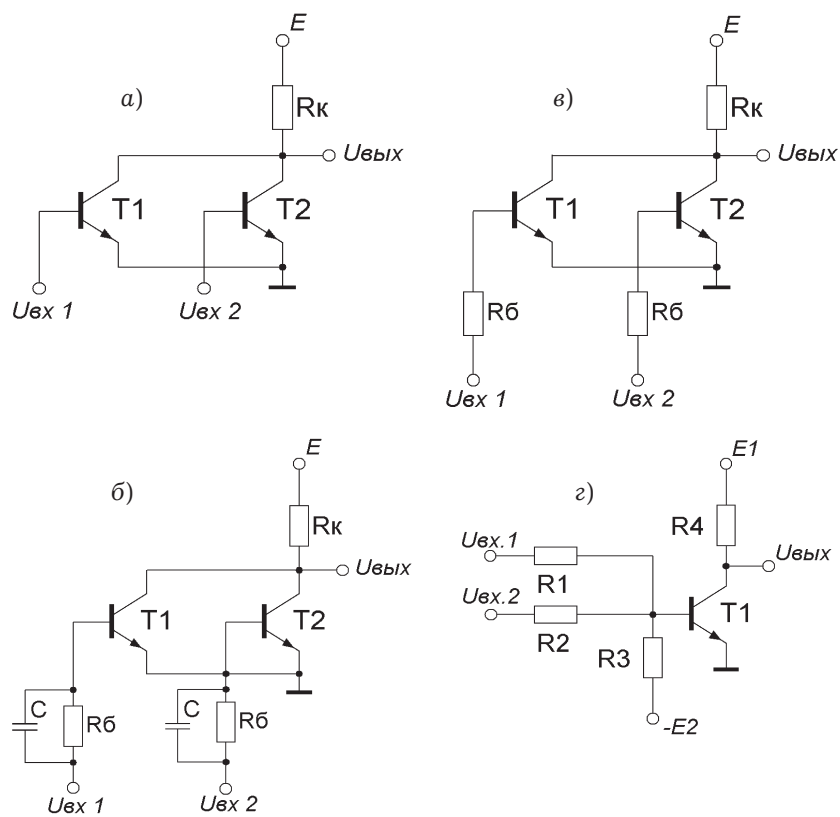


Рис. 27.4. Принципиальные схемы:

а — НСТЛ; б — РКСТЛ;

в, г — РСТЛ на основе биполярных транзисторов

Преимуществом таких логических элементов являются:

- малая потребляемая мощность;
- высокое быстродействие;
- высокая нагрузочная способность по входу.

Недостатком является относительная сложность технологии изготовления.

Основными по распространенности среди интегральных схем логики являются базовые логические элементы тран-

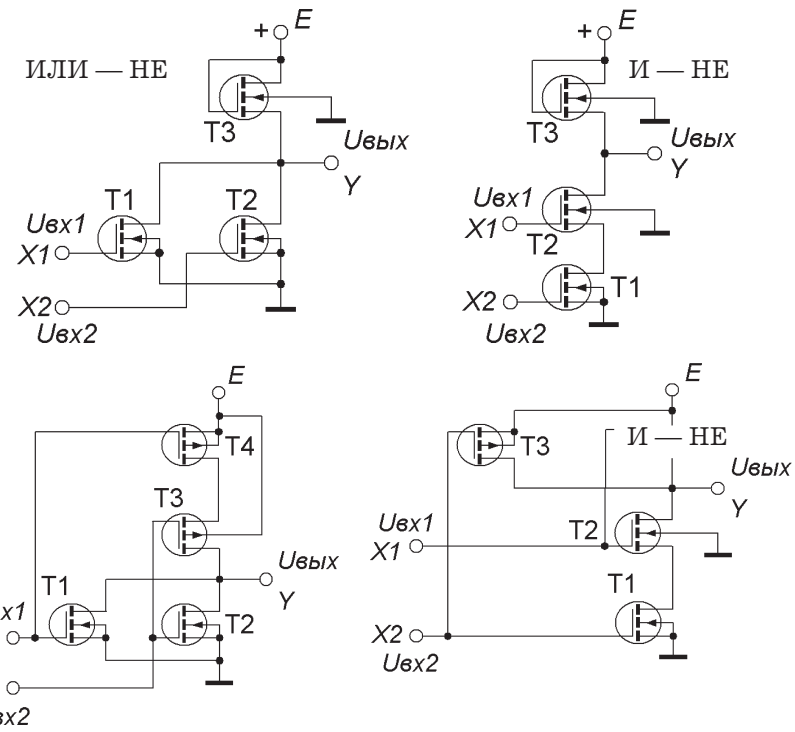


Рис. 27.5. Принципиальные схемы ЛЭ на МДП-транзисторах

зисторно-транзисторной логики (ТТЛ) и диодно-транзисторной логики (ДТЛ). Промышленностью выпускается множество серий интегральных элементов ТТЛ: 130, 131, 133, 155, 530, 531, ... Принципиальные схемы наиболее распространенных ТТЛ и ДТЛ представлены на рис. 27.6.

Логические элементы такого схемного исполнения обладают высоким быстродействием ($t_{\text{задержки среднее}} = 5 \text{ нс} \dots 100 \text{ нс}$) и малой потребляемой мощностью ($P_{\text{ср}} = 2 \dots 44 \text{ мВт}$), имеют хорошую нагрузочную способность ($n_{\text{выходов}} = 10$, $m_{\text{входов}} = 2, 3, 4, 8$), высокотехнологичны в производстве.

Таким образом, в данной лекции представлены принцип и особенности потенциального кодирования двоичного цифро-

Тема: **ЦИФРОВЫЕ УСТРОЙСТВА КОМБИНАЦИОННОГО ТИПА**

28.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ УСТРОЙСТВАХ КОМБИНАЦИОННОГО ТИПА

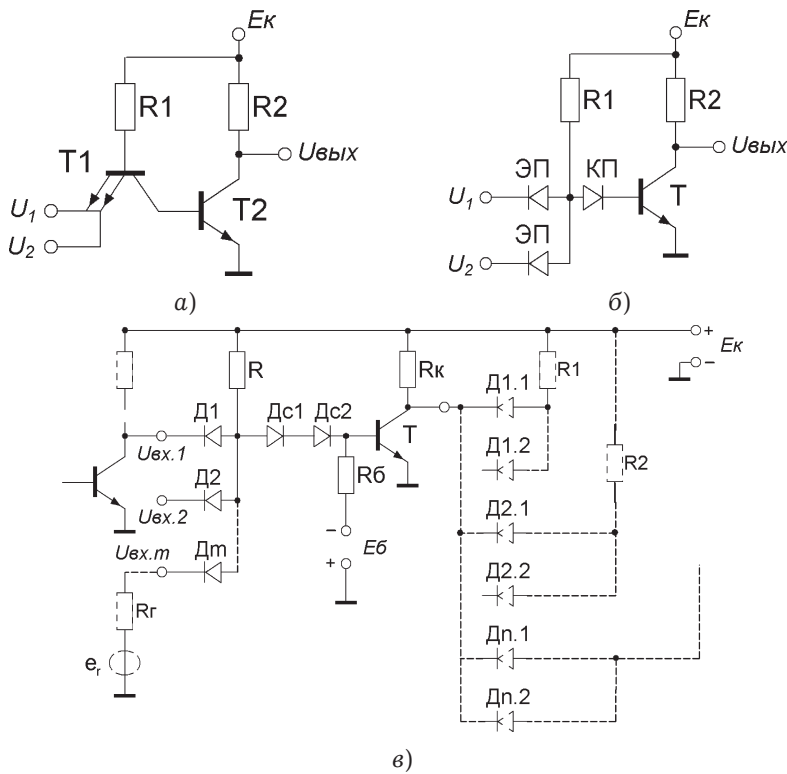


Рис. 27.6. Принципиальные схемы:
а) — ТТЛ и б), в) — ДТЛ

го кода, классификация базовых логических элементов, единая система параметров БЛЭ, а также примеры основных (типовых) логических элементов, на основе которых, как правило, строятся цифровые устройства комбинационного типа. Они будут рассмотрены далее. Управляющие блоки большинства промышленных и бытовых приборов и устройств состоят из типовых логических элементов, принципиальные схемы которых представлены выше. Знание таких схем позволяет в критических ситуациях (при возможных неисправностях отдельных БЛЭ) заменять интегральную микросхему набором отдельных электронных элементов, входящих в ее состав по принципиальной схеме.

Комбинационные узлы (устройства) строятся на основе логических элементов “И — ...”, “ИЛИ — ...”. Сигнал на выходе узлов определяется только входными сигналами и структурой самого узла, т. е. отсутствуют элементы памяти (“автомат без памяти”). В зависимости от области применения процесс функционирования задается некоторым способом: формулой, временной диаграммой или иным. При решении задачи функционирования существенное внимание уделяется характеристикам комбинационных узлов.

Основными характеристиками комбинационных узлов являются:

- быстродействие, которое характеризуется временем установления значения выходного сигнала с момента подачи сигнала на вход

$$t_{устан} = \sum_{i=1}^n t_{зад. ср. i}$$

где $t_{зад. ср. i}$ — средняя задержка в ЛЭ;

- структурная сложность, которая определяется структурной глубиной, т. е. количеством последовательно включенных ЛЭ, через которые проходит сигнал;

- надежность, определяемая средним временем наработки данного типа комбинационного узла на отказ (время до первой неисправности);

- помехозащищенность — способность узла безотказно функционировать в условиях случайных резких изменений электрических и магнитных полей, а также температуры, влажности и др.

28.2. ОДНОРАЗРЯДНЫЕ ПОЛУСУММАТОР И СУММАТОР

В качестве основного базового элемента ядра процессора цифрового вычислительного устройства выступают устройства комбинационного типа класса полусумматор и сумматор. Они выполняют функцию логического сложения чисел, представленных в двоичном коде.

Одноразрядный полусумматор выполняет операцию сложения одноименных разрядов двоичных чисел “по модулю 2” ($S = a \otimes b$) и на схемах обозначается в следующем виде (рис. 28.1).

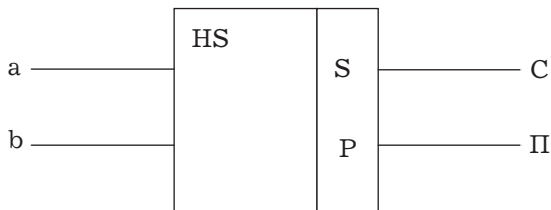


Рис. 28.1. Условное обозначение полусумматора:
a, b — разрядные входы полусумматора;
C, П — значение суммы и признак переноса в следующий разряд

Сигналы на выходе полусумматора подчиняются формулам алгебры-логики:

$$C = \bar{a}b \vee a\bar{b}, \quad (28.1)$$

$$\Pi = ab. \quad (28.2)$$

Таблица значений “вход — выход”

a	b	C	П
0	0	0	0
0	1	1	0
1	0	1	0
1	1	0	1

Полусумматоры в качестве отдельных самостоятельных комбинационных узлов для решения задач вследствие ограниченности функциональных возможностей не применяются.

Однако как отдельные элементы (узлы) технологичны в интегральном исполнении.

Как правило, на основе полусумматоров строятся сумматоры. Они предназначены для выполнения операции суммирования одноименных разрядов двоичных чисел с учетом переноса.

Для получения технически реализуемой формулы необходимо выполнить некоторые операции по формулам алгебры-логики в отношении результата суммы

$$S = c(\bar{a}\bar{b} \vee ab) \vee \bar{c}(\bar{a}b \vee a\bar{b}). \quad (28.3)$$

В целях удобства технической реализации сумматора в формуле (28.3) выделим оператор $C_1 = \bar{a}b \vee a\bar{b}$ и произведем с ним операции инверсии и преобразования

$$\bar{C}_1 = (a \vee b)(\bar{a} \vee \bar{b}) = ab \vee \bar{a}\bar{b}. \quad (28.4)$$

Тогда формула (28.3) примет вид

$$S = c\bar{C}_1 \vee \bar{c}C_1. \quad (28.5)$$

где $C_1 = a \otimes b$ — сумма “по модулю 2”,
c — перенос из предыдущего разряда.

Произведем аналогичные операции в отношении результата переноса

$$P = ab(\bar{c} \vee c) \vee c(\bar{a}b \vee a\bar{b}) = \bar{a}b \vee cC_1 = \Pi_1 \vee cC_1, \quad (28.6)$$

так как $(\bar{c} \vee c) = 1$.

Тогда сумматор двоичного числа может быть построен по следующей схеме (рис. 28.2).

В качестве базового узла комбинационного типа для суммирования двоично-кодированных чисел используется одноразрядный сумматор, который на схемах обозначается в следующем виде (рис. 28.3).

