

Министерство науки и высшего образования РФ
Филиал ФГБОУ ВО "Майкопский государственный
технологический университет" в п. Яблоновском

Р.И. Екутеч, А.А. Паранук, В.А. Хрисониди

ОБЩАЯ ЭЛЕКТРОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА

Учебное пособие



п. Яблоновский
2019

УДК 621.3(075)

ББК 32.85

О 28

Рецензенты:

А. А. Схаляхов - д-р техн. наук, доцент, профессор кафедры технологий, машин и оборудования пищевых производств, декан технологического факультета ФГБОУ ВО "МГТУ"

Д. В. Ясько - начальник отдела релейной защиты и автоматики Филиала АО "СО ЕЭС" "Региональное диспетчерское управление энергосистемы Краснодарского края и Республики Адыгея (Адыгея)

О 28 Общая электротехника и электроника: Учебное пособие для студентов Высших учебных заведений / Р.И. Екутеч, А.А. Паранук, В.А. Хрисониди – п. Яблоновский, Краснодар – Издательство: Краснодарский ЦНТИ – филиал ФГБУ «РЭА» Минэнерго России, 2019- 371 с.

ISBN 978-5-91221-409-7

В соответствии с программой подготовки студентов не электротехнических специальностей, в книге рассмотрены основные теоретические и прикладные вопросы, касающиеся общей электротехники и электроники: электрические и магнитные цепи; топологические параметры и методы расчета электрических цепей; анализ и расчет линейных цепей переменного тока; анализ и расчет электрических цепей с нелинейными элементами; анализ и расчет магнитных цепей; электромагнитные устройства и электрические машины; трансформаторы; машины постоянного тока; асинхронные машины; синхронные машины; основы электроники и электрические измерения: элементная база современных электронных устройств; источники вторичного электропитания; усилители электрических сигналов; импульсные и автогенераторные устройства; основы цифровой электроники; микропроцессорные средства; электрические измерения и приборы.

Печатается по решению бюро научно-технического совета ФГБОУ ВО "МГТУ" протокол № 4 от 21.12.2017

УДК 621.3(075)
ББК 32.85

©Екутеч Р.И., 2019

©Паранук А.А., 2019

©Хрисониди В.А., 2019

©ФГБОУ ВО "МГТУ", 2019

ISBN 978-5-91221-409-7

Содержание

ВВЕДЕНИЕ	8
1 ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ И МАГНИТНЫЕ ЦЕПИ	11
1.1 Основные определения	11
1.2 Электрические цепи	13
1.2.1 Закон Ома	14
1.2.2 Законы Кирхгофа	16
1.2.3 Соединение сопротивлений	18
1.2.4 Соединения индуктивных и емкостных элементов	19
1.3 Классификация цепей и особенности их расчета	22
1.3.1 Принцип суперпозиции и метод наложения	23
1.3.2 Метод контурных токов	24
1.3.3 Метод узловых напряжений	27
1.4 Магнитные цепи	29
1.4.1 Магнитное поле токов	30
1.4.2 Закон Био – Савара - Лапласа	32
1.4.3 Влияние вещества на магнитное поле	33
1.4.4 Правило левой руки	34
1.4.5 Поток магнитной индукции	35
1.4.6 Свойства ферромагнитных материалов	36
1.4.7 Расчет магнитных цепей	37
2 ПЕРЕМЕННЫЙ ТОК	40
2.1 Электромагнитная индукция	40
2.1.1 Единица измерения потока магнитной индукции	40
2.1.2 Самоиндукция	41
2.1.3 Взаимная индукция	42
2.2 Однофазные цепи переменного тока	43
2.3 Резонансные явления в цепях переменного тока	47
2.4 Методы анализа и расчета электрических цепей переменного тока	48
2.4.1 Метод комплексных амплитуд (символический метод)	48
2.4.2 Свойства комплексных чисел	51
2.4.3 Закон Ома и правила Кирхгофа в комплексной форме	52
2.5 Трехфазные цепи	55
2.5.1 Вращающееся магнитное поле	56
3 ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ УСТРОЙСТВА И ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ	59
3.1 Электрические аппараты	59
3.1.1 Назначение и устройство электромагнитных механизмов	59
3.1.2 Маломощные реле постоянного тока	64
3.1.3 Электротепловые и герконовые реле	66
3.1.4 Контактторы	69

3.1.5	Гашение электрической дуги	71
3.1.6	Коммутационные аппараты и плавкие предохранители	74
3.1.6.1	Электромеханические выключатели	74
3.1.6.2	Автоматические выключатели	75
3.1.6.3	Плавкие предохранители	78
3.2	Трансформаторы	81
3.2.1	Устройство, принцип действия и назначение трансформаторов	81
3.2.2	Уравнения первичной и вторичной цепей трансформатора	83
3.2.3	Уравнение намагничивающих сил трансформатора	85
3.2.4	Приведение обмоток трансформатора	85
3.2.5	Опыты холостого хода и короткого замыкания	86
3.2.6	Потери энергии и коэффициент полезного действия трансформатора	88
3.2.7	Трехфазные трансформаторы	90
3.2.8	Автотрансформаторы	91
3.2.9	Измерительные трансформаторы	92
3.2.10	Расчет трансформаторов	93
3.3	Электрические машины	97
3.3.1	Электрические машины постоянного тока	98
3.3.1.1	Назначение, устройство и принцип действия машин постоянного тока. Способы их возбуждения	98
3.3.1.2	Устройство обмоток якоря. Электродвижущая сила и реакция якоря	100
3.3.1.3	Работа машины постоянного тока в режиме двигателя	104
3.3.2	Асинхронные двигатели	110
3.3.2.1	Назначение, устройство и принцип действия асинхронного двигателя	110
3.3.2.2	Электродвижущие силы обмоток статора и ротора	112
3.3.2.3	Энергетическая диаграмма асинхронного двигателя	113
3.3.2.4	Вращающий момент асинхронного двигателя	114
3.3.2.5	Зависимость вращающего момента от скольжения и механическая характеристика двигателя	114
3.3.2.6	Рабочие характеристики асинхронных двигателей	116
3.3.2.7	Пуск асинхронного двигателя	117
3.3.2.8	Регулирование частоты вращения асинхронного двигателя	118
3.3.2.9	Однофазные асинхронные двигатели	119
3.3.3	Синхронные машины	120

3.3.3.1	Общие сведения о синхронных машинах и их устройство	120
3.3.3.2	Работа синхронной машины в режиме автономного генератора	124
3.3.3.3	Подключение трехфазной синхронной машины к электрической сети	128
3.3.3.4	Синхронный двигатель	131
3.3.3.5	Регулирование реактивной мощности синхронного двигателя	132
3.3.3.6	Синхронные микродвигатели	132
3.4	Электрический привод	135
3.4.1	Основные понятия и определения электропривода	135
3.4.2	Уравнение движения электропривода	137
3.4.3	Выбор электродвигателя и режимы его работы	140
3.4.4	Управление электроприводом	143
4	ОСНОВЫ ЭЛЕКТРОНИКИ И ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ	148
4.1	Элементная база современных электронных устройств	148
4.1.1	Этапы развития электронных устройств	148
4.1.2	Полупроводниковые диоды	150
4.1.3	Биполярные транзисторы	162
4.1.4	Полевые транзисторы	168
4.1.5	Тиристоры	174
4.1.6	Полупроводниковые приборы как элементы интегральных микросхем	178
4.1.7	Индикаторные приборы	180
4.1.8	Фотоэлектрические и оптоэлектронные приборы	185
4.2	Источники вторичного электропитания	188
4.2.1	Классификация, состав и основные параметры	188
4.2.2	Однофазные выпрямители	190
4.2.3	Трехфазные схемы выпрямителей	194
4.2.4	Инверторы, конверторы и преобразователи частоты	199
4.3	Усилители электрических сигналов	205
4.3.1	Основные определения и область применения усилителей	205
4.3.2	Типы усилительных элементов	207
4.3.3	Основные характеристики усилителей	212
4.3.4	Типовые функциональные каскады полупроводникового усилителя	215
4.3.4.1	Анализ работы транзисторного усилителя. Классы усиления усилительных каскадов	216
4.3.4.2	Понятие о классах усиления усилительных каскадов	220
4.3.4.3	Температурная стабилизация режимов работы транзисторных усилителей	222

4.3.4.4	Избирательные усилители. Усилители мощности. Усилители постоянного тока	225
4.3.4.5	Анализ дифференциального усилителя	228
4.3.4.6	Операционные усилители. Схемы стабилизации и повышения входного сопротивления	230
4.4	Импульсные и автогенераторные устройства	240
4.4.1	Основные характеристики импульсных сигналов	240
4.4.2	Спектральный состав импульсного процесса	242
4.4.3	Электронные ключи и простейшие формирователи импульсных сигналов	250
4.4.4	Транзисторные триггеры	256
4.4.5	Основы теории автогенераторов. Баланс амплитуд и фаз	259
4.4.6	Принципы обеспечения баланса фаз в автогенераторах. Автогенераторы LC и RC типов	262
4.4.7	Блокинг-генераторы и мультивибраторы	265
4.5	Основы цифровой электроники	271
4.5.1	Области применения цифровой техники	271
4.5.2	Основы теории цифровых устройств	274
4.5.2.1	Системы счисления и двоичные коды	274
4.5.2.2	Булева алгебра	276
4.5.2.3	Законы булевой алгебры	277
4.5.2.4	Взаимное соответствие булевых функций и логических схем	280
4.5.2.5	Логическое соглашение	281
4.5.3	Разновидности функциональных схем	283
4.5.3.1	Комбинационные и последовательностные устройства	283
4.5.3.2	Микросхемы с тремя выходными состояниями	285
4.5.3.3	Параметры микросхем	286
4.5.4	Условные обозначения серий цифровых микросхем	289
4.6	Микропроцессорные средства	293
4.6.1	Терминология	293
4.6.2	Классификация микропроцессоров и микропроцессорных комплектов микросхем	295
4.6.3	Однокристалльные микроЭВМ семейства МК48	296
4.6.4	Микроконтроллеры AVR и PIC	299
4.6.5	Пример использования однокристалльной микроЭВМ в таксометре автомобиля	301
4.6.6	Структура и функционирование 32-разрядного микропроцессора	303
4.6.6.1	Регистры микропроцессора i486	306
4.6.7	Обзор современных платформ настольных компьютеров	307
4.6.7.1	Платформа Intel для настольных компьютеров	307

4.6.7.2	Процессоры Intel Core 2 Duo для мобильных платформ	308
4.7	Электрические измерения и приборы	310
4.7.1	Основы теории электрических измерений	310
4.7.2	Магнитоэлектрические и электромагнитные приборы	313
4.7.3	Электродинамические и индукционные приборы	315
4.7.4	Электронные и цифровые приборы	316
4.7.5	Измерение тока и напряжения	317
4.7.6	Измерение мощности и учет электроэнергии	319
4.7.7	Измерение сопротивлений, индуктивности и емкости	320
4.7.8	Электрические измерения неэлектрических величин	323
4.7.8.1	Омические датчики	325
4.7.8.2	Электролитические датчики	332
4.7.8.3	Контактные (релейные) датчики	333
4.7.8.4	Индуктивные, емкостные и магнитоупругие датчики	333
4.7.8.5	Индукционные, термоэлектрические и пьезоэлектрические датчики	338
4.7.8.6	Фотоэлектрические датчики	344
4.7.8.7	Датчик кислорода (лямбда-зонд)	347
5	ЭЛЕКТРОБЕЗОПАСНОСТЬ	350
5.1	Общие сведения	350
5.2	Защитное заземление	351
5.3	Защита от атмосферного электричества	355
5.4	Понятие о шаговом напряжении	357
	ЛИТЕРАТУРА	359
	ПРИЛОЖЕНИЯ	360

ВВЕДЕНИЕ

Электротехника - отрасль науки и техники, связанная с применением электрических и магнитных явлений для преобразования энергии, получения и изменения химического состава веществ, производства и обработки материалов, передачи информации, охватывающая вопросы получения, преобразования и использования электрической энергии в практической деятельности человека.

Возникновению электротехники предшествовал длительный период накопления знаний об электричестве и магнетизме, в течение которого были сделаны лишь отдельные попытки применения электричества в медицине, а также для передачи сигналов. В XVII...XVIII вв. исследованию природы электрических явлений были посвящены труды М.В. Ломоносова, Т.В. Рихмана, Б. Франклина, Ш.О. Кулона, П. Дивиша и др. Среди попыток практического использования результатов этих достижений наиболее значительными были работы в телеграфии (электромагнитный телеграф П.Л. Шиллинга, 1832), в военном деле (гальваноударные морские мины Б.С. Якоби, 1840-е гг.), в области электрических измерений (индикатор электрического тока, т. н. мультипликатор, австрийского учёного И.К. Швейгера, 1820). Открытие электромагнитной индукции (1831...32) предопределило появление электрических машин - двигателей и генераторов. Поскольку все первые потребители электроэнергии использовали постоянный ток (как наиболее изученный), первые электрические машины были машинами постоянного тока. К 80-м гг. XIX в. электрические машины постоянного тока приобрели основные конструктивные черты современных машин. Их совершенствованию способствовало открытие закона о направлении индукционных токов (правило Ленца), обнаружение и исследование противоЭДС (Б.С. Якоби, 1840) и реакции якоря (Э.Х. Ленц, 1847), разработка методов расчёта электрических цепей (Г.Р. Кирхгоф, 1847) и магнитных цепей (английский учёный Дж. Гопкинсон, нач. 80-х гг.), изучение магнитных свойств железа (А.Г. Столетов, 1871) и др. Наряду с электромашинными генераторами продолжали совершенствоваться химические источники тока. Значительным шагом в этом направлении было изобретение свинцового аккумулятора (французский физик Г. Планте, 1859). Усовершенствованная конструкция этого аккумулятора к 80-м гг. уже имела все основные элементы современных аккумуляторов.

Создание надёжных источников тока сделало возможным удовлетворение возросших потребностей в электрической энергии для практических целей. Первыми электрическими источниками света были разнообразные дуговые угольные лампы, среди которых наиболее дешёвой и простой была «свеча Яблочкова» (П.Н. Яблочков, 1876). В 1870...75 А.Н. Лодыгин разработал несколько типов ламп накаливания, усовершенствованных позднее Т.А. Эдисоном и получивших преимущественное распространение к 90 м гг. 19 в. Достижения в создании и применении электрических источников света оказа-

ли существенное влияние на становление и развитие светотехники. С распространением электрического освещения связано создание электроэнергетических систем. Уже в первых осветительных устройствах Яблочкова имелись все основные элементы энергосистем: первичный двигатель, генератор, линия электропередачи, трансформатор, приёмник энергии.

В 70...80-е гг. XIX в. электроэнергию начали использовать в технологических процессах: при получении алюминия, меди, цинка, высококачественных сталей: для резки и сварки металлов; упрочнения деталей при термической обработке и т. д. В 1878 Э.В. Сименс создал промышленную конструкцию электроплавильной печи. Методы дуговой электросварки были предложены Н.Н. Бенардосом (1885) и Н.Г. Славяновым (1891).

К концу 70-х гг. относятся также первые попытки использования электроэнергии на транспорте, когда Ф.А. Пирецкий провёл испытания вагона, на котором был установлен электрический тяговый двигатель. В 1879 Сименс построил опытную электрическую дорогу в Берлине. В 80-е гг. трамвайные линии были открыты во многих городах Западной Европы, а затем в Америке (США). В России первый трамвай был пущен в Киеве в 1892 г. В 90-е гг. электрическая тяга была применена на подземных железных дорогах (в 1890 в Лондонском метрополитене, в 1896 - в Будапештском), а затем и на магистральных железных дорогах.

М.О. Доливо-Добровольский, который разработал ряд промышленных конструкций трёхфазных асинхронных двигателей и трёхфазных трансформаторов, в 1891 построил трёхфазную линию электропередачи Лауфен - Франкфурт (длина линии 170 км).

Важное направление современной электротехники - разработка теоретических и экспериментальных методов исследований, основывающихся на теории подобия, аналоговом и физическом моделировании, теории планирования эксперимента и позволяющих решать ряд принципиальных научно-технических проблем.

Теоретические и экспериментальные методы электротехники нашли своё развитие в ряде других отраслей науки и техники, связанных, в частности, с исследованием свойств вещества (полупроводников, плазмы), с разработкой и созданием средств электронной, ядерной и лазерной техники, изучением явлений микромира и жизнедеятельности живых организмов, освоением космического пространства.

Электроника - это наука о взаимодействии электронов с электромагнитными полями и о методах создания электронных приборов и устройств, в которых это взаимодействие используется для преобразования электромагнитной энергии, в основном для передачи, обработки и хранения информации. Наиболее характерные виды таких преобразований - генерирование, усиление и приём электромагнитных колебаний с частотой до 10^{12} Гц, а также инфракрасного, видимого, ультрафиолетового и рентгеновского излучений ($10^{12} \dots 10^{20}$ Гц). Преобразование до столь высоких частот возможно благодаря

исключительно малой инерционности электрона - наименьшей из ныне известных заряженных частиц.

Электроника опирается на многие разделы физики - электродинамику, классическую и квантовую механику, физику твёрдого тела, оптику, термодинамику, а также на химию, металлургию, кристаллографию и другие науки. Практические задачи электроники: разработка электронных приборов и устройств, выполняющих различные функции в системах преобразования и передачи информации, в системах управления, в вычислительной технике, а также в энергетических устройствах; разработка научных основ технологии производства электронных приборов и технологии, использующей электронные и ионные процессы и приборы для различных областей науки и техники.

Электроника включает в себя три области исследований: вакуумную, твердотельную и квантовую. Каждая область подразделяется на ряд разделов и ряд направлений. Раздел объединяет комплексы однородных физико-химических явлений и процессов, которые имеют фундаментальное значение для разработки многих классов электронных приборов данной области. Направление охватывает методы конструирования и расчётов электронных приборов, родственных по принципам действия или по выполняемым ими функциям, а также способы изготовления этих приборов.

Электроника находится в стадии интенсивного развития; для неё характерно появление новых областей и создание новых направлений в уже существующих областях.

Постиндустриальная, т.е. информационная цивилизация требует не только развития средств обмена информацией и ее контроля, но и все возрастающего производства электроэнергии, совершенствования электротехнологий и компьютерной техники, которые невозможны без изучения электротехники и электроники.

Владение базовыми знаниями в этих областях позволит специалисту рационально применять электротехнические и электронные устройства на практике.

1. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ И МАГНИТНЫЕ ЦЕПИ

1.1. Основные определения

Для работы любого электротехнического устройства необходимо, чтобы через него проходил электрический ток, обязательным условием существования которого является наличие замкнутого контура – электрической цепи.

Основными элементами электрической цепи являются источники и приемники электрической энергии. Кроме этих элементов, электрическая цепь содержит измерительные приборы, коммутационную аппаратуру, соединительные линии, провода.

В источниках электрической энергии различные виды энергии преобразуются в электрическую.

Так, в генераторах электростанций в электрическую энергию преобразуется энергия механическая, в гальванических элементах и аккумуляторах – химическая, в солнечных батареях – световая и т.д.

В приемниках электрическая энергия источников преобразуется в механическую (электрические двигатели), тепловую (нагревательные элементы), световую (электрические лампы), химическую (электролизные ванны).

Все электрические цепи обладают рядом топологических параметров, с помощью которых можно контролировать их работу, такими, как напряжение, ток, сопротивление, мощность, затрачиваемая энергия. Для цепей, включающих нелинейные элементы – индуктивности и емкости и магнитопроводов электрических машин существенными параметрами являются такие величины, как емкость, индуктивность, электрическая проводимость, величины магнитного потока и магнитной индукции. Все электротехнические устройства по назначению, принципу действия и конструктивному оформлению можно разделить на три большие группы:

1. Источники энергии, т.е. устройства, вырабатывающие электрический ток (генераторы, термоэлементы, фотоэлементы, химические элементы).
2. Приемники, или нагрузка, т.е. устройства, потребляющие электрический ток (электродвигатели, электролампы, электрические механизмы и т.д.).
3. Проводники, а также различная коммутационная аппаратура (выключатели, реле, контакторы и т.д.).

Электрическую цепь называют линейной, если ни один параметр цепи не зависит от величины или направления тока, или напряжения, и нелинейной, если она содержит хотя бы один нелинейный элемент. Параметры нелинейных элементов зависят от величины или направления тока, или напряжения.

В соответствии с международной системой единиц СИ (System International), для измерения параметров электрических цепей должны применяться

следующие величины, вошедшие в перечень основных (табл. 1.1) и дополнительных (табл. 1.2) единиц СИ.

Таблица 1.1 - Основные единицы системы СИ

Величина	Наименование	Обозначение	
		русское	международное
Длина	Метр	м	m
Масса	Килограмм	кг	kg
Время	Секунда	с	s
Сила электрического тока	Ампер	А	A
Термодинамическая температура	Кельвин	К	K
Сила света	Кандела	кд	cd

Производные единицы могут быть выражены через основные с помощью математических операций умножения и деления. Некоторым из производных единиц, для удобства, присвоены собственные названия, такие единицы тоже можно использовать в математических выражениях для образования других производных единиц.

Таблица 1.2 – Производные единицы системы СИ

Величина	Наименование	Обозначение	
		русское	международное
Температура по шкале Цельсия	Градус Цельсия	°С	degree Celsius, °C
Частота	Герц	Гц	Hz
Сила	Ньютон	Н	N
Энергия	Джоуль	Дж	J
Мощность	Ватт	Вт	W
Давление	Паскаль	Па	Pa
Световой поток	Люмен	лм	lm
Освещённость	Люкс	лк	lx
Электрический заряд	Кулон	Кл	C
Разница потенциалов	Вольт	В	V
Сопротивление	Ом	Ом	Ω
Ёмкость	Фарада	Ф	F
Магнитный поток	Вебер	Вб	Wb
Магнитная индукция	Тесла	Тл	T
Индуктивность	Генри	Гн	H
Электрическая проводимость	Сименс	См	S

Поскольку диапазоны измеряемых величин имеют большой разброс, то для упорядочения обозначений измеряемых диапазонов в пределах от 10^{18} до

10^{-18} приняты кратные и дольные приставки к основным и производным величинам системы СИ (табл. 1.3).

Таблица 1.3 – Кратные и дольные приставки к единицам измерения

Наименование	Русское обозначение	Международное обозначение	Множитель
Экса	Э	E	10^{18}
Пета	П	P	10^{15}
Тера	Т	T	10^{12}
Гига	Г	G	10^9
Мега	М	M	10^6
Кило	к	k	10
Гекто	г	h	10^2
Дека	да	da	10^1
Деци	д	d	10^{-1}
Санتي	с	c	10^{-2}
Милли	м	m	10^{-3}
Микро	мк	μ	10^{-6}
Нано	н	n	10^{-9}
Пико	п	p	10^{-12}
Фемто	ф	f	10^{-15}
Атто	а	a	10^{-18}

1.2. Электрические цепи

Для теоретического анализа какой-либо электрической цепи ее изображают схемой – графическим изображением электрической цепи с помощью условных обозначений.

Приемники электрической энергии по характеру физических процессов, протекающих в них, делятся на три основных вида: резистивные; индуктивные; емкостные.

В реальной цепи электрическим сопротивлением обладают не только реостат или резистор, но и проводники, катушки, конденсаторы и т.д. Общим свойством всех устройств, обладающих сопротивлением, является необратимое преобразование электрической энергии в тепловую. Тепловая энергия, выделяемая в сопротивлении, полезно используется или рассеивается в пространстве. Сопротивление проводника определяется по формуле:

$$R = \rho \frac{l}{S}, \quad (1.1)$$

где l - длина проводника; S - сечение; ρ - удельное сопротивление.

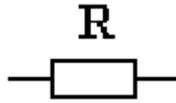


Рис. 1.1. Графическое изображение резистивного элемента

Величина, обратная сопротивлению, называется проводимостью.

$$g = \frac{1}{R}. \quad (1.2)$$

Сопротивление измеряется в Омах (Ом), а проводимость - в Сименсах (См).

Сопротивление пассивного участка цепи в общем случае определяется по формуле (1.3):

$$R = \frac{P}{I^2}, \quad (1.3)$$

где P - потребляемая мощность;
 I - ток в цепи.

1.2.1. Закон Ома

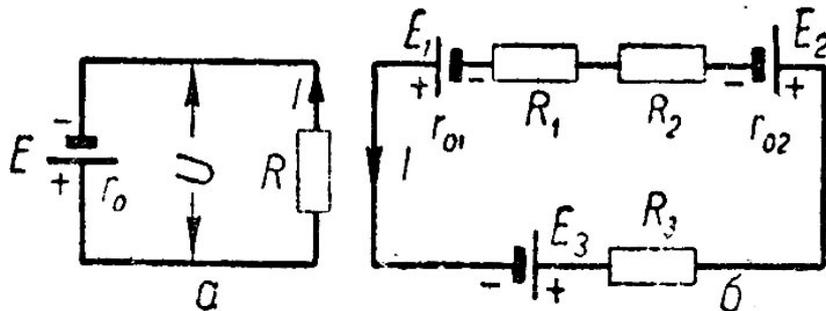


Рис. 1.2. Схемы неразветвленной цепи:

а - с одним источником питания;
б - с тремя источниками

Закон Ома для участка цепи. Величина тока на участке цепи (рис. 1.2.,а) прямо пропорциональна напряжению на концах этого участка и обратно пропорциональна его сопротивлению:

$$I = \frac{U}{R}, \quad (1.4)$$

откуда

$$U = I \cdot R; R = \frac{U}{I}, \quad (1.5)$$

где I - ток в цепи, А;
 U - напряжение на концах цепи, В;
 R - сопротивление участка цепи, Ом.

Закон Ома для всей цепи. Величина тока в неразветвленной цепи, содержащей один источник тока (рис. 1.2.,а), прямо пропорциональна его электродвижущей силе (ЭДС) и обратно пропорциональна сопротивлению всей цепи:

$$I = \frac{E}{R + r_0}, \quad (1.6)$$

где E - ЭДС Источника, В;
 r_0 - внутреннее сопротивление источника, Ом.

Из (1.6) находим:

$$I \cdot R = E - I \cdot r_0 \text{ или } U = E - I \cdot r_0. \quad (1.7)$$

Следовательно, напряжение на зажимах источника тока меньше его ЭДС на величину падения напряжения на внутреннем сопротивлении. При разомкнутой внешней цепи напряжение на зажимах источника тока равно его

Ток в неразветвленной цепи (рис. 1.2., б), состоящей из нескольких последовательно соединенных источников тока и нескольких внешних сопротивлений, определяется по формуле:

$$I = \frac{\sum_{i=1}^n E_i}{\sum_{k=1}^m R_k + \sum_{i=1}^n r_{0_i}}, \quad (1.8)$$

где $\sum_{i=1}^n E_i = E_1 + E_2 + \dots + E_n$ - алгебраическая сумма ЭДС всех источников питания в цепи;

$\sum_{k=1}^m R_k$ - сумма сопротивлений внешней цепи;

$\sum_{i=1}^n r_{0_i}$ - сумма внутренних сопротивлений источников тока.

1.2.2. Законы Кирхгофа

Первый закон. Сумма токов, приходящих к узловой точке (рис. 1.3, а), равна сумме токов, уходящих от нее:

$$I_1 + I_2 + I_3 = I_4 + I_5 \quad (1.9)$$

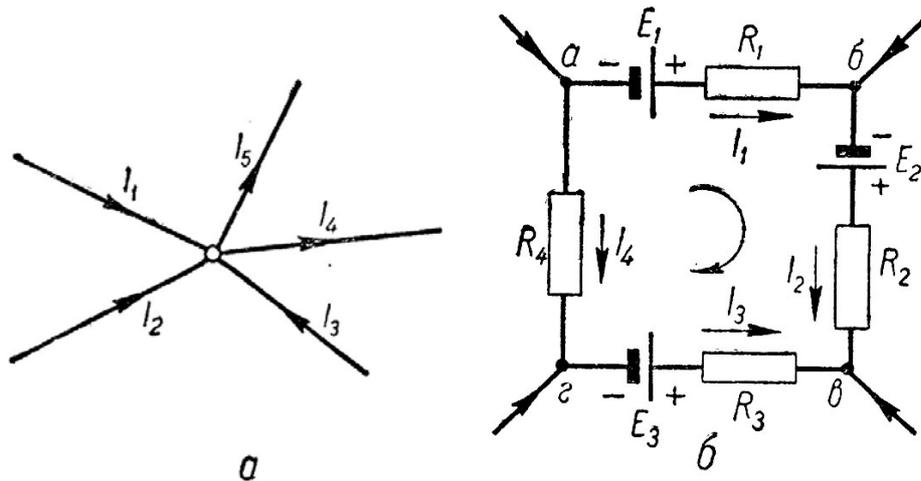


Рис. 1.3. К законам Кирхгофа:

a - узловая точка соединения проводников;
б - замкнутый контур, содержащий несколько ЭДС
и несколько сопротивлений.

Если условно считать токи, приходящие к узловой точке, положительными, а уходящие - отрицательными, то первый закон Кирхгофа можно сформулировать так: алгебраическая сумма токов в узловой точке равна нулю.

$$\sum I = 0. \quad (1.10)$$

Второй закон. Во всяком замкнутом контуре (рис. 1.3, б) алгебраическая сумма ЭДС равна алгебраической сумме падений напряжений:

$$\sum E = \sum I \cdot R. \quad (1.11)$$

При произвольно выбранном направлении обхода контура ЭДС считаются положительными, если их направления совпадают с направлением обхода контура, и отрицательными - если не совпадают. Аналогично падения напряжений считаются положительными, если направление тока в сопротивлениях совпадает с направлением обхода контура, и отрицательным - если не совпадает. Так, для контура *абвг* (рис. 1.3, б), при обходе его по часовой стрелке можем написать:

$$E_1 + E_2 - E_3 = I_1 R_1 + I_2 R_2 - I_3 R_3 - I_4 R_4. \quad (1.12)$$

На рис. 1.3, б не показаны внутренние сопротивления r_0 источников питания.