Сигналы на выходе подчиняется формулам алгебры-логики:

$$S = \bar{a}\bar{b}c \vee \bar{a}b\bar{c} \vee a\bar{b}\bar{c} \vee abc, \quad (28.7)$$

$$P = \bar{a}bc \vee \bar{a}\bar{b}c \vee a\bar{b}\bar{c} \vee abc. \quad (28.8)$$

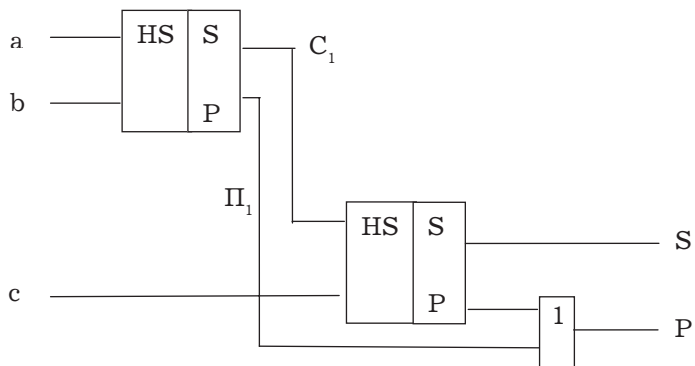


Рис. 28.2. Схема построения одноразрядного сумматора

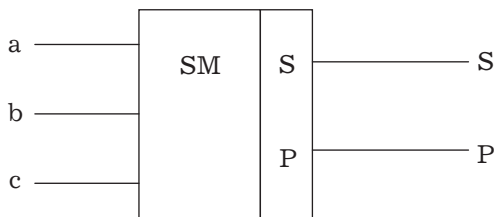


Рис. 28.3. Условное обозначение сумматора:

a, b — одноименные разряды входных двоичных чисел;
 c — перенос из предыдущего разряда в данный разряд;
 S — сумма; P — перенос в следующий разряд.

Таблица значений “вход — выход”

a	b	c	S	P
0	0	0	0	0
0	0	1	1	0
0	1	0	1	0
0	1	1	0	1
1	0	0	1	0
1	0	1	0	1
1	1	0	0	1
1	1	1	1	1

Как правило, необходимо складывать многоразрядные двоичные числа, поэтому на основе одноразрядных сумматоров строятся многоразрядные сумматоры.

28.3. МНОГОРАЗРЯДНЫЕ СУММАТОРЫ

Многоразрядные сумматоры предназначены для выполнения операций сложения многоразрядных двоичных чисел, представленных в прямом, дополнительном или обратном кодах. Строятся они на основе одноразрядных сумматоров и отличаются между собой цепями переноса.

Сумматор с последовательным переносом.

Состоит из одноразрядных сумматоров. На вход поступают двоичные числа:

- $A = (a_i)$,
- $B = (b_i)$.

– Переносы идут последовательно: из 1-го разряда во 2-й, в 3-й и т. д.

Такой сумматор используется только в случае суммирования обратных кодов двоичных чисел.

Схема сумматора имеет вид, представленный на рис. 28.4.

Принцип работы следующий.

Разряды слагаемых A и B поступают на вход сумматора одновременно (параллельным обратным кодом).

По результатам сложения на выходах одноразрядных сумматоров формируются S_i, P_i .

Время получения сигнала переноса из 1-го разряда = t_{Π} , через $2 t_{\Pi}$ получается перенос из 2-го разряда и т. д. В конечном счете время формирования переносов равно nt_{Π} . Тогда время сложения в таком сумматоре

$$t_{\text{сложения}} = nt_{\Pi} + t_{\text{суммир}},$$

где $t_{\text{суммир}}$ — время суммирования в одном разряде.

К достоинству схемы сумматора с последовательным переносом относится простота реализации и однотипность (регулярность) структуры.

Недостатком построения такого многоразрядного сумматора является низкое быстродействие.

Поэтому на практике применяются различные способы ускорения переносов:

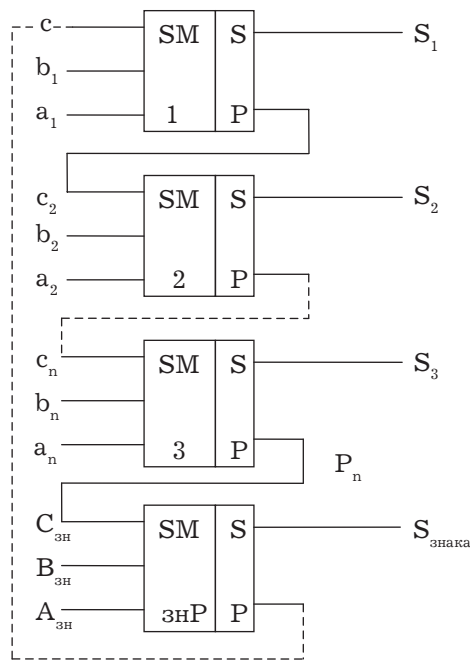


Рис. 28.4. Схема многоразрядного сумматора с последовательным переносом

- суммирование с одновременным переносом;
- суммирование со сквозным переносом;
- суммирование с групповым переносом.

Для примера приведем схему комбинационногонного сумматора с одновременным переносом (рис. 28.5).

При этом решение задачи суммирования сводится к технической реализации следующих формул.

$$P = ab \vee cC_1,$$

где $P = ab$,
 $C_1 = a \otimes b$ — сумма “по модулю 2”,
 c — перенос из предыдущего разряда.

При этом одновременный перенос организуется по следующей формуле:

$$P_i = P_i \vee P_{i-1} C_i, \quad (28.9)$$

где $P_i = a_i b_i$ — поразрядный перенос;
 P_{i-1} — перенос из предыдущего разряда в данный разряд;
 $C_i = \bar{a}_i b_i \vee a_i \bar{b}_i$ — сумма слагаемых “по модулю 2”.

Так как в первом разряде $P_{i-1} = 0$, то для организации последовательного переноса можно записать:

$$\begin{aligned} P_1 &= P_1; \\ P_2 &= P_2 \vee P_1 C_2; \\ P_3 &= P_3 \vee P_2 C_3; \\ P_4 &= P_4 \vee P_3 C_4. \end{aligned}$$

Чтобы организовать параллельный перенос, необходимо произвести следующие математические преобразования: подставить формулу для P_1 в последующие формулы для P_i , ($i = 2, 3, 4$). В итоге получим следующие формулы параллельного переноса:

$$\begin{aligned} P_1 &= P_1, \\ P_2 &= P_2 \vee P_1 C_2, \\ P_3 &= P_3 \vee (P_1 C_2) C_3 = P_3 \vee P_2 C_3 \vee P_1 C_2 C_3, \\ P_4 &= P_4 \vee P_3 C_4 \vee P_2 C_3 C_4 \vee P_1 C_2 C_3 C_4. \end{aligned}$$

В приведенной схеме (рис. 28.5) узлы переноса (УП1 и УП2) представляют собой комбинацию базовых логических элементов “И” и “ИЛИ”, выполняющих операции по формулам параллельного переноса (рис. 28.6).

Время сложения в таком сумматоре значительно меньше, чем в предыдущем:

$$t_{\text{сложения}} = t_{\text{переноса}} + 2 t_{\text{суммир полусумм}}$$

Недостатком является значительное усложнение схемы и введение сложных узлов переноса, построенных на ЛЭ “И — ИЛИ”.

На практике делают сумматоры с комбинированным переносом, объединяя одnorазрядные сумматоры в группы по 3–5, и внутри групп делается одновременный перенос. Затем между группами делается либо последовательный, либо групповой, либо комбинированные переносы.

Тема: СТАТИЧЕСКИЕ ТРИГГЕРЫ, СЧЕТЧИКИ ИМПУЛЬСОВ, РЕГИСТРЫ

29.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О ТРИГГЕРАХ, НАЗНАЧЕНИЕ, УСЛОВНОЕ ОБОЗНАЧЕНИЕ

Триггер — это цифровой автомат с памятью и двумя равноправными устойчивыми состояниями, его последующее состояние зависит не только от входного сигнала, но и от предыдущего состояния.

Схемное обозначение триггера имеет вид (рис. 29.1).

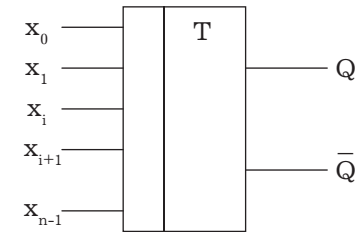


Рис. 29.1. Схемное обозначение статического триггера

На схеме (рис. 29.1) символами x_0, x_1, \dots, x_{n-1} обозначены информационные входы триггера, символами Q и \bar{Q} — прямой и инверсный выходы триггера. Когда на прямом выходе отсутствует потенциал логической единицы ($Q = 0$), триггер находится в нулевом состоянии, если же $Q = 1$ — в единичном состоянии. Имеет место также неопределенное состояние триггера, когда во время воздействия входных сигналов потенциалы на выходах триггера равнозначны ($Q = \bar{Q}$). По предназначению, технической реализации и другим признакам триггеры подразделяются на классы.

1. По способу записи информации:

– синхронные (тактируемые), кроме информационных входов имеют один или несколько входов синхронизации, ин-

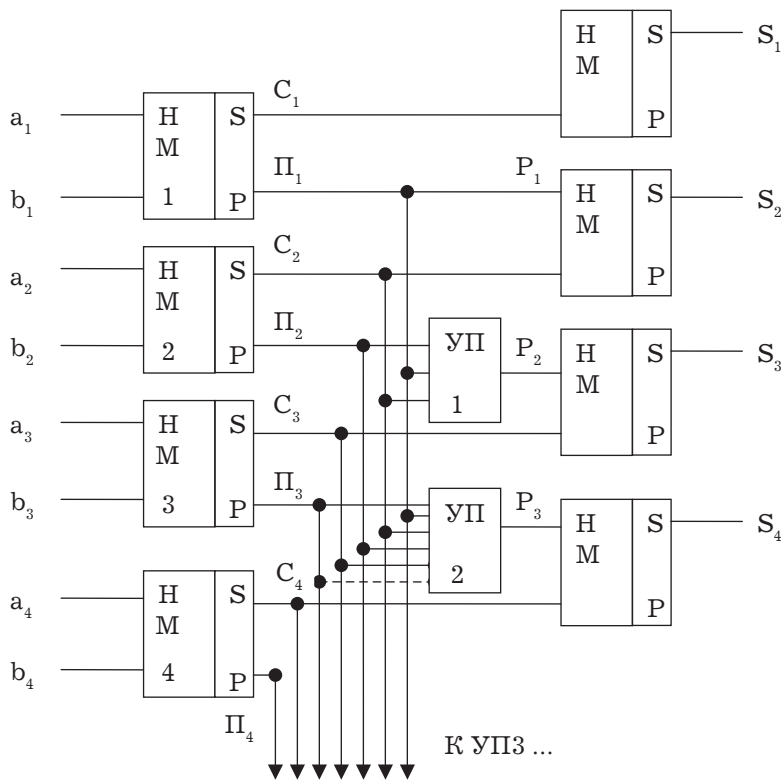


Рис. 28.5. Схема построения комбинационного сумматора с одновременным переносом

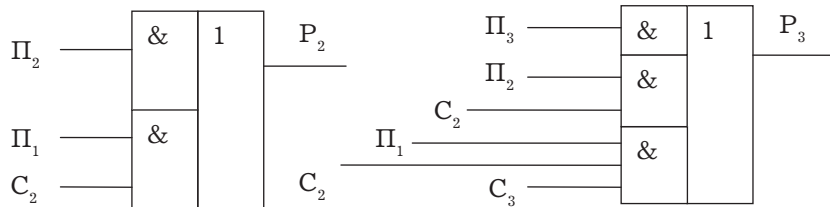


Рис. 28.6. Схема узлов переноса

формация в триггер записывается только при наличии сигнала синхронизации;

- асинхронные (несинхронизируемые), имеют только информационные входы, переключаются в новые состояния сразу с поступлением информационных сигналов.

2. По способу синхронизации:

- с потенциальными входами и синхронизацией, т. е. если подан сигнал синхронизации, равный 1, то он воздействует на триггер в течение всего времени его существования;

- с динамическими (импульсными) входами и синхронизацией, т. е. триггер воспринимает только тот входной сигнал, который совпал по времени с фронтом синхронизирующего.

3. По функциональному назначению:

- RS — триггеры;
- T — триггеры;
- D — триггеры;
- JK — триггеры.

4. По сложности построения:

- одноступенчатые;
- двухступенчатые.

Технически триггеры могут быть реализованы на отдельных элементах электронных схем (транзисторах, резисторах, конденсаторах и др.) либо на монокристаллах кремния в виде интегральных микросхем. В цифровой технике триггер используется в качестве специфического комбинационного узла или цифрового автомата с памятью. В этом случае к нему предъявляются повышенные требования по быстродействию. Классической схемой триггера является транзисторный триггер.

29.2. ТРАНЗИСТОРНЫЙ ТРИГГЕР

Транзисторные триггеры могут строиться на основе транзисторных ключей с общим эмиттером. Принципиальная схема такого триггера приведена на рис. 29.2.

Триггер (рис. 29.2) — наиболее быстродействующая схема из подобных триггеров. Схема собрана на двух транзисторных

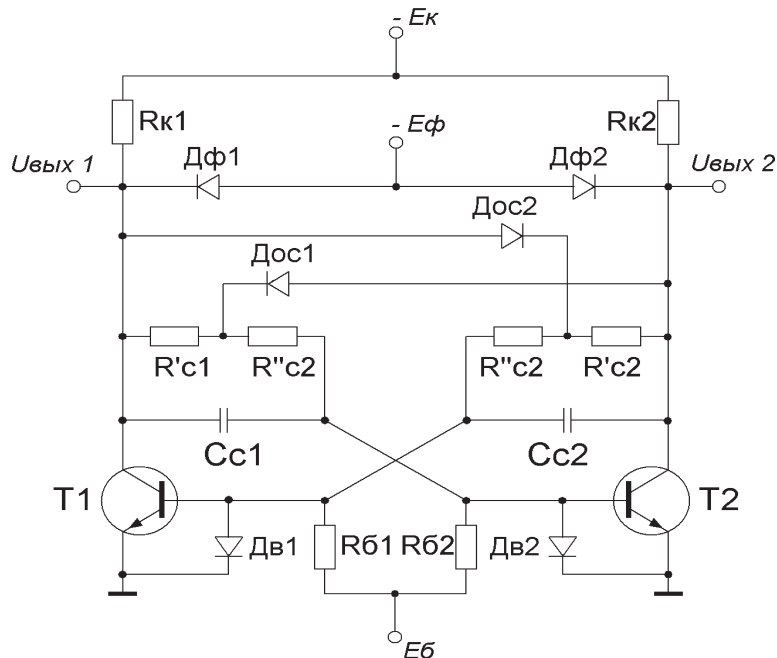


Рис. 29.2. Принципиальная схема статического триггера на транзисторных ключах

ключах с общим эмиттером. Ключи охвачены положительной обратной связью, что обеспечивает два устойчивых состояния триггера. Такая схема надежно обеспечивает статическую память триггера.