Мощность - это работа, произведенная за единицу времени. Электрическая мощность (P , единица измерения ватт), согласно закону Ома:

$$P = UI; \quad P = I^2 R; \quad P = \frac{U^2}{R}. \quad (1.13)$$

Единицы измерения электрической и механической мощности связаны следующими соотношениями:

$$736 \text{ Вт} = 1 \text{ л.с.}; \quad 1000 \text{ Вт} = 1 \text{ кВт} = 10^2 \text{ кг} \cdot \text{м}/\text{с} = 1,36 \text{ л.с.} \quad (1.14)$$

Коэффициент полезного действия (КПД) - это отношение полезной мощности (P_1) к затраченной (P_2), т.е.

$$\eta = \frac{P_1}{P_2}. \quad (1.15)$$

$$P_1 = P_2 + \Delta P, \quad (1.16)$$

где ΔP - мощность потерь.

КПД может выражаться в относительных единицах или процентах:

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} \cdot 100\% = \frac{P_1 - \Delta P}{P_1} \cdot 100\%. \quad (1.17)$$

Работа, совершаемая электрическим полем при перемещении положительного заряда вдоль участка электрической цепи, не содержащего источников электроэнергии, называется электрической работой. Единица измерения электрической работы - джоуль ($1 \text{ Дж} = 1 \text{ Вм} \cdot \text{с}$).

$$A = Pt; \quad A = I^2 R t; \quad A = \frac{U^2}{R} t. \quad (1.18)$$

Практической единицей измерения электрической энергии служит киловатт-час ($\text{КВт} \cdot \text{ч}$), т.е. работа, совершаемая при неизменной мощности 1 КВт в течение 1 ч.

При протекании токов на элементах электрической цепи выделяется тепло. На основании закона сохранения энергии количество тепла, выделяющееся в единицу времени в сопротивлениях схемы, должно равняться энергии, доставляемой за то же время источниками питания. Таким образом, в любой электрической цепи должен соблюдаться энергетический баланс мощностей: алгебраическая сумма мощностей всех источников электроэнергии должна быть равна алгебраической сумме мощностей всех приемников электроэнергии.

Уравнение энергетического баланса при питании электрической цепи только от источников ЭДС имеет вид:

$$\sum I^2 R = \sum EI. \quad (1.19)$$

Если направление тока I , протекающего через источник ЭДС E , совпадает с направлением ЭДС, то источник ЭДС доставляет в цепь в единицу времени энергию, равную EI , которое входит с положительным знаком в уравнение (1.16). Если же направление тока I встречное направлению ЭДС E , то источник ЭДС не поставляет электроэнергию, а потребляет его, например, при зарядке аккумулятора, и произведение EI входит в (1.16) с отрицательным знаком.

1.2.3. Соединение сопротивлений

Последовательное соединение (рис. 1.4, а). Величина тока в любой точке неразветвленной цепи одна и та же:

$$I = I_1 = I_2 = I_3. \quad (1.20)$$

Общее (эквивалентное) сопротивление равно сумме всех последовательно соединенных сопротивлений:

$$R = \sum_{i=1}^n R_i. \quad (1.21)$$

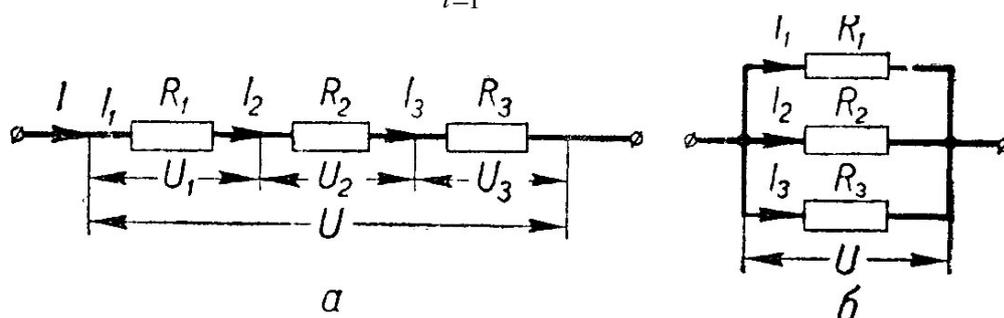


Рис. 1.4. Схемы соединения сопротивлений:
а - последовательное;
б - параллельное.

Общее напряжение (падение напряжения) равно сумме напряжений (падений напряжений) на отдельных участках цепи:

$$U = \sum_{i=1}^n U_i. \quad (1.22)$$

Напряжения на участках цепи прямо пропорциональны сопротивлениям этих участков

$$U_1 = I \cdot R_1; U_2 = I \cdot R_2; U_3 = I \cdot R_3, \quad (1.23)$$

следовательно,

$$I = \frac{U_1}{R_1} = \frac{U_2}{R_2} = \frac{U_3}{R_3}. \quad (1.24)$$

Параллельное соединение (рис. 1.4, б). Ток в неразветвленной части цепи равен сумме токов в ветвях:

$$I = I_1 + I_2 + I_3. \quad (1.25)$$

Общая проводимость разветвления равна сумме проводимостей отдельных ветвей:

$$g = g_1 + g_2 + g_3. \quad (1.26)$$

Общее сопротивление равно обратной величине общей проводимости $R = 1/g$ и меньше наименьшего сопротивления. Общее сопротивление определяется из формулы:

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}. \quad (1.27)$$

Ток в каждой ветви определяется согласно закону Ома

$$I_1 = \frac{U}{R_1} = U \cdot g_1; \quad I_2 = \frac{U}{R_2} = U \cdot g_2; \quad I_3 = \frac{U}{R_3} = U \cdot g_3. \quad (1.28)$$

Токи в ветвях прямо пропорциональны проводимостям или обратно пропорциональны сопротивлениям ветвей:

$$I_1 : I_2 : I_3 = g_1 : g_2 : g_3. \quad (1.29)$$

или

$$I_1 : I_2 : I_3 = \frac{1}{R_1} : \frac{1}{R_2} : \frac{1}{R_3}. \quad (1.30)$$

1.2.4. Соединения индуктивных и емкостных элементов

Эти элементы электро- и радиотехнических устройств имеют принципиальное отличие от резистивных элементов в том, что в них не происходит необратимого преобразования электрической энергии в другие виды энергии.

Поэтому, когда сопоставляют элементы по своему характеру, то резистивные элементы называют активными, а индуктивный и емкостный элементы реактивными.

Классическим примером индуктивного элемента является катушка, намотанная проводом на магнитопровод (сердечник). Индуктивностью называется элемент схемы, характеризующий способность цепи накапливать магнитное поле.

Индуктивность, (коэффициент самоиндукции) численно равна ЭДС самоиндукции \mathcal{E}_L , возникающей в проводнике (катушке) при изменении в нем тока:

$$L = \frac{\mathcal{E}_L}{\frac{dI}{dt}}. \quad (1.31)$$

Индуктивность катушки, измеряемая в генри [Гн], определяется по формуле

$$L = \frac{W \cdot \Phi}{I}, \quad (1.32)$$

где W - число витков катушки; Φ - магнитный поток катушки, Вб, возбуждаемый током I , А.

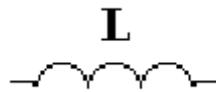


Рис. 1.5. Графическое изображение индуктивного элемента

Общая индуктивность L нескольких последовательно или параллельно соединенных индуктивностей при отсутствии индуктивной связи между ними определяется по формулам, приведенным в табл. 1.4.

Таблица 1.4 - Параллельное и последовательное соединение индуктивностей

Схема соединения	Общая индуктивность
	$L = L_1 + L_2 + L_3$
	$L = \frac{L_1 \cdot L_2}{L_1 + L_2}$
	$\frac{1}{L} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} + \frac{1}{L_3}$

Емкостью называется элемент схемы, характеризующий способность участка электрической цепи накапливать электрическое поле.

Кулон на вольт называется фарадой. Емкость конденсатора, измеряемая в фарадах (Ф), определяется по формуле:

$$C = \frac{q}{U_C}, \quad (1.33)$$

где q - заряд на обкладках конденсатора;

U_C - напряжение на конденсаторе.

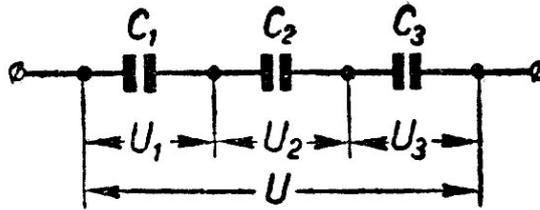


Рис. 1.6. Последовательное соединение конденсаторов

При последовательном соединении конденсаторов (рис. 1.6), общее напряжение равно сумме напряжений на отдельных конденсаторах:

$$U = U_1 + U_2 + U_3. \quad (1.34)$$

Напряжения на конденсаторах обратно пропорциональны их емкостям:

$$U_1 : U_2 : U_3 = \frac{1}{C_1} : \frac{1}{C_2} : \frac{1}{C_3}. \quad (1.35)$$

Общая емкость определяется по формуле:

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3}, \quad (1.36)$$

и будет меньше емкости наименьшего конденсатора данной цепи. Параллельное соединение конденсаторов (рис. 1.7).

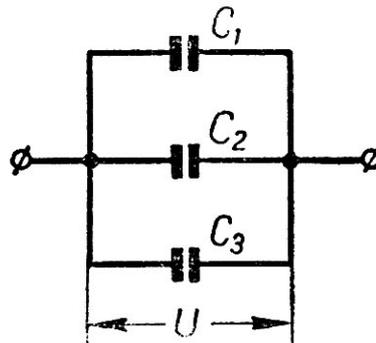


Рис 1.7. Параллельное соединение конденсаторов

Напряжения на каждом конденсаторе одинаковы и равны U . Общая емкость C равна сумме емкостей параллельно соединенных конденсаторов:

$$C = C_1 + C_2 + C_3. \quad (1.37)$$

При параллельном соединении n конденсаторов одинаковой емкости C_i общая емкость:

$$C = C_i \cdot n. \quad (1.38)$$

1.3. Классификация цепей и особенности их расчета

В электротехнике решаются две задачи: - синтез электротехнических устройств и анализ этих устройств.

Задача синтеза решается при создании новых устройств конструкторами. Это – наиболее сложная задача. Анализ работы электротехнических устройств чаще всего необходимо проводить уже при их эксплуатации, поэтому существуют типовые задачи анализа.

Как правило, задача анализа состоит в определении токов и напряжений на всех участках электрической цепи. При этом конфигурация цепи и параметры ее элементов, при этом вольтамперные характеристики (ВАХ) источников и потребителей энергии, электрические сопротивления токонесущих проводов и др., считаются известными.

Как уже отмечалось, при анализе (расчете режима работы) электрической цепи необходимо эту цепь представить и изобразить графически схемой, в которой элементы электрической цепи представлены в виде соединений идеализированных элементов – резистивного R , индуктивного L , и емкостного C , а источники электрической энергии представляются как последовательное соединение их электродвижущих сил (ЭДС) и внутренних сопротивлений этих источников.

Однако при анализе электрических цепей постоянного тока, пассивными элементами схем являются только резистивные элементы, т.к. сопротивления индуктивных элементов постоянному току равны нулю, а сопротивления емкостных элементов при этом равны бесконечности, так что емкостные элементы разрывают электрические цепи постоянного тока.

Линейными называются электрические цепи, которые содержат только линейные элементы. При наличии в цепи хотя бы одного нелинейного элемента цепь относят к нелинейным.

Линейные элементы характеризуются неизменными значениями своих параметров вне зависимости от протекающих через них токов (приложенных к ним напряжений). Этот принцип должен сохраняться и при изменении полярности напряжений и токов. Критерием оценки линейности цепей (систем) служит принцип суперпозиции или наложения.

Цепи классифицируются на линейные, нелинейные, пассивные (не содержат внутренних источников энергии) и активные (содержат внутренние источники энергии).

Цепи подразделяются на простые (один источник питания), сложные, неразветвленные (один контур) и разветвленные (много контуров).

Принцип расчета цепей заключается в описании уравнений, связывающих переменные в цепи, математическими методами (правилами Кирхгофа и др.) и решении этих уравнений относительно искомых электрических величин (токов, напряжений и т.п.). Для записи уравнений требуется показать условно-положительные направления для всех токов и напряжений схемы. Обычно

считаются заданными значения параметров всех источников энергии и элементов цепи. Требуется найти токи ветвей и напряжения на участках цепи. В ряде случаев исходную схему предварительно упрощают, используя эквивалентные преобразования.

1.3.1. Принцип суперпозиции и метод наложения

Принцип суперпозиции: реакция цепи или системы на суммарное воздействие равна сумме реакций на элементарные воздействия

$$f(x_1 + x_2 + \dots + x_n) = f(x_1) + f(x_2) + \dots + f(x_n). \quad (1.39)$$

Принцип суперпозиции применим только к линейным цепям, а потому следующий из него метод наложения используется для анализа простейших линейных цепей с двумя или тремя источниками энергии. (При большем числе источников целесообразно при менять другие методы расчета, приводящие к меньшим временным затратам.)

Метод наложения: ток в любой ветви электрической цепи равен алгебраической сумме токов, создаваемых каждым источником этой цепи в отдельности (рис. 1.8).

Найдем токи ветвей, если известны следующие величины: E_1, E_2, R_1, R_2, R_3

Так как исходная схема содержит два источника ЭДС, то представляем ее в виде совокупности двух схем, оставляя в каждой из них только один источник.

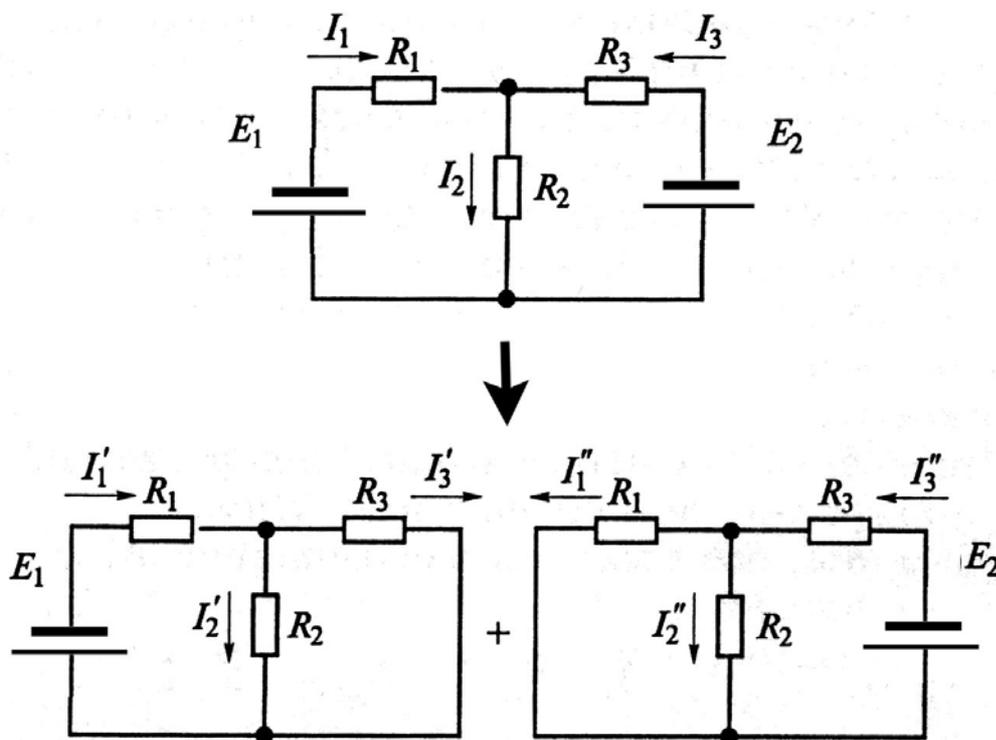


Рис. 1.8. Метод наложения

Для каждой из них любыми способами определяем токи ветвей, а затем находим искомые токи исходной схемы как результат суперпозиции токов, найденных для каждой из схем в отдельности:

$$\left. \begin{aligned} I_1 &= I_1' + I_1''; \quad I_1' = \frac{E_1}{R_1 + R_{23}}; \quad I_3'' = \frac{E_2}{R_3 + R_{12}}; \\ I_2 &= I_2' + I_2''; \quad I_2' = I_1' \frac{R_3}{R_2 + R_3}; \quad I_2'' = I_3'' \frac{R_1}{R_1 + R_2}; \\ I_3 &= -I_3' + I_3''; \quad I_3' = I_1' + I_2'; \quad I_1'' = I_3'' - I_2''. \end{aligned} \right\} \quad (1.40)$$

1.3.2. Метод контурных токов

Метод контурных токов (МКТ) применяют для расчета цепи, так как он позволяет исключить уравнения, составленные по первому правилу Кирхгофа. Расчетное число уравнений по правилам Кирхгофа равно числу искомых токов в ветвях и определяется числом ветвей цепи $N = B$.

Расчетное число уравнений по МКТ определяется числом взаимно независимых контуров цепи и составляет

$$N_{МКТ} = B - (Y - 1). \quad (1.41)$$

В методе контурных токов реализуется принцип использования промежуточных переменных, число которых меньше, чем число искомых переменных. Осуществляется переход от реальных токов рассчитываемой цепи (их число равно B) к контурным токам. Контурный ток - это условный расчетный ток, имеющий одинаковое значение на всех участках заданного контура. В электрической цепи, содержащей источник тока, последние преобразуют для расчета в источник ЭДС или учитывают как дополнительный контурный ток, не имеющий замкнутого контура. Для контура с источником тока уравнения не составляются. При определении контурных токов составляют уравнения по второму правилу Кирхгофа для каждого взаимно независимого контура и решают их относительно контурных токов. Для перехода от контурных к реальным токам используют уравнения, составленные по первому правилу Кирхгофа, в соответствии со следующим правилом: токи наружных (не имеющих смежных контуров) ветвей равны контурным токам, а токи смежных ветвей равны алгебраической разности контурных токов, проходящих по этим ветвям.

Для рассматриваемой цепи (рис. 1.9, а)

$$B = 5; \quad Y = 3; \quad N = 5; \quad N_{МКТ} = 5 - 2 = 3.$$

Для каждого взаимно независимого контура цепи введем соответствующий контурный ток и выберем в качестве условно-положительного направления токов направление по часовой стрелке.

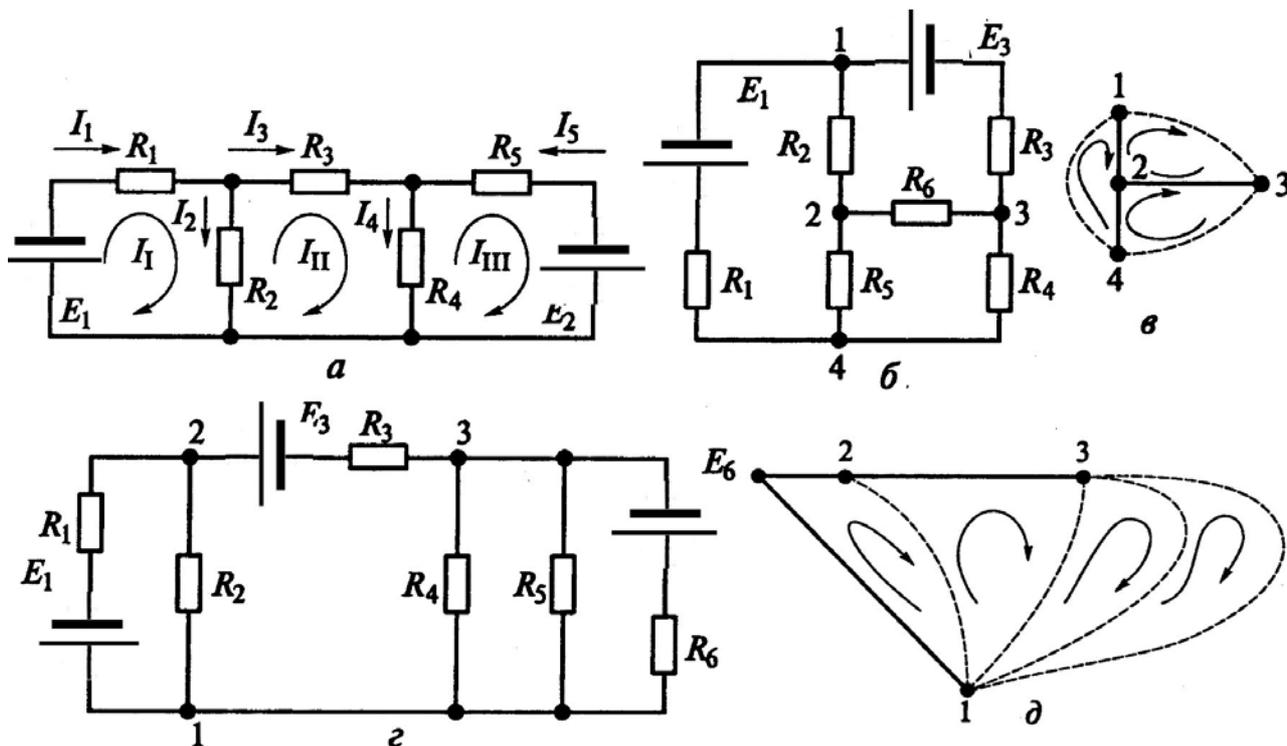


Рис. 1.9. Пример применения метода контурных токов:
a - схема рассчитываемой цепи; *б* - мостовая схема; *в* - контуры мостовой схемы; *г* - параллельно-последовательная схема; *д* - контуры параллельно-последовательной схемы

По второму правилу Кирхгофа для контурных токов рассматриваемой цепи имеем:

$$\begin{aligned} R_1 I_1 + R_2 (I_1 - I_{11}) &= E_1; \\ R_2 (I_{11} - I_1) + R_3 I_{11} + R_4 (I_{11} - I_{111}) &= 0; \\ R_4 (I_{111} - I_{11}) + R_5 I_{111} &= -E_3. \end{aligned}$$

Правило составления контурных уравнений заключено в том, что алгебраическая сумма ЭДС в контуре равна произведению контурного тока данного контура на сумму всех сопротивлений контура, минус произведения контурных токов соседних контуров на соответствующие сопротивления смежных ветвей.

Для любой электрической цепи, имеющей N контуров, систему уравнений относительно контурных токов можно записать в канонической форме:

$$\begin{aligned} I_1 R_{11} - I_{11} R_{12} - I_{111} R_{13} &= \sum E_1; \\ -I_1 R_{21} + I_{11} R_{22} - I_{111} R_{23} &= \sum E_{11}; \\ -I_1 R_{31} - I_{11} R_{32} + I_{111} R_{33} &= \sum E_{111}; \end{aligned}$$

где R_{jj} - собственное сопротивление j -го контура, $j = 1, 2, 3$;

R_{jk} - взаимные сопротивления j -го и k -го контуров, $k=1, II, III$;

$\sum E_k$ - контурная ЭДС k -го контура.

Контурная ЭДС равна алгебраической сумме ЭДС k -го контура.

Для того чтобы привести систему уравнений, составленную относительно контурных токов, к канонической форме, необходимо выбирать контуры и контурные токи по следующим правилам:

1. Выбирают дерево и мосты.

2. За направления контурных токов принимают положительные направления токов в мостах.

3. Положительные направления обходов контуров (направления токов в мостах) выбираются так, чтобы токи в смежных ветвях контуров (как правило, это токи в ветвях дерева) имели противоположные направления.

4. В частном случае k параллельных мостов уравнение для i -го контура, т.е. первого из параллельных мостов, записывается по второму правилу Кирхгофа. Последующие $(k-1)$ уравнения включают в себя только мосты, при этом направления токов и, следовательно, направления контуров выбираются единообразно по часовой стрелке или против нее, что обеспечивает выполнение п. 3.

Для цепи, приведенной на рис. 1.9, а, определим собственные сопротивления контуров:

$$\begin{aligned}R_{11} &= R_1 + R_2; \\R_{22} &= R_2 + R_3 + R_4; \\R_{33} &= R_5 + R_4,\end{aligned}$$

а также взаимные:

$$\begin{aligned}R_{12} &= R_{21} = R_2; \\R_{13} &= R_{31} = 0,\end{aligned}$$

поскольку нет непосредственного соприкосновения контуров;

$$R_{23} = R_{32} = R_4.$$

Суммарные значения ЭДС контуров составят соответственно

$$\sum E_1 = E_1; \quad \sum E_{11} = 0; \quad \sum E_{111} = -E_2.$$

С учетом изложенных правил уравнения цепи будут иметь следующий вид:

$$\begin{cases} (R_1 + R_2)I_1 - R_3I_{11} - 0 = E_1; \\ -R_2I_1 + (R_2 + R_3 + R_4)I_{11} - R_4I_{111} = 0; \\ 0 - R_4I_{11} + (R_5 + R_4)I_{111} = -E_2. \end{cases} \quad (1.42)$$

Решив систему (1.42), найдем контурные токи:

$$I_1 = \frac{\Delta_1}{\Delta}; \quad I_{11} = \frac{\Delta_{11}}{\Delta}; \quad I_{111} = \frac{\Delta_{111}}{\Delta};$$

где

$$\Delta = \begin{vmatrix} R_1 + R_2 & -R_3 & 0 \\ -R_2 & R_2 + R_3 + R_4 & -R_4 \\ 0 & -R_4 & R_5 + R_4 \end{vmatrix}; \quad \Delta_1 = \begin{vmatrix} E_1 & -R_1 & 0 \\ 0 & R_2 + R_3 + R_4 & -R_4 \\ -E_2 & -R_4 & R_5 + R_4 \end{vmatrix};$$

$$\Delta_{11} = \begin{vmatrix} R_1 + R_2 & E_1 & 0 \\ -R_3 & 0 & -R_4 \\ 0 & -E_2 & R_5 + R_4 \end{vmatrix}; \quad \Delta_{111} = \begin{vmatrix} R_1 + R_2 & -R_3 & E_1 \\ -R_3 & R_2 + R_3 + R_4 & 0 \\ 0 & -R_4 & -E_2 \end{vmatrix}.$$

От контурных токов переходим к реальным искомым токам:

$$I_1 = I_1; \quad I_2 = I_1 - I_{11}; \quad I_3 = I_{11}; \quad I_4 = I_{11} - I_{111}; \quad I_5 = -I_{111}.$$

Для электрических схем рис. 1.9, б, з выделяют соответствующие узлы и контуры в, д.

1.3.3. Метод узловых напряжений

Метод узловых напряжений (МУН) рекомендуется применять для расчета электрических цепей, у которых число узлов меньше числа независимых контуров. Этот метод основан на применении первого правила Кирхгофа и закона Ома. Расчетное число уравнений по МУН определяется числом узлов цепи:

$$N_{МУН} = (Y - 1).$$

Как и в методе контурных токов, здесь также применяют промежуточные переменные, в качестве которых используют узловые напряжения. Узловое напряжение - напряжение между любым узлом схемы и некоторым базисным узлом, потенциал которого принимают равным нулю. Затем записывают уравнения относительно напряжений узлов, число которых для любой схемы равно $(Y - 1)$, и решают их. Искомые токи ветвей определяются из найденных напряжений узлов по закону Ома (рис. 1.10).

Для рассматриваемой цепи $B = 5$, $Y = 3$, $N_{МУН} = (Y - 1) = 2$.

Выберем базисный узел и обозначим его цифрой 0. Два других узла обозначим цифрами 1 и 2. Направим напряжения U_{10} и U_{20} от узлов 1 и 2 к узлу 0. В цепи также имеется напряжение U_{12} между узлами 1 и 2, которое определяется через узловые напряжения по второму правилу Кирхгофа:

$$U_{12} = U_{10} - U_{20}.$$

Запишем уравнения на основании первого правила Кирхгофа для узлов 1 и 2 цепи при выбранных условно-положительных направлениях токов:

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

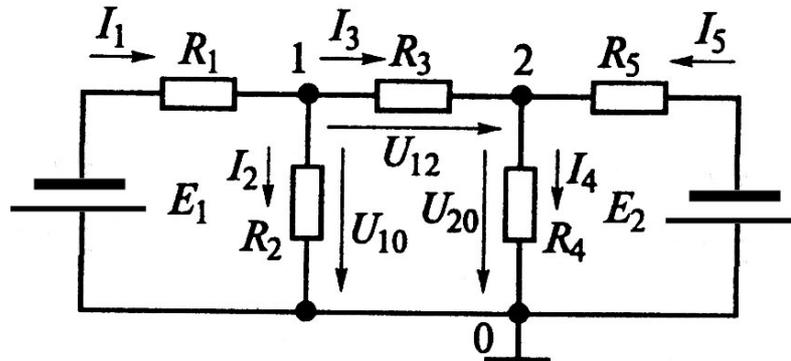


Рис. 1.10. Схема к расчету методом узловых напряжений

Пользуясь законом Ома, выразим токи ветвей через ЭДС и проводимости ветвей, а также через напряжения узлов:

$$I_1 = g_1 E_1 - g_1 U_{10};$$

$$I_2 = g_2 U_{10};$$

$$I_3 = g_3 U_{12} = g_3 (U_{10} - U_{20});$$

$$I_4 = g_4 U_{20};$$

$$I_5 = g_5 E_2 + g_5 U_{20}.$$

Подставляем эти уравнения в выражения для токов узлов:

$$(g_1 + g_2 + g_3) U_{10} - g_3 U_{20} = g_1 E_1;$$

$$-g_3 U_{10} + (g_3 + g_4 + g_5) U_{20} = g_5 E_2.$$

В общем виде эти выражения для трех узлов можно записать так:

$$g_{11} U_{10} - g_{12} U_{20} = \sum I_{y1}$$

$$-g_{21} U_{10} - g_{22} U_{20} = \sum I_{y2}.$$

(1.43)

Собственная проводимость определяется как проводимость всех резисторов, присоединенных к k -му узлу. В рассматриваемом случае

$$g_{11} = g_1 + g_2 + g_3; \quad g_{22} = g_3 + g_4 + g_5.$$

Взаимные проводимости всегда записываются в уравнениях со знаком минус. В рассматриваемом случае $g_{12} = g_{21} = g_3$.

Узловой ток находят как алгебраическую сумму токов, создаваемых каждым источником ЭДС и источниками тока, расположенными в ветвях, замыкающих к j -му узлу:

$$\sum I_{yi} = \sum_{k=1}^n g_k E_k + \sum_{k=1}^m I_k.$$

Слагаемое в узловом токе имеет знак плюс, если соответствующий ему источник направлен к рассматриваемому узлу. Для рассматриваемой схемы

$$\sum I_{y1} = g_1 E_1; \quad \sum I_{y2} = g_5 E_2.$$

Решив уравнения (1.43), получим следующие результаты:

$$U_{10} = \frac{\Delta_1}{\Delta}; \quad U_{20} = \frac{\Delta_2}{\Delta},$$

где
$$\Delta = \begin{vmatrix} g_{11} & -g_{12} \\ -g_{21} & g_{22} \end{vmatrix}; \quad \Delta_1 = \begin{vmatrix} E_1 g_1 & -g_{12} \\ E_5 g_5 & g_{22} \end{vmatrix}; \quad \Delta_2 = \begin{vmatrix} g_{11} & E_1 g_1 \\ -g_{21} & E_5 g_5 \end{vmatrix}.$$

Для окончательного решения требуется найти все токи исходной схемы по закону Ома.

Учитывая относительную сложность расчета RLC-цепей, разработана программа на языке Basic, позволяющая рассчитывать цепи, содержащие до 46 узлов, листинг которой приводится в приложении.

1.4. Магнитные цепи

Магнитной цепью называется совокупность тел или областей пространства, в которых сосредоточено магнитное поле. Магнитные цепи составляют необходимую часть электрических машин и многих электрических устройств.

Интенсивность магнитного поля характеризуется векторной величиной: напряженностью магнитного поля \vec{H} , измеряемой в амперах на метр (А/м). Интенсивность магнитного поля характеризуется также вектором магнитной индукции \vec{B} , измеряемой в теслах (Тл). Напряженность магнитного поля не зависит, а магнитная индукция зависит от свойств окружающей среды.

Магнитный поток в магнитной цепи играет роль, аналогичную силе тока в электрической цепи. Во всех сечениях неразветвленной магнитной цепи магнитный поток Φ_m должен быть одинаковым.

Формула Гопкинсона (закон Ома для замкнутой магнитной цепи):

$$\Phi_m = \frac{\mathcal{E}_m}{R_m}, \quad (1.44)$$

где Φ_m - магнитный поток, постоянный вдоль каждого участка цепи,

\mathcal{E}_m - магнитодвижущая, или намагничивающая, сила,

R_m - полное магнитное сопротивление цепи.

Магнитное сопротивление участка цепи длиной l_i с постоянной площадью поперечного сечения S :

$$R_{mi} = \frac{l_i}{\mu\mu_0 S}, \quad (1.45)$$

где μ - относительная магнитная проницаемость данного участка цепи,
 μ_0 - магнитная постоянная.

Если S не постоянно, то

$$R_{mi} = \int_0^{l_i} \frac{dl}{\mu\mu_0 S}. \quad (1.46)$$

Общее (полное) магнитное сопротивление R_m последовательно соединенных участков магнитной цепи равно

$$R_m = \sum_{i=1}^n R_{mi}, \quad (1.47)$$

где n - число участков цепи.

При параллельном соединении n магнитных сопротивлений полное магнитное сопротивление R_m цепи равно:

$$R_m = \frac{1}{\sum_{i=1}^n R_{mi}}. \quad (1.48)$$

1.4.1. Магнитное поле токов

Подобно тому, как в пространстве, окружающем электрические заряды, возникает электрическое поле с определенными физическими свойствами, так и в пространстве, окружающем электрические токи, возникает магнитное поле. Электрическое поле обнаруживается по силам, действующим на внесенные в него заряженные тела, а магнитное поле - по отклонению магнитной стрелки компаса или по силам, действующим на внесенные в магнитное поле проводники, по которым протекает ток. Например, два параллельных провода, по которым текут токи одного направления (рис. 1.11), взаимно притягиваются.

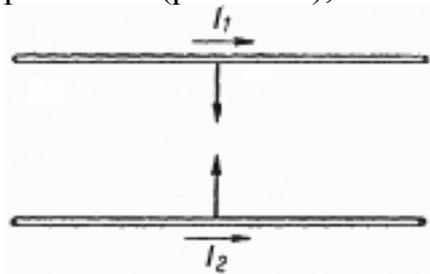


Рис. 1.11. Взаимное притяжение двух проводов с токами одного направления.

Для изучения свойств магнитного поля обычно пользуются магнитной стрелкой или элементарной рамкой. Последняя представляет собой замкнутый плоский контур, по которому течет ток и размеры которого малы по сравнению с расстоянием до проводников, создающих исследуемое магнитное поле.

Магнитное поле оказывает на рамку и магнитную стрелку ориентирующее действие. Например, в поле тока прямого длинного провода рамка располагается в плоскости, проходящей через провод (рис. 1.12); при изменении направления тока в рамке или проводе рамка поворачивается на 180° .

Это обстоятельство используют для характеристики направленности магнитного поля. За направление магнитного поля в месте расположения рамки принимают направление, вдоль которого располагается положительная нормаль к рамке. При этом положительной нормалью N к плоскости рамки считается направление поступательного движения буравчика при вращении его рукоятки в направлении протекания тока рамки.

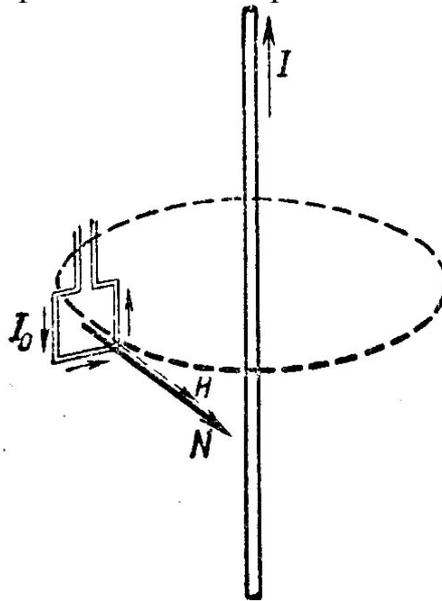


Рис. 1.12. Ориентирование рамки магнитным полем проводника с током

Элементарная рамка полезна и для количественной характеристики магнитного поля. Ориентирование рамки в магнитном поле происходит в результате действия на нее некоторого момента сил M , который достигает своего максимального значения, когда нормаль к рамке ориентирована перпендикулярно к направлению поля. Максимальное значение момента сил M_m , действующих на элементарную рамку, пропорционально площади рамки S , току рамки I_0 и некоторой величине H , характеризующей интенсивность магнитного поля,

$$M_m = HI_0S. \quad (1.49)$$

Данный момент сил называется магнитным моментом. Величину $H = M_m / I_0 S$ называют напряженностью магнитного поля.

Для создания геометрических образов магнитного поля используют линии напряженности магнитного поля, подразумевая под ними такие линии, в каждой точке которых вектор напряженности направлен по касательной. На рис. 1.13...1.17 приведены примеры расположения линий напряженности для некоторых часто встречающихся типов магнитных полей.

Линии напряженности магнитного поля являются замкнутыми кривыми. В этом их отличие от линий напряженности электрических полей, которые не замкнуты.

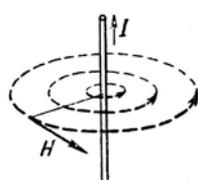


Рис. 1.13.

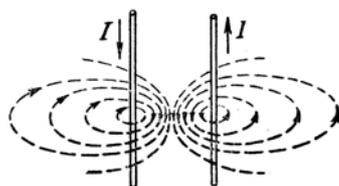


Рис. 1.14.

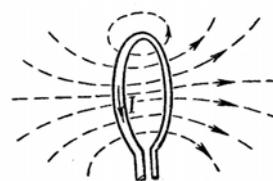


Рис. 1.15.

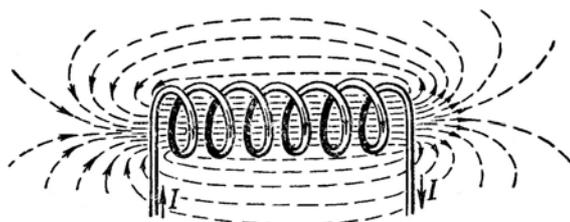


Рис. 1.16.

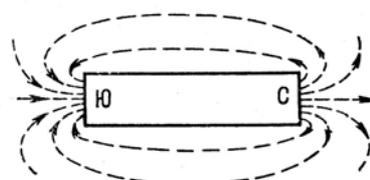


Рис. 1.17.

На рисунках: 1.13 - линии напряженности магнитного поля для прямолинейного проводника; 1.14 - для прямолинейных проводников с токами разных направлений; 1.15 - для кругового проводника; 1.16 - для тока в соленоиде; 1.17 - для постоянного магнита.

1.4.2. Закон Био – Савара - Лапласа

Магнитная индукция - физическая величина, характеризующая наряду с напряжённостями электрического и магнитного полей электромагнитное поле. Напряжённость магнитного поля, создаваемого всем проводником, зависит от размеров и формы этого проводника и определяется путем сложения напряжённостей всех элементарных отрезков dl проводника.

Закон Био - Савара - Лапласа устанавливает величину и направление элементарного вектора магнитной индукции dB в произвольной точке C магнитного поля, создаваемого в вакууме элементом проводника длиной dl с током I и численно равен:

$$dB = \frac{\mu_0 I}{4\pi r} d\varphi, \quad (1.50)$$

где dl - вектор элемента проводника, проведенный в направлении тока,

r - радиус-вектор, проведенный из этого элемента проводника в рассматриваемую точку поля,

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

$d\varphi$ - угол, под которым виден из рассматриваемой точки поля элемент dl .

Вектор dB перпендикулярен к плоскости, в которой лежат векторы dl и r , и направлен таким образом, чтобы из его конца кратчайшее вращение вектора dl до совмещения с вектором r казалось происходящим против часовой стрелки (рис. 1.18).

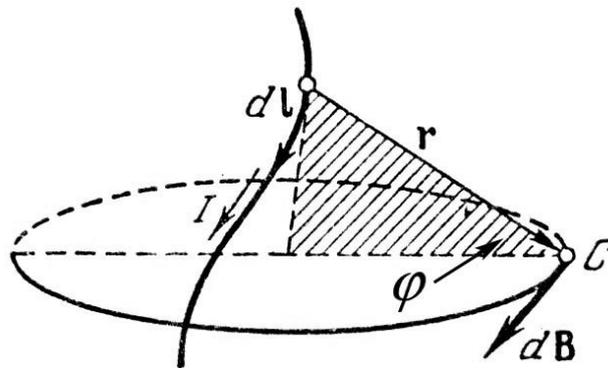


Рис. 1.18. К закону Био – Савара – Лапласа

1.4.3. Влияние вещества на магнитное поле

Вещества, оказывающие влияние на магнитное поле, называются магнетиками. Физической причиной этого влияния являются элементарные магнитные поля, создаваемые круговым движением электронов в атомах и молекулах магнетика. При отсутствии внешнего магнитного поля плоскости этих круговых токов расположены хаотично и суммарное магнитное поле равно нулю. Но при появлении внешнего магнитного поля \bar{H} все круговые токи ориентируются одинаково и создаваемое ими суммарное поле имеет отличную от нуля напряженность \bar{H}' , которая добавляется к напряженности \bar{H} внешнего магнитного поля.

Если проводники с током находятся не в вакууме, а в каком-либо веществе (магнетике), то это вещество намагничивается и магнитная индукция результирующего поля равна:

$$B = B_0 + B_{\text{внутр}}, \quad (1.51)$$

где B_0 - магнитная индукция внешнего намагничивающего поля,

$B_{\text{внутр}}$ - магнитная индукция поля, создаваемого намагниченным веществом.

В результате напряженность магнитного поля в магнетике $\bar{H} + \bar{H}'$ отличается от напряженности \bar{H} магнитного поля в вакууме, воздухе или другом немагнитном веществе.

В зависимости от величины относительной магнитной проницаемости μ , все вещества делятся на три группы.

1. Диамагнетики, вещества, у которых $\mu < 1$;
2. Парамагнетики, вещества с $\mu > 1$.
3. Ферромагнетики, вещества с $\mu \gg 1$.

К ферромагнетикам принадлежат железо, никель, кобальт и многие сплавы из неферромагнитных веществ. Для всех веществ, за исключением ферромагнитных, добавочная напряженность поля \bar{H}' пропорциональна напряженности \bar{H} внешнего магнитного поля и поэтому результирующая напряженность поля в веществе также пропорциональна напряженности \bar{H} :

$$\bar{H} + \bar{H}' = \mu' \bar{H} \quad (1.52)$$

Коэффициент пропорциональности μ' называется относительной магнитной проницаемостью вещества. Эта величина показывает, во сколько раз напряженность поля в данном магнетике больше, чем в вакууме. В парамагнетиках $\mu' > 1$, в диамагнетиках $\mu' < 1$. В вакууме и немагнитных веществах $\mu' = 1$.

В практике магнитное поле в веществе принято характеризовать не вектором $\mu' \bar{H}$, а вектором \bar{B} , называемым магнитной индукцией, в μ раз большим по модулю:

$$\bar{B} = \mu' \mu_0 \bar{H} \quad (1.53)$$

Величина $\mu = \mu' \mu_0$ носит название магнитной проницаемости и является важнейшим параметром вещества. Она является коэффициентом пропорциональности между \bar{B} и \bar{H} :

$$\bar{B} = \mu \bar{H} \quad (1.54)$$

1.4.4. Правило левой руки

Магнитное поле не оказывает действия на покоящиеся электрические заряды, но действует на движущиеся заряды. Сила F , действующая на участок проводника с током, помещенный в магнитное поле, пропорциональна величине тока I , длине проводника l и составляющей магнитной индукции B , перпендикулярной к току:

$$F = IlB \sin \alpha \quad (1.55)$$

Направление силы F определяется правилом левой руки (рис. 1.19): если нормальная к проводнику составляющая магнитной индукции B_n входит в ладонь левой руки, а четыре вытянутых пальца направлены вдоль тока I , то

отставленный большой палец указывает направление силы F в магнитном поле.

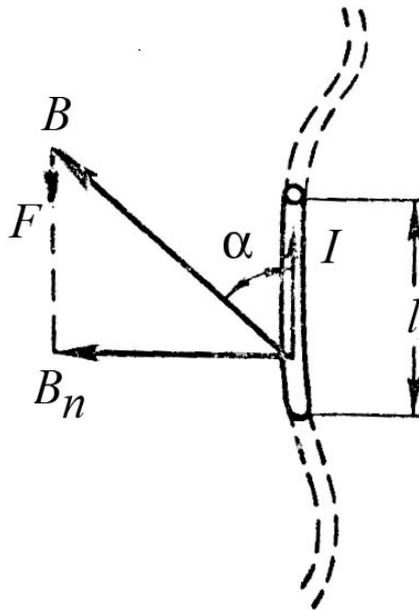


Рис. 1.19 Правило левой руки

1.4.5. Поток магнитной индукции

Для создания геометрических образов магнитного поля в веществе вводят понятие линий магнитной индукции, подразумевая под ними такие линии, в каждой точке которых вектор магнитной индукции B направлен по касательной к линии.

Линия магнитной индукции может дать представление лишь о направлении вектора B в различных точках пространства. Чтобы дать количественную характеристику поля в этих точках, через единицу поверхности, нормальной к вектору магнитной индукции B , проводят число линий индукции, равное численному значению индукции в пределах данной поверхности. В результате, чем больше магнитная индукция, тем гуще располагаются линии индукции.

В интегральной записи поток вектора магнитной индукции через поверхность S :

$$\Phi = \int_S \bar{B} d\bar{S}. \quad (1.56)$$

Магнитный поток измеряется в веберах (Вб). Скалярная запись выражения (1.56) определяет поток магнитной индукции через площадку S_n (рис. 1.20):

$$\Phi = BS_n = BS \cos \alpha = B_n S, \quad (1.57)$$

где α - угол между вектором B и нормалью n к площадке S ;

B_n - проекция вектора B на нормаль n к площадке S .

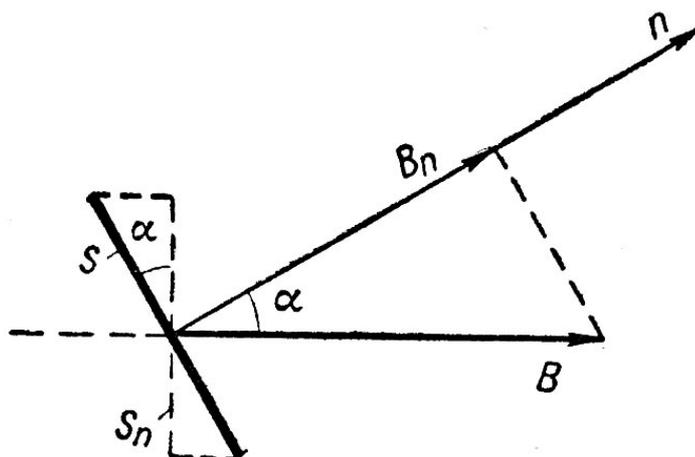


Рис. 1.20. К определению потока магнитной индукции через площадку S

1.4.6. Свойства ферромагнитных материалов

Поместим ферромагнитный материал внутри катушки с током. Сначала, с увеличением напряженности намагничивающего поля, магнитная индукция быстро возрастает. Затем, из-за насыщения материала, при дальнейшем увеличении напряженности магнитного поля магнитная индукция почти не меняется. При уменьшении напряженности намагничивающего поля кривая размагничивания не совпадает с кривой намагничивания из-за явления гистерезиса. Явление гистерезиса заключается в том, что изменение магнитной индукции запаздывает от изменения намагничивающего поля. Кривая зависимости $B = f(H)$, получающаяся при циклическом перемагничивании ферромагнитного материала, называется петлей гистерезиса. Семейство таких кривых изображено на рис. 1.21. Чем больше площадь петли, тем больше потери на перемагничивание, нагревающие материал.

Значение магнитной индукции при напряженности намагничивающего поля, равном нулю, называется остаточной магнитной индукцией B_r , или остаточной намагниченностью. Напряженность магнитного поля H_c при $B = 0$ называется коэрцитивной силой. Ферромагнитные материалы с большим значением коэрцитивной силы ($H_c > 4000 \text{ A/м}$) называются магнитотвердыми. Из этих материалов изготавливают постоянные магниты. Ферромагнитные материалы с малым значением коэрцитивной силы ($H_c < 200 \text{ A/м}$) называются магнитомягкими. Эти материалы используют в магнитопроводах электрических машин и трансформаторов.

Таким образом, зависимости $B = f(H)$ у ферромагнитных материалов нелинейные. Эти зависимости приводятся в справочниках в табличной форме или в виде кривых, называемых кривыми намагничивания.

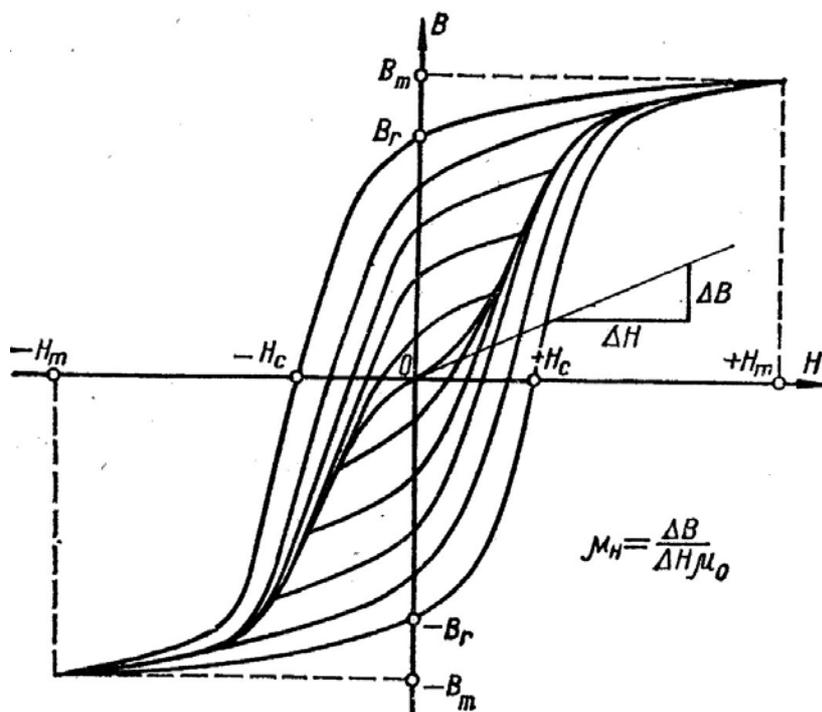


Рис. 1.21. Семейство петель гистерезиса

1.4.7. Расчет магнитных цепей

Основным законом, используемым при расчетах магнитных цепей, является закон полного тока.

$$\oint \vec{H} \cdot d\vec{l} = \sum I. \quad (1.58)$$

Он формулируется следующим образом: линейный интеграл вектора напряженности магнитного поля по замкнутому контуру равен алгебраической сумме токов, охватываемых этим контуром. Если контур интегрирования охватывает катушку с числом витков W , через которую протекает ток I , то алгебраическая сумма токов $\sum I = I \cdot W = F$, где F - магнитодвижущая сила.

Обычно контур интегрирования выбирают таким образом, чтобы он совпадал с силовой линией магнитного поля, тогда векторное произведение в формуле (1.58) можно заменить произведением скалярных величин $H \cdot dl$. В практических расчетах интеграл $\oint \vec{H} \cdot d\vec{l}$ заменяют суммой $\sum H_k \cdot l_k$ и выбирают отдельные участки магнитной цепи таким образом, чтобы H_1, H_2, \dots вдоль этих участков можно было считать приблизительно постоянными. При этом (1.58) преобразуется в

$$H_1 \cdot l_1 + H_2 \cdot l_2 + \dots + H_n \cdot l_n = \sum I \cdot W = F, \quad (1.59)$$

где l_1, l_2, \dots, l_n - длины участков магнитной цепи;

$H_1 \cdot l_1, H_2 \cdot l_2, \dots, H_n \cdot l_n$ - магнитные напряжения участков цепи. Магнитным сопротивлением участка магнитной цепи называется отношение магнитного напряжения рассматриваемого участка к магнитному потоку в этом участке:

$$R_M = \frac{H \cdot l}{\Phi} = \frac{H \cdot l}{H \cdot \mu \cdot S} = \frac{l}{\mu \cdot S}, \quad (1.60)$$

где S - площадь поперечного сечения участка магнитной цепи,
 l - длина участка.

Второй закон Кирхгофа для разветвленных магнитных цепей: в любом замкнутом контуре, произвольно выбранном в разветвленной магнитной цепи, алгебраическая сумма произведений магнитных потоков Φ_{mi} на магнитные сопротивления R_{mi} соответствующих участков цепи равна алгебраической сумме приложенных в этом контуре магнитодвижущих сил \mathcal{E}_{mi} :

$$\sum_{i=1}^k \Phi_{mi} R_{mi} = \sum_{i=1}^k \mathcal{E}_{mi}, \quad (1.61)$$

где k - число участков магнитной цепи, составляющих замкнутый контур, а Φ_{mi} и \mathcal{E}_{mi} считают положительными, если направления линий индукции соответствующих им магнитных полей совпадают с произвольно выбранным направлением обхода контура.

Рассмотрим расчет магнитной цепи, изображенной на рис. 1.22. Ферромагнитный магнитопровод имеет одинаковую площадь поперечного сечения S , l_{cp} - длина средней силовой линии магнитного поля в магнитопроводе; δ - толщина воздушного зазора. На магнитопроводе размещена обмотка, по которой протекает ток I .

Прямая задача расчета магнитной цепи заключается в том, что задан магнитный поток Φ и требуется определить магнитодвижущую силу F . Определим магнитную индукцию в магнитопроводе:

$$B = \frac{\Phi}{S}. \quad (1.62)$$

По кривой намагничивания найдем значение напряженности магнитного поля H , соответствующее величине B . Напряженность магнитного поля в воздушном зазоре:

$$H_1 = \frac{B}{\mu_0} = \frac{B}{4\pi \cdot 10^{-7}}. \quad (1.63)$$

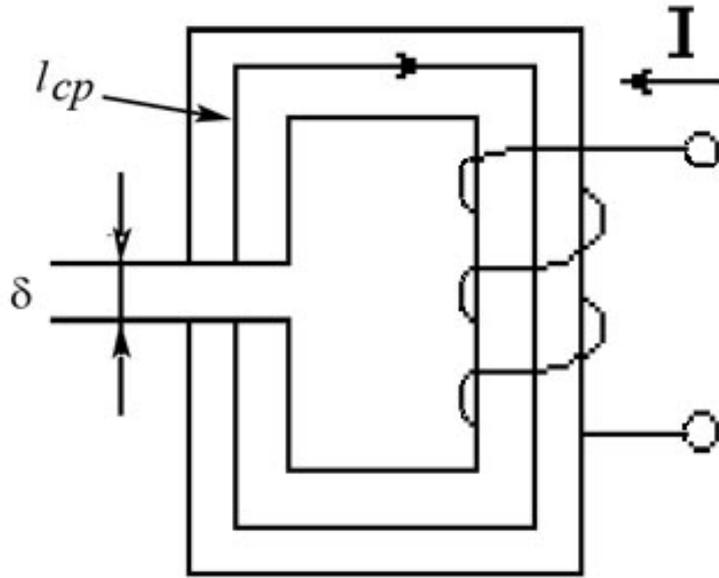


Рис. 1.22. К расчету магнитной цепи

Магнитодвижущая сила обмотки

$$F = H \cdot l_{cp} + H_1 \cdot \delta. \quad (1.64)$$

При обратной задаче расчета магнитной цепи по заданному значению магнитодвижущей силы требуется определить магнитный поток. Расчет такой задачи выполняется с помощью магнитной характеристики цепи $F = f(\Phi)$.

Для построения такой характеристики необходимо задаться несколькими значениями Φ и найти соответствующие значения F . С помощью магнитной характеристики по заданной магнитодвижущей силе определяется магнитный поток.

2. ПЕРЕМЕННЫЙ ТОК

2.1. Электромагнитная индукция

При движении проводника в магнитном поле в проводнике возникает электродвижущая сила индукции, а если при этом контур проводника замкнут, то в нем появляется электрический ток индукции. Это явление электромагнитной индукции возникает всегда при пересечении движущимся проводником магнитных силовых линий, а также при любом изменении потока магнитной индукции через контур проводника. ЭДС индукции пропорциональна скорости изменения числа линий магнитной индукции, охватываемых контуром проводника, т. е. пропорциональна скорости изменения потока магнитной индукции через контур проводника:

$$E = \frac{d\Phi}{dt}, \quad (2.1)$$

где Φ - магнитный поток.

Таким образом, для электромагнитной индукции необходимо пересечение проводником линий магнитной индукции; при движении проводника вдоль линий магнитной индукции ЭДС индукции равна нулю.

Направление индукционного тока может быть определено по следующему правилу: индукционный ток имеет такое направление, при котором он создает через площадь, ограниченную контуром, собственный поток магнитной индукции, стремящийся компенсировать то изменение потока магнитной индукции, которое его вызывает.

2.1.1. Единица измерения потока магнитной индукции

Если замкнутый проводник, в котором возникла ЭДС индукции E , имеет сопротивление R , то

$$I \cdot R = \frac{d\Phi}{dt}, \quad (2.2)$$

или

$$d\Phi = I \cdot R dt = q \cdot R. \quad (2.3)$$

На этом основании за единицу потока магнитной индукции принимают такой поток через контур проводника, при убывании которого до нуля через поперечное сечение проводника, имеющего сопротивление 1 Ом, протекает количество электричества, равное 1 Кл. Эта единица носит название вебер (Вб).

Практическая единица магнитной индукции в системе СИ есть тесла, т.е. вебер на квадратный метр (Тл).

2.1.2. Самоиндукция

Электромагнитная индукция вызывается изменением потока магнитной индукции через контур проводника. При этом безразлично, чем обусловлено это изменение. Оно, к примеру, может быть вызвано непостоянством тока, текущего через проводник. Если по проводу течет непостоянный ток, то магнитное поле этого тока также непостоянно. Следовательно, меняется поток магнитной индукции через контур проводника, что ведет к возникновению в контуре ЭДС индукции. Таким образом, изменение тока в контуре является причиной возникновения ЭДС индукции в этом же самом контуре. Это явление называется явлением самоиндукции.

Проводники различной формы обладают различной способностью обнаруживать явление самоиндукции. Наиболее характерно это явление протекает в катушках индуктивности, которые представляют собой провода, намотанные в виде витков. Способность контура к самоиндукции характеризуется коэффициентом самоиндукции, который может быть определен следующим образом.

Согласно закону Био – Савара - Лапласа ток, протекающий по витку проводника, создает магнитное поле, напряженность и индукция которого пропорциональны току I . Следовательно, поток магнитной индукции Φ , пронизывающий виток, пропорционален току, текущему по витку:

$$\Phi = L \cdot I. \quad (2.4)$$

Коэффициент пропорциональности L между током в проводнике и величиной магнитного потока, созданного этим током, называется коэффициентом самоиндукции.

Чем больше коэффициент самоиндукции, тем больше величина ЭДС самоиндукции:

$$E = \frac{d\Phi}{dt} = L \frac{dI}{dt}. \quad (2.5)$$

Величина коэффициента самоиндукции определяется геометрической формой и размерами проводника.