В некоторых случаях для повышения быстродействия и выходного сопротивления (нагрузочной способности) применяются схемы с встроенными выходными эмиттерными повторителями (рис. 29.3).

Представленные триггеры используются, как правило, в промышленной автоматике. В цифровых вычислительных средствах, где предъявляются высокие требования к компактности электронных схем, применяются триггеры в интегральном исполнении на основе базовых логических элементов.

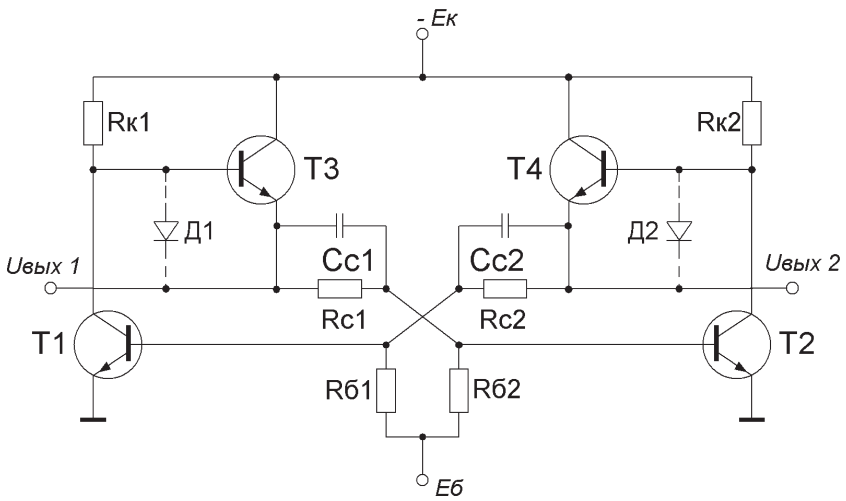


Рис. 29.3. Принципиальная схема статического транзисторного триггера на основе электронных ключей и эмиттерных повторителей

29.3. ИНТЕГРАЛЬНЫЕ ТРИГГЕРЫ

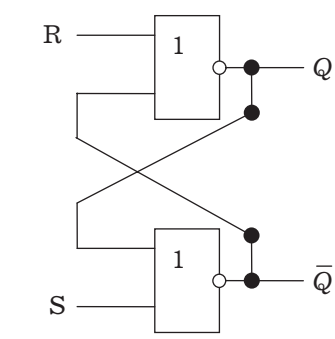


Рис. 29.4. Схемная реализация RS-триггера на базовых логических элементах:
R, S — информационные входы схемы,
Q, FFF — прямой и инверсный выходы.

Интегральные триггеры, как правило, строятся на основе логических элементов “И-НЕ” или “ИЛИ-НЕ”.

Для примера следует привести схему RS-триггера на логических элементах “ИЛИ-НЕ” (рис. 29.4).

Функционирование триггера можно пояснить таблицей переходов, представленной ниже.

S^n	R^n	Q^{n+1}
0	0	Q^n
0	1	0
1	0	1
1	1	Не опред.

Условное схемное обозначение RS-триггера (рис. 29.5).

Для построения интегральных счетчиков и сдвигающих регистров необходимы специальные триггеры с задержкой срабатывания на время длительности сигнала синхронизации. С этой целью применяются двух ступенчатые RS-триггеры (рис. 29.6).

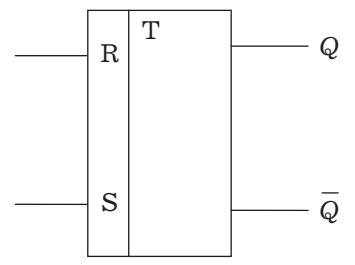


Рис. 29.5. Условное обозначение RS-триггера

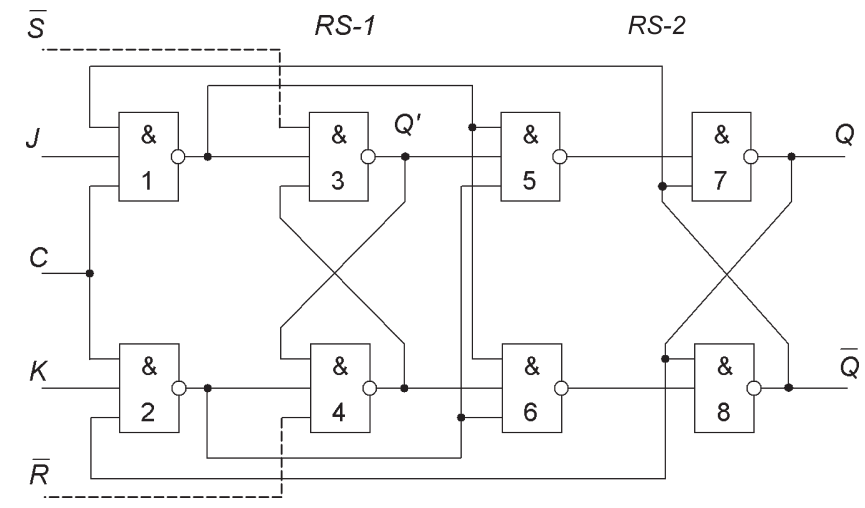
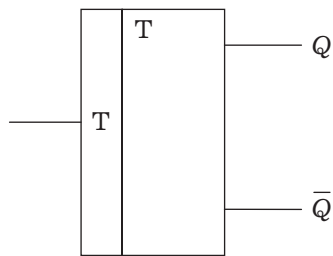


Рис. 29.6. Схемная реализация двухступенчатого RS-триггера

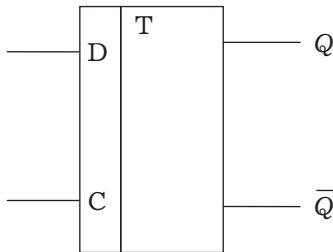
Такие триггеры называют триггерами с внутренней задержкой или T-триггеры.

T-триггер — это счетный триггер, который не изменяет своего состояния при поступлении на его вход сигнала логического “0” и переключается в противоположное состояние, когда на его вход поступает сигнал логической “1”.

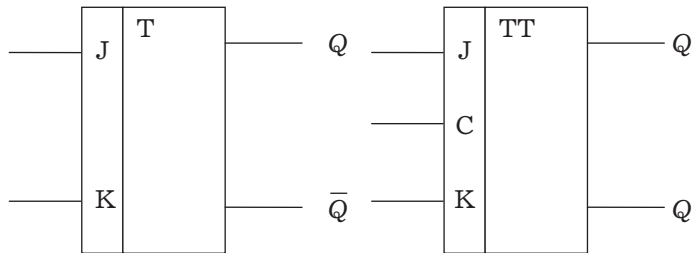
На схемах T-триггер обозначается следующим образом:



D-триггер — это триггер с одним информационным входом. В вычислительной технике применяются только синхронные D-триггеры. На схемах они имеют следующее обозначение:



Универсальным триггером с отдельной установкой состояний “0” и “1” является JK-триггер, условное обозначение которого приведено ниже (несинхронизируемый и синхронный соответственно).



JK-триггер не имеет неопределенного состояния и может использоваться в различных режимах: как RS-триггер или D-триггер. На практике JK-триггеры строятся на основе синхронных RS-триггеров. Схема построения приведена ниже (рис. 29.7).

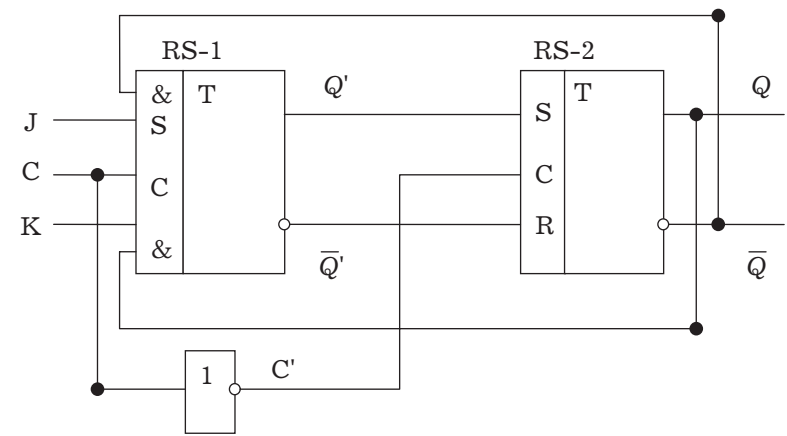


Рис. 29.7. Схемная реализация JK-триггера

Триггеры различного назначения используются для построения различных комбинационных узлов цифровой вычислительной техники.

29.4. ОБЩИЕ ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ И РАБОТЫ РЕГИСТРОВ

Регистр — цифровое устройство для регистрации (хранения) двоично-кодированной информации и выполнения над ней различных операций. Относится к цифровым устройствам накапливающего типа. Строятся на основе триггеров.

Основные операции, производимые с регистром:

- установка регистра в состояние “0”;
- прием слова в регистр и выдача его из регистра;
- преобразование двоичного кода из прямого в обратный и наоборот;
- сдвиг слова (числа) влево или вправо на требуемое число разрядов;
- преобразование последовательного кода в параллельный или наоборот.

Для примера приведем схему параллельного регистра с одноканальной (однофазной) записью (рис. 29.8.).

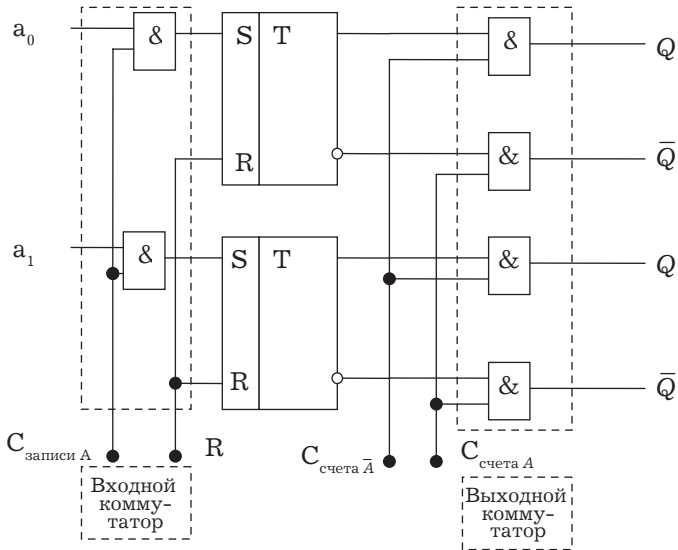


Рис. 29.8. Схемная реализация параллельного регистра

- $C_{\text{записи } A}$ — сигнал записи числа $A = (a_0, a_1, \dots, a_n, \dots, a_n)$ в регистр;
- R — сигнал установки регистра в состояние "0";
- $C_{\text{счета FFF}}$ — считывание из регистра обратного кода числа;
- $C_{\text{счета } A}$ — считывание из регистра прямого кода числа.

Условное обозначение параллельного регистра на схеме имеет вид:

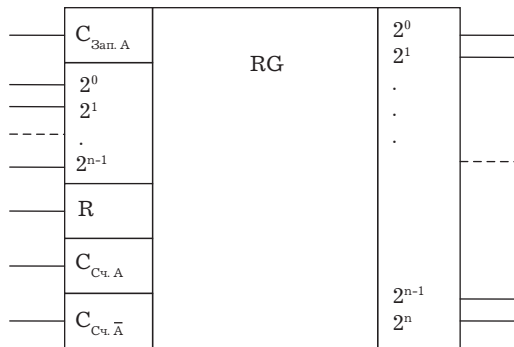


Рис. 29.9. Условное обозначение параллельного регистра

Сдвигающие регистры строятся на основе синхронных RS-, D-, JK- триггеров.

Схема сдвигающего регистра на синхронных JK-триггерах представлена на рис. 29.10.

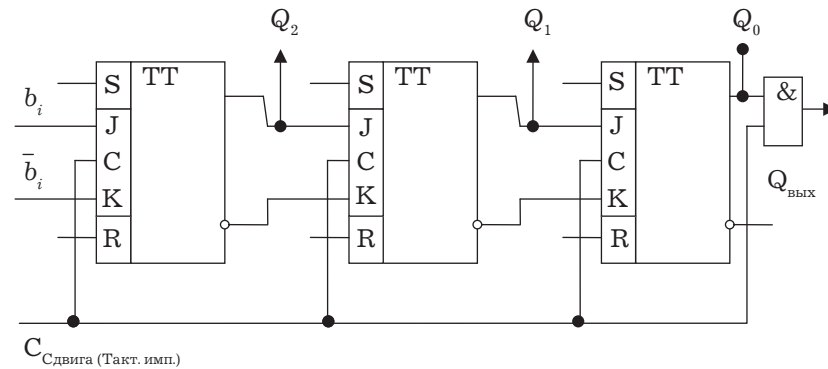


Рис. 29.10. Схемная реализация сдвигающего регистра

Таким образом Регистры являются цифровыми устройствами накапливающего типа с памятью.