Практическая единица коэффициента самоиндукции, или индуктивность катушки, в системе СИ называется генри (Гн) и равна коэффициенту самоиндукции такого контура, который пронизывается потоком магнитной индукции в 1 Вб при токе в нем 1 А.

2.1.3. Взаимная индукция

Взаимной индукцией называется возникновение ЭДС в одном проводнике вследствие изменения величины тока в другом проводнике или вследствие изменения взаимного расположения проводников. Это явление объясняется тем, что при изменении тока в одном из проводников или при изменении их взаимного расположения происходит изменение потока магнитной индукции, созданного током первого проводника и проходящего через контур второго

проводника, что вызывает возникновение ЭДС индукции во втором проводнике.

Обозначим через Φ_1 весь поток магнитной индукции, создаваемый током контура 1, а через $\Phi_{1,2}$ - часть этого потока, пронизывающую контур 2 (рис. 2.1, а). Поток $\Phi_{1,2}$ создан током I_1 и поэтому пропорционален этому току:

$$\Phi_{1,2} = M_{1,2}I_1. \quad (2.6)$$

Коэффициент пропорциональности $M_{1,2}$ называется коэффициентом взаимной индукции; он численно равен потоку магнитной индукции, который создается током в 1 А одного из контуров и пронизывающим другой контур.

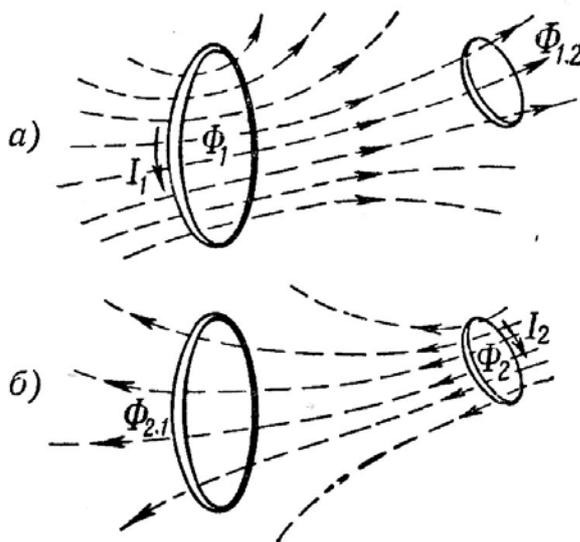


Рис. 2.1. Взаимоиндукция двух контуров

Изменение тока I_1 приводит к изменению потока $\Phi_{1,2}$ и появлению ЭДС взаимной индукции во втором контуре величиной

$$E = \frac{d\Phi_{1,2}}{dt} = M_{1,2} \frac{dI_1}{dt}. \quad (2.7)$$

Если за основной контур, создающий магнитное поле, считать контур 2 (рис. 2.1, б), то контур 1 пронизывается потоком

$$\Phi_{2,1} = M_{2,1}I_2, \quad (2.8)$$

изменение которого вызывает появление в контуре 1 ЭДС взаимной индукции

$$E_1 = \frac{d\Phi_{2,1}}{dt} = M_{2,1} \frac{dI_2}{dt}. \quad (2.9)$$

В теоретической электротехнике доказывается, что

$$M_{1,2} = M_{2,1} = M. \quad (2.10)$$

Величина коэффициента взаимной индукции M двух контуров определяется геометрической формой, размерами и относительным положением этих контуров.

Единица измерения коэффициента взаимоиндукции аналогична единице измерения коэффициента самоиндукции.

2.2. Однофазные цепи переменного тока

Переменный ток имеет огромное практическое значение. Почти вся электроэнергия вырабатывается в виде энергии синусоидального переменного тока.

Переменный ток возникает в результате действия наведенной переменной ЭДС и имеет переменные величину и направление. Переменная ЭДС возникает в результате изменения направления движения провода в магнитном поле, но, в общем, она получается при движении провода по окружности между полюсами.

Частота тока (рис. 2.2)

$$f = \frac{1}{T}, \text{Гц}. \quad (2.11)$$

где T - период, с.

Угловая частота

$$\omega = 2\pi f = \frac{2\pi}{T}, \frac{\text{рад}}{\text{с}}. \quad (2.12)$$

В электрических машинах, ротор которых имеет p пар полюсов, частота тока будет определяться по формуле:

$$f = \frac{\pi n}{60}, \text{Гц}, \quad (2.13)$$

где n - частота вращения ротора, об/мин.

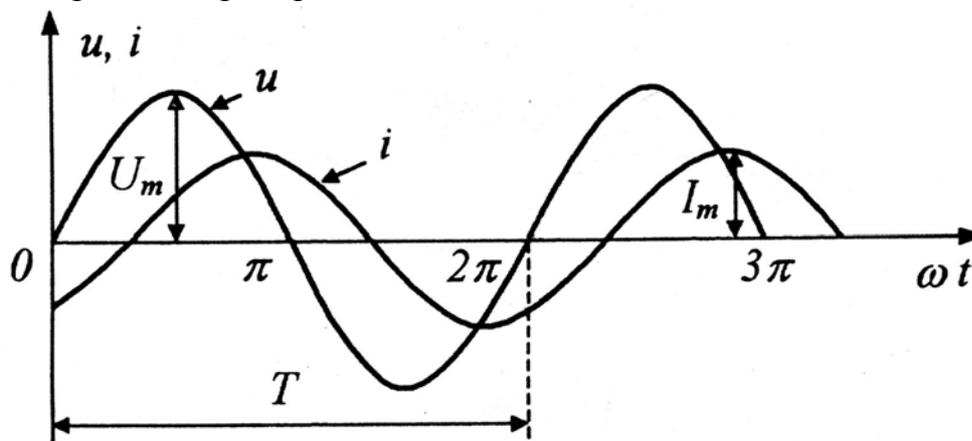


Рис. 2.2. Временные диаграммы синусоидального напряжения и тока

Значения синусоидального тока и напряжения в любой момент времени называют мгновенным, и определяют по формулам:

$$i = I_m \sin \omega t, \quad u = U_m \sin \omega t, \quad (2.14)$$

где I_m и U_m - амплитудные значения тока и напряжения.

Действующее значение синусоидального тока и напряжения

$$I = \frac{I_m}{\sqrt{2}}, \quad U = \frac{U_m}{\sqrt{2}}. \quad (2.15)$$

Среднее значение синусоидального тока и напряжения

$$I_{cp} = \frac{2I_m}{\pi}, \quad U_{cp} = \frac{2U_m}{\pi}. \quad (2.16)$$

Индуктивное сопротивление

$$x_L = 2\pi fL = \omega L, \quad \text{Ом}, \quad (2.17)$$

где L - индуктивность, Гн.

Емкостное сопротивление

$$x_C = \frac{1}{2\pi fC} = \frac{1}{\omega C}, \quad \text{Ом}, \quad (2.18)$$

где C - емкость, Ф.

Активная мощность P физически представляет собой энергию, которая выделяется в единицу времени, как правило, за период, в виде теплоты на участке цепи с активным сопротивлением R :

$$P = UI \cos \varphi = I^2 R, \quad \text{Вт}. \quad (2.19)$$

Реактивная мощность Q пропорциональна среднему за четверть периода значению энергии, которая отдается источником питания на создание переменной составляющей электрического и магнитного поля индуктивности и емкости. За один период переменного тока электрическая энергия дважды отдается генератором в цепь и дважды он получает ее обратно, т.е. реактивная мощность является энергией, которой обмениваются генератор и потребитель

$$Q = (U_L - U_C) = UI \sin \varphi = I^2 x, \quad \text{ВАр}. \quad (2.20)$$

Полная мощность

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2} = UI, \quad \text{ВА} \quad (2.21)$$

Коэффициент мощности

$$\cos \varphi = \frac{P}{S}. \quad (2.22)$$

В цепи переменного тока практически постоянно существует сдвиг фаз между напряжением и током, так как к ней подключены индуктивные (дроссели, трансформаторы, электрические машины и главным образом асинхронные двигатели) и емкостные (конденсаторы, кабели и др.) элементы.

При наличии в цепи индуктивных элементов общий ток цепи i_L отстает от напряжения u (рис. 2.3, угол φ_1), если же в цепи имеются только емкостные элементы, тогда общий ток цепи i_C опережает напряжение (рис. 2.3, угол φ_2). При наличии в цепи только элементов с активным сопротивлением, соответственно ток и напряжение цепи совпадают по фазе.

В те части периода, когда реактивный ток цепи нарастает, увеличивается и магнитная энергия. В это время электрическая энергия превращается в магнитную энергию. Когда же реактивный ток цепи уменьшается, магнитная энергия превращается в электрическую и возвращается в питающую сеть. В активных элементах цепи, т.е. элементах, которые имеют активное сопротивление R , электрическая энергия переходит в тепло или свет, а в двигателе она преобразуется в механическую энергию. Таким образом, элементы с активным сопротивлением и двигатели преобразуют электрическую энергию в тепловую, и соответственно механическую. Индуктивные и емкостные элементы не потребляют электрическую энергию, так как в момент свертывания магнитного и электрического полей она возвращается в питающую сеть.

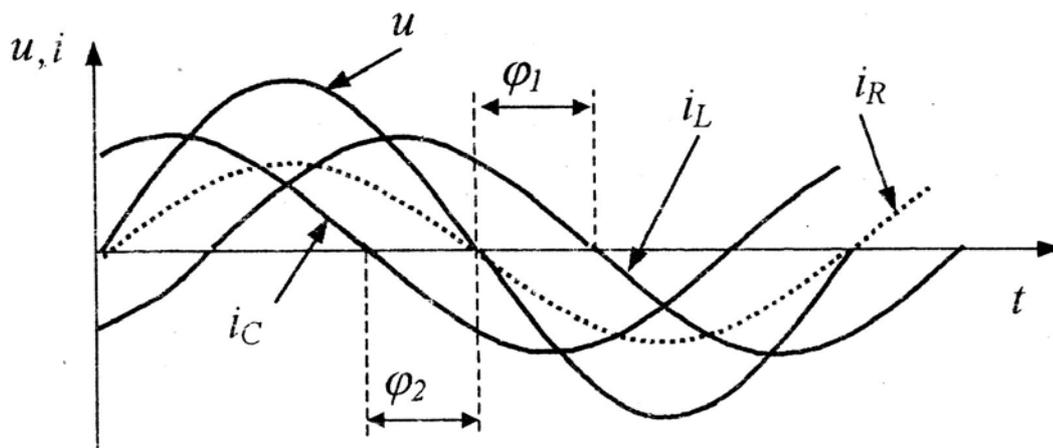


Рис. 2.3. Графики мгновенных значений напряжения и токов

Чем больше индуктивность цепи, тем больше ток i_L и сдвиг по фазе. При большом фазовом сдвиге меньше коэффициент мощности $\cos \varphi$ и активная (полезная) мощность ($P = UI \cos \varphi = S \cos \varphi$).

При одинаковой, полной мощности S , которую, например, генератор отдает в сеть, активная мощность P будет меньше при большом угле φ , т.е. при меньших значениях коэффициента мощности $\cos \varphi$. Уменьшение угла сдвига фаз, и соответственно результирующего тока цепи, осуществляется за счет параллельного соединения, конденсаторов к индуктивным элементам цепи.

Простейшей цепью переменного тока является цепь, содержащая активное сопротивление (рис. 2.4, а). Ток в такой цепи определяется по формуле:

$$i_R = \frac{U}{R} = \frac{U_m}{R} \sin \omega t. \quad (2.23)$$

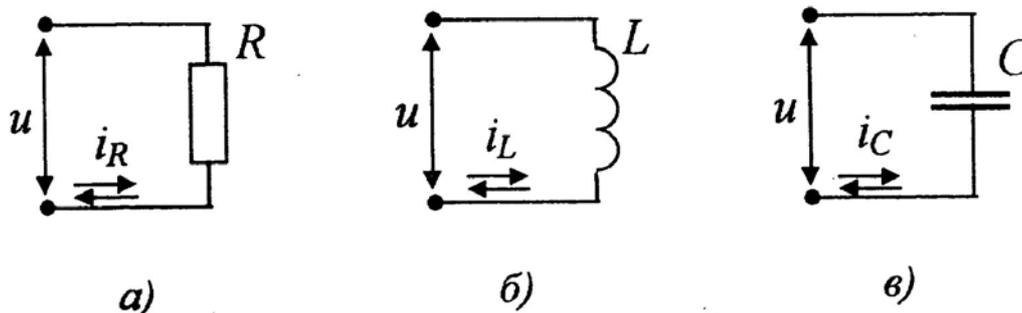


Рис. 2.4. Простейшие электрические цепи переменного тока

Ток и напряжение в цепи с активным сопротивлением совпадают по фазе (рис. 2.3). Активная мощность цепи вычисляется так же, как и мощность постоянного тока, т.е. используются действующие значения напряжения и тока:

$$P = UI = I^2 R, \text{ Вт}. \quad (2.24)$$

В цепи переменного тока практически постоянно существует сдвиг фаз между напряжением и током, так как к ней подключены индуктивные (дроссели, трансформаторы, электрические машины и главным образом асинхронные двигатели) и емкостные (конденсаторы, кабели и др.) элементы.

При наличии в цепи индуктивного элемента (рис. 2.4, б) общий ток цепи i_L отстает от напряжения и (рис. 2.3, угол φ_1).

Индуктивное сопротивление цепи определяется по (2.17).

Когда ток i_L и напряжение u совпадают по фазе (рис. 2.3), т.е. при положительном значении мощности, то она потребляется индуктивностью, при отрицательном отдается обратно источнику. Такое состояние цепи характеризуется так называемой реактивной мощностью, величина которой определяется по формуле:

$$Q_L = I^2 \omega L = U_L I. \quad (2.25)$$

Если же в цепи имеется только емкостной элемент (рис. 2.4, в), тогда общий ток цепи i_C опережает напряжение (рис. 2.3, угол φ_2).

Емкостное сопротивление цепи определяется по (2.18), а реактивная мощность такой цепи определяется по формуле

$$Q_C = \frac{I^2}{\omega C} = U_C I. \quad (2.26)$$

Энергетическое состояние цепи, содержащей емкость, характеризуется обменом энергии между конденсатором и источником.

Таким образом, индуктивное и емкостное сопротивления называют реактивными. В связи с различием фазовых сдвигов тока и напряжения на ин-

дуктивности и емкости условно принято считать индуктивное сопротивление потребителем, а емкостное - генератором реактивной мощности.

2.3. Резонансные явления в цепях переменного тока

Для последовательного соединения резистора, катушки индуктивности и конденсатора (рис. 2.5, а) справедливы зависимости:

$$U = \sqrt{U_R^2 + (U_L - U_C)^2} = I\sqrt{R^2 + (x_L - x_C)^2} = IZ. \quad (2.27)$$

В рассматриваемой цепи при равенстве реактивных сопротивлений x_L и x_C имеет место так называемый резонанс напряжений. Так как эти сопротивления зависят от частоты, резонанс наступает при некоторой резонансной частоте ω_0 :

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}. \quad (2.28)$$

Общее сопротивление цепи в этом случае минимальное и чисто активное $Z = R$. При $\omega < \omega_0$ нагрузка имеет активно-емкостный характер, при $\omega > \omega_0$ - активно-индуктивный.

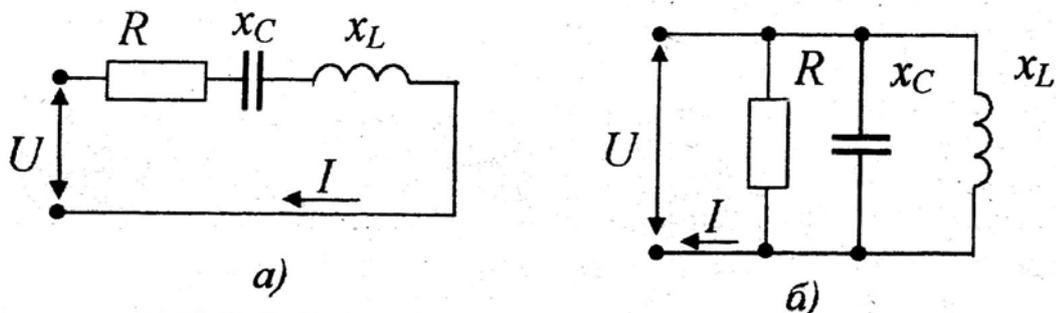


Рис. 2.5. Последовательное (а) и параллельное (б) соединение элементов

Следует отметить, что резкому увеличению тока в цепи при резонансе соответствует возрастание U_L и U_C . Эти напряжения могут стать значительно больше напряжения U , приложенного к зажимам цепи, поэтому резонанс напряжений - явление, опасное для электроэнергетических установок.

Токи в ветвях параллельно соединенных элементов цепи (рис. 2.5, б) имеют соответствующий фазовый сдвиг по отношению к общему напряжению цепи. Поэтому общий ток цепи равен сумме токов отдельных ее ветвей с учетом фазовых сдвигов и определяется по формуле:

$$I = \sqrt{I_R^2 + (I_L - I_C)^2}. \quad (2.29)$$

При равенстве реактивных сопротивлений x_L и x_C в цепи с параллельным соединением элементов возникает резонанс токов. Ток при резонан-

се достигает максимального значения, а коэффициент мощности максимального ($\cos \omega = 1$). Значение резонансной частоты определяется по формуле:

$$\omega_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}. \quad (2.30)$$

Токи в ветвях, содержащих L и C при резонансе могут быть больше общего тока цепи. Индуктивный и емкостной токи противоположны по фазе, равны по значению и по отношению к источнику электроэнергии взаимно компенсируются. Т.е. в цепи происходит обмен энергией между индуктивной катушкой и конденсатором.

Режим, близкий к резонансу токов, широко используется для повышения коэффициента мощности потребителей электроэнергии. Это дает значительный экономический эффект из-за разгрузки проводов, снижения потерь, экономии материалов и электроэнергии.

2.4. Методы анализа и расчета электрических цепей переменного тока

2.4.1. Метод комплексных амплитуд (символический метод)

Сущность комплексного метода. Комплексный метод основывается на исчислении комплексных чисел и соответствующей замене мгновенных значений синусоидальных величин комплексами. При этом осуществляется переход от дифференциальных уравнений, составленных для рассматриваемой цепи по закону Ома и правилам Кирхгофа, к алгебраическим уравнениям для комплексных величин. Полученная система алгебраических уравнений решается относительно неизвестных комплексных параметров, на пример комплексов токов. Затем осуществляется переход от комплексных величин к соответствующим им мгновенным значениям. Таким образом, сложная проблема решения дифференциальных уравнений заменяется более простой задачей решения алгебраических уравнений, а расчет линейных электрических схем гармонического тока в установившемся режиме становится аналогичен расчету электрических схем постоянного тока. Комплексное представление синусоидальных электрических величин сочетает наглядность векторных диаграмм с возможностью проведения точных аналитических расчетов цепей и поэтому наиболее часто применяется на практике.

Рис. 2.6, а показывает, что синусоидальная ЭДС может быть изображена в виде вектора длиной E_m , вращающегося против часовой стрелки с угловой скоростью ω , рад/с. При этом угол между вектором и вертикальной осью равен ωt , а проекции вектора на вертикальную ось:

$$E = E_m \cos \omega t, \quad (2.31)$$

соответствуют мгновенным значениям синусоидальной ЭДС.

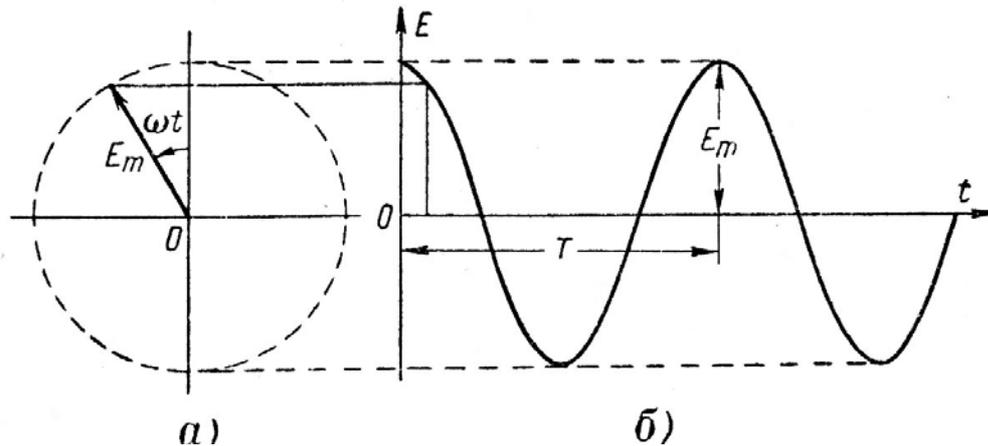


Рис. 2.6. Графическое изображение синусоидальной ЭДС

Это позволяет принять вертикальную ось за действительную ось комплексной плоскости, а горизонтальную ось - за мнимую ось и представить вектор синусоидальной ЭДС в виде комплексного числа:

$$\dot{E} = E_m e^{j\omega t} = E_m (\cos \omega t + j \sin \omega t), \quad (2.32)$$

где $j = \sqrt{-1}$ называется мнимой единицей.

Модуль этого комплексного числа $|\dot{E}| = E_m$ определяет амплитуду колебания ЭДС, а аргумент ωt - фазу колебания, которая измеряется в радианах, градусах или долях периода колебаний и определяет состояние колебательного процесса в данный момент времени.

Ток I , протекающий по цепи под действием ЭДС E , также может быть представлен комплексным числом:

$$\dot{I} = I_m e^{j(\omega t - \varphi)}, \quad (2.33)$$

с аргументом, отличающимся на угол φ , поскольку в общем случае ЭДС и ток в цепи переменного тока могут изменяться не синфазно, а быть сдвинутыми по фазе на угол φ .

Если в комплексах \dot{E} и \dot{I} опустить множитель $e^{j\omega t}$, то они будут называться комплексными амплитудами. Точка над буквой ставится для того, чтобы отличить комплексные амплитуды от обычных амплитудных значений.

Переход от комплексных амплитуд к мгновенным значениям, как это следует из предыдущего, сводится к добавлению множителя $e^{j\omega t}$ и к определению действительной части полученного комплекса:

$$E = \operatorname{Re}(\dot{E}). \quad (2.34)$$

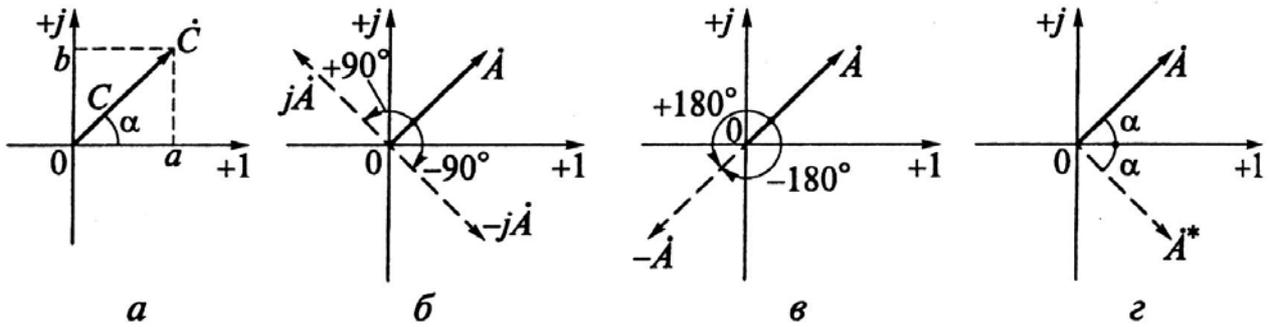


Рис. 2.7. Свойства комплексных чисел:

- a* - представление комплексного числа;
- b* - умножение на j ;
- в* - умножение на (-1) ;
- г* - умножение на сопряженное комплексное число

Комплексным числом называют сумму действительного и мнимого чисел, например $a \pm jb$, где a и b - действительные числа; j - мнимая единица.

Комплексное число можно представить в виде вектора на комплексной плоскости (рис. 2.7, *a*), ось абсцисс которой называется действительной осью, а ось ординат - мнимой. При этом действительная ось обозначается через сокращение Re (от англ. real - реальный), а мнимая - Im (от англ. imaginary - мнимый).

Существует показательная, тригонометрическая и алгебраическая формы аналитической записи комплексного числа:

$$C = Ce^{j\alpha} = C(\cos \alpha + j \sin \alpha) = a + jb. \quad (2.35)$$

Модуль комплексного числа C равен корню квадратному из суммы квадратов действительной и мнимой частей:

$$C = \sqrt{a^2 + b^2}, \quad (2.36)$$

а аргумент комплексного числа (угол наклона вектора к мнимой оси на комплексной плоскости) равен арктангенсу отношения мнимой части к действительной:

$$\alpha = \operatorname{arctg} \frac{b}{a}. \quad (2.37)$$

Показательная и алгебраическая формы являются основными, а тригонометрическая - вспомогательной, обеспечивающей переход от одной основной формы к другой. Для удобства перехода используют формулу Эйлера:

$$Ce^{\pm j\alpha} = C(\cos \alpha \pm j \sin \alpha). \quad (2.38)$$

2.4.2. Свойства комплексных чисел

1. Умножение комплекса на j означает поворот соответствующего ему вектора на комплексной плоскости на угол $\pi/2$ против часовой стрелки (рис. 2.7, б):

$$\dot{A}j = \dot{A}e^{j\frac{\pi}{2}}. \quad (2.39)$$

Пользуясь формулой Эйлера, получим

$$e^{j\frac{\pi}{2}} = \cos \frac{\pi}{2} + j \sin \frac{\pi}{2} = j. \quad (2.40)$$

Следствие. Умножение комплекса на $-j$ соответствует повороту на угол $-\pi/2$.

2. Умножение комплекса на -1 означает поворот соответствующего ему вектора на комплексной плоскости на угол π (направление поворота безразлично) (рис. 2.7, в):

$$-\dot{A} = \dot{A}e^{\pm j\pi}. \quad (2.41)$$

Пользуясь формулой Эйлера, имеем

$$e^{\pm j\pi} = (\cos \pi \pm j \sin \pi) = -1. \quad (2.42)$$

3. Умножение комплекса на сопряженный комплекс (рис. 2.7, г). Если $\dot{A} = a + jb$, то сопряженным ему называется комплекс $\dot{A}^* = a - jb$. Следовательно, $\dot{A} \cdot \dot{A}^* = a^2 + b^2$.

Следует отметить, что при операциях сложения (вычитания) комплексных чисел необходимо использовать алгебраическую форму записи для слагаемых. Соответственно при операции умножения комплексных чисел целесообразно применять показательную форму:

$$\dot{A}_1 \cdot \dot{A}_2 = A_1 e^{j\alpha_1} \cdot A_2 e^{j\alpha_2} = A_1 A_2 e^{j(\alpha_1 + \alpha_2)}. \quad (2.43)$$

При расчете цепей переменного тока комплексным методом мгновенные значения источников ЭДС, токов и напряжений в цепи заменяют соответствующими комплексными значениями:

$$\begin{aligned} e &= E_m \sin(\omega t + \varphi) \rightarrow \dot{E}_m = E_m e^{j\varphi}; \\ u &= U_m \sin(\omega t + \beta) \rightarrow \dot{U}_m = U_m e^{j\beta}; \\ i &= I_m \sin(\omega t + \alpha) \rightarrow \dot{I}_m = I_m e^{j\alpha}. \end{aligned} \quad (2.44)$$

В электротехнических расчетах часто применяют комплексы действующих величин и полярную форму записи комплексных чисел:

$$\dot{E} = \frac{E_m}{\sqrt{2}} \varphi. \quad (2.45)$$

В этом случае результаты расчетов напряжений, токов и мощностей непосредственно сравнивают с показаниями приборов.

Для примера, синусоидальные функции переводят в изображающие их комплексы следующим образом:

$$u = 150 \sin(\omega t + 240^\circ) \rightarrow \dot{U}_m = 150 e^{j240^\circ} = -150 e^{j60^\circ};$$

$$i = 5 \sin \omega t \rightarrow \dot{I} = \frac{5}{\sqrt{2}} e^0 = \frac{5}{\sqrt{2}}.$$

Для перехода от комплексов к соответствующим мгновенным значениям необходимо выполнить следующие операции:

$$\dot{U} = 70,7 e^{j75^\circ} \rightarrow u = 70,7 \sqrt{2} \sin(\omega t + 75^\circ);$$

$$\dot{I} = 10 e^{-j35^\circ} \rightarrow i = 10 \sqrt{2} \sin(\omega t - 35^\circ).$$

Комплексные напряжения реактивных элементов. При расчете цепей переменного тока также возникает необходимость описывать комплексы падения напряжения на элементах L и C .

Для катушки индуктивности L имеем:

$$U_L = L \frac{di}{dt},$$

а для конденсатора

$$U_C = \frac{1}{C} \int i dt.$$

Для соответствующих комплексов U_L и U_C получаем:

$$\dot{U}_L = L j \omega \dot{I} = j x_L \dot{I} \rightarrow U_L = L \frac{di}{dt}; \quad (2.46)$$

$$\dot{U}_C = \frac{1}{C j \omega} \dot{I} = \frac{1}{j} x_C \dot{I} = -j x_C \dot{I} \rightarrow U_C = \frac{1}{C} \int i dt, \quad (2.47)$$

где $j x_L = j \omega L$ и $j x_C = -j \frac{1}{\omega \cdot C}$ - реактансы индуктивности и емкости соответственно.

2.4.3. Закон Ома и правила Кирхгофа в комплексной форме

При расчете цепей переменного тока с одним источником удобно применять закон Ома. Можно сразу записать решения для искомым токов. Однако закон Ома применим в цепях как для амплитудных и действующих величин, так и для мгновенных значений напряжений и токов. При использовании комплексной формы записи закон Ома также применим, и позволяет легко вычислять токи и напряжения в символической форме.