29.5. НАЗНАЧЕНИЕ И ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ СЧЕТЧИКОВ ИМПУЛЬСОВ

Счетчик — цифровой автомат (устройство), предназначенное для подсчета количества единиц информации, поступающей на его вход. Как правило, счетчик строится на последовательно соединенных Т-триггерах со счетным входом.

Классификация счетчиков

1. По назначению:

- суммирующие;
- вычитающие;
- реверсивные.

2. По структуре построения:

- асинхронные с последовательным или сквозным переносом;

Тема: ДЕШИФРАТОРЫ, КОМПАРАТОРЫ, ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ “КОД-НАПРЯЖЕНИЕ”

– синхронные с параллельным или сквозным переносом.
 Для примера приведем схему асинхронного трех разрядного суммирующего счетчика с последовательным переносом (рис. 29.11).

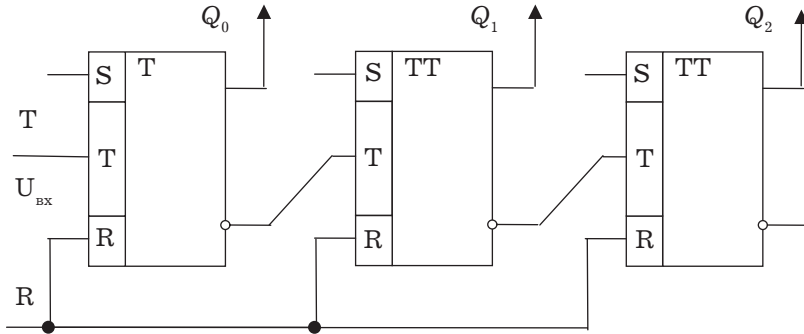


Рис. 29.11. Схема построения трех разрядного асинхронного суммирующего счетчика

Представленный выше счетчик является счетчиком с последовательным переносом. Структура такого счетчика проста, однако, быстродействие очень низкое. Поэтому в случае необходимости высокой скорости счета строятся более сложные схемы со сквозным или параллельным переносом из разряда в разряд.

Наиболее простыми являются счетчики с последовательным переносом. Наиболее сложными — синхронные счетчики с параллельным переносом. Они имеют нерегулярную структуру. Наибольшее быстродействие имеют счетчики с параллельным и сквозным переносом, наименьшее — с последовательным.

Таким образом в лекции рассмотрены комбинационные электронные устройства накапливающего типа с памятью. Они являются основными составными элементами различных цифровых вычислительных устройств.

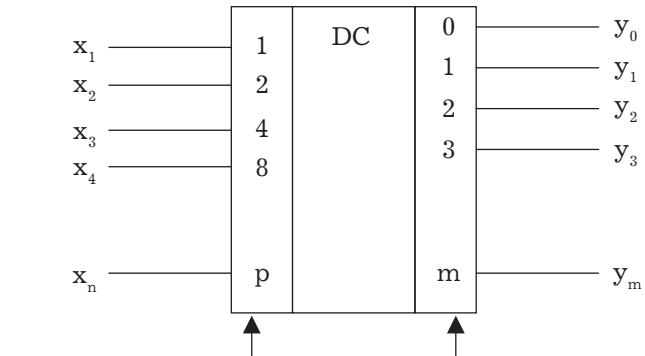
30.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О ДЕШИФРАТОРАХ, НАЗНАЧЕНИЕ, УСЛОВНОЕ ОБОЗНАЧЕНИЕ

Дешифратором (DC) называется устройство, предназначенное для преобразования n-разрядного двоичного кода (слова) в единичный сигнал на одном из выходов. Как правило, такое преобразование необходимо для обеспечения удобства пользования цифровыми вычислительными средствами различных уровней. Дешифраторы, например, преобразуют двоичный цифровой код в десятичный и наоборот.

Дешифратор имеет n входов и 2^n выходов.

Единичный сигнал на i-м выходе DC ($y_i = 1$) формируется в том случае, когда номер этого выхода в десятичной системе счисления совпадает со значением числа двоичного кода.

Условное обозначение дешифратора имеет вид (рис. 30.1).



Входное поле $p = 2^n - 1$ — вес соответствующего двоичного разряда

Выходное поле $m = 2^n - 1$, номер выхода соответствует значению входного двоичного кода.

Рис. 30.1. Условное схемное обозначение дешифратора

На выходе дешифратора формируются $Y_0, Y_1, Y_2, Y_3, \dots, Y_m$ — независимые функции, каждую из них можно реализовать с помощью базового логического элемента “И”, имеющего много входов.

Такой (линейный) дешифратор обладает самым высоким быстродействием, однако разрядность его ограничивается числом входов ЛЭ (не более 8).

Поэтому строят многоступенчатые и матричные дешифраторы.

30.2. НАЗНАЧЕНИЕ И ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ КОМПАРАТОРОВ

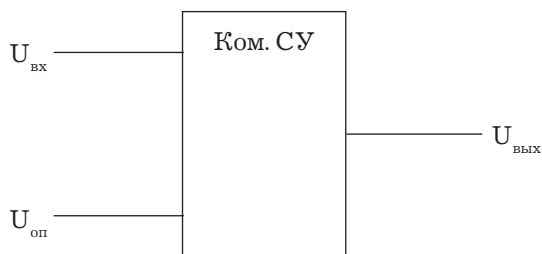
Компараторы — это амплитудные сравнивающие устройства (СУ), имеют два аналоговых входа: на один подается опорное напряжение, на второй — входное (сравниваемое с опорным). Выход компаратора, как правило, цифровой.

Компаратор сравнивает $U_{вх}$ и $U_{оп}$, в момент их равенства ($U_{вх} = U_{оп}$) формирует на выходе перепад напряжения (логический “0” или “1”).

Если $U_{вх} < U_{оп}$, то $U_{вых} = U^0$; если $U_{вх} > U_{оп}$, то $U_{вых} = U^1$.

Компаратор определяет знак разности и момент, когда эта разность равна “0” с некоторой погрешностью.

На электронных схемах компаратор как отдельный функциональный элемент имеет свое обозначение (рис. 30.2):



30.2. Условное обозначение компаратора

Компараторы строятся на полупроводниковых приборах (диодах, транзисторах) в виде простых балансных схем, а так-

же на основе дифференциальных усилителей с применением положительной обратной связи для коррекции статической передаточной характеристики схемы и повышения чувствительности (снижения погрешности сравнения).

Также для получения высоких быстродействия и чувствительности разработаны и выпускаются компараторы в виде ИМС (интегральные компараторы).

30.3. ОБЩИЕ ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ И РАБОТЫ ЦИФРО-АНАЛОГОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Цифро-аналоговые преобразователи (ЦАП) предназначены для формирования аналогового напряжения на выходе в зависимости от входного числа, представленного в виде двоичного цифрового кода. ЦАП используются в управляющих цифровых вычислительных комплексах (ЦВК), способных обеспечивать автоматическую или автоматизированную работу производственных конвейеров, станков с числовым программным управлением (ЧПУ), а также сложных бытовых электроприборов.

Цифро-аналоговое преобразование можно рассматривать как суммирование эталонов какой-то аналоговой величины.

ЦАП можно рассматривать как множительное устройство, которое перемножает аналоговую величину (эталонную) на другую величину, представленную в виде цифрового кода.

Аналоговой величиной может быть:

- напряжение (преобразователь “код-напряжение” — ПКН;
- ток, (преобразователь “код-ток” — ПКТ;
- временной интервал, (преобразователь “временной интервал-код” ПВК;
- частота и др.

Широкое распространение в электронных устройствах различного назначения получили преобразователи “код-напряжение” — ПКН.

Пример схемного исполнения ПКН показан на рис. 30.3.

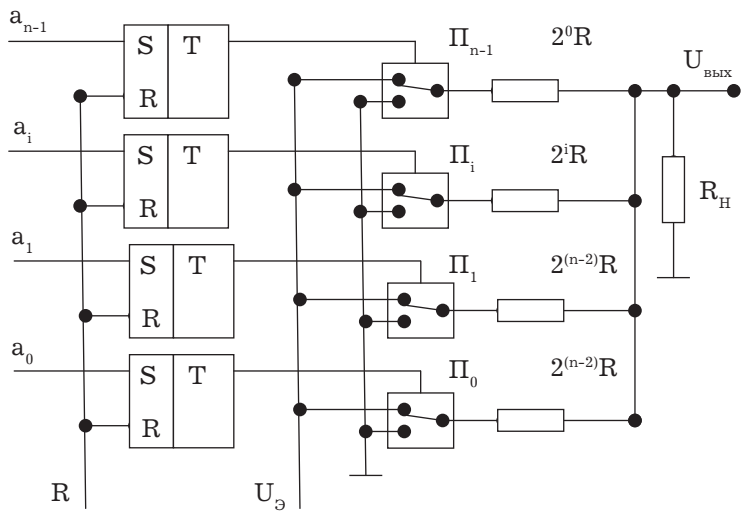


Рис. 30.3. Схемная реализация преобразователя “код-напряжение”

На входе ПКН — цифровой код $A = (a_0, a_1, a_2, \dots, a_i, \dots, a_{n-1})$ и эталонное напряжение $U_э$.

На выходе — $U = N U_э$, где N — значение числа в двоичном коде.

$$N = a_0 2^0 + a_1 2^1 + \dots + a_i 2^i + \dots + a_{n-1} 2^{n-1}.$$

Алгоритм преобразования следующий:

$$U = \sum_{i=1}^{n-1} a_i 2^i.$$

ПКН по типу используемых эталонов подразделяются на:

- преобразователи с суммированием единичных эталонов, равных шагу квантования. В таком преобразователе на вход поступает число — импульсный код, N — число импульсов;
- преобразователи с суммированием эталонов с учетом веса разрядов, при этом на вход поступает двоичный код.

ПКН по виду входного кода бывают последовательные и параллельные.

ПКН могут быть:

- непосредственного преобразования (код сразу преобразуется в напряжение);
- с промежуточным преобразованием (сначала код преобразуется в другую аналоговую величину (временной интервал или частоту), а затем уже эта аналоговая величина преобразуется в напряжение).

Наибольшее распространение на практике получили параллельные ПКН из-за высокого быстродействия.

Рассмотренные выше комбинированные электронные приборы являются составными элементами современных цифровых и управляющих вычислительных машин.

30.4. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НАПЯЖЕНИЯ В КОД

На практике, особенно для обеспечения работы управляющих вычислительных комплексов, требуется выполнение обратной ПКН операции. Для этого применяются преобразователи “напряжение — код” (ПНК). Информация таких устройств используется в качестве сигналов обратной связи в цифровых системах управления различного назначения.

Принцип преобразования:

- уравнивание преобразуемого входного напряжения суммой эталонов;
- подсчет числа эталонов;
- формирование выходного кода.

В зависимости от способа формирования эталонов различают ПНК:

- последовательного счета, когда величина эталона равна шагу квантования. При этом подсчитывается количество эталонов для уравнивания входного напряжения. Момент равенства набора суммы эталонов с входным напряжением фиксируется сравнивающим устройством (компаратором), которое на выходе формирует код, соответствующий величине входного напряжения;
- поразрядного кодирования, когда имеется несколько эталонов напряжения, отличающиеся каждый последующий

от предыдущего на величину квантования, при этом в схеме необходимо соответствующее число компараторов.

Таким образом, рассмотренные выше сложные комбинационные устройства цифрового и цифроаналогового типа являются неотъемлемыми компонентами цифровых вычислительных комплексов, управляющих современными производственными процессами различного назначения.

КОНТРОЛЬНЫЕ ТЕСТЫ И КОДЫ ТЕСТОВ ПО УЧЕБНОЙ ДИСЦИПЛИНЕ

Вариант № 1

1. Указать формулу абсолютной погрешности измерения, где α_x — измеренное значение, α — истинное,

1. $\delta_\alpha = \frac{\Delta\alpha}{\alpha}$

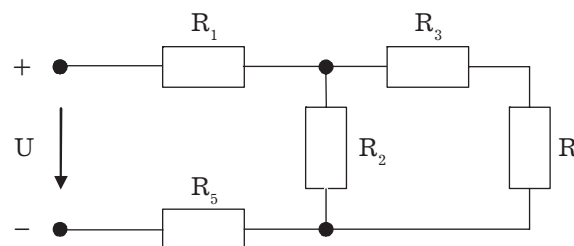
2. $\Delta\alpha = \alpha_x - \alpha$

3. $\Delta\alpha = \alpha_x + \alpha$

4. $\delta_\alpha = \frac{\Delta\alpha}{\alpha} / 100\%$

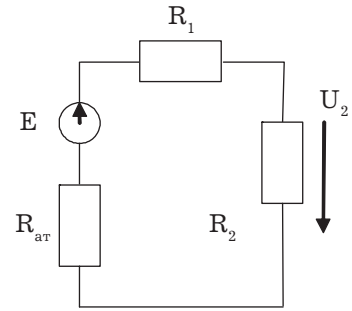
5. $\delta_\alpha = \frac{\Delta\alpha}{\alpha} * 100\%$

2. Определить эквивалентное (полное) сопротивление цепи $R_{\text{экв}}$, если $R_1 = 2\text{ Ом}$, $R_2 = 10\text{ Ом}$, $R_3 = 3\text{ Ом}$, $R_4 = 7\text{ Ом}$, $R_5 = 3\text{ Ом}$.



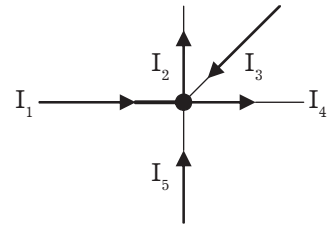
1. 10 Ом
2. 13 Ом
3. 7,5 Ом
4. 5 Ом
5. 25 Ом

3. Определить напряжение на участке цепи (U_2), если $E = 10 \text{ В}$, $R_{\text{вт}} = 1 \text{ Ом}$, $R_1 = 6 \text{ Ом}$, $R_2 = 3 \text{ Ом}$.



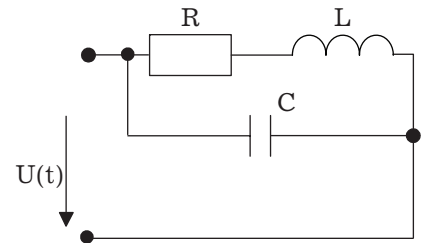
1. 5 В
2. 3 В
3. 10 В
4. 7 В
5. 4 В

4. Определить ток I_4 , если $I_1 = 1 \text{ А}$, $I_2 = 3 \text{ А}$, $I_3 = 5 \text{ А}$, $I_5 = 2 \text{ А}$



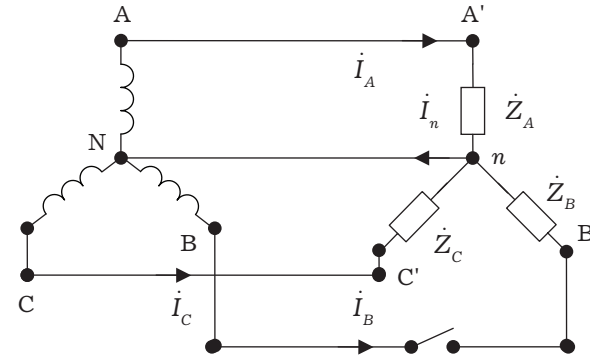
1. 11 А
2. 4 А
3. 5 А
4. 7 А
5. 8 А

5. Какое соотношение соответствует наибольшему коэффициенту мощности цепи, где $U(t) = U_m \sin(\omega t - \varphi_u)$



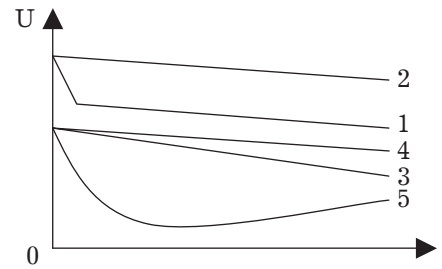
1. $X_L \neq X_C$
2. $X_L > X_C$
3. $X_L \ll X_C$
4. $X_L < X_C$
5. $X_L = X_C$

6. Чему равен ток в нейтральном проводе при отрыве фазы В



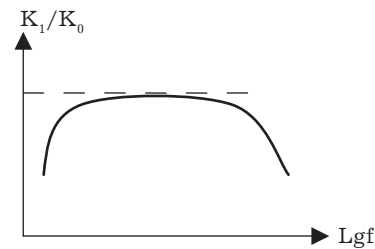
1. $\dot{i}_n = \dot{i}_A + \dot{i}_C$
2. $\dot{i}_n = \dot{i}_A / \dot{i}_C$
3. $\dot{i}_n = \dot{i}_A - \dot{i}_C$
4. $\dot{i}_n = \dot{i}_A \cdot \dot{i}_C$
5. $\dot{i}_n = \dot{i}_A$

7. Какая внешняя характеристика выпрямителя соответствует включению в схему LC — фильтра



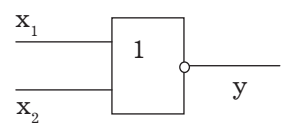
- 1.
- 2.
- 3.
- 4.
- 5.

8. График какой характеристики усилителя представлен на рисунке?



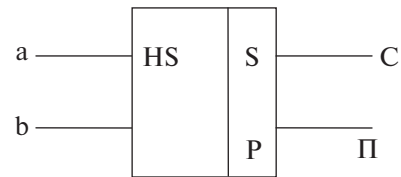
1. амплитудно-частотная
2. выходная
3. амплитудная
4. переходная
5. входная

9. Какую операцию выполняет схема?



1. $y = \overline{x_1 - x_2}$
2. $y = \sum x_1 + x_2$
3. $y = \sqrt{x_1 + x_2}$
4. $y = \overline{x_1 + x_2}$
5. $y = x_1 + x_2$

10. По какой формуле работает полусумматор?



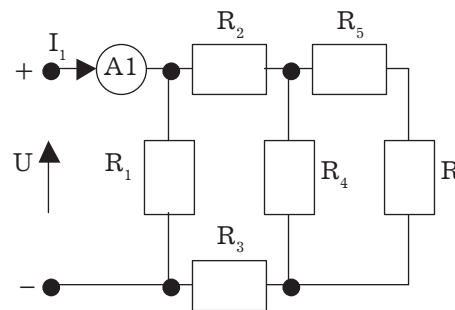
1. $c = \bar{a}b \vee a\bar{b}, P = ab$
2. $c = \bar{a}b \vee \bar{a}\bar{b}, P = ba$
3. $c = \bar{a}b \& a\bar{b}, P = ab$
4. $c = b \vee a, P = ab$
5. $c = \bar{a} \vee \bar{b}, P = ab$

Вариант № 2

1. Указать формулу, определяющую класс точности электроизмерительного прибора.

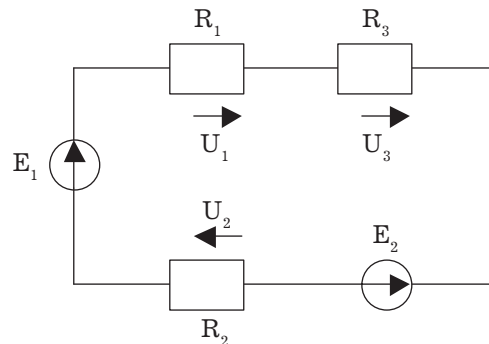
1. $k = \frac{\Delta\alpha\alpha_N}{100\%}$
2. $k = \frac{\alpha_N}{\Delta\alpha} 100\%$
3. $k = \frac{\Delta\alpha}{\alpha_N} 100\%$
4. $k = \frac{100\%}{\Delta\alpha\alpha_N}$
5. $k = \frac{0,5 * \Delta\alpha}{\alpha_N} 100\%$

2. Определить ток в цепи I_1 , если: $U = 10$ В, $R_1 = 4$ Ом, $R_2 = 4$ Ом, $R_3 = 3$ Ом, $R_4 = 2$ Ом, $R_5 = 1$ Ом, $R_6 = 1$ Ом.



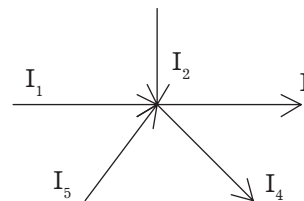
- 1 2,5 А,
- 2 4 А,
- 3 10 А,
- 4 7,5 А,
- 5 5 А.

3. Определить напряжение источника E_2 , если : $E_1 = 15$ В, $U_1 = 3$ В, $U_2 = 5$ В, $U_3 = 2$ В.



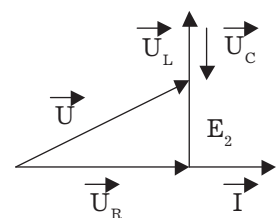
- 1 10 В,
- 2 15 В,
- 3 18 В,
- 4 25 В,
- 5 22 В.

4. Определить ток I_1 , если : $I_2 = 3$ А, $I_3 = 5$ А, $I_4 = 6$ А, $I_5 = 5$ А.

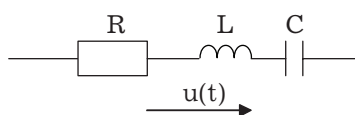


- 1 7 А,
- 2 3 А,
- 3 12 А,
- 4 9 А,
- 5 5 А.

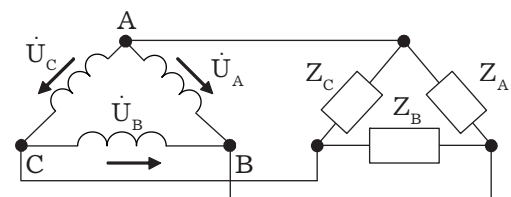
5. Какому соотношению реактивных сопротивлений соответствует векторная диаграмма?



- 1 $X_L \leq X_C$,
- 2 $X_L \geq X_C$,
- 3 $X_L = X_C$,
- 4 $X_L < X_C$,
- 5 $X_L > X_C$.

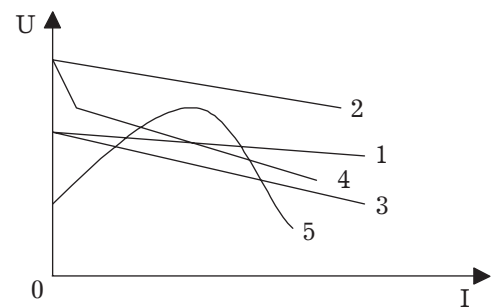


6. Каково соотношение между линейными и фазными напряжениями в симметричной цепи 3^x фазного тока?



- 1 $U_A = U_{AB}$,
- 2 $U_A > U_{AB}$,
- 3 $U_A < U_{AB}$,
- 4 $U_A = \sqrt{3}U_{AB}$,
- 5 $U_A = \sqrt{2}U_{AB}$.

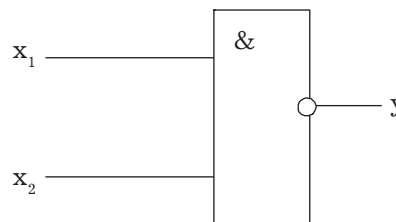
7. Какая из внешних характеристик выпрямителя соответствует включению в схему С — фильтра?



8. По какой формуле определяется коэффициент усиления по мощности резистивного усилителя?

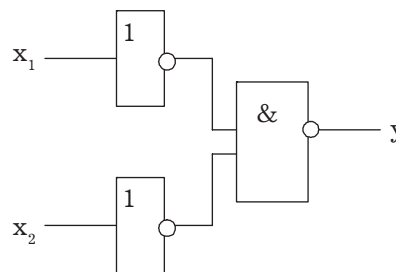
- 1 $K_p = U_{вых} I_{вых}$,
- 2 $K = IR^2$,
- 3 $K_p = K_U K_I$,
- 4 $K_p = \frac{K_U}{K_I}$,
- 5 $K_p = K_U + K_I$.

9. Какую операцию выполняет схема?



- 1 $y = \overline{x_1 \vee x_2}$,
- 2 $y = \overline{x_1} \rightarrow x_2$,
- 3 $y = \overline{x_1 x_2}$,
- 4 $y = \overline{x_1} \vee x_2$,
- 5 $y = x_1 \rightarrow x_2$.

10. По какой формуле работает устройство?



- 1 $y = \overline{x_1 \vee x_2}$,
- 2 $y = x_1 x_2$,
- 3 $y = x_1 \rightarrow x_2$,
- 4 $y = \overline{x_1 x_2}$,
- 5 $y = x_1 \vee x_2$.

Вариант № 3

1. Абсолютная погрешность прибора в зависимости от класса точности определяется по формуле:

$$1) \Delta\alpha = \pm K \frac{\alpha_N}{100},$$

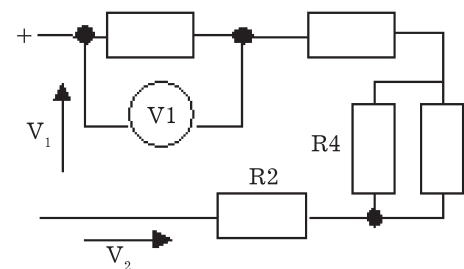
$$2) \Delta\alpha = \pm K \frac{\alpha_N}{10},$$

$$3) \Delta\alpha = K \frac{\alpha_N}{100},$$

$$4) \Delta\alpha = \pm K \frac{\alpha_N}{1000},$$

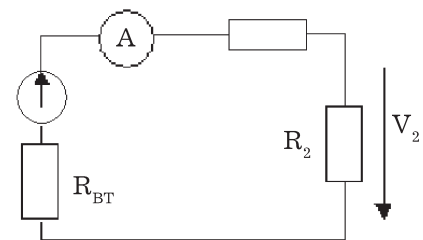
$$5) \Delta\alpha = \pm L \frac{\alpha_N}{100}.$$

2. Определить напряжение V_2 , если $V_1 = 10$, $R_1 = 1$ Ом, $R_2 = 3$ Ом, $R_3 = 1$ Ом, $R_4 = 1$ Ом, $R_5 = 1$ Ом.



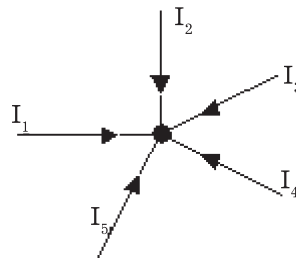
- 1 0,5 В,
- 2 7 В,
- 3 5,5 В,
- 4 3 В,
- 5 1 В.

3. Определить напряжение источника э. д. с. E , если ток в цепи $I = 1$ А, $R_{BT} = 1$ Ом, $R_1 = 6$ Ом, $V_2 = 3$ В.