Рассмотрим это на примере (рис. 2.8).

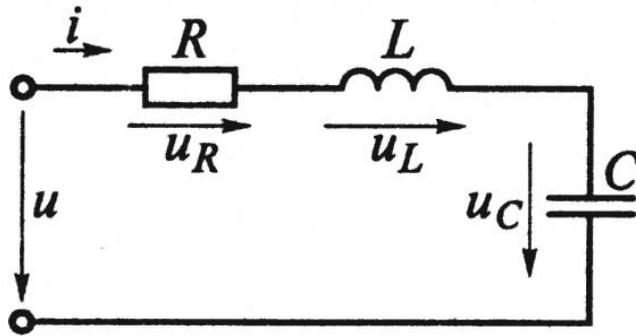


Рис. 2.8. К закону Ома в комплексной форме

Пусть к последовательно соединенным элементам цепи R , L , C приложено напряжение $u = U_m \sin \omega t$; $x_L = \omega L$; $x_C = \frac{1}{\omega C}$. Найдем значение тока в цепи.

По второму правилу Кирхгофа:

$$u = u_R + u_L + u_C,$$

где $u_R = iR$; $u_L = L \frac{di}{dt}$; $u_C = \frac{1}{C} \int idt$.

Выполнив преобразования, получаем

$$U_m \sin \omega t = iR + L \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int idt. \quad (2.48)$$

Зададим ток в цепи

$$i = I_m \sin(\omega t - \varphi) \quad (2.49)$$

и перейдем от мгновенного значения тока в формуле (2.49) к соответствующему комплексному значению

$$\dot{I}_m = I_m e^{j\varphi}.$$

Подставим комплексное значение тока в выражение (2.48) и выполним преобразования:

$$\begin{aligned} R\dot{I}_m + jx_L\dot{I}_m - jx_C\dot{I}_m &= \dot{U}_m; \\ \dot{I}_m(R + jx_L - jx_C) &= \dot{U}_m. \end{aligned}$$

Отсюда искомое комплексное значение тока:

$$\dot{I}_m = \frac{\dot{U}_m}{R + j(x_L - x_C)} = \frac{\dot{U}_m}{Z},$$

где комплекс полного сопротивления RLC - цепи:

$$\dot{Z} = R + j(x_L - x_C) = R + jx.$$

На рис. 2.9 представлены векторные диаграммы на комплексной плоскости, иллюстрирующие рассматриваемый случай.

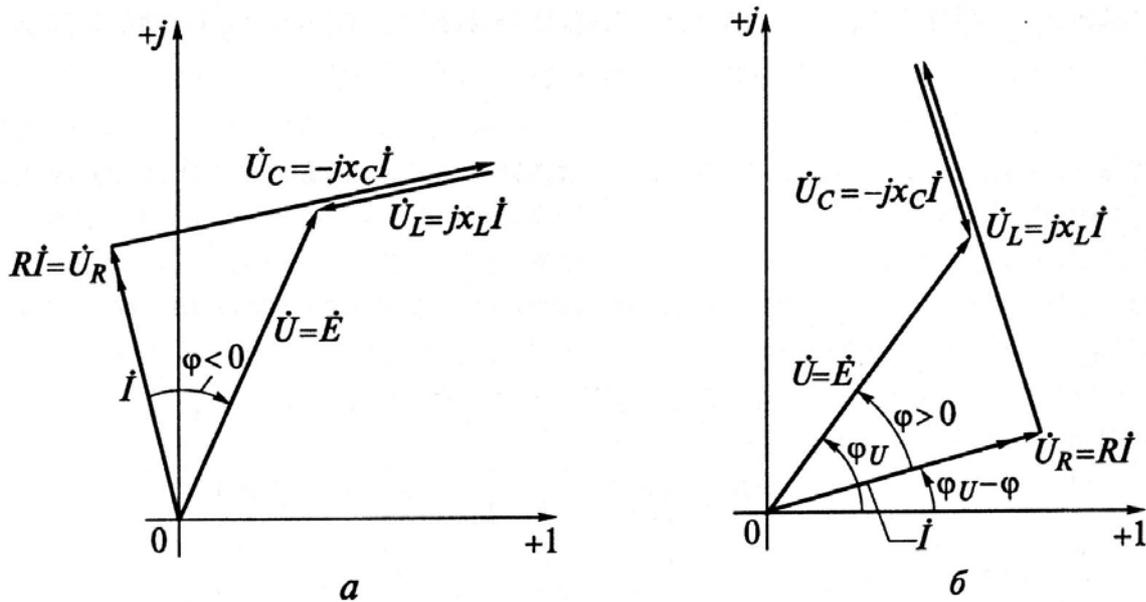


Рис. 2.9. Векторные диаграммы для последовательной RLC - цепи:
 a - при $x < 0$; b - при $x > 0$

Закон Ома в комплексной форме для комплексов амплитудных значений можно представить в следующем виде:

$$\dot{I}_m = \frac{\dot{U}_m}{\dot{Z}}. \quad (2.50)$$

Аналогично записывают закон Ома для комплексов действующих значений: $\dot{I}_m = \frac{\dot{U}_m}{\dot{Z}}$.

$$\dot{I} = \frac{\dot{U}}{\dot{Z}}. \quad (2.51)$$

Комплексный метод позволяет использовать все средства анализа и расчета синусоидальных цепей. Особая роль отводится правилам Кирхгофа из-за их универсальности.

Первое правило Кирхгофа: в любом узле k электрической цепи алгебраическая сумма n комплексов токов равна нулю:

$$\sum_{k=1}^n \dot{I}_k = 0. \quad (2.52)$$

Правило знаков: втекающие в узел токи в алгебраической сумме берутся со знаком (+), вытекающие токи - со знаком (-).

Второе правило Кирхгофа: в любом контуре цепи алгебраическая сумма t комплексов ЭДС равна алгебраической сумме t комплексов падений напряжений вдоль этого контура:

$$\sum_m \dot{E}_k = \sum_n \dot{I}_k \dot{Z}_k. \quad (2.53)$$

Правило знаков: если направление ЭДС и падения напряжения совпадает с заданным направлением обхода, то в алгебраической сумме они берутся со знаком (+), в противном случае - со знаком (-).

2.5. Трёхфазные цепи

В системе производства и потребления электроэнергии широкое распространение получила трёхфазная система переменного тока. Она обеспечивает экономичную передачу электроэнергии, позволяет создавать и использовать надежные в работе и простые по устройству электродвигатели, генераторы и трансформаторы.

Трёхфазная электрическая цепь представляет собой совокупность трех однофазных электрических цепей. Трёхфазную цепь называют симметричной, если амплитудные и действующие значения напряжений и токов во всех фазах равны и сдвинуты по фазе друг относительно друга на угол 120° , и несимметричной, если хотя бы одно из приведенных условий не выполняется (рис. 2.10).

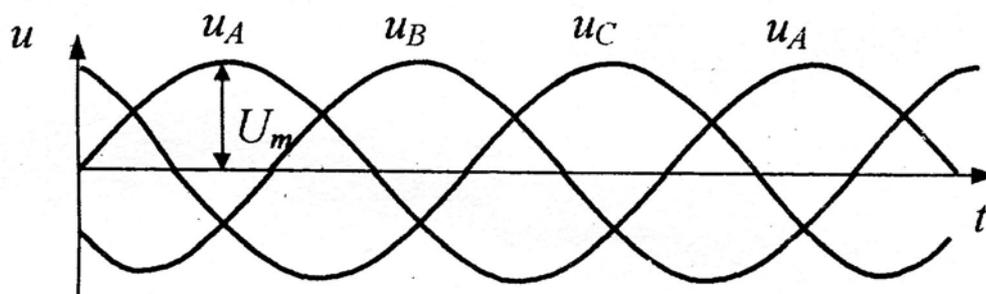


Рис. 2.10. Трёхфазная симметричная система напряжений

Фазное напряжение U_ϕ - напряжение между началом (ну левым проводом N) и концом фазы (выводы А, В и С на рис. 2.11).

Фазный ток I_ϕ - ток в фазе трёхфазной цепи (I_A, I_B, I_C Рис.2.11)

Линейное напряжение U_L - напряжение между разными фазами (U_{AB}, U_{BC}, U_{CA} рис 2.11)

Линейный ток I_L - ток в линейных проводах (I_{AB}, I_{BC}, I_{CA} рис. 2.11).

При соединении потребителей электроэнергии по схеме «звезда» (на рис. 2.11 по схеме «звезда» соединены обмотки источника электроэнергии) линейные и фазные напряжения трех фазной цепи находятся в следующей зависимости

$$U_L = \sqrt{3}U_\phi . \quad (2.54)$$

При соединении потребителей электроэнергии по схеме «звезда» трёхфазная система бывает четырёхпроводной (для включения осветительной нагрузки, бытовых приборов и т.д.). Для такой системы, где потребители вклю-

чены между нейтральным проводом и одним из линейных проводом фазные и линейные токи равны, т.е.

$$I_L = I_\phi. \quad (2.55)$$

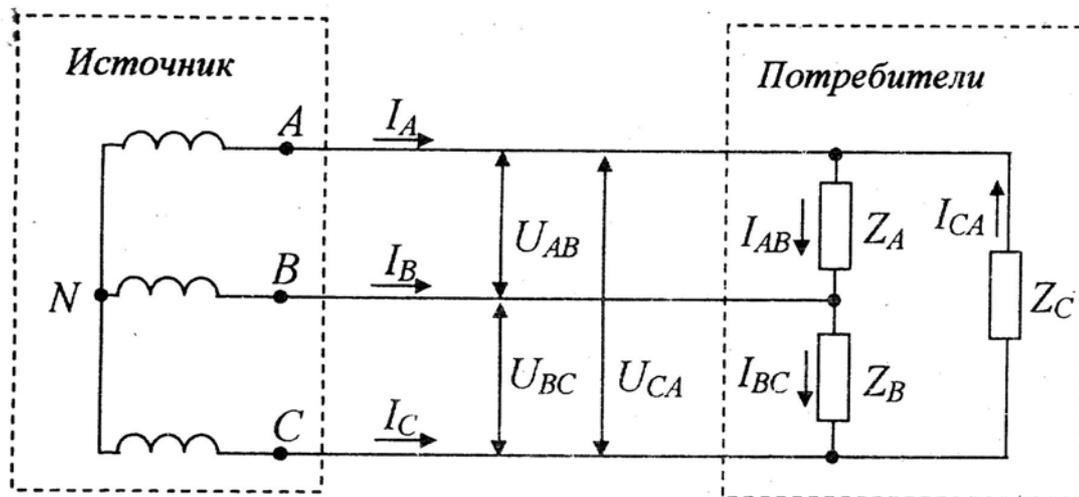


Рис. 2.11. Трехфазная электрическая цепь

При этом мгновенное значение тока в нейтральном проводе равно сумме мгновенных токов каждой фазы.

При соединении потребителей электроэнергии по схеме «треугольник» (рис. 2.11)

$$I_L = \sqrt{3}I_\phi. \quad (2.56)$$

Мощность трехфазной цепи при симметричном режиме:

$$\left. \begin{aligned} S &= 3U_\phi I_\phi = \sqrt{3}U_L I_L, \\ P &= 3U_\phi I_\phi \cos \varphi = \sqrt{3}U_L I_L \cos \varphi, \\ Q &= 3U_\phi I_\phi \sin \varphi = \sqrt{3}U_L I_L \sin \varphi. \end{aligned} \right\} \quad (2.57)$$

2.5.1. Вращающееся магнитное поле

Важной чертой многофазной системы является ее способность создавать вращающееся магнитное поле, которое создает постоянный по амплитуде вектор магнитного поля, вращающийся при постоянной угловой скорости. Направление вращения магнитного поля зависит от направления токов в данный момент времени. Одна обмотка создает пульсирующее магнитное поле, а группа обмоток, расположенных и питаемых током должным образом, вращающееся магнитное поле (рис. 2.12).

В этом случае векторы магнитной индукции обмоток будут направлены следующим образом:

$$\begin{aligned}
B_A(t) &= B_m \sin \omega t \leftrightarrow \dot{B}_{Am} = B_m \angle 0^\circ; \\
B_B(t) &= B_m \sin(\omega t - 120^\circ) \leftrightarrow \dot{B}_{Bm} = B_m \angle -120^\circ; \\
B_C(t) &= B_m \sin(\omega t + 120^\circ) \leftrightarrow \dot{B}_{Cm} = B_m \angle 120^\circ.
\end{aligned} \quad (2.58)$$

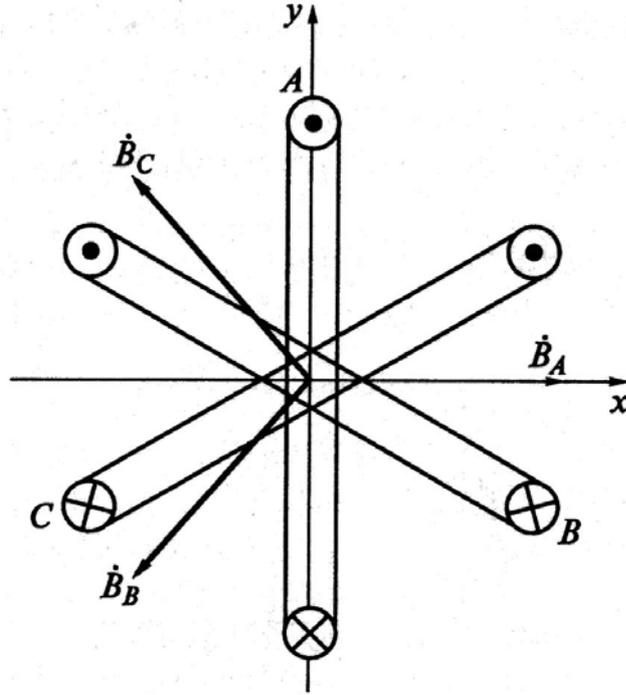


Рис. 2.12. Схема магнитных полей генератора

Дополнительно учтем, что мы имеем функцию двух координат, т.е. поля смещены по оси времени и одновременно в пространстве.

Тогда:

$$\begin{aligned}
\dot{B}(t) &= \dot{B}_A(t) + (-0,5 - j0,865)\dot{B}_B(t) + (-0,5 + j0,865)\dot{B}_C(t) = \\
&= 1,5B_m(\cos \omega t - j \sin \omega t) = 1,5\dot{B}_m = 1,5B_m e^{-j\omega t},
\end{aligned}$$

$$\dot{B}_A(t) = B_m \sin \omega t \angle 0^\circ;$$

где $\dot{B}_B(t) = B_m \sin \omega t \angle -120^\circ;$

$$\dot{B}_C(t) = B_m \sin \omega t \angle 120^\circ.$$

Способы повышения коэффициента мощности симметричных трехфазных приемников. Мощность в электрической цепи имеет две составляющие: активную и реактивную. Режим работы цепи наиболее выгоден, когда совершаемая работа максимальна, т.е. мощность в цепи равна активной мощности P . При этом суммарная реактивная мощность $Q = 0$.

Доля активной мощности в цепи определяется коэффициентом мощности

$$\cos \varphi = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}}. \quad (2.59)$$

Любая практическая электрическая цепь содержит все три вида пассивных элементов: резистор, индуктивность и емкость. Составляя эквивалентные схемы реальных устройств, как правило, учитывают только те элементы, которые дают наибольший вклад при данных режимах работы. Так, в схемах замещения электромашинных генераторов или двигателей учитывают в первую очередь потери (резистор) и индуктивность. То же делается и для трансформаторов. Очевидно, что параллельное подключение конденсаторов позволяет повысить значение коэффициента мощности в цепях содержащих резисторы, и индуктивности.

Использование компенсации уменьшает ток, потребляемый двигателем из линии (для генератора уменьшается ток, отдаваемый в линию, и следовательно, установленная мощность). Техничко-экономические расчеты показывают, что во многих случаях целесообразно устанавливать батареи конденсаторов для повышения коэффициента мощности цепи.

При финансовых расчетах промышленных потребителей энергии с энергосистемой оплата зависит не только от количества потребленной энергии, но и от коэффициента мощности, при котором работает потребитель. Потребление электрической энергии составляет примерно 70 % на промышленные нужды и 30 % - для бытового применения. Порядка 70 % промышленной нагрузки приходится на асинхронные двигатели, потребляющие из сети активную и реактивную энергию. Трансформаторы и другие промышленные нагрузки также потребляют реактивную энергию. На асинхронные двигатели и трансформаторы расходуется 80...90% потребляемой реактивной энергии.

Очевидно, что загрузка линий передачи и трансформаторов потоками реактивной энергии не экономична и приводит к дополнительным потерям напряжения. Повышение коэффициента мощности промышленных предприятий и энергосистем осуществляется за счет организационных мероприятий по упорядочению работы оборудования предприятий, рационального использования мощности и электротехнических устройств, искусственных мер повышения коэффициента мощности с помощью компенсирующих устройств - синхронных компенсаторов и статических конденсаторов. Применение синхронных компенсаторов экономически оправдано при мощностях компенсирующего устройства более 10 ($U_{\text{Л}} = 10$ кВ) или 5 Мвар ($U_{\text{Л}} = 6$ кВ). Каждому предприятию в соответствии с нормативами по компенсации реактивной мощности устанавливается экономически обоснованное среднее значение реактивной

энергии, разрешенной к потреблению, т.е. $\text{tg } \varphi = \frac{Q_{\text{ср}}}{P_{\text{ср}}}$

ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ УСТРОЙСТВА И ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

3.1. Электрические аппараты

Электрические аппараты - это электротехнические устройства, которые используются для включения и отключения электрических цепей, контроля, измерения, защиты и управления электроустановками предназначенных для производства, передачи, преобразования, распределения и потребления электрической энергии.

Важными элементами электрических аппаратов являются электромагнитные механизмы, служащие приводами электрических аппаратов, реле, контакторов, автоматических выключателей и г.д.

3.1.1. Назначение и устройство электромагнитных механизмов постоянного тока

В комплексах современных систем электроснабжения широкое применение нашли самые разнообразные электрические аппараты. Электромагнитные механизмы являются приводами электрических аппаратов: реле, контакторов, автоматических выключателей и т.д. Магнитные цепи электрических аппаратов являются основой электромагнитных механизмов.

Конфигурация магнитной цепи зависит от назначения ЭА и может быть самой разнообразной.

Электромагнитные реле классифицируются:

По назначению - (табл. 3.1);

по способу действия: удерживающие и притягивающие;

по способу включения: с параллельной катушкой и с последовательной катушкой:

по роду тока: постоянного и переменного;

по характеру движения якоря - (рис.3.2);

по мощности управления - (табл. 3.2);

по быстродействию - (табл. 3.3).

Классифицировать реле можно по разным признакам. Наиболее целесообразно классифицировать их по воздействующей величине, т.е. по физической величине, на которую реле должно реагировать. Соответственно этому различают реле: тока, напряжения, мощности, тепловые и т.д.

По принципу взаимодействия отдельных частей электрических реле различают электромеханические и статические. Работа электромеханических реле основана на использовании относительного перемещения их механических элементов под воздействием электрического тока, протекающего по обмотке электромагнита. Принцип работы статических реле не связан с перемещением

механических элементов, и они выполняются на базе полупроводниковых приборов.

В зависимости от того, на каком принципе устроена работа воспринимающей части электромеханических реле различают электромагнитные, индукционные, электротепловые и другие реле. Соответственно этому различают реле, которые имеют различную конструкцию, но выполняют одну и ту же функцию, например, реле тока электромагнитное, реле тока индукционное или реле времени электронное, реле времени электромагнитное и т.д.

Кроме того, в зависимости от выполняемых функций электромеханические реле подразделяются на логические и измерительные.

Электромеханические логические реле предназначены для срабатывания при изменении входной воздействующей величины и подразделяются на промежуточные реле, предназначенные для размножения и усиления, поступающих к ним сигналов; указательные реле - для указания срабатывания и возврата других коммутационных аппаратов; реле времени - для создания выдержки времени.

Электромеханические измерительные реле предназначены для срабатывания с определенной точностью при заданном значении контролируемой величины (к ним относятся реле напряжения, реле тока и т.д.).

Различают максимальные и минимальные измерительные реле. Максимальные реле, срабатывают при значениях контролируемого параметра, больших заданной установки, а минимальные реле - срабатывают при значениях контролируемого параметра, меньших заданной установки.

По способу включения воспринимающей части различают реле первичные и вторичные. Воспринимающий элемент первичных реле включается непосредственно в контролируемую цепь, а у вторичных реле через измерительные трансформаторы (шунты).

В зависимости от способа воздействия исполнительной части реле на электрическую цепь различают реле прямого и косвенного действия. Реле прямого действия своими контактами коммутирует электрическую цепь, а реле косвенного действия - управляет цепью электрического аппарата осуществляющего коммутацию электрической цепи.

В зависимости от того, возвращается ли реле после срабатывания в исходное положение или нет, различают реле одностабильные, двухстабильные и поляризованные. Одностабильные – реле, у которых осуществляется самовозврат в исходное положение после отключения воздействующей величины. Двухстабильные - реле, не осуществляющие самовозврата, для их возврата в исходное положение требуется приложение другого воздействия. Поляризованные - электрические реле постоянного тока, изменение состояния которых зависит от полярности их входной воздействующей величины. Нейтральные - реле, работа которых не зависит от полярности входного сигнала.

Основная характеристика реле - статическая (характеристика управления), выражающая зависимость выходной величины y от входной x .

Статическая характеристика реле приведена на рис.3.1.

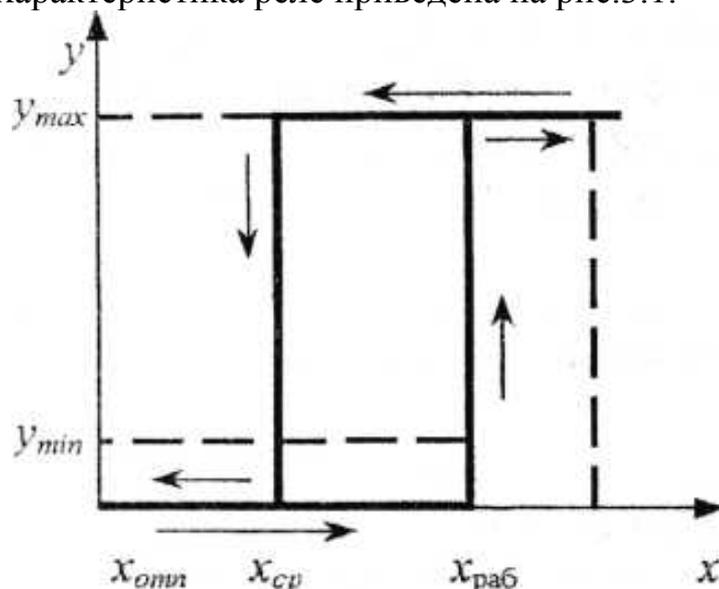


Рис. 3.1. Статическая характеристика реле

Значение входного параметра x (напряжения, тока и т.д.), при котором происходит срабатывание реле, называется параметром срабатывания. До тех пор, пока $x < x_{ср}$, выходной параметр y равен нулю либо своему минимальному значению y_{min} (для бесконтактных аппаратов). При $x = x_{ср}$ выходной параметр скачком меняется от y_{min} до y_{max} . Происходит срабатывание реле. Если после срабатывания уменьшать значение входного параметра, то при $x \leq x_{отп}$ происходит скачкообразное возвращение выходного параметра от значения y_{max} до нуля или y_{min} - отпускание реле.

Значение входного параметра, при котором происходит скачкообразное отпускание реле, называется параметром отпускания. Значения параметров срабатывания или отпускания, на которые отрегулировано реле, называются установкой по входному параметру.

При выборе типа реле принимают во внимание все указанные характеристики и параметры, отдавая предпочтение тем, которые в наибольшей степени удовлетворяют требованиям разрабатываемого устройства и условиям его эксплуатации.

Важным элементом электромагнитных механизмов реле являются контакты, от которых зависит качество контактного соединения, и определяются надежность и ресурс работы коммутационных ЭА.

Контактом называют зону перехода тока из одной токоведущей части в другую. Соприкасающиеся поверхности контакта называются контактными поверхностями.

Основным показателем контактов является значение переходного (контактного) сопротивления R_K , которое в номинальных условиях находится в

пределах от десятых до тысячных долей Ом. Чем меньше переходное сопротивление, тем меньше нагрев контактов. В общем случае переходное сопротивление зависит от силы контактного нажатия, состояния и материала контактов и от температуры.

Основная особенность контактной поверхности - ее шероховатость и наличие оксидной пленки. Наиболее тяжелый режим работы контактов - процесс размыкания. Это объясняется тем, что разрываема цепь обладает индуктивностью, и при размыкании контактов ток в цепи измениться скачкообразно не может согласно, закона коммутации. При размыкании контактов может возникнуть газовый разряд - электрическая дуга.

Таблица 3.1. - Классификация электромагнитных реле по назначению

Вид реле	Назначение
Пусковое (контактор, пускатель магнитный)	Ввод в действие различных устройств с помощью кнопок, расположенных на пульте управления
Максимальное	Отключение контролируемой цепи, когда ток или напряжение становятся больше заданного значения
Минимальное	Отключение контролируемой цепи при значениях тока или напряжения меньше определенной величины
Выдержки времени	Создание необходимой выдержки времени при включении различных электрических цепей

Таблица 3.2. - Классификация реле по мощности управления

Вид реле	$P_y, Вт$
Маломощные	<1
Средней мощности	1 - 10
Мощные	>10

Минимальные значения напряжения и тока, необходимые для поддержания дугового разряда, для разных материалов различны, для цепей постоянного тока находятся в пределах 15...20В и 0,05...0,9А.

Для повышения надежности работы контактов в ЭА с большими токами (как правило, более 10 А) применяются дугогасительные устройства. Основными способами гашения дуги, в которых, являются ее растягивание, дробление, охлаждение и т.д.

Таблица 3.3. - Классификация реле по времени срабатывания

Вид реле	$t_{cp}, мс$
Безынерционные	<1
Быстродействующие	5...50
Нормальные	50...150
Замедленные	150...1000

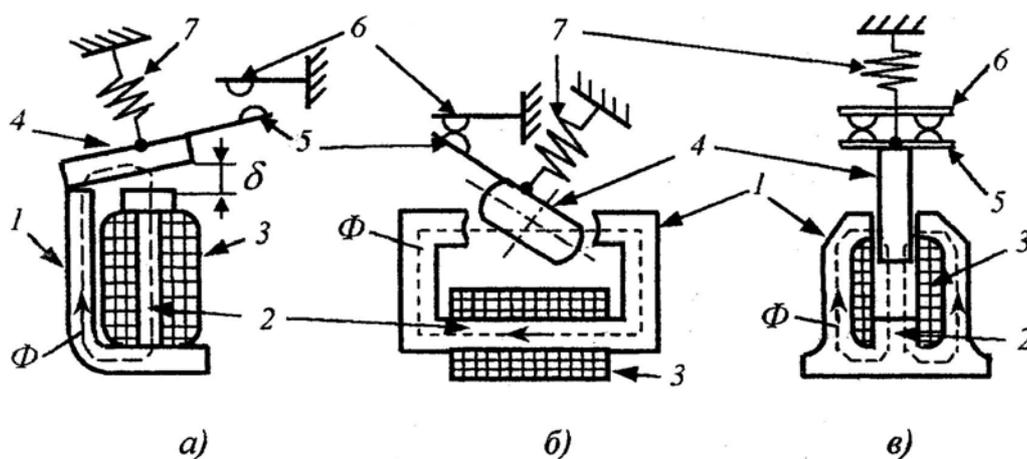


Рис. 3.2. Электромагнитные механизмы: клапанного типа (а), с поворотным (б) и прямоходовым (в) якорем

Основными элементами магнитной цепи электромагнитных механизмов являются: ярмо 1, сердечник 2, обмотка 3 и якорь 4 (рис.3.2). Важными элементами электромагнитных механизмов являются подвижный и неподвижный контакты 5 и 6 соответственно и возвратная пружина 7 (рис.3.2).

Принцип работы. При прохождении тока по катушке создается МДС, под действием которой возбуждается магнитный поток Φ (рис. 3.2, а). Этот поток замыкается через воздушный зазор 8, что приводит к притягиванию якоря к сердечнику, и соответственно, замыканию контактов. В исходное положение якорь возвращает пружина.

Воздушный зазор, изменяющийся при перемещении якоря, называется рабочим, как и рабочий, называется магнитный поток, замыкающийся через воздушный зазор. Магнитные потоки, не замыкающиеся через воздушный зазор, называются потоками рассеяния.

Электромагнитная сила, создающая тяговое усилие электромагнитного механизма постоянного тока, для равномерного поля в зазоре и ненасыщенной магнитной системе определяется по формуле Максвелла:

$$P_{\text{Э}} = \frac{B_{\delta}^2 S_{\delta}}{2\mu_0}, \quad (3.1)$$

или по эмпирической формуле:

$$P_{\text{Э}} \approx \frac{4\pi \cdot 10^{-7} (Iw)^2 S_{\delta}}{2\delta^2}, \quad (3.2)$$

где B_{δ} - магнитная индукция в воздушном зазоре; S_{δ} - площадь поперечного сечения воздушного зазора. μ_0 - магнитная проницаемость воздуха; I - ток катушки; w - число витков катушки; δ - длина воздушного зазора.

3.1.2. Маломощные реле постоянного тока

Маломощные электромагнитные реле (рис. 3.4) состоят из сердечника, обмотки, корпуса, якоря со штифтом отлипания и контактных пружин с контактами.

Качество работы реле в значительной степени определяется надежностью и долговечностью работы контактов. В зависимости от разрываемой контактом мощности (величины тока) выбирается форма и материал контактов, а также расстояние между ними. Наиболее часто встречающиеся формы контактов приведены на рис. 3.3.