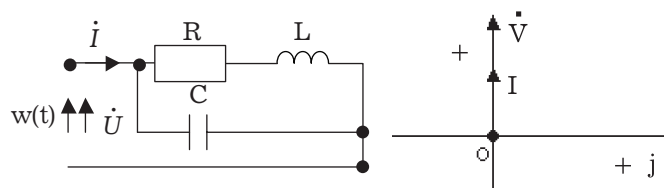
- 1 10 В,
- 2 3 В,
- 3 15 В,
- 4 7,5 В,
- 5 5 В.

4. Определить ток I_3 , если: $I_1 = 5$ А, $I_2 = 7$ А, $I_4 = 6$ А, $I_5 = 2$ А.



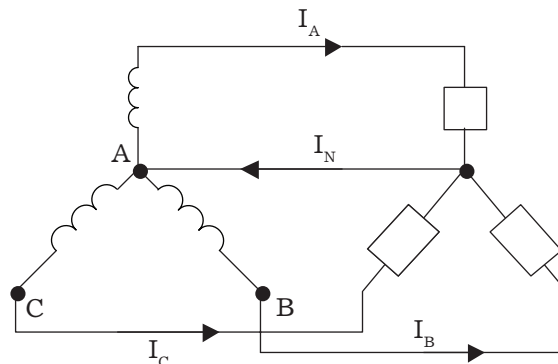
- 1 7 А,
- 2 10 А,
- 3 4 А,
- 4 5 А,
- 5 2 А.

5. Какому соотношению мощностей в цепи соответствует векторная диаграмма?



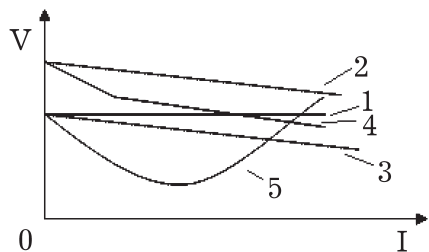
- 1 $S = 0$,
- 2 $P = 0$,
- 3 $P = Q_L$,
- 4 $P = S$,
- 5 $P = Q_C$.

6. Вычислить ток в фазе В, если известны I_A , I_C , I_N



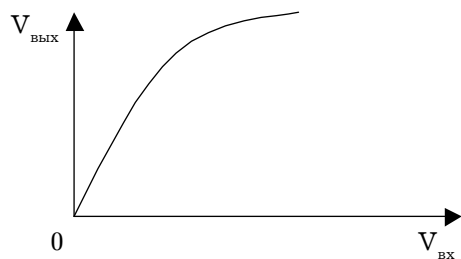
- 1 $I_B = I_A + I_C - I_V$,
- 2 $I_B = I_V + I_C - I_A$,
- 3 $I_B = I_A + I_V - I_C$,
- 4 $I_B = I_A - I_C - I_V$,
- 5 $I_B = I_A - I_C + I_V$.

7. Какая из внешних характеристик выпрямителя соответствует включению в схему L-фильтра?



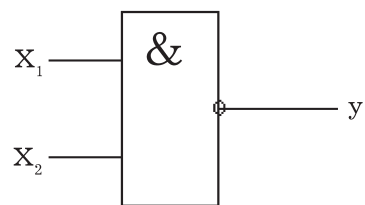
- 1 1,
- 2 2,
- 3 3,
- 4 4,
- 5 5.

8. Какую характеристику транзисторного усилителя отражает график?



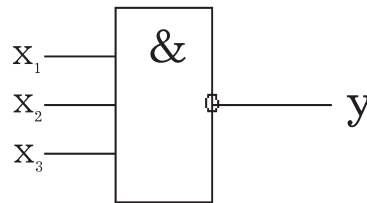
1. амплитудную,
2. переходную,
3. частотную,
4. фазовую,
5. входную.

9. Какой из столбцов таблицы (1...5) отражает работу схемы (выход y:), изображенной на рисунке?



N	X ₁	X ₂	1	2	3	4	5
	0	0	0	1	0	1	1
	1	0	1	1	1	0	1
	0	1	1	1	1	0	0
	1	1	1	0	0	1	1

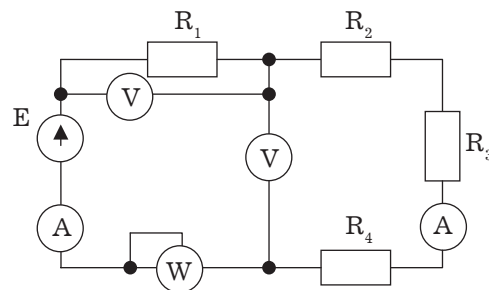
10. По какой формуле работает логический элемент 3 И-НЕ?



- 1 $y = \overline{x_1 x_2 x_3}$,
- 2 $y = \overline{x_2 x_2 x_3}$,
- 3 $y = \overline{x_3 x_2 x_3}$,
- 4 $y = \overline{x_1 x_3 x_3}$,
- 5 $y = x_1 x_2 x_1$,

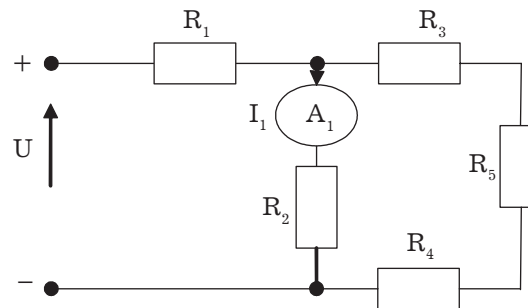
Вариант № 4

1. Какой прибор в приведенной схеме включен неправильно?



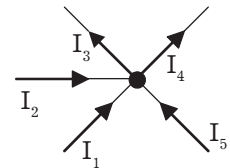
1. A1,
2. A2,
3. V2,
4. V1,
5. W.

2. Определить ток I_1 в ветви схемы, если $U = 15$ В, $R_1 = 5$, $R_2 = 5$ Ом, $R_3 = 7$ Ом, $R_4 = 3$ Ом, $R_5 = 10$ Ом.



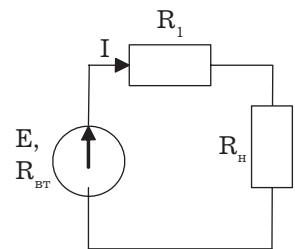
1. 1,5 А,
2. 0,5 А,
3. 3 А,
4. 5 А,
5. 1 А.

3. Определить ток I_4 , если $I_1 = 3 \text{ A}$, $I_2 = \text{A}$, $I_3 = 5 \text{ A}$, $I_5 = 4 \text{ A}$.



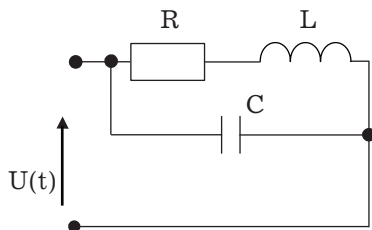
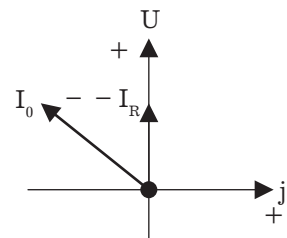
1. 7 A,
2. 5 A,
3. 3 A,
4. 8 A,
5. 4 A.

4. Определить внутреннее сопротивление источника Э. д. с., если $E = 10 \text{ В}$, $R_1 = 3 \text{ Ом}$, $R_H = 6 \text{ Ом}$, $I = 1 \text{ А}$.



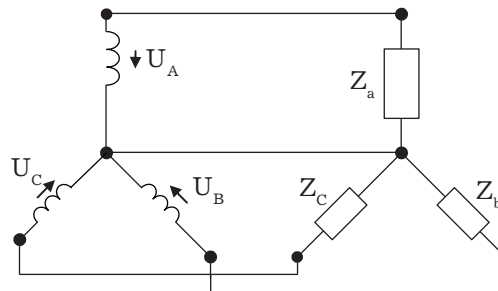
1. 1 Ом,
2. 3 Ом,
3. 5 Ом,
4. 7,5 Ом,
5. 6 Ом.

5. Какому соотношению реактивных проводимостей соответствует векторная диаграмма?



1. $b_c < b_L$,
2. $b_c = b_L$,
3. $b_c \cong b_L$,
4. $b_c > b_L$,
5. $b_c \neq b_L$.

6. Каковы соотношения между линейными и фазными напряжениями в симметричной трехфазной цепи (указать неправильный ответ)?

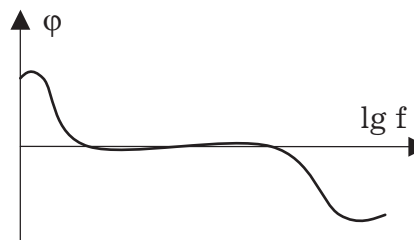


1. $U_{BC} = \sqrt{3}U_B$,
2. $U_A = \sqrt{3}U_{\phi}$,
3. $U_{AB} = \sqrt{3}U_A$,
4. $U_A = U_{AB}$,
5. $U_A = \sqrt{3}U_{AB}$.

7. В каком соотношении находятся коэффициенты пульсаций входного и выходного напряжений с коэффициентом сглаживания фильтра выпрямителя?

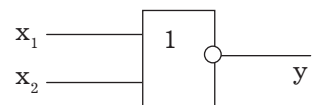
1. $S = q_{вх} * q_{вых}$,
2. $S = q_{вх} / q_{вых}$,
3. $I = U/R$,
4. $P = I * U$,
5. $K = q_{вх} + q_{вых}$.

8. Какую характеристику транзисторного усилителя отражает график?



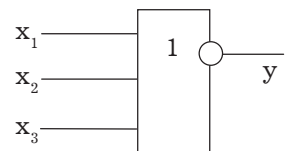
1. выходную,
2. амплитудно-частотную,
3. фазо-частотную,
4. входную,
5. переходную.

9. Какой из столбцов таблицы (выход y_i) отражает работу схемы, изображенной на рисунке?



N	y_i						
	X_1	X_2	1	2	3	4	5
1	0	0	0	1	1	1	0
2	1	0	1	0	0	0	1
3	0	1	1	1	1	0	1
4	1	1	0	0	0	0	1

10. По какой формуле работает логический элемент 3 ИЛИ — НЕ?



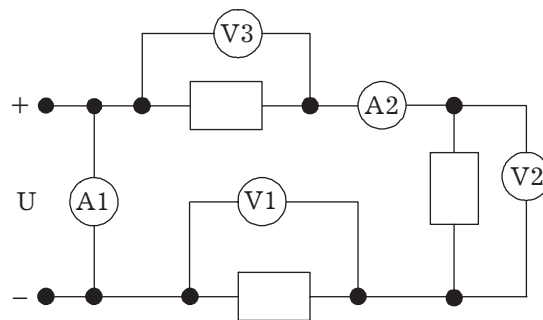
1. $y = \overline{x_1 + x_2 + x}$,
2. $y = \overline{x_1 + x_2}$,
3. $y = \overline{x_1 + x}$,
4. $y = \overline{x_2 + x}$,
5. $y = \overline{x_1 + x_2 + x}$.

Вариант №5

1. По какой формуле оценивается погрешность косвенного измерения?

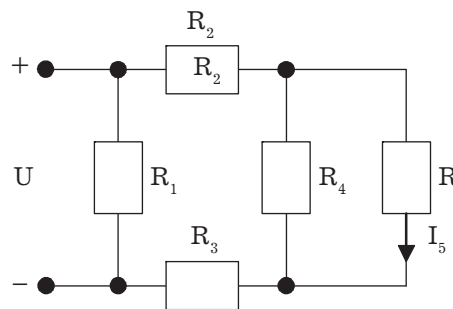
1. $\Delta A = \Delta a + \Delta b + \dots$,
2. $\Delta A = \frac{1}{n}(\Delta a_1 + \Delta a_2 + \dots + \Delta a_n)$,
3. $\Delta A = \left| \frac{\partial A}{\partial a} \right| \Delta a + \left| \frac{\partial A}{\partial b} \right| \Delta b + \dots$,
4. $\Delta A = \sum_{i=1}^n \Delta a_i$,
5. $\Delta A = \sqrt{\Delta a_1 * \Delta a_2 * \dots * \Delta a_n}$.

2. Какой из электроизмерительных приборов включен в цепь не верно?



1. A1,
2. A2,
3. V1,
4. V2,
5. V3.

3. Определить эквивалентное сопротивление цепи, если $R_1 = 10 \text{ Ом}$, $R_2 = 2 \text{ Ом}$, $R_3 = 5 \text{ Ом}$, $R_4 = 6 \text{ Ом}$, $R_5 = 6 \text{ Ом}$.



1. 7 Ом,
2. 3,5 Ом,
3. 29 Ом,
4. 15 Ом,
5. 5 Ом.

4. Определить ток I_5 в схеме 3., если $U = 10 \text{ В}$.

1. 1,0 А,
2. 0,5 А,
3. 2,0 А,
4. 1,5 А,
5. 5,0 А.

5. Определить амплитуду и фазу тока в однофазной цепи переменного тока, если $\dot{U}_m = 10e^{j60}$, $Z = 5e^{j40}$.

1. $\dot{I} = 5e^{j20}$,
2. $\dot{I} = 2e^{j(3/2)}$,
3. $\dot{I} = 100e^{j20}$,
4. $\dot{I} = 5\sqrt{2}e^{j20}$,
5. $\dot{I} = 2e^{j20}$.

6. Определить амплитуду тока в нейтральном проводе 3^x фазной цепи переменного тока, при соединении нагрузки и генератора по схеме “звезда”, если $\dot{I}_C = \dot{I}_B$, $\dot{I}_A = 0$.

1. $\sqrt{3}|\dot{I}_B/2|$,
2. $\sqrt{3/2}|\dot{I}_B|$,
3. $\sqrt{3}|\dot{I}_B|$,
4. $\sqrt{3}/|\dot{I}_B|$,
5. $\sqrt{3/2}/|\dot{I}_B|$.

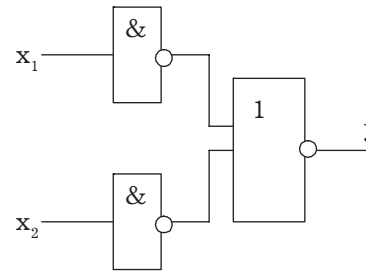
7. Какую роль в электронных схемах выполняет варикап?

1. источника питания (э. д. с.),
2. сопротивления (резистора),
3. индуктивности (катушки),
4. емкости (конденсатора),
5. ключа (выключателя).

8. Какую задачу в схеме выпрямителя выполняет стабилитрон?

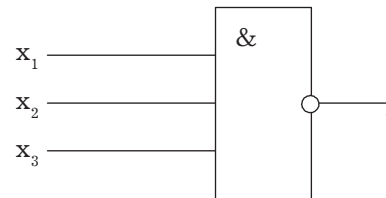
1. L — фильтра,
2. C — фильтра,
3. стабилизатора,
4. ограничителя,
5. усилителя.

9. По какой формуле работает схема?



1. $y = x_1 x_2$,
2. $y = x_1 \vee x_2$,
3. $y = \overline{x_1 \vee x_2}$,
4. $y = \overline{x_1 x_2}$,
5. $y = x_1 \vee \overline{x_2}$.

10. Какой элемент приведен на схеме?



1. 3 И — НЕ,
2. ИЛИ — 3 НЕ,
3. И — 3 НЕ,
4. 3 ИЛИ — НЕ,
5. 3 И.

КОДЫ КОНТРОЛЬНЫХ ТЕСТОВ
по курсу “ЭЛЕКТРОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА”

№ вопроса	Вариант № 1	Вариант № 2	Вариант № 3	Вариант № 4	Вариант № 5
1	2	3	2	5	3
2	1	1	5	2	1
3	2	4	1	3	5
4	3	2	3	1	2
5	5	5	4	4	5
6	1	1	1	4	3
7	4	2	3	2	4
8	1	3	1	3	3
9	5	3	2	4	3
10	1	2	5	1	1

КОНТРОЛЬНЫЕ ЗАДАЧИ
по теме “СЛОЖНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ
ПОСТОЯННОГО ТОКА”

<p>Вариант 1 1 Дано: $U = 30 \text{ В}$ $R_1 = R_2 = 20 \text{ Ом}$ $R_3 = 12 \text{ Ом}$ $R_4 = R_5 = 24 \text{ Ом}$ $R_6 = 4 \text{ Ом}$ $R_7 = 10 \text{ Ом}$</p>	<p>Студ.: Найти: $I =$ $I_1 =$ $I_2 =$ $I_3 =$ $I_4 =$ $I_5 =$ $I_6 =$ $I_7 =$</p> <p>$U_1 =$ $U_2 =$ $U_3 =$ $U_4 =$ $U_5 =$ $U_6 =$ $U_7 =$</p>	<p>Вариант 2 1 Дано: $U = 32 \text{ В}$ $R_1 = 8 \text{ Ом}$ $R_2 = 16 \text{ Ом}$ $R_3 = 7 \text{ Ом}$ $R_4 = R_5 = 10 \text{ Ом}$ $R_6 = 4 \text{ Ом}$</p>	<p>Студ.: Найти: $I =$ $I_1 =$ $I_2 =$ $I_3 =$ $I_4 =$ $I_5 =$ $I_6 =$</p> <p>$U_1 =$ $U_2 =$ $U_3 =$ $U_4 =$ $U_5 =$ $U_6 =$</p>
<p>Вариант 1 2 Дано: $U = 20 \text{ В}$ $R_1 = R_2 = 14 \text{ Ом}$ $R_3 = 8 \text{ Ом}$ $R_4 = R_5 = 16 \text{ Ом}$ $R_6 = 3 \text{ Ом}$ $R_7 = 6 \text{ Ом}$</p>	<p>Студ.: Найти: $I =$ $I_1 =$ $I_2 =$ $I_3 =$ $I_4 =$ $I_5 =$ $I_6 =$ $I_7 =$</p> <p>$U_1 =$ $U_2 =$ $U_3 =$ $U_4 =$ $U_5 =$ $U_6 =$ $U_7 =$</p>	<p>Вариант 2 2 Дано: $U = 40 \text{ В}$ $R_1 = 10 \text{ Ом}$ $R_2 = 20 \text{ Ом}$ $R_3 = 6 \text{ Ом}$ $R_4 = R_5 = 18 \text{ Ом}$ $R_6 = 5 \text{ Ом}$</p>	<p>Студ.: Найти: $I =$ $I_1 =$ $I_2 =$ $I_3 =$ $I_4 =$ $I_5 =$ $I_6 =$</p> <p>$U_1 =$ $U_2 =$ $U_3 =$ $U_4 =$ $U_5 =$ $U_6 =$</p>
<p>Вариант 1 3 Дано: $U = 40 \text{ В}$ $R_1 = R_2 = 28 \text{ Ом}$ $R_3 = 10 \text{ Ом}$ $R_4 = R_5 = 20 \text{ Ом}$ $R_6 = 7 \text{ Ом}$ $R_7 = 14 \text{ Ом}$</p>	<p>Студ.: Найти: $I =$ $I_1 =$ $I_2 =$ $I_3 =$ $I_4 =$ $I_5 =$ $I_6 =$ $I_7 =$</p> <p>$U_1 =$ $U_2 =$ $U_3 =$ $U_4 =$ $U_5 =$ $U_6 =$ $U_7 =$</p>	<p>Вариант 2 3 Дано: $U = 30 \text{ В}$ $R_1 = 15 \text{ Ом}$ $R_2 = 30 \text{ Ом}$ $R_3 = 8 \text{ Ом}$ $R_4 = R_5 = 20 \text{ Ом}$ $R_6 = 12 \text{ Ом}$</p>	<p>Студ.: Найти: $I =$ $I_1 =$ $I_2 =$ $I_3 =$ $I_4 =$ $I_5 =$ $I_6 =$</p> <p>$U_1 =$ $U_2 =$ $U_3 =$ $U_4 =$ $U_5 =$ $U_6 =$</p>

Схема к варианту №1

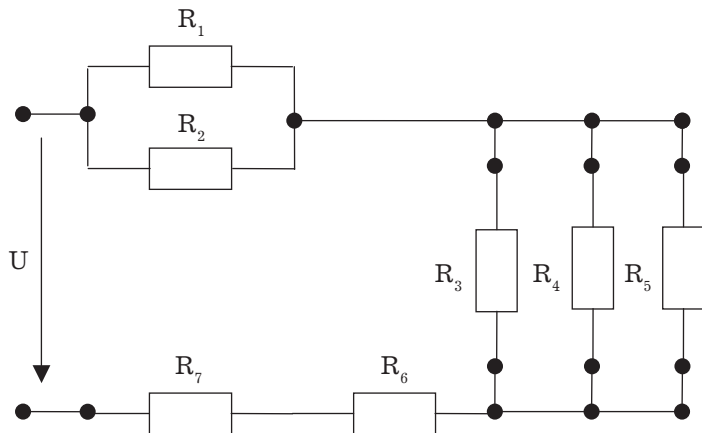
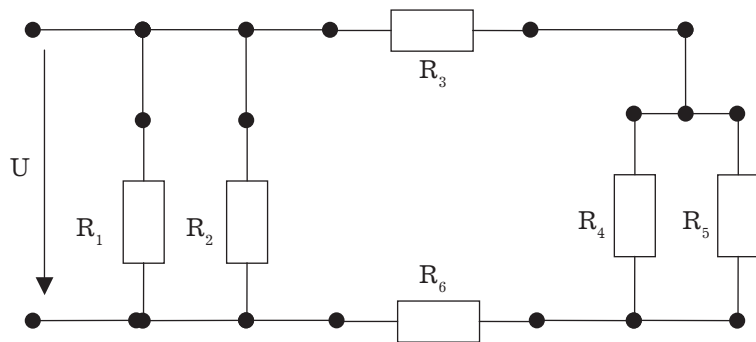


Схема к варианту №2



Ответы к задачам

<p>Вариант 1 1</p> <p>$I = 1,0 \text{ A}$ $I_1 = 0,5 \text{ A}$ $I_2 = 0,5 \text{ A}$ $I_3 = 0,5 \text{ A}$ $I_4 = 0,25 \text{ A}$ $I_5 = 0,25 \text{ A}$ $I_6 = 1,0 \text{ A}$ $I_7 = 1,0 \text{ A}$</p> <p>$U_1 = 10 \text{ B}$ $U_2 = 10 \text{ B}$ $U_3 = 6 \text{ B}$ $U_4 = 6 \text{ B}$ $U_5 = 6 \text{ B}$ $U_6 = 4 \text{ B}$ $U_7 = 7 \text{ B}$</p>	<p>Вариант 2 1</p> <p>$I = 8 \text{ A}$ $I_1 = 4 \text{ A}$ $I_2 = 2 \text{ A}$ $I_3 = 2 \text{ A}$ $I_4 = 1 \text{ A}$ $I_5 = 1 \text{ A}$ $I_6 = 2 \text{ A}$</p> <p>$U_1 = 32 \text{ B}$ $U_2 = 32 \text{ B}$ $U_3 = 14 \text{ B}$ $U_4 = 10 \text{ B}$ $U_5 = 10 \text{ B}$ $U_6 = 8 \text{ B}$</p>
<p>Вариант 1 2</p> <p>$I = 1 \text{ A}$ $I_1 = 0,5 \text{ A}$ $I_2 = 0,5 \text{ A}$ $I_3 = 0,5 \text{ A}$ $I_4 = 0,25 \text{ A}$ $I_5 = 0,25 \text{ A}$ $I_6 = 1 \text{ A}$ $I_7 = 1 \text{ A}$</p> <p>$U_1 = 7 \text{ B}$ $U_2 = 7 \text{ B}$ $U_3 = 4 \text{ B}$ $U_4 = 4 \text{ B}$ $U_5 = 4 \text{ B}$ $U_6 = 3 \text{ B}$ $U_7 = 6 \text{ B}$</p>	<p>Вариант 2 2</p> <p>$I = 8 \text{ A}$ $I_1 = 4 \text{ A}$ $I_2 = 2 \text{ A}$ $I_3 = 2 \text{ A}$ $I_4 = 1 \text{ A}$ $I_5 = 1 \text{ A}$ $I_6 = 2 \text{ A}$</p> <p>$U_1 = 40 \text{ B}$ $U_2 = 40 \text{ B}$ $U_3 = 12 \text{ B}$ $U_4 = 18 \text{ B}$ $U_5 = 18 \text{ B}$ $U_6 = 10 \text{ B}$</p>
<p>Вариант 1 3</p> <p>$I = 2 \text{ A}$ $I_1 = 1 \text{ A}$ $I_2 = 1 \text{ A}$ $I_3 = 1 \text{ A}$ $I_4 = 0,5 \text{ A}$ $I_5 = 0,5 \text{ A}$ $I_6 = 2 \text{ A}$ $I_7 = 2 \text{ A}$</p> <p>$U_1 = 28 \text{ B}$ $U_2 = 28 \text{ B}$ $U_3 = 10 \text{ B}$ $U_4 = 10 \text{ B}$ $U_5 = 10 \text{ B}$ $U_6 = 14 \text{ B}$ $U_7 = 28 \text{ B}$</p>	<p>Вариант 2 3</p> <p>$I = 4 \text{ A}$ $I_1 = 2 \text{ A}$ $I_2 = 1 \text{ A}$ $I_3 = 1 \text{ A}$ $I_4 = 0,5 \text{ A}$ $I_5 = 0,5 \text{ A}$ $I_6 = 1 \text{ A}$</p> <p>$U_1 = 30 \text{ B}$ $U_2 = 30 \text{ B}$ $U_3 = 8 \text{ B}$ $U_4 = 10 \text{ B}$ $U_5 = 10 \text{ B}$ $U_6 = 12 \text{ B}$</p>

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ по разделу “ЭЛЕКТРОТЕХНИКА”

1. Электрическая энергия, ее особенности и область применения.
2. Роль электротехники и электроники в развитии комплексной автоматизации современных производственных процессов и систем управления.
3. Электротехнические генерирующие и приемные устройства.
4. Электрические цепи постоянного тока.
5. Законы Ома и Кирхгофа.
6. Режимы работы электрической цепи.
7. Энергетические соотношения в цепях постоянного тока.
8. Последовательное соединение элементов цепи.
9. Параллельное соединение элементов цепи.
10. Смешанное соединение элементов цепи.
11. Основные понятия и определения переменного тока.
12. Получение синусоидальной э. д. с., источника э. д. с.
13. Действующие и средние значения синусоидальных э. д. с., напряжения и тока.
14. Законы Кирхгофа для электрической цепи синусоидального тока.
15. Изображение синусоидальных э. д. с., напряжений и токов в прямоугольных координатах.
16. Векторное изображение синусоидальных э. д. с., напряжений и токов.
17. Геометрическое сложение вращающихся векторов.
18. Электрическая цепь с активным сопротивлением.
19. Электрическая цепь с индуктивностью.