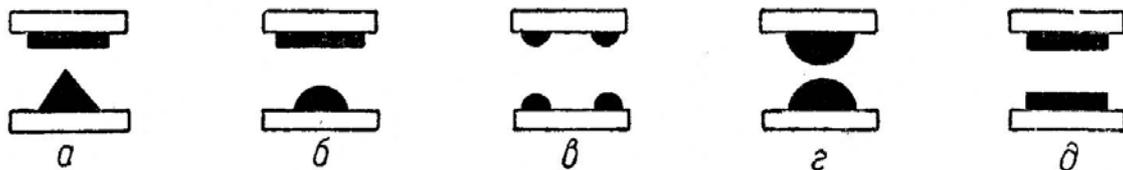


Рис. 3.3. Формы контактов реле:

a - плоскоострые; *б* - плоскосферические; *в* - двойные сферические; *г* - сферические; *д* - плоскостные

Широкое распространение получили два типа конструкции контактов: рычажные (рис.3.2, а, б) и мостиковые (рис.3.2, в).

Контакты изготавливаются из латуни, бронзы, серебра, нейзильбера, вольфрама. Если контакты рассчитаны на небольшие токи, то их рекомендуются делать из серебра, а при больших токах - из вольфрама.

При напряжениях в коммутирующей цепи до 100 в допустимое значение тока (A) через контакты маломощных реле составляет:

для плоскоострых	0,3
» плоскосферических	0,3
» двойных сферических	0,5
» сферических	0,5
» плоскостных	2,0

Если коммутируемая цепь содержит только активную нагрузку, то допустимое значение тока через контакты может быть увеличено примерно в два раза.

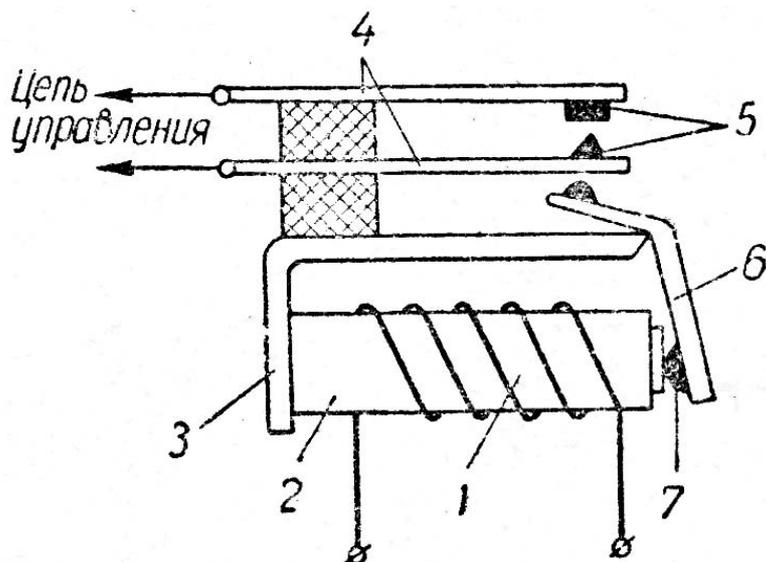


Рис. 3.4. Маломощное нейтральное электромагнитное реле:
 1 - обмотка; 2 - сердечник; 3 - корпус; 4 - контактные пружины;
 5 - контакты; 6 - якорь; 7 - штифт отлипания.

Контакты реле, работающих в цепях с индуктивной нагрузкой, при больших токах и значительной частоте срабатываний должны защищаться искрогасящими контурами, чтобы не обгорали контакты вследствие искрения.

Схемы искрогасящих контуров приведены на рис. 3.5. Наилучшие результаты дает контур, состоящий из последовательно соединенных сопротивления и емкости. Величины элементов искрогасящих контуров зависят от многих факторов, в частности от сопротивления и индуктивности обмоток реле.

В табл. 3.4 приведены основные типы контактных групп. Для коммутации в сложных электрических цепях применяются комбинированные многоконтактные группы, состоящие из простейших контактных групп.

Таблица 3.4 - Основные типы контактных групп

Наименование контактной группы	Положение покоя	Промежуточное положение	Рабочее положение
Замыкание			
Размыкание			
Переключение			
Плавное переключение			

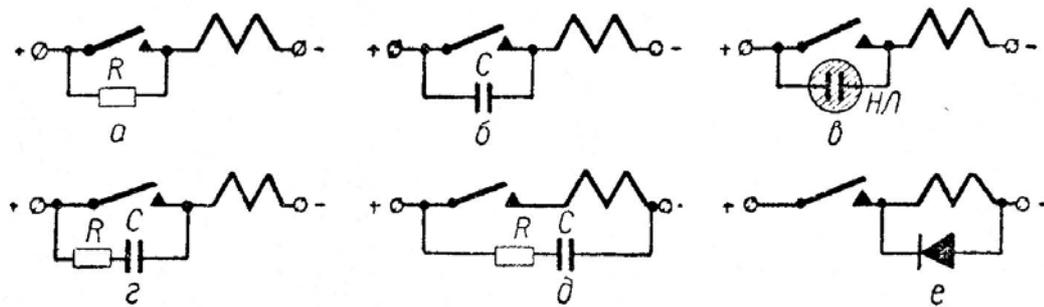


Рис. 3.5. Схемы искрогасящих контуров

3.1.3. Электротепловые и герконовые реле

Электротепловые реле, выполненные на базе биметаллической пластины, иначе называют биметаллическими реле. Они нашли широкое применение в автоматических выключателях и магнитных пускателях и предназначены для защиты электрических цепей от токов перегрузки.

Конструктивно биметаллическая пластина состоит из слоев двух металлов с разными температурными коэффициентами линейного расширения. Слой биметаллической пластины с меньшим значением коэффициента линейного расширения называется инертным (пассивным) и изготавливается из инвара (36% никеля и 64% железа) или других сплавов. Слой пластины с большим значением коэффициента линейного расширения называется активным и изготавливается из константана, латуни или немагнитной стали.

К примеру, для латуни коэффициент линейного расширения в 20 раз больше, чем для инвара. Поэтому при увеличении температуры слой латуни удлиняется больше, чем слой инвара. Эти слои жестко соединены (сваркой или пайкой). Вся биметаллическая пластина при нагреве изгибается в сторону инвара (рис.3.5). Поскольку один конец биметаллической пластины закреплен, то механическое усилие, развиваемое пластиной при изгибании, используется для приведения в действие исполнительного элемента реле - контактов.

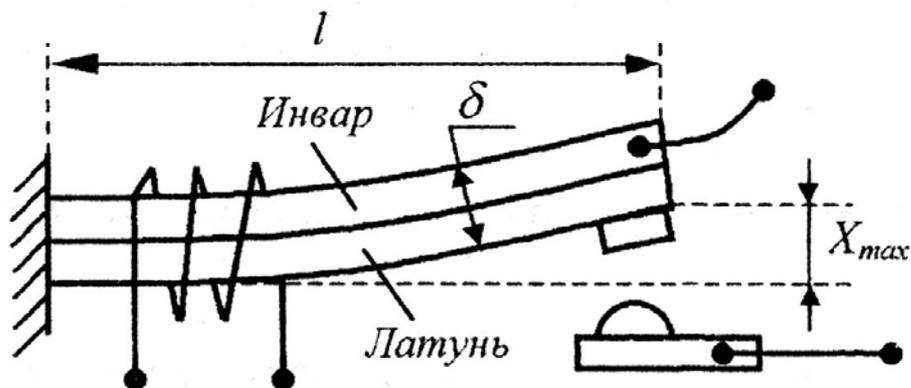


Рис.3.5. Биметаллическая пластина электротепловых реле

Максимальный прогиб биметаллической пластины X_{max} (рис.3.5):

$$X_{\max} = \frac{3}{4}(\alpha_1 - \alpha_2) \frac{l^2 \tau}{\delta}, \quad (3.3)$$

где α_1 и α_2 - активный и пассивный коэффициенты линейного расширения;

δ - суммарная толщина биметаллической пластины;

l - длина биметаллической пластины;

τ - превышение температуры биметаллической пластины относительно температуры окружающей среды.

Незакрепленный конец биметаллической пластины развивает усилие:

$$P = \frac{3}{16}(\alpha_1 - \alpha_2) \frac{b \delta^2}{l} E \tau, \quad (3.4)$$

где b - ширина биметаллической пластины;

$E = \frac{E_1 + E_2}{2}$ - средний модуль упругости биметаллической пластины.

Для получения большого прогиба необходима пластина большой длины и малой толщины. В то же время при необходимости получения большого усилия целесообразно иметь широкую пластину с малой длиной и большой толщиной.

Конструктивные формы биметаллических пластин разнообразны. Кроме того, нагрев биметаллических пластин может осуществляться током цепи, как это показано на рис. 3.5, (ток протекает непосредственно через пластины)- прямой нагрев. При косвенном нагреве ток цепи протекает по нагревательному элементу и теплота от нагревательного элемента передается пластине. При комбинированном способе нагрева ток цепи протекает по пластине и нагревательному элементу соответственно.

Основными недостатками электротепловых реле являются зависимость работы от температуры окружающей среды и низкая точность. Кроме того, из-за инерционности теплового процесса они непригодны для защиты цепей от токов короткого замыкания.

Наименее надежным узлом электромагнитных реле является контактная система. Электрические дуга или искра, образующиеся при размыкании и замыкании контактов, приводят к быстрому их разрушению. Этому также способствуют окислительные процессы и загрязнение контактных поверхностей. Существенным недостатком электромагнитных реле является наличие трущихся механических деталей, износ которых также сказывается на их работоспособности.

Работа в направлении устранения перечисленных недостатков электромагнитных реле привела к созданию магнитоуправляемых контактов.

Магнитоуправляемым контактом называется контакт электрической цепи, изменяющий состояние электрической цепи посредством механического замыкания или размыкания ее при воздействии управляющего магнитного поля на его элементы, совмещающие функции контактов и участков электриче-

ских и магнитных цепей. Магнитоуправляемый контакт, помещенный в герметизированный баллон, называется герметичным магнитоуправляемым контактом или герконом.

Простейшее герконовое реле с замыкающим контактом показано на рис. 3.6. Контактные сердечники (КС) 1 и 2 изготавливаются из ферромагнитного материала с высокой магнитной проницаемостью (пермаллоя) и ввариваются в стеклянный герметичный баллон 3. Баллон заполнен инертным газом - чистым азотом или с азотом с небольшой (около 3 %) добавкой водорода. Давление газа внутри баллона геркона составляет $(0,4...0,6) \cdot 10^5$ Па. Инертная среда предотвращает окисление контактов. Баллон устанавливается в обмотке управления 4.

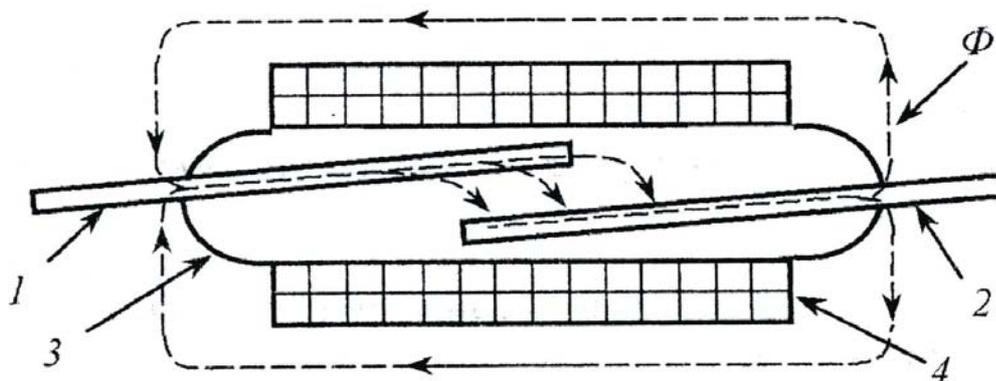


Рис.3.6. Герконовое реле с замыкающим контактом

Принцип работы. При протекании тока по обмотке герконового реле возникает магнитный поток Φ , который проходит по КС 1 и 2 через рабочий воздушный зазор между ними и замыкается по воздуху вокруг обмотки 4. Поток Φ при прохождении через рабочий зазор создает тяговую электромагнитную силу, которая, преодолевая упругость КС, соединяет их между собой.

Для уменьшения переходных сопротивлений поверхности покрываются тонким слоем (2...50 мкм) золота, палладия, серебра и др.

При отключении обмотки магнитный поток и электромагнитная сила спадают и под действием сил упругости КС размыкаются. Таким образом, в герконовых реле отсутствуют детали, подверженные трению, а КС одновременно выполняют функции магнитопровода, токопровода и пружины.

Основные преимущества реле с герконами:

- 1) простота конструкции, малые масса и габариты;
- 2) низкое переходное сопротивление на контактах (0,01...0,001 Ом);
- 3) гальваническая развязка цепей нагрузки и управления;
- 4) высокое быстродействие (время срабатывания и отпускания 1...3 мс), что позволяет использовать герконы при частоте коммутаций до 1000 раз в секунду;
- 5) надежность работы в широком диапазоне температур от -60° до $+120^{\circ}\text{C}$;
- 6) повышенная механическая износостойкость (до 10^9 циклов);

7) простота и удобство эксплуатации и обслуживания.

В то же время реле с герконами имеют следующие недостатки:

1) восприимчивость к внешним магнитным полям требует специальных мер по защите от их воздействия;

2) малая мощность коммутируемых цепей;

3) невозможность регулировки;

4) хрупкость стеклянного баллона, чувствительность к ударам и вибрациям, что требует принятия дополнительных мер по их защите;

5) возможность самопроизвольного размыкания контакта при больших токах;

6) значительный технологический разброс параметров. Преимущества и недостатки герконов предопределили их область применения. Они широко используются в схемах автоматики и защиты как логические элементы, как электромеханические усилители сигналов между полупроводниковыми устройствами и силовыми ЭА.

Основные технические данные герконов: максимальная коммутируемая мощность 0,3...30 Вт; максимальное коммутируемое напряжение 30...250 В; общая длина 30...80 мм; диаметр баллона 10...50 мм.

3.1.4. Контактторы

Контактор - это электрический аппарат дистанционного действия, предназначенный для частых включений и отключений электрических цепей в нормальных режимах работы.

Электромагнитные контакторы различаются по роду тока. Контактторы постоянного тока предназначены для коммутации цепей постоянного тока и, как правило, приводятся в действие электромагнитом постоянного тока. Соответственно контакторы переменного тока предназначены для коммутации цепей переменного тока. Электромагниты этих контакторов могут быть как постоянного, так и переменного тока. Современные контакторы коммутируют цепи с токами от единиц до нескольких сотен ампер. При этом время включения не превышает 0,4 с, а отключения - 0,25 с.

В зависимости от нормального положения главных контактов различают контакторы с замыкающими, размыкающими и смешанными контактами. Нормальным считается положение контактов, когда втягивающая катушка контактора не подключена к источнику и освобождены все имеющиеся защелки.

Основными элементами контакторов являются (рис. 3.7): электромагнитная система 1, подвижные и неподвижные главные контакты 3 и 4 соответственно, 2 возвратная (рабочая) пружина, гибкая медная связь 5, дугогасительная система 6.

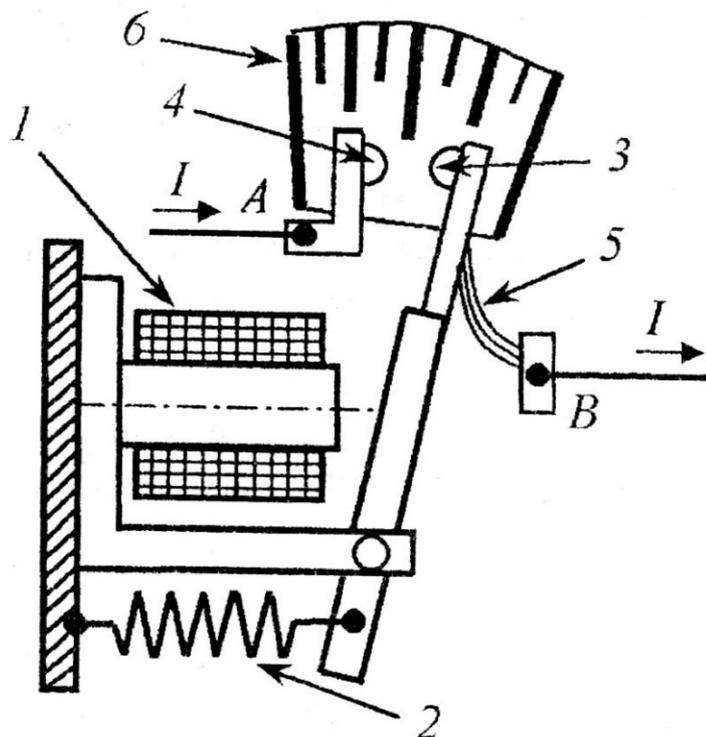


Рис. 3.7. Конструкция контактора постоянного тока

Главные контакты могут выполняться рычажного или мостикового типа. Контакторы могут выполняться одно-, двух- и трехполюсными.

Контакторы могут содержать вспомогательные контакты на токи до 5 А, которые производят переключения в цепях управления, сигнализируя о состоянии контактора. Электромагнитная система контактора может рассчитываться на включение якоря и удержания его в замкнутом положении или только на включение якоря. Удержание якоря в последнем случае осуществляется специальной защелкой (на рис. 3.7 не показано).

Если электромагнитная система рассчитана только на включение якоря, то отключение контактора происходит после обесточивания катушки под действием рабочей пружины 2. При наличии в составе контактора защелки, в его конструкции имеется вторая маломощная электромагнитная система, осуществляющая отключение контактора, т.е. освобождение подвижной системы от действия защелки.

Принцип работы. Для включения контактора подается напряжение на выводы обмотки электромагнита. Якорь притягивается к сердечнику электромагнита, замыкая контакты 3 и 4, и ток I от вывода A , неподвижного контакта 4, через подвижный контакт 3 и гибкую связь 5 будет протекать к выводу B контактора. Для отключения контактора с его обмотки снимается напряжение, рабочая пружина 2 возвращает якорь в исходное положение, размыкая контакты 3 и 4. При возникновении дуги она гасится в дугогасительной камере 6.

Способы гашения дуги и конструкция дугогасительной камеры определяется родом тока силовой цепи и режимом работы контактора. Дугогаситель-

ная камера контакторов постоянного тока, в основном, выполняется в виде камеры с продольными щелями, куда дуга втягивается с помощью магнитной системы (на рис. 3.7 не показано). Дугогасительная камера контакторов переменного тока, как правило, имеет вид камеры со стальными пластинами и двойным разрывом дуги в каждой фазе.

Особенностью работы электромагнитных механизмов переменного тока является то, что в их конструкции предусмотрены устройства для устранения вибрации якоря. Контактторы являются основными дистанционными аппаратами, обеспечивающими коммутацию электрических цепей в нормальных режимах работы. Рассматриваемые способы и устройства гашения электрической дуги расширяют представление о сложности коммутации электрической цепи.

3.1.5. Гашение электрической дуги

Гашение электрической дуги является одной из актуальных проблем ЭА, предназначенных для коммутации электрических цепей. Надежность работы ЭА, как и их конструктивные области применения определяются способами и устройствами гашения дуги.

Основные требования к дугогасительным устройствам - погасить дугу в малом объеме (желательно замкнутом), за малое время, при малом износе частей аппаратов, при малых звуковых и световых эффектах.

Механическое растягивание дуги является простейшим способом гашения электрической дуги. Механическое растягивание дуги осуществляется перемещением контактов с определенной скоростью при отключении относительно небольших токов. В этом случае энергия, поступающая в дугу от источника, рассеивается в основном путем теплопроводности через боковую поверхность ствола дуги.

При механическом растягивании опорные точки дуги стоят неподвижно на контактах, что приводит к обгоранию их. Для уменьшения обгорания контактов необходимо обеспечить большие скорости расхождения, что требует мощных отключающих пружин.

Электрическая дуга является своеобразным проводником с током, который может взаимодействовать с магнитным полем. Гашение дуги в магнитном поле обеспечивается силой взаимодействия между током дуги и магнитным полем, которая перемещает дугу в нужном направлении так называемым магнитным дутьем.

Внешнее магнитное поле для перемещения электрической дуги может быть получено при помощи дугогасительной катушки. Дугогасительное устройство с магнитным дутьем показано на рис. 3.8. Магнитное поле создается катушкой 2, включенной последовательно с коммутируемой цепью. Внутри катушки имеется сердечник 1, соединенный с ферромагнитными полюсами в виде пластин 3, которые охватывают пространство контактов 6, где горит ду-

га 5. Взаимодействуя с магнитным полем катушки, дуга перемещается вправо, растягивается и, после достижения критической длины, гаснет в дугогасительной камере 4.

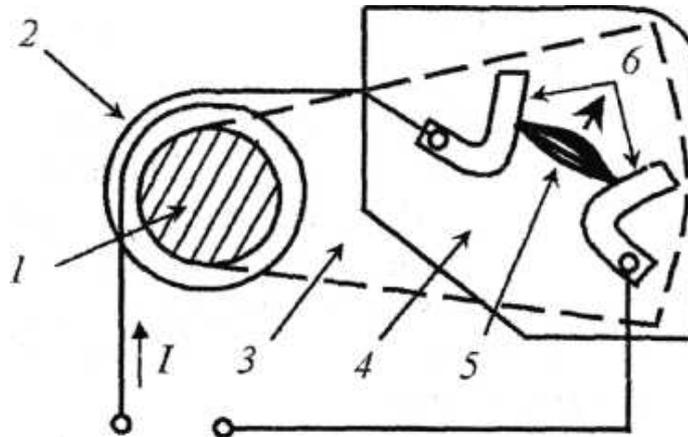


Рис. 3.8. Дугогасительное устройство с магнитным дутьем

Широкое распространение получили дугогасительные устройства, камеры которых имеют продольные щели. Продольной называют щель, ось которой совпадает по направлению с осью ствола дуги. Стенки камеры изготовлены с использованием керамических материалов. По обе стороны камеры расположены полюса электромагнитной системы (наподобие камеры 4 рис. 3.8), создающей магнитное поле, с помощью которого дуга затягивается внутрь узкой части камеры. На рис. 3.9 схематично изображены характерные формы продольных щелей. В продольных щелях основное воздействие осуществляется на ствол дуги. Охлаждение ствола дуги (отбор энергии) происходит за счет движения дуги через неподвижный воздух и охлаждающего действия стенок камеры.

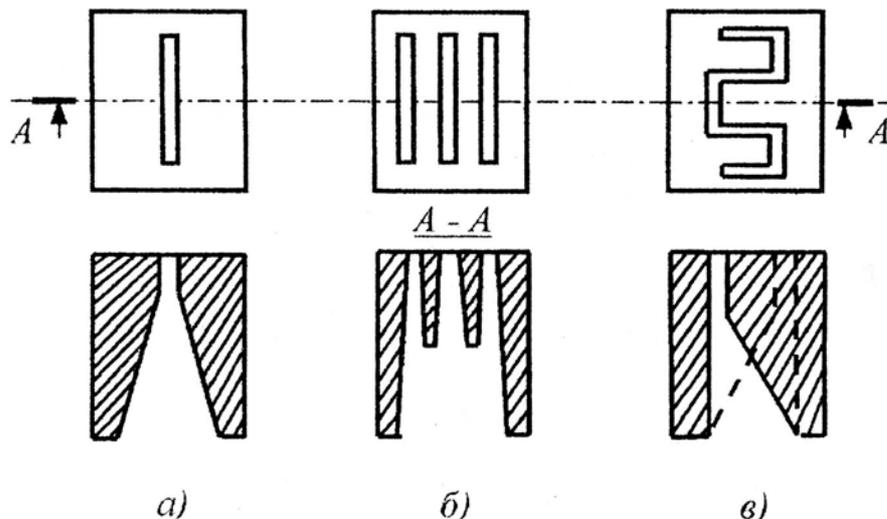


Рис. 3.9. Характерные формы продольных щелей дугогасительных камер

В верхней части камеры (рис. 3.9, а) имеется одна прямая продольная щель с плоскопараллельными стенками. В камере на рис. 3.9, б - несколько прямых параллельных щелей, аналогичных щели в камере на рис. 3.9, а. Не-

сколько параллельных щелей применяют при отключении больших токов. Параллельные дуги весьма неустойчивы, и все, кроме одной, последней, быстро погасают. Условия гашения оставшейся дуги такие же, как в камере с одной щелью.

На рис. 3.9, в показана камера с одной продольной щелью, имеющая извилистую форму. При такой форме представляется возможным в камере небольших размеров уместить длинную дугу.

Гашение дуги в дугогасительной решетке. Рассмотренные выше способы гашения электрической дуги сводились к воздействию на ее ствол. Дугу можно также гасить, используя околоэлектродное падение напряжения. Над контактами 1 и 2 ЭА (рис. 3.10) устанавливаются неподвижные, изолированные друг от друга металлические пластины 5, образующие дугогасительную решетку. Возникающая при отключении дуга 3 загоняется в эту решетку, где разбивается на ряд последовательно включенных коротких дуг 4. У каждой пластины возникает околоэлектродное падение напряжения. Гашение дуги происходит за счет суммы околоэлектродных падений напряжений, т.е. за счет ее дробления на мелкие дуги.

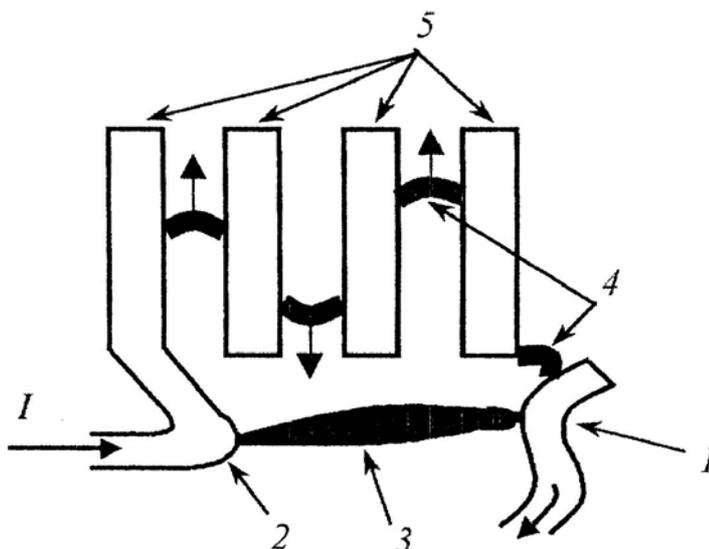


Рис. 3.10. Движение дуги в дугогасительной решетке

Для погасания дуги переменного тока число пластин существенно меньше, чем для погасания дуги постоянного тока. Дугогасительная решетка в цепях переменного тока действует намного эффективнее, чем в цепях постоянного тока. Этим и объясняется широкое ее применение на переменном токе и ограниченное применение на постоянном.

Дугогасительная решетка позволяет значительно сократить размеры дуги и гасить ее в ограниченном объеме при малых световом и звуковом эффектах. Дугогасительная решетка широко применяется в дугогасительных устройствах контакторов и автоматических выключателей.

3.1.6. Коммутационные аппараты и плавкие предохранители

3.1.6.1. Электромеханические выключатели

Простейшими неавтоматическими коммутационными аппаратами являются электромеханические выключатели - рубильники, переключатели и пакетные выключатели, предназначенные для ручного (неавтоматического) включения и отключения электрических цепей с номинальным напряжением до 660 В переменного тока и 440 В постоянного тока.

Рубильники (рис. 3.11) в системах электроснабжения в основном используются для включения и отключения обесточенных электрических цепей и включаются последовательно с другими автоматическими коммутационными аппаратами, которые осуществляют включение и отключение цепей под нагрузкой. Рубильники в этом случае устанавливаются перед этими аппаратами (со стороны источника питания) и используются для снятия напряжения с этих аппаратов для производства работ (технического обслуживания, ремонта, мены), и, кроме того, обеспечивают видимый разрыв цепи.

Конструктивно рубильники выполняются одно- двух- или трехполюсными. Они соответственно имеют подвижные контакт (ножи) и неподвижные контакты 2 (контактные стойки), а также ручной привод (рукоятку) 3 (рис. 3.11). Подвижные контакты соединены между собой перемычкой из изоляционного материала 4, к которой прикрепляется рукоятка рубильника или ручной рычажной привод. Рукоятка может быть как центрального, так и бокового исполнения (на рис. 3.11 трехполюсный рубильник с рукояткой центрального исполнения). Чаще всего в рубильниках используются пружинящие контакты рубящего типа. К этой же группе аппаратов относятся и переключатели рубящего типа. От рубильников они отличаются тем, что имеют добавочный комплект контактных стоек и могут переключать две разные цепи.

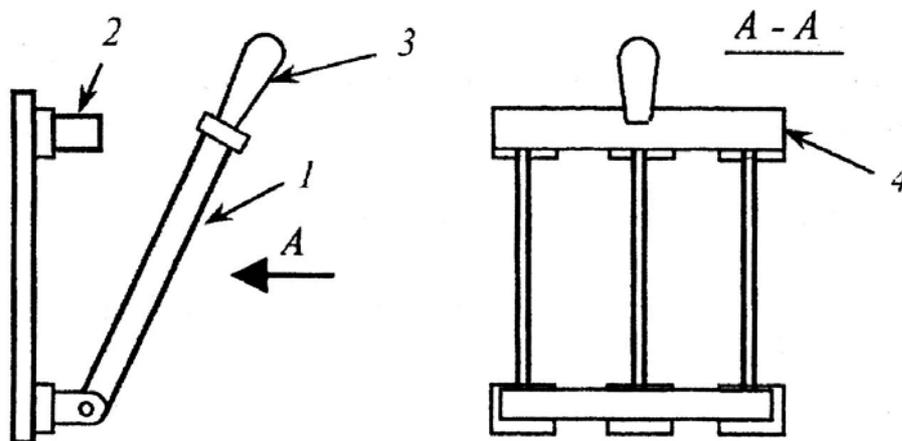


Рис. 3.11. Устройство рубильника

Выполняются рубильники и переключатели в основном на токи 80...1000 А, с коммутационной износостойкостью 2500...5000 циклов, механической износостойкостью до 10000 операций.

Для рубильников и переключателей с боковой рукояткой или рычажным приводом отношение отключаемого тока к номинальному составляет 0,2 при постоянном токе напряжением 220 В и 0,3 при переменном токе напряжением 380 В. При этом рубильники и переключатели с центральной рукояткой применяются для отключения обесточенных цепей.

При необходимости отключения цепей под нагрузкой, дуга не должна воздействовать на руку, поэтому в этом случае применяются аппараты с боковой рукояткой или с рычажным приводом. Для увеличения отключающей способности рубильник снабжается дутогасительной решеткой. Гашение электрической дуги постоянного тока при малых токах (до 75 А) происходит за счет ее механического растягивания.

3.1.6.2. Автоматические выключатели

Автоматические выключатели (АВ) предназначены для оперативных нечастых отключений электрической цепи в нормальных режимах работы а также для автоматического отключения цепи в аварийных режимах работы: при возникновении токов короткого замыкания, перегрузке и при понижении напряжения.

По назначению и принципам конструирования автоматические выключатели разделяются на выключатели общего назначения и быстродействующие.

Быстродействующие АВ выполняются в основном постоянного тока, предназначены для защиты полупроводниковых преобразователей, электрических машин и линий электропередачи. Время срабатывания выключателей находится в пределах 0,002...0,008 с.

АВ общего назначения по роду тока главной цепи выполняются переменного (напряжением до 1000 В) и постоянного (напряжением до 440 В) от 6 до 6300 А. Время срабатывания находится в пределах 0,02...0,08 с.

На рис. 3.12 приведена конструктивная схема АВ, которая содержит: неподвижный и подвижный контакты 1 и 2 соответственно; дутогасительную камеру 5; медную гибкую связь 4; отключающую пружину 5; механизм свободного расцепления 6; защёлку 7, упор 8, рукоятку 9; электромагнит с прямоходовым якорем 10; траверсу 11.

Принцип работы. Для включения автомата взводится рукоятка 9 (вверх в положение «Вкл»), механизм свободного расцепления 6 перемещает траверсу 11 вокруг оси О (рис. 3.12) против часовой стрелки. Замыкаются неподвижный контакт 2 с подвижным контактом 1. Защёлка 7 входит в зацепление с упором 8, и фиксирует замкнутое состояние контактов 1 и 2, при этом взводится отключающая пружина 5. Ток контролируемой цепи I_n (ток нагрузки) будет

протекать через автомат от вывода *A* до вывода *B*, через контакты 1 и 2, гибкую связь 4 и катушку электромагнита 10.

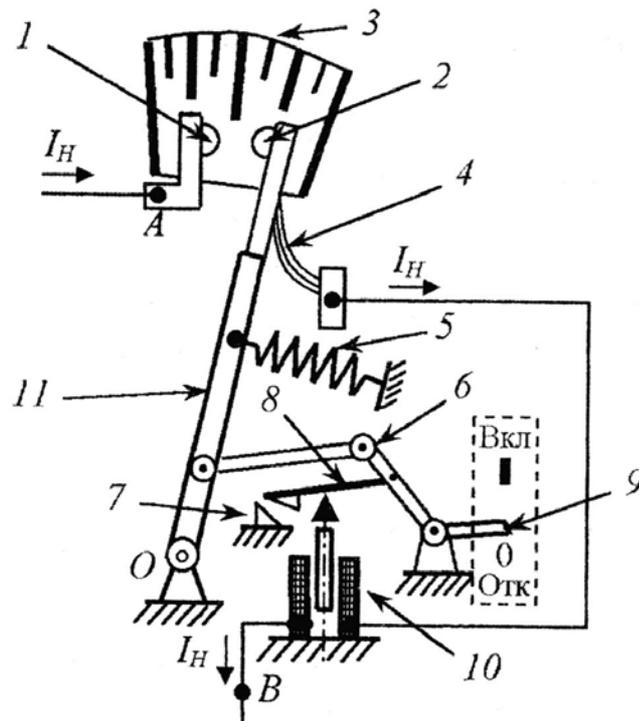


Рис. 3.12. Конструкция автоматических выключателей

При перегрузках и коротких замыканиях в контролируемой цепи будет протекать ток в несколько раз превышающий номинальный. В этом случае якорь электромагнита 10 воздействует на защелку 7 и выводит ее с зацепления с упором 8, под действием отключающей пружины 5 контакты 1 и 2 автомата размыкаются. Электрическая дуга гасится в дугогасительной камере 3.

При срабатывании АВ от аварийного режима рукоятка 9 зафиксирована в среднем положении между «Вкл» и «Отк». Для повторного включения автомата необходимо рукоятку 9 опустить до отказа вниз (в положение «Отк»), а затем взвести ее вверх (в положение «Вкл»).

Широкое распространение в АВ получили камеры с дугогасительными решетками и камеры с узкими щелями. Как правило, магнитное поле дугогашения (магнитное дутье) в выключателях создается самим контуром силового тока.

Включение АВ может осуществляться автоматически по команде оператора или системы автоматического управления. В этом случае в конструкции АВ предусмотрен дополнительно электромагнитный механизм дистанционного управления.

В действительности механизм свободного расцепления (расцепляющее устройство) представляет собой сложную систему шарнирно-связанных рычагов, соединяющих привод включения с системой подвижных контактов, которые соединены с отключающей пружиной. Расцепляющее устройство предна-

значено таким образом для обеспечения быстрого отключения АВ и для удержания контактов во включенном состоянии.

В конструкции АВ могут быть вспомогательные контакты (блок-контакты), предназначенные для осуществления переключений в цепях управления, блокировки и сигнализации в зависимости от коммутационного положения выключателя. Они выполняются в виде отдельного блока, встроенного в АВ и связаны с его подвижной системой.

Основными параметрами АВ являются: собственное и полное время отключения, номинальные значения тока и напряжения, предельный ток отключения.

Собственное время отключения автомата это время от момента, когда ток достигает значения тока срабатывания $I_{ср}$, до начала расхождения его контактов. После расхождения контактов возникающая электрическая дуга должна быть погашена за наименьшее время с перенапряжением, не представляющим опасности для электрооборудования.

Большое разнообразие автоматических выключателей делает их выбор достаточно сложным и трудоемким. АВ выбираются по следующим основным техническим параметрам: по роду тока и по числу полюсов; по номинальному напряжению и номинальному току: кратности установки тока отсечки (тока срабатывания в аварийных режимах); механической и коммутационной износостойкости, климатическому исполнению, категории размещения и степеней защиты.

Номинальные значения напряжения $U_{ном.а}$ и тока $I_{ном.а}$ автоматического выключателя, тока нагрузки I_n и напряжения сети U_c при выборе автомата должны удовлетворять соотношениям:

$$U_{ном.а} \geq U_c; I_{ном.а} \geq I_n. \quad (3.5)$$

Для АВ, осуществляющих защиту двигателей, работающих в повторно-кратковременном режиме, номинальный ток электромагнитного расцепителя принимается равным току двигателя. Для АВ, защищающих двигатели с короткозамкнутым ротором, ток установки электромагнитного расцепителя:

$$I_{уст.эмп} \geq (1,5 \dots 1,8) I_n, \quad (3.6)$$

где I_n - пусковой ток двигателя.

Для двигателя с фазным ротором:

$$I_{уст.эмп} \geq (2,5 \dots 3,0) I_{ном.дв}. \quad (3.7)$$

Для группы короткозамкнутых двигателей:

$$I_{уст.эмп} \geq (1,5 \dots 1,8) [\sum I_{ном.дв} + (I_n - I_{ном.дв})], \quad (3.8)$$

где разность $(I_n - I_{ном.дв})$ берется для двигателей, у которых она наибольшая.

Для группы двигателей с фазным ротором:

$$I_{уст.эмп} \geq (1,5 \dots 2) I_{ном.дв.п} + \sum I_{ном.дв}, \quad (3.9)$$

где $I_{ном.дв.п}$ - ток двигателя с наибольшим пусковым током.

Выбор автоматов по току КЗ:

для АВ с электромагнитным расцепителем:

$$\frac{I_{кз}}{I_{уст.эмп}} \geq 1,25 \dots 1,4. \quad (3.10)$$

для АВ с комбинированным расцепителем:

$$\frac{I_{кз}}{I_{ном.расц}} \geq 3. \quad (3.11)$$

Предельный ток отключения АВ должен быть не менее $I_{кз}$.

3.1.6.3. Плавкие предохранители

Предохранитель - это коммутационный электрический аппарат, предназначенный для защиты электрических цепей от токов перегрузки и короткого замыкания.

Достоинства плавких предохранителей (ПП): простота устройства, небольшая стоимость, малые габариты и масса, высокая отключающая способность, обеспечили широкое их применение в системах электроснабжения.

Предохранители низкого напряжения изготавливаются на токи от миллиампер до тысяч ампер.

Основным недостатком ПП является то, что после отключения цепи необходимо заменить перегоревшую вставку. Эта операция производится вручную или автоматически с заменой всего предохранителя. И в первом и во втором случаях необходимо осуществлять отключение источника питания.

Основными элементами плавкого предохранителя (ПП) являются (рис. 3.13) корпус 1, плавкая вставка 2, включаемая последовательно с защищаемой цепью посредством контактных элементов латунных колпачков 3 и контактных ножей 4.

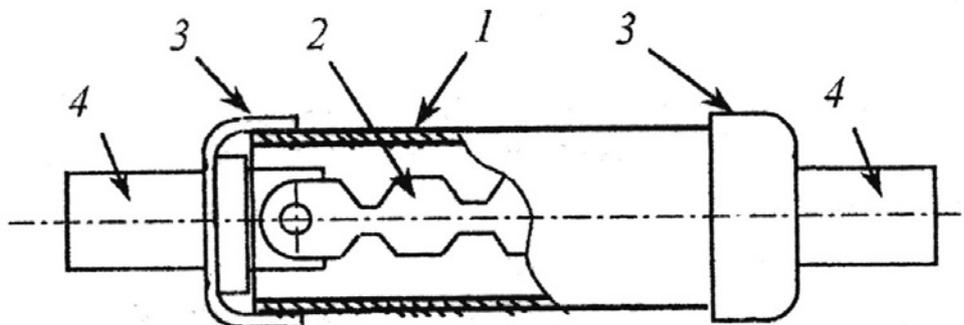


Рис. 3.13. Конструкция плавкого предохранителя

Процесс срабатывания ПП делится на несколько этапов: нагревание плавкой вставки до температуры плавления; плавление и испарение вставки; возникновение и гашение электрической дуги с восстановлением изоляционных свойств образующегося воздушного промежутка.

ПП работают в двух резко отличающихся режимах: в номинальных условиях и в условиях перегрузок и коротких замыканий. В первом случае нагрев вставки имеет характер установившегося процесса, при котором вся выделяемая в ней теплота отдается в окружающую среду. При этом кроме вставки нагреваются до установившейся температуры и все другие детали предохранителя. Эта температура не должна превышать допустимых значений.

Ток, на который рассчитана плавкая вставка для длительной работы, называют номинальным током плавкой вставки. Номинальный ток плавкой вставки может быть отличным от номинального тока самого предохранителя. Обычно в один и тот же ПП можно вставлять плавкие вставки на различные номинальные токи. Номинальный ток предохранителя, указанный на нем, равен наибольшему из номинальных токов плавких вставок, предназначенных для данной конструкции предохранителя.

Номинальным напряжением ПП называется напряжение, при котором предохранитель должен продолжительно работать. Напряжение защищаемой цепи не должно превышать номинального напряжения ПП более чем на 10%.

Защитные свойства ПП при перегрузках нормируются. Для предохранителей задаются условным током не плавления – ток, при протекании которого в течение определенного времени плавкая вставка не должна перегореть, и условный ток плавления - ток, при протекании которого в течение определенного времени плавкая вставка должна перегореть. Например, для предохранителя с плавкими вставками на номинальные токи 63...100 А плавкие вставки не должны перегорать при протекании тока $1,3 I_{ном}$ в течение одного часа, а при токе $1,6 I_{ном}$ должны перегореть за время до одного часа.

Ток, при котором плавкая вставка сгорает при достижении установившейся температуры, называется пограничным током $I_{погр}$. Для того, чтобы ПП не срабатывал при номинальном токе необходимо, чтобы отношение $\frac{I_{погр}}{I_{ном}} > 1$. Для улучшения защиты значение пограничного тока должно быть ближе к номинальному.

Для снижения температуры плавления вставки при ее изготовлении применяются легкоплавкие материалы и сплавы, приведенные в табл. 3.5.

Гашение электрической дуги, возникающей при перегорании плавкой вставки, должно быть осуществлено в короткое время. Время гашения дуги зависит от конструкции предохранителя и принятого способа гашения. Наибольший ток, который ПП может отключить без каких-либо повреждений или

деформаций, препятствующих его дальнейшей исправной работе после смены плавкой вставки, называют предельным током отключения предохранителя.

Таблица 3.5 - Материалы плавких вставок предохранителей

Металл вставки	Удельное сопротивление, $\rho \cdot 10^6 \text{ Ом} \cdot \text{м}$	Температура °С	
		Допустимая	Плавления вставки
Медь	0,0154	250	1083
Серебро	0,0147	-	961
Цинк	0,06	200	419
Свинец	0,21	150	327

В современных ПП с закрытыми патронами без наполнителя дуга гасится за счет высокого давления, возникающего в патроне вследствие взаимодействия дуги с газом, выделяемым фибровым материалом корпуса предохранителя. В предохранителях с наполнителем возникающая при плавлении вставок дуга соприкасается с мелкими зернами наполнителя (кварцевого песка и примесей на его основе), интенсивно охлаждается, деионизируется и быстро гасится.

Применение параллельных плавких вставок (при больших токах) позволяет при одном и том же суммарном поперечном сечении их получить большую поверхность охлаждения вставок и лучше использовать объем наполнителя (в ПП с наполнителем).

В установках низкого напряжения наибольшее распространение получили предохранители с закрытыми патронами с фибровыми разборными патронами (серии ПР) и предохранители с кварцевым наполнителем (серии ПН). Такие предохранители позволяют осуществлять замену плавких вставок и изготавливаются на напряжение до 500 В и токи до 1000А.

Предохранители работают бесшумно, практически без выброса пламени и газов, что позволяет устанавливать их на близком расстоянии друг от друга.

Предохранитель не должен отключать установку при перегрузках, которые являются эксплуатационными. Так, пусковой ток асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором может достигать $7I_{ном}$. По мере разгона пусковой ток падает до значения, равного номинальному току двигателя. Длительность пуска зависит от характера нагрузки. Экспериментально установлено, что старение плавкой вставки не происходит при токах, равных половине тока плавления.

Номинальный ток предохранителя должен быть больше или равен номинальному току сети.

Номинальный ток плавкой вставки выбирается по пусковому току двигателя

$$I_{в.ном} = (0,4...0,5)I_n. \quad (3.12)$$

Если предохранитель стоит в цепи, питающей несколько двигателей, плавкую вставку рекомендуется выбирать по формуле

$$I_{в.ном} = 0,4 \left[I_p + (I_n - I_{ном.дв}) \right] \quad (3.13)$$

где I_p - расчетный номинальный ток в цепи; $(I_n - I_{ном.дв})$ - наибольшая разность для одного из двигателей.

Наряду с проверкой вставки по условиям пуска или кратковременной перегрузки необходимо проводить проверку ПП по условиям КЗ:

1) При $\frac{I_{кз}}{I_{в.ном}} \geq 10...15$, время перегорания вставки не превышает 0,15-0,2с и на этом времени мало сказывается разброс характеристик вставок.

2) При кратностях $\frac{I_{кз}}{I_{в.ном}} \geq 3...4$ время отключения предохранителя может достигать 15 с, что создает опасность для обслуживающего персонала, так как при этой кратности напряжение на предохранителе может оказаться опасно большим.

3) При $\frac{I_{кз}}{I_{в.ном}} \geq 1,6...2$ нагрев провода при перегрузках может быть очень большим и может приводить к выгоранию изоляции. Поэтому установка плавких вставок с большим запасом может допускаться только в крайних случаях, когда выгорание изоляции проводников не грозит пожаром (провода уложены в стальных трубах и имеют огнестойкую изоляцию).

3.2. Трансформаторы

3.2.1. Устройство, принцип действия и назначение трансформаторов

Трансформатором называется статический электромагнитный аппарат, в котором переменный ток одного напряжения преобразуется в переменный ток той же частоты, но другого напряжения.

Потребность трансформирования (повышения и понижения переменного напряжения) вызвана необходимостью передачи электрической энергии на большие расстояния. Как известно, чем выше напряжение, тем меньше ток при равной мощности источника энергии. Следовательно, для передачи энергии потребуются провода меньшего сечения, что приведет к значительной экономии цветных металлов, являющихся материалом для проводов. Кроме того, потери электрической энергии в проводах также уменьшаются со снижением тока. В настоящее время при передаче электрической энергии от электростан-

ций к потребителям происходит многократное повышение и понижение напряжения.

По применению трансформаторы можно разделить на следующие виды.

1. Силовые трансформаторы, номинальная мощность которых изменяется от нескольких единиц до 1 млн. кВА и напряжение до 1250 кВ. Используются в сетях для распределения электроэнергии. К силовым относятся и трансформаторы малой мощности от 10 до 300 ВА, применяемые в устройствах промышленной электроники и автоматики.

2. Автотрансформаторы, имеющие, как правило, плавную регулировку выходного напряжения и используемые для изменения (регулирования) напряжения.

3. Измерительные трансформаторы, применяемые в качестве элементов измерительных устройств.

4. Трансформаторы специального назначения, используемые в конкретных электротехнических устройствах для определенных целей. Примерами могут служить сварочные трансформаторы для различных видов сварки, импульсные трансформаторы для преобразования высокочастотных импульсных периодически повторяющихся сигналов в радиолокационной технике и телевидении.

Конструктивное исполнение и электромагнитные процессы, происходящие в трансформаторах различных типов, имеют много общего. Поэтому для изучения их работы рассмотрим однофазный двухобмоточный трансформатор (рис. 3.14). Трансформатор состоит из стального сердечника, набранного из листов электрической стали толщиной 0,35 ... 0,5 мм для уменьшения потерь от вихревых токов. Листы сердечника покрываются лаком для изоляции друг от друга. Трансформатор имеет не менее двух обмоток, связанных между собой посредством общего магнитного потока. Обмотки электрически изолированы друг от друга; исключением в этом отношении являются автотрансформаторы, у которых обмотка низшего напряжения является частью обмотки высшего напряжения.

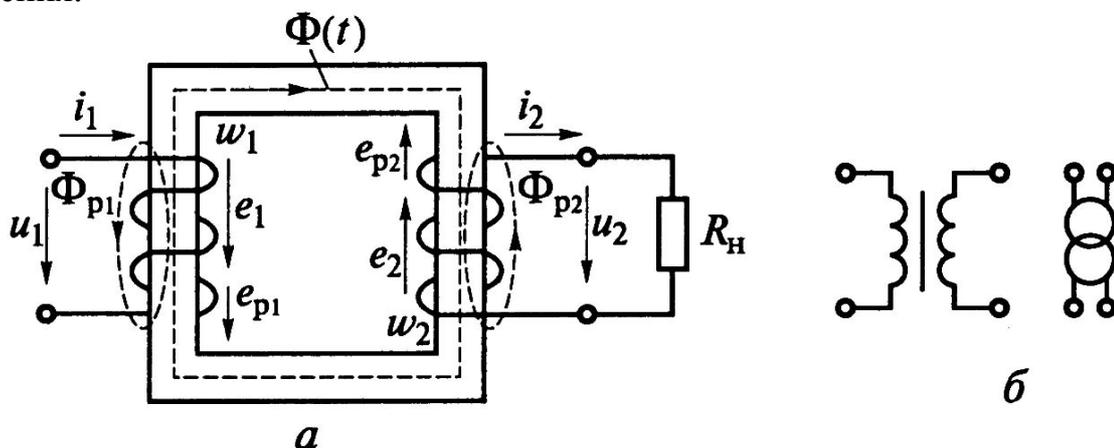


Рис. 3.14. Однофазный трансформатор

Обмотка трансформатора, соединенная с источником электроэнергии называется первичной (рис. 3.14, а). Соответственно, первичными именуется все величины, относящиеся к этой обмотке, - число витков w_1 , напряжение u_1 , сила тока i_1 и т.д. Обмотка, отдающая электроэнергию, и относящиеся к ней величины называются вторичными - w_2, u_2, i_2 . Варианты условных графических обозначений трансформатора приведены на рис. 3.14, б.

Под действием подведенного переменного напряжения u_1 в первичной обмотке возникает ток i_1 и возбуждается изменяющийся магнитный поток. Этот магнитный поток индуцирует в первичной обмотке трансформатора ЭДС самоиндукции e_1 , а во вторичной обмотке - ЭДС взаимной индукции e_2 . Напряжение u_2 на выходных зажимах трансформатора создает ЭДС e_2 . При замыкании вторичной цепи на нагрузку возникает ток i_2 , который образует собственный магнитный поток, накладывающийся на поток первичной обмотки. В результате создается общий поток Φ . Стрелки направления напряжения u_1 и тока i_1 представляют первичную обмотку как приемник энергии. Положительное направление потока Φ связано с током i_1 правилом буравчика. Стрелки направления e_2 и i_2 соответствуют представлению вторичной обмотки источником энергии. Силовые линии магнитного поля замыкаются как по сердечнику, так и по воздуху вокруг витков обмоток, создавая магнитные потоки рассеяния Φ_{p1} и Φ_{p2} , которые, в свою очередь, наводят в первичной и вторичной обмотках ЭДС рассеяния e_{p1} и e_{p2} .

3.2.2. Уравнения первичной и вторичной цепей трансформатора

Для первичной и вторичной обмоток можно записать следующие выражения:

$$\begin{aligned} e_1 &= -w_1 \frac{d\Phi}{dt}; \quad e_2 = -w_2 \frac{d\Phi}{dt}; \\ e_{p1} &= -w_1 \frac{d\Phi_{p1}}{dt} = -L_{p1} \frac{di_1}{dt}; \quad e_{p2} = -w_2 \frac{d\Phi_{p2}}{dt} = -L_{p2} \frac{di_2}{dt}, \end{aligned} \quad (3.14)$$

где L_{p1}, L_{p2} - индуктивности рассеяния обмоток.

По второму правилу Кирхгофа для первичной и вторичной обмоток трансформатора имеем:

$$u_1 = -e_1 - e_{p1} + i_1 R_1 = -e_1 + u_{L_1} + u_{R_1}, \quad (3.15)$$

$$\text{где } u_{L_1} = -e_{p1} = L_{p1} \frac{di_1}{dt}; \quad u_{R_1} = R_1 i_1;$$

$$u_2 = -e_2 - e_{p2} + i_2 R_2 = -e_2 + u_{L_2} + u_{R_2}, \quad (3.16)$$

где $u_{L_2} = -e_{p2} = L_{p2} \frac{di_2}{dt}$; $u_{R_2} = R_2 i_2$.

Для идеализированного трансформатора, у которого нет потоков рассеяния и активные сопротивления обмоток пренебрежимо малы, $u_1 = -e_1$, $u_2 = e_2$.

В случае если $u_1 = U_{1m} \sin \omega t$, то из уравнения (3.17), записанного на основании закона электромагнитной индукции:

$$u_1 = w_1 \frac{d\Phi}{dt}, \quad (3.17)$$

следует, что

$$\Phi(t) = \frac{1}{w_1} \int u_1 dt = \frac{U_{1m}}{w_1 \omega} \cos \omega t = \underbrace{\Phi_m}_{\Phi_m} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right), \quad (3.18)$$

т.е. при синусоидальном входном напряжении u_1 магнитный поток в сердечнике $\Phi(t)$ также синусоидален, отстает от напряжения на угол $\pi/2$. $\Phi(t)$ и индуцирует в обмотках синусоидальные ЭДС, мгновенные значения которых следующие:

$$e_1 = -w_1 \frac{d\Phi}{dt} = -w_1 \omega \cdot \Phi_m \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) = \underbrace{w_1 \omega \cdot \Phi_m}_{E_{1m}} \sin(\omega t - \pi); \quad (3.19)$$

$$e_2 = -w_2 \frac{d\Phi}{dt} = -w_2 \omega \cdot \Phi_m \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) = \underbrace{w_2 \omega \cdot \Phi_m}_{E_{2m}} \sin(\omega t - \pi),$$

e_1 и e_2 отстают от Φ на угол $\pi/2$, а от u_1 - на угол π .

Действующие значения синусоидальных ЭДС обмоток следующие:

$$E_1 = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} f w_1 \Phi_m = 4,44 f w_1 \Phi_m; \quad (3.20)$$

$$E_2 = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} f w_2 \Phi_m = 4,44 f w_2 \Phi_m.$$

Тогда можно выразить коэффициент трансформации n трансформатора:

$$n = \frac{e_1}{e_2} = \frac{E_{1m}}{E_{2m}} = \frac{E_1}{E_2} = -\frac{u_1}{u_2}. \quad (3.21)$$

3.2.3. Уравнение намагничивающих сил трансформатора

В соответствии с законом полного тока мгновенное значение напряженности магнитного поля $H(t)$ связано с мгновенным значением результирующей намагничивающей силы трансформатора выражением

$$H(t)l_c = i_1 w_1 + i_2 w_2, \quad (3.22)$$

где l_c - длина средней магнитной линии сердечника трансформатора.

У идеализированного трансформатора при подключенной или отключенной нагрузке величина магнитного потока в сердечнике $\Phi(t)$ остается неизменной (так как неизменна амплитуда U_{1m} и $\Phi_m = U_{1m}/w\omega$), а следовательно, постоянна и напряженность $H(t)$. При разомкнутой вторичной цепи, когда $i_2 = 0$, трансформатор находится в режиме холостого хода, а магнитный поток $\Phi(t)$ возбуждается намагничивающей силой, созданной только первичной обмоткой. Отсюда получаем уравнение намагничивающих сил трансформатора

$$i_1 w_1 + i_2 w_2 = i_{1x} w_1, \quad (3.23)$$

где i_{1x} - ток холостого хода первичной обмотки.

Из уравнения намагничивающих сил (3.23) следует, что при пренебрежении током холостого хода первичной обмотки ($i_{1x} = 0$):

$$\frac{i_1}{i_2} = \frac{w_2}{w_1} = n^{-1}. \quad (3.24)$$

3.2.4. Приведение обмоток трансформатора

Коэффициент трансформации трансформаторов относительно велик, поэтому, анализируя работу трансформатора с помощью векторной диаграммы, трудно изобразить в одном масштабе первичное и вторичное напряжения. Для целей анализа осуществляют приведение вторичной обмотки к числу витков первичной, т.е. при построении диаграммы и расчетах заменяют реальный трансформатор с коэффициентом трансформации w_1/w_2 приведенным трансформатором, у которого коэффициент трансформации равен 1.

Приведение не должно изменить режим первичной цепи. Во вторичной цепи должны сохраняться неизменными энергетические условия, т. е. не изменяются распределение активной и реактивной мощностей между отдельными элементами вторичной цепи и значения самих мощностей. Приведенные величины обозначаются штрихом сверху: E'_2, I'_2, R'_2 и т.д.

Приведение ЭДС и напряжений. При $w_1 = w_2 \Rightarrow E_2 = E_1$ а так как $E_1 = nE_2 = \frac{w_1}{w_2} E_2$, то $E'_2 = nE_2 = \frac{w_1}{w_2} E_2$, где E'_2 - приведенная вторичная ЭДС.

В таком же отношении при приведении изменяются вторичное напряжение и падения напряжения во вторичной обмотке:

$$U'_2 = nU_2; I'_2 R'_2 = nI_2 R_2; I'_2 x'_2 = nI_2 x_2.$$

Приведение тока. При приведении не должна изменяться намагничивающая сила вторичной обмотки, чтобы не изменялся магнитный поток в сердечнике:

$$I_2 w_2 = I'_2 w_1 \Rightarrow I'_2 = I_2 \frac{w_2}{w_1} = \frac{I_2}{n}.$$

В соответствии с уравнением намагничивающих сил имеем выражение для приведенного тока вторичной обмотки $I'_2 = I_2/n$.

Приведение сопротивлений. При приведении не должна изменяться полная мощность вторичной цепи:

$$S_2 = U_2 I_2 = U'_2 I'_2 = nU_2 I'_2 \Rightarrow I'_2 = \frac{I_2}{n} = \frac{w_2}{w_1} I_2.$$

На основании условия неизменной активной мощности получаем выражение для приведенного активного сопротивления вторичной обмотки:

$$I_2^2 R_2 = I'^2_2 R'_2 = \frac{I_2^2}{n^2} R'_2 \Rightarrow R'_2 = n^2 R_2 = \left(\frac{w_1}{w_2} \right)^2 R_2.$$

На основании условия неизменной реактивной мощности получаем выражение для приведенного реактивного сопротивления вторичной обмотки:

$$I_2^2 x_2 = I'^2_2 x'_2 = \frac{I_2^2}{n^2} x'_2 \Rightarrow x'_2 = n^2 x_2 = \left(\frac{w_1}{w_2} \right)^2 x_2.$$

3.2.5. Опыты холостого хода и короткого замыкания

Для определения величин, характеризующих работу трансформатора, используют опыты холостого хода и короткого замыкания.

Опыт холостого хода. Его проводят при питании первичной обмотки трансформатора номинальным напряжением и отсутствии приемника, подключаемого к зажимам вторичной обмотки (рис. 3.15).