20. Электрическая цепь с емкостью.
21. Электрическая цепь при последовательном соединении элементов R , L и C .
22. Характеристики установившегося режима цепи.
23. Построение векторной диаграммы напряжений и тока.
24. Треугольник напряжений и сопротивлений.
25. Электрическая цепь при параллельном соединении элементов R , L и C .
26. Построение векторной диаграммы напряжений и тока.
27. Треугольник тока и проводимостей.
28. Мощность в однофазных цепях синусоидального тока.
29. Повышение коэффициента мощности.
30. Области применения трехфазных устройств, структура трехфазной цепи.
31. Трехфазный генератор, получение трехфазной системы э. д. с.
32. Соединение обмоток генератора и фаз приемника звездой.
33. Соединение обмоток генератора и фаз приемника треугольником.
34. Линейные и фазные токи и напряжения.
35. Напряжение между нейтральными точками генератора и приемника.
36. Трехфазная цепь с несимметричным приемником.
37. Мощность трехфазной системы.
38. Основные понятия и принципы анализа переходных процессов.
39. Переходные процессы при подключении к источнику постоянного напряжения цепи с последовательным соединением элементов R , L .
40. Переходные процессы при зарядке и разрядке конденсатора.
41. Переходные процессы при подключении к источнику синусоидального напряжения цепи с последовательным соединением элементов R , L и C .

42. Переходные процессы при подключении к источнику синусоидального напряжения цепи с последовательным соединением элементов с R и C.

43. Электромеханические измерительные приборы.

44. Общие сведения об электроизмерительных приборах.

45. Области применения электромеханических приборов.

46. Способы включения приборов в цепь.

47. Особенности измерения цифровыми электронными приборами.

48. Погрешности измерений и измерительных приборов.

49. Представление результата измерений при однократных измерениях.

50. Косвенные измерения и их погрешности

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ к разделу “ЭЛЕКТРОНИКА”

1. Сигнал и его математическая модель
2. Одномерные и многомерные сигналы
3. Детерминированные и случайные сигналы
4. Импульсные сигналы
5. Аналоговые, дискретные и цифровые сигналы
6. Ряд Фурье
7. Спектральная диаграмма периодического сигнала
8. Комплексная форма ряда Фурье
9. Обратное преобразование Фурье
10. Понятие комплексной частоты
11. Основные соотношения преобразования Лапласа
12. Связь между преобразованиями Лапласа и Фурье
13. Основные свойства преобразования Лапласа
14. Спектры одиночных видео импульсов
15. Спектры периодической последовательности видеоимпульсов
16. Принципы корреляционного анализа
17. Понятие полупроводника и p-n-перехода
18. Кристаллическая решетка и энергетическая диаграмма беспримесного кремния
19. Вольт-амперная характеристика идеального p—n-перехода
20. Полупроводниковые диоды
21. Биполярные транзисторы и их характеристики
22. Полевые транзисторы
23. Тиристоры
24. Классификация, технология изготовления и конструкция интегральных микросхем

25. Цифровые и аналоговые интегральные микросхемы и их элементы
26. Выпрямители, назначение, устройство и принцип работы.
27. Стабилизаторы напряжения и тока.
28. Общие сведения об усилителях
29. Основные параметры и показатели усилителей
30. Принцип построения и режимы работы усилителя постоянного тока
31. Операционные усилители
32. Формирование импульсных сигналов линейными и нелинейными электрическими цепями
33. Назначение и классификация электронных ключей
34. Транзисторный ключ с ОЭ
35. Быстродействие транзисторного ключа. рациональный выбор параметров элементов
36. Назначение логических элементов
37. Классификация логических элементов
38. Параметры логических элементов
39. Примеры схемного исполнения логических элементов
40. Общие сведения об устройствах комбинационного типа
41. Одноразрядные сумматор и полусумматор
42. Многоразрядные сумматоры
43. Общие сведения о триггерах, назначение, условное обозначение
44. Общие принципы построения и работы регистров
45. Назначение и основные параметры счетчиков импульсов
46. Общие сведения о дешифраторах, назначение, условное обозначение
47. Назначение и основные параметры компараторов
48. Общие принципы построения и работы цифро-аналогового преобразователя (цап)
49. Преобразователи напряжения в код
50. Преобразователи двоичного кода в напряжение.
51. Изобразить схему и пояснить работу однополупериодного выпрямителя.

52. По ВА характеристике диода и временным диаграммам входного и выходного напряжений показать работу однополупериодного выпрямителя.
53. По временным диаграммам входного и выходного напряжений показать работу L — фильтра выпрямителя.
54. По временным диаграммам входного и выходного напряжений показать работу C — фильтра выпрямителя.
55. По временным диаграммам входного и выходного напряжений показать работу Lc — фильтра выпрямителя.
56. Изобразить схему и пояснить работу двухполупериодного выпрямителя.
57. По ВА характеристике диодов и временным диаграммам входного и выходного напряжений показать работу двухполупериодного выпрямителя.
58. Изобразить схему и пояснить работу мостового выпрямителя.
59. Изобразить схему и пояснить работу трехфазного выпрямителя, его основные отличия от однофазного.
60. Изобразить схему однокаскадного УНЧ, пояснить принцип его работы.
61. Назвать и записать формулы основных характеристик однокаскадного и многокаскадного УНЧ.
62. Изобразить и пояснить основные параметры АЧХ усилителя.
63. Изобразить и пояснить основные параметры ФЧХ усилителя.
64. Записать формулу и пояснить сущность коэффициента частотных искажений усилителя.
65. Изобразить амплитудную характеристику усилителя и пояснить основные ее параметры.
66. Записать формулу и пояснить сущность динамического диапазона усилителя.
67. Пояснить сущность нелинейных искажений усилителя и показать их источники.
68. На лабораторном стенде показать процесс и определить коэффициент усиления по напряжению УНЧ.

69. Пояснить процесс получения АЧХ усилителя.

70. Пояснить порядок определения динамического диапазона УНЧ.

71. Пояснить порядок определения коэффициента частотных искажений УНЧ.

72. Построить амплитудную характеристику унч и указать основные ее характеристики.

73. Построить амплитудно-частотную характеристику унч и указать основные ее характеристики.

74. Пояснить причины амплитудных искажений выходного сигнала УНЧ на лабораторном стенде.

75. Пояснить причины частотных искажений выходного сигнала УНЧ на лабораторном стенде.

ЭКЗАМЕНАЦИОННЫЕ БИЛЕТЫ **по уч. дисц. “ЭЛЕКТРОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА”**

Билет № 1

1. Сигнал и его математическая модель.
2. Формирование импульсных сигналов линейными и нелинейными электрическими цепями
3. Изобразить схему и пояснить работу однополупериодного выпрямителя.

Билет № 2

1. Одномерные и многомерные сигналы
2. Выпрямители, назначение, устройство и принцип работы.
3. Изобразить схему однокаскадного УНЧ, пояснить принцип его работы.

Билет № 3

1. Детерминированные и случайные сигналы
2. Стабилизаторы напряжения и тока
3. По временным диаграммам входного и выходного напряжений показать работу L — фильтра выпрямителя.

Билет № 4

1. Импульсные сигналы
2. Общие сведения об усилителях
3. По ВА характеристике диода и временным диаграммам входного и выходного напряжений показать работу однополупериодного выпрямителя.

Билет № 5

1. Аналоговые, цифровые и дискретные сигналы
2. Основные параметры и показатели усилителей
3. По временным диаграммам входного и выходного напряжений показать работу C — фильтра выпрямителя.

Билет № 6

1. Ряд Фурье
2. Принцип построения и режимы работы усилителя постоянного тока
3. По временным диаграммам входного и выходного напряжений показать работу LC — фильтра выпрямителя.

Билет № 7

1. Спектральная диаграмма периодического сигнала
2. Операционные усилители
3. Изобразить схему и пояснить работу двухполупериодного выпрямителя

Билет № 8

1. Комплексная форма Ряда Фурье
2. Назначение и классификация электронных ключей
3. По ВА характеристике диодов и временным диаграммам входного и выходного напряжений показать работу двухполупериодного выпрямителя.

Билет № 9

1. Обратное преобразование Фурье
2. Транзисторный ключ с ОЭ
3. Изобразить схему и пояснить работу мостового выпрямителя

Билет № 10

1. Понятие комплексной частоты
2. Быстродействие транзисторного ключа. Рациональный выбор параметров элементов

3. Изобразить схему и пояснить работу трехфазного выпрямителя, его основные отличия от однофазного.

Билет № 11

1. Основные соотношения преобразования Лапласа
2. Назначение логических элементов
3. Назвать и записать формулы основных характеристик однокаскадного и многокаскадного УНЧ

Билет № 12

1. Связь между преобразованиями Лапласа и Фурье
2. Классификация логических элементов
3. Изобразить и пояснить основные параметры АЧХ усилителя

Билет № 13

1. Основные свойства преобразования Лапласа
2. Параметры логических элементов
3. Изобразить и пояснить основные параметры ФЧХ усилителя

Билет № 14

1. Спектры одиночных видео импульсов
2. Примеры схемного исполнения логических элементов
3. Записать формулу и пояснить сущность коэффициента частотных искажений усилителя

Билет № 15

1. Спектры периодической последовательности видео импульсов
2. Общие сведения об устройствах комбинационного типа
3. Записать формулу и пояснить сущность динамического диапазона усилителя

Билет № 16

1. Принципы корреляционного анализа
2. Одноразрядные сумматор и полусумматор

3. Изобразить амплитудную характеристику усилителя и пояснить основные ее параметры

Билет № 17

1. Понятие полупроводника и р-п-перехода
2. Много разрядные сумматоры
3. Пояснить сущность нелинейных искажений усилителя и показать их источники

Билет № 18

1. Кристаллическая решетка и энергетическая диаграмма беспримесного кремния
2. Общие сведения о триггерах, назначение, условное обозначение
3. Пояснить процесс определения коэффициента усиления по напряжению УНЧ

Билет № 19

1. Вольт-амперная характеристика идеального р—п-перехода
2. Общие принципы построения и работы регистров
3. Пояснить процесс получения АЧХ усилителя

Билет № 20

1. Полупроводниковые диоды
2. Назначение и основные параметры счетчиков импульсов
3. Определить динамический диапазон УНЧ по заданной амплитудной характеристике

Билет № 21

1. Биполярные транзисторы и их характеристики
2. Общие сведения о дешифраторах, назначение, условное обозначение
3. Определить коэффициент частотных искажений УНЧ по заданным исходным данным

Билет № 22

1. Полевые транзисторы
2. Назначение и основные параметры компараторов
3. Пояснить принцип построения амплитудной характеристики УНЧ

Билет № 23

1. Тиристоры и их характеристики
2. Общие принципы построения и работы цифро-аналогового преобразователя (ЦАП)
3. Пояснить принцип построения амплитудно-частотной характеристики УНЧ

Билет № 24

1. Классификация, технология изготовления и конструкция интегральных микросхем
2. Преобразователи напряжения в код
3. Пояснить причины амплитудных искажений выходного сигнала УНЧ

Билет № 25

1. Цифровые и аналоговые интегральные микросхемы и их элементы
2. Преобразователи двоичного кода в напряжение
3. Пояснить причины частотных искажений выходного сигнала УНЧ

ЛИТЕРАТУРА

1. Электротехника / Под ред. В. Г. Герасимова. — М.: Высшая школа, 1985. — 480 с.
2. Данилов И. А. Иванов П. Н. Общая электротехника с основами электроники. — М.: Высш. шк., 2000. — 752 с.
3. Борисов Ю. М., Липатов Д. Н. Общая электротехника. — М.: Высшая школа, 1985.
4. Основы промышленной электроники / Под ред. В. Г. Герасимова. — М.: Высшая школа, 1986.
5. Электротехника электроника: Учебник для сред. проф. образования / Б. И. Петленко, Ю. М. Иньков, А. В. Крашенинников и др.; Под ред. Б. И. Петленко. — М.: Издательский центр «Академия», 2003. — 320 с.
6. Лачин В. И., Савельев Н. С. Электроника: Учеб. пособие. — Ростов н/Д: Изд-во «Феникс», 2001. — 448 с.
7. Зиновьев А. А., Филиппов Л. И. Введение в теорию сигналов и цепей. — М.: Высш. шк., 1975. — 264 с.

Главный редактор — А. Е. Илларионова
Художник — ???
Верстка — Н. В. Байкова
Корректор — ???

Ответственный за выпуск — ???

Г. В. Савилов

Электротехника и электроника

Курс лекций

Санитарно-эпидемиологическое заключение
№ 77.99.02.953.Д.004609.07.04 от 13.07.2004 г.

Лицензия № 06473 от 19 декабря 2001 г.
Подписано в печать 00.00.2006. Формат 60x84 1/16.

Печать офсетная. Бумага газетная.
Печ. л. 00,0. Тираж 0000 экз. Заказ №

Издательско-торговая корпорация «Дашков и К°»
129347, Москва, Ярославское шоссе, д. 142, к. 732.

Для писем: 129347, Москва, п/о И-347

Тел./факс: (495) 182-01-58, 182-11-79, 183-93-01

E-mail: sales@dashkov.ru — отдел продаж

office@dashkov.ru — офис;

<http://www.dashkov.ru>

Отпечатано в соответствии с качеством предоставленных диапозитивов
в ФГУП «Производственно-издательский комбинат ВИНТИ»,
140010, г. Люберцы Московской обл., Октябрьский пр-т, 403. Тел.: 554-21-86