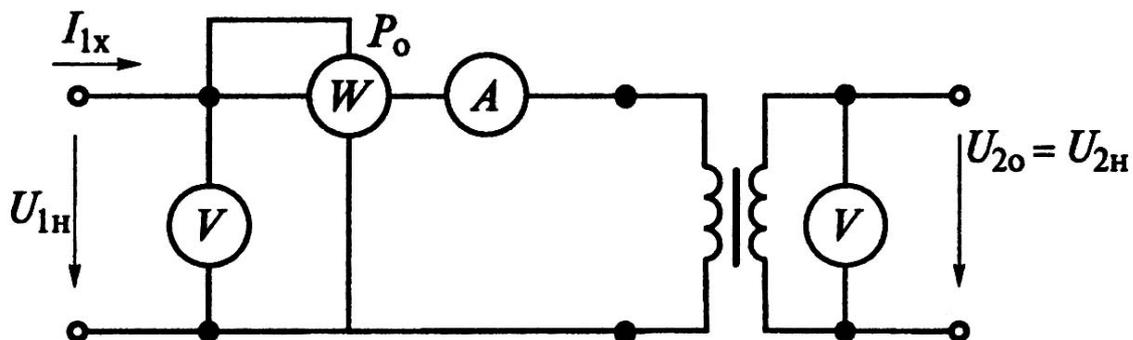


Рис. 3.15. Схема включения трансформатора при опыте холостого хода

В данном опыте определяют:

1. Коэффициент трансформации n . По показаниям вольтметров, пренебрегая падением напряжения в первичной обмотке $I_{1x}Z_1$, контролируют номинальное напряжение первичной обмотки и замеряют соответствующее напряжение вторичной обмотки. Коэффициент трансформации определяют по формуле:

$$n = \frac{E_1}{E_2} = \frac{U_{1H}}{U_{2H}} = \frac{U_{1H}}{U_{2o}}, \quad (3.25)$$

где U_{1H} , U_{2H} - номинальные значения напряжений обмоток, соответствующие номинальному (расчетному) режиму работы трансформатора; U_{2o} - напряжение вторичной обмотки.

2. Ток холостого хода I_{1x} , измеренный амперметром, обычно выражают в процентах от номинального тока первичной обмотки:

$$I_{1x} = \frac{I_{1x}}{I_{1H}} \cdot 100\%. \quad (3.26)$$

3. Потери в стали сердечника от гистерезиса. Мощность обмотки P_o , потребляемая трансформатором из сети и измеряемая ваттметром, расходуется на покрытие потерь в первичной обмотке трансформатора:

$$P_o = I_{1x}^2 R_1 + I_{1x}^2 R_o. \quad (3.27)$$

В реальных трансформаторах $R_1 \ll R_o$; $x_1 \ll x_o$, поэтому, измерив P_o , мы, тем самым, измерим мощность потерь в стали P_c .

4. Коэффициент мощности холостого хода:

$$\cos \varphi_o = \frac{P_o}{I_{1x} U_{1H}}. \quad (3.28)$$

5. Угол магнитных потерь:

$$\delta = 90^\circ - \varphi_o. \quad (3.29)$$

Опыт короткого замыкания. Опыт производится при понижении первичного напряжения трансформатора до величины $U_{1к}$, при которой токи в обмотках равны номинальным (рис. 3.16).

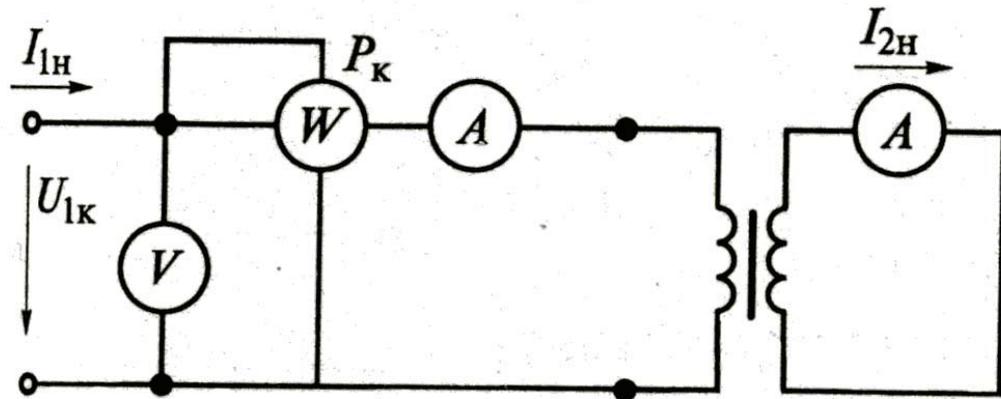


Рис. 3.16. Схема включения трансформатора при опыте короткого замыкания

При опыте короткого замыкания (так как он проводится при пониженном напряжении) потери в стали на гистерезис незначительны и ими пренебрегаем. Считаем, что вся мощность, потребляемая из сети, расходуется в сопротивлениях первичной и вторичной обмоток R_1 и R'_2 .

В этом опыте определяют:

1. Потери в обмотках P_k при номинальных токах (ваттметром).
2. Реальные сопротивления вторичной обмотки:

$$R_2 = \frac{R'_2}{n^2}; \quad x_2 = \frac{x'_2}{n^2}. \quad (3.30)$$

3. Активное и реактивное падение напряжения в обмотках, %:

$$U_o = \frac{I_{1н} R_k}{U_{1н}} \cdot 100\% = \frac{P_k}{U_{1н} I_{1н}} \cdot 100\% = \frac{P_k}{S_{1н}} \cdot 100\%; \quad (3.31)$$

$$U_p = \frac{I_{1н} Z_k}{U_{1н}} \cdot 100\%.$$

4. Полное падение напряжения короткого замыкания, %:

$$U_k = \frac{I_{1н} Z_k}{U_{1н}} \cdot 100\%. \quad (3.32)$$

3.2.6. Потери энергии и коэффициент полезного действия трансформатора

Коэффициент полезного действия трансформатора определяется отношением активной мощности вторичной обмотки к активной мощности первичной обмотки:

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_2}{P_2 + P_9 + P_c} = \frac{P_2}{P_2 + P_k + P_o} = \frac{P_2}{P_2 + I_{1H}^2 R_k + P_o}, \quad (3.33)$$

где $P_9 = P_k$ - электрические потери; $P_c = P_o$ - потери в стали.

Введем коэффициент номинальной нагрузки:

$$\beta = \frac{I_1}{I_{1H}} = \frac{I_2}{I_{2H}}, \quad (3.34)$$

Тогда

$$P_2 = U_2 I_2 \cos \varphi_2 \frac{I_2}{I_{2H}} = \beta S_H \cos \varphi_2; \quad (3.35)$$

$$I_1^2 R_k \frac{I_1^2}{I_{1H}^2} = \beta^2 P_k.$$

Окончательное выражение для КПД примет следующий вид:

$$\eta = \frac{\beta S_H \cos \varphi_2}{\beta S_H \cos \varphi_2 + \beta^2 P_k + P_o}. \quad (3.36)$$

Таким образом, КПД - это функция от нагрузки трансформатора $\eta = f(\beta)$ (рис. 3.17).

Чтобы определить, при каком значении β КПД максимален, надо взять производную от выражения (3.36) и приравнять ее к нулю:

$$\frac{d\eta}{d\beta} = 0 \Rightarrow \beta = \sqrt{\frac{P_o}{P_k}}. \quad (3.37)$$

У реального трансформатора η имеет максимум при коэффициенте нагрузки, равном примерно 0,5 и может достигать 99%.

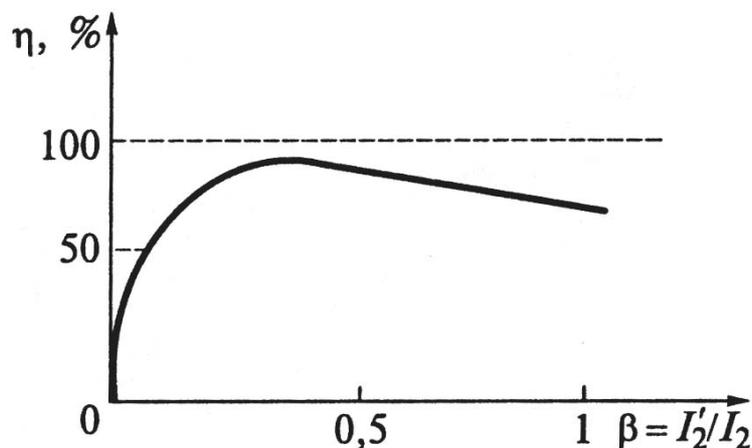


Рис. 3.17. Зависимость КПД трансформатора от нагрузки

3.2.7. Трехфазные трансформаторы

Трансформирование электроэнергии трехфазного тока можно осуществить тремя однофазными трансформаторами или одним трехфазным трансформатором. На каждом из трех стержней трансформатора размещается по две обмотки, принадлежащие одной фазе, одна из которых является первичной, а другая - вторичной (рис. 3.18).

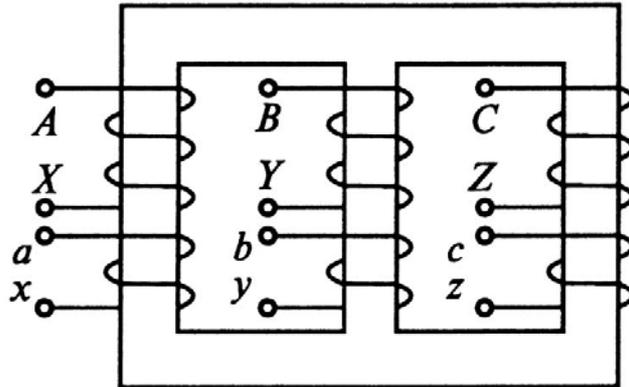


Рис. 3.1. Трехфазный трансформатор:

Начала первичных обмоток обозначаются большими буквами A, B, C , а их концы X, Y, Z ; для вторичных обмоток их начала обозначаются малыми буквами a, b, c , концы - x, y, z . Физические процессы, происходящие в каждой фазе трехфазного трансформатора, ничем не отличаются от аналогичных в однофазном трансформаторе.

Обмотки трехфазных трансформаторов могут соединяться по схемам «звезда» или «треугольник», которые условно обозначаются символами Y или Δ . Если соединенная «звездой» обмотка имеет выведенную нейтральную точку, то к знаку «звезды» приписывается значок ноль. Схема соединений обмоток трансформатора обозначается в виде дроби, в числителе которой указан способ соединения первичной обмотки, а в знаменателе - вторичной обмотки. Например: Y_0/Δ - первичная обмотка соединена «звездой» с выводом нейтрали, а вторичная обмотка соединена «треугольником» (рис. 3.19).

Чтобы условно обозначить угол сдвига фаз между одноименными векторами линейных напряжений первичных и вторичных обмоток, принято деление трансформаторов по группам соединения обмоток. Для обозначения группы соединения трехфазного трансформатора положение векторов линейных напряжений первичной и вторичной обмоток сопоставляют с положением стрелок часов. Вектор линейного напряжения первичной обмотки совмещают с минутной стрелкой, когда она стоит на цифре 12, а вектор линейного напряжения вторичной обмотки с часовой стрелкой, положение которой определяет номер группы (1, 2, 3, ... 12).

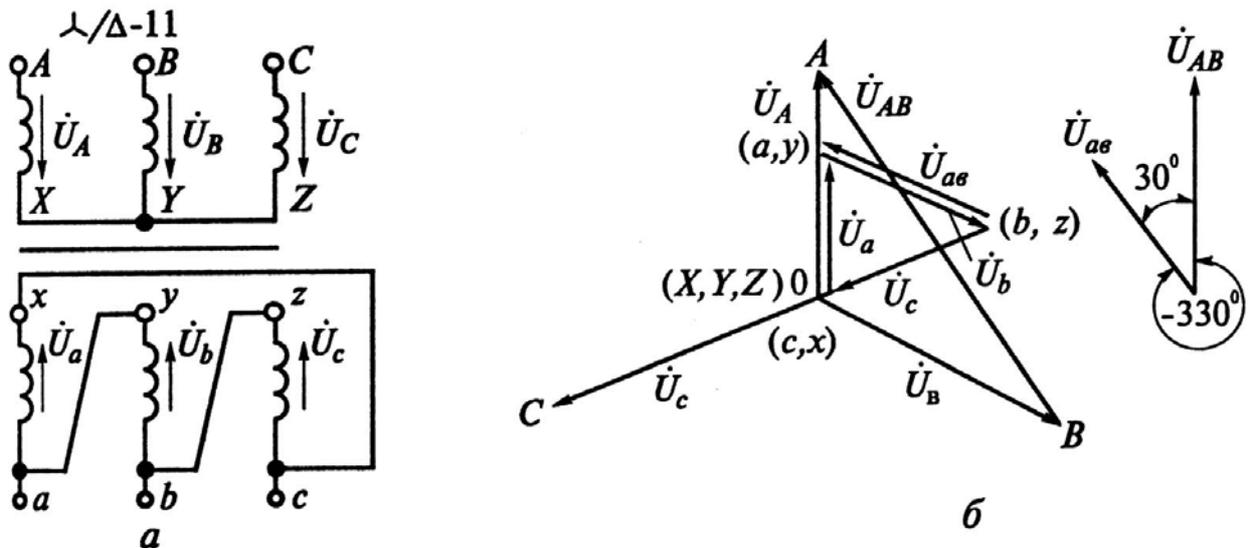


Рис. 3.19. Трехфазный трансформатор
a - схема соединения, *б* - векторная диаграмма

Схемы соединений «звезда» и «треугольник» могут иметь 12 различных групп со сдвигом фаз линейных напряжений $0...330^\circ$ через каждые 30° . Большое разнообразие групп соединений не удобно для эксплуатации, поэтому число различных схем и групп соединений ограничено тремя: $Y/Y_0 - 0$ (наиболее распространенное соединение); $Y/\Delta - 11$; $Y_0/\Delta - 11$.

Числа 0 и 11 указывают группу соединений трансформаторов, сдвиг фаз которых 0 и 330° .

Коэффициент трансформации трехфазного трансформатора при соединении Y/Y вычисляется как отношение линейных напряжений, при соединении Y/Δ - как отношение фазных напряжений.

3.2.8. Автотрансформаторы

Автотрансформаторы являются самостоятельными приборами класса трансформаторов. В отличие от силовых двухобмоточных трансформаторов они имеют одну обмотку для высокого и низкого напряжений. При этом обмотка низкого напряжения является частью обмотки высокого напряжения. Поэтому обмотки имеют не только магнитную связь, но и гальваническую; следовательно, энергия передается двумя путями: через гальваническую связь и магнитную. Однофазный понижающий трансформатор изображен на рис. 3.20.

Высокое напряжение U_1 подведено к обмотке, имеющей w_1 витков, из которых w_2 витков являются обмоткой низкого напряжения. При разомкнутой вторичной обмотке устанавливается ток холостого хода, равный I_{1x} . Магнитодвижущая сила $I_{1x}w_1$, создаваемая этим током, индуцирует ЭДС в первич-

ной и вторичной обмотках автотрансформатора по закону электромагнитной индукции ($E = 4,44 f w_1 \Phi_m$). Тогда коэффициент трансформации

$$n = \frac{E_1}{E_2} = \frac{w_1}{w_2} = \frac{I_2}{I_1}, \quad (3.38)$$

что равно коэффициенту трансформации обычного трансформатора. При включении нагрузки во вторичной цепи протекает ток I_2 , который создает магнитодвижущую силу. Тогда магнитный поток в сердечнике

$$w_2 I_{21} = (w_2 - w_1) I_1 \Rightarrow I_{21} = (1 - n) I_1. \quad (3.39)$$

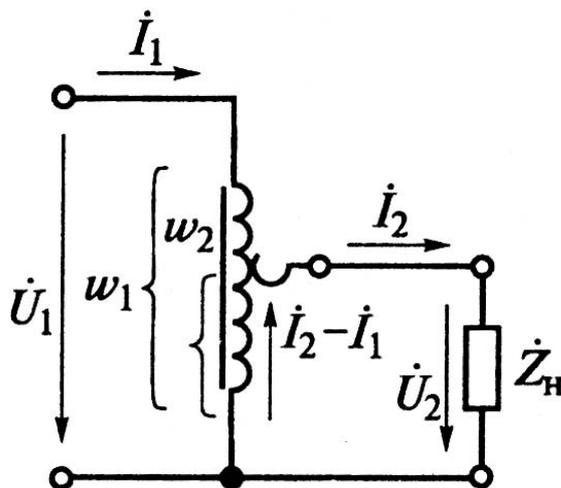


Рис. 3.20. Однофазный понижающий автотрансформатор

Отсюда видно, что ток в общей части обмотки значительно меньше, так как автотрансформаторы имеют коэффициент трансформации $1 < n < 3$. Поэтому при изготовлении автотрансформаторов затрачивается меньше ферромагнитного металла и проводов. Автотрансформаторы применяют как силовые устройства при передаче электрической энергии, для пуска мощных электрических двигателей и регулирования напряжения. По условиям техники безопасности нельзя применять трансформаторы, у которых первичное напряжение относится к категории высоких напряжений, а вторичное - к категории низких. Потери энергии в автотрансформаторах меньше, чем в двухобмоточных трансформаторах; следовательно, автотрансформаторы обладают большим КПД.

3.2.9. Измерительные трансформаторы

Измерительные трансформаторы применяются для измерений в сетях высокого напряжения, защиты персонала от опасных значений напряжений и токов и расширения пределов измерения стандартных приборов. Существует два типа измерительных трансформаторов: трансформаторы напряжения и трансформаторы тока.

Трансформаторы напряжения служат для подключения вольтметров, электрических счетчиков энергии, различного рода реле и других приборов. Их изготавливают таким образом, что напряжение вторичной обмотки имеет номинальное напряжение 100 В при любом номинальном напряжении первичной обмотки. Показания вольтметра умножаются на коэффициент трансформации или прибор градуируется на измеряемое напряжение. Трансформаторы напряжения имеют классы точности 0,5; 1; 3. Также трансформаторы работают в режиме, близком к холостому ходу.

Трансформаторы тока служат для подключения амперметров, электрических счетчиков энергии, различного рода реле и других приборов. Первичная обмотка трансформатора тока включается последовательно с нагрузкой, а во вторичную обмотку включается амперметр. Номинальный ток вторичной обмотки имеет значение 5 А при любом номинальном токе первичной обмотки. Так как внутреннее сопротивление амперметра мало, то трансформатор тока работает в режиме, близком к короткому замыканию. При нормальной работе трансформатора тока магнитодвижущая сила равна разности МДС обмоток $(I_1 w_1 - I_2 w_2)$, а при размыкании вторичной обмотки МДС резко увеличивается, возрастают потери, трансформатор перегревается и, кроме того, возникают опасные напряжения, достигающие нескольких сотен вольт. Поэтому вторичную обмотку трансформатора тока нельзя оставлять разомкнутой.

Трансформаторы тока имеют классы точности 0,2; 0,5; 1; 3; 10.

3.2.10. Расчет трансформаторов

Как правило, расчет трансформаторов начинается с определения его вторичной мощности, т.е. мощности вторичной обмотки.

Для однофазных трансформаторов

$$S_2 = U_2 I_2, \text{ ВА}, \quad (3.40)$$

для трехфазных трансформаторов, с учетом фазного напряжения $U_{2\phi}$ и фазного тока $I_{2\phi}$:

$$S_2 = 3U_{2\phi} I_{2\phi}, \text{ ВА}. \quad (3.41)$$

Далее определяется мощность первичной обмотки

$$S_1 = \frac{S_2}{\eta_T}, \text{ ВА}, \quad (3.42)$$

где η_T - КПД трансформатора, значение которого исходя опыта эксплуатации трансформаторов, принимают равным согласно табл. 3.6.

Токи первичной и вторичной обмоток для однофазных трансформаторов:

$$I_1 = \frac{S_1}{U_1}; I_2 = \frac{S_2}{U_2}, \quad (3.43)$$

для трехфазных трансформаторов с учетом линейных действующих значений напряжений $U_{Л}$:

$$I_1 = \frac{S_1}{\sqrt{3}U_{Л1}}; I_2 = \frac{S_2}{\sqrt{3}U_{Л2}}, \quad (3.44)$$

где $U_{Л} = \sqrt{3}U_{\Phi}$ при соединении обмоток в звезду и $U_{Л} = U_{\Phi}$ при соединении обмоток в треугольник.

Таблица 3.6 - Рекомендуемые значения КПД, плотности тока и магнитной индукции трансформаторов

Мощность трансформатора, ВА	КПД, η_T	Плотность тока, А/мм ²	Магнитная индукция, B_c , Тл
10	0,82	4,8	1,10
20	0,85	3,9	1,25
40	0,87	3,2	1,35
70	0,89	2,8	1,40
100	0,91	2,5	1,35
200	0,93	2,0	1,25
400	0,95	1,6	1,15
700	0,955	1,3	1,10
1000	0,96	1,2	1,05
более 1000	0,97...0,98	1,2	0,8...1,05

Поперечное сечение сердечника трансформатора Q_c определяется по эмпирическим формулам:

для однофазных трансформаторов стержневого типа (рис. 3.21, а)

$$Q_c = k \sqrt{\frac{S_1}{2f}} \cdot 10^2, \text{ мм}^2, \quad (3.45)$$

для однофазных трансформаторов броневое типа (рис. 3.21, б):

$$Q_c = k \sqrt{\frac{S_1}{f}} \cdot 10^2, \text{ мм}^2, \quad (3.46)$$

для трехфазных трансформаторов стержневого типа (рис. 3.21, в)

$$Q_c = k \sqrt{\frac{S_1}{3f}} \cdot 10^2, \text{ мм}^2, \quad (3.47)$$

где f - частота тока сети, Гц; $K = 4 \dots 6$ для масляных и $K = 6 \dots 8$ для воздушных трансформаторов.

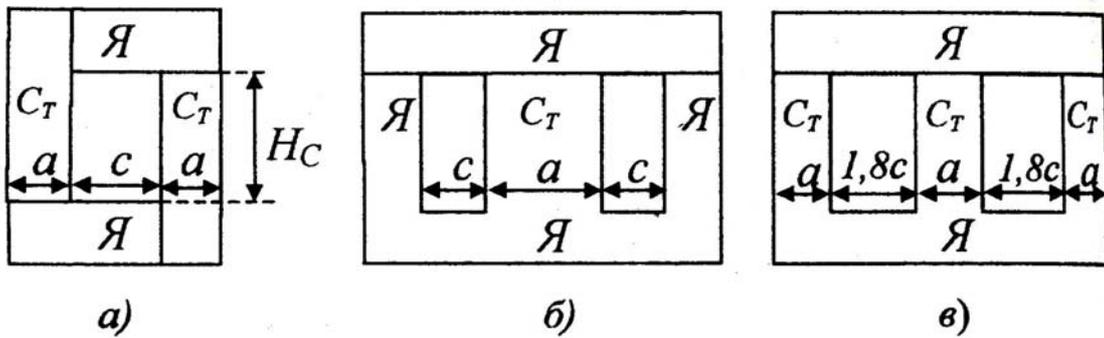


Рис. 3.21. Типы магнитопроводов трансформаторов (Я - ярмо, Ст - стержень)

Сечение сердечника выражается через его размеры $Q_c = ab$, где a - ширина пластин, мм; b - толщина пакета пластин, мм. Высота прямоугольного стержня, ширина окна сердечника и соотношения размеров сердечника определяются по упрощенным формулам (рис. 3.21):

$$H_c = (2,5 \dots 3,5)a, \quad c = \frac{H_c}{(2,5 \dots 3,5)}, \quad \frac{b}{a} = 1,2 \dots 1,8. \quad (3.48)$$

Сечение ярма трансформатора с учетом изоляции между листами для трансформаторов стержневого типа:

$$Q_{Я} = (1,0 \dots 1,15)Q_c, \quad \text{мм}^2, \quad (3.49)$$

для трансформаторов броневого типа

$$Q_{Я} = (0,5 \dots 0,57)Q_c, \quad \text{мм}^2. \quad (3.50)$$

Сечения проводов первичной и вторичной обмоток трансформаторов:

$$q_1 = \frac{I_1}{\Delta}, \quad \text{мм}^2, \quad q_2 = \frac{I_2}{\Delta}, \quad \text{мм}^2, \quad (3.51)$$

где Δ - плотность тока в обмотке (табл. 3.1), А/мм².

Числа витков первичной и вторичной обмоток

$$w_1 = \frac{U_1 \cdot 10^4}{4,44 f B_c Q_c}, \quad w_2 = w_1 \frac{U_2}{U_1}, \quad (3.52)$$

где B_c - магнитная индукция в сердечнике (табл. 3.6), Тл.

Диаметр круглого обмоточного провода определяется по следующей формуле:

$$d = 2 \cdot \sqrt{\frac{q}{\pi}}, \quad \text{мм}, \quad (3.53)$$

где q - найденное сечение провода обмотки, мм².

Для трансформаторов небольшой мощности (до 100...300 Вт) можно рекомендовать следующую конструкцию каркаса для размещения обмоток, выполненную из текстолита, электрокартона и других, пригодных для этой цели материалов (рис. 3.22):

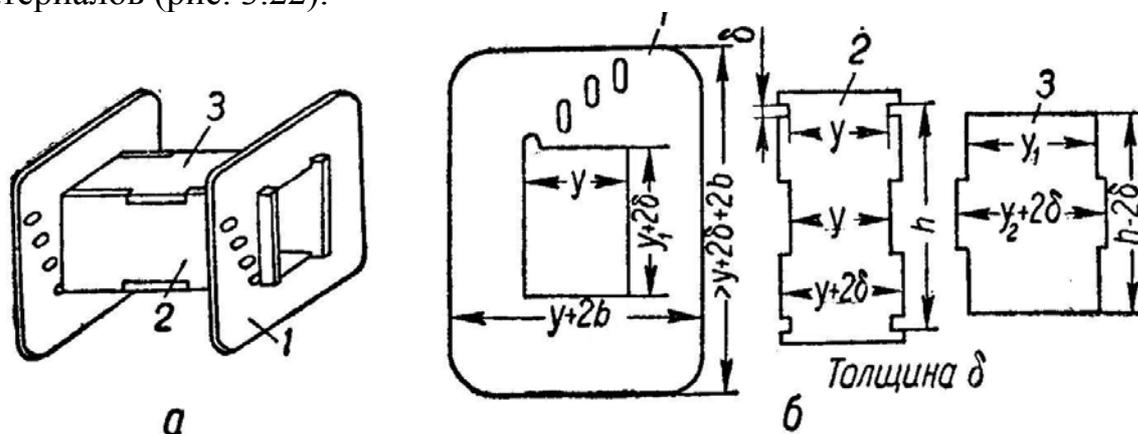


Рис. 3.22. Каркас трансформатора
а - в собранном виде; б - детали (по 2 шт.)

На рис. 3.22: y - ширина a (рис. 3.8) магнитопровода, y_1 - толщина набора пластин, h - высота окна выбранного профиля магнитопровода. Остальные размеры являются производными из параметров выбранного магнитопровода и толщины δ материала каркаса.

Далее проверяется размещение обмоток.

Число витков в слое обмотки:

$$w_{сл} = \frac{p - 2(\delta + 2)}{\alpha d_{из}}, \quad (3.54)$$

где h - высота окна, мм, δ - толщина материала каркаса, мм, $d_{из}$ - диаметр провода с изоляцией, мм, α - коэффициент неплотности (табл. 3.7).

Таблица 3.7. - Значения коэффициента неплотности α

Диаметр провода без изоляции, мм	α
0,08-0,11	1,3
0,15-0,25	1,25
0,35-0,41	1,2
0,51-0,93	1,1
Более 1,0	1,05

Число слоев:

$$n = \frac{w}{w_{сл}}, \quad (3.55)$$

где W - число витков обмотки, $W_{сл}$ - число витков в слое этой обмотки.

Толщина обмотки:

$$\delta_{об} = n_{сл} (d_{из} + \delta_{из}), \quad (3.56)$$

где $\delta_{из}$ - толщина изоляции между слоями.

Таким же образом подсчитывают толщины всех обмоток. Должно выполняться условие:

$$b \geq \delta + \sum \delta_{об} + \sum \delta_{пр}, \quad (3.57)$$

где $\sum \delta_{об}$ - суммарная толщина всех обмоток, $\sum \delta_{пр}$ - суммарная толщина всех прокладок между обмотками; b - ширина окна магнитопровода.

Если это условие не выполняется, то следует увеличить размеры сердечника и произвести расчет трансформатора сначала.

Для облегчения и ускорения расчетов трансформаторов разработана программа, реализованная на языке Basic, листинг которой приводится в приложении.

3.3. Электрические машины

Электрическая машина представляет собой электромеханическое устройство, осуществляющее преобразование механической энергии в электрическую (генераторный режим) или электрической энергии в механическую (двигательный режим).

Номинальный режим электрической машины - это режим работы, для которого она предназначена. Параметры номинального режима указываются заводом изготовителем на табличке, размещенной на корпусе электрической машины. Это, как правило, мощность, частота вращения ротора, напряжение, коэффициент мощности, для машин переменного тока и т.д.

Преобразование энергии электрическими машинами осуществляется в соответствии с законами электромагнитной индукции (закон Био – Савара - Лапласа, правило левой руки). Как известно, при движении проводника в магнитном поле, в нем будет наводиться ЭДС. Если проводник замкнут, к примеру, на резистор, то в проводнике потечет ток, в направлении, совпадающем с ЭДС.

При равномерном движении проводника в магнитном поле механическая мощность, приложенная к проводнику, преобразуется в электрическую (за вычетом потерь мощности в проводнике $I^2 R$). Наличие магнитного поля и проводников с током является необходимым условием для работы любой электрической машины как преобразователя энергии, а постоянное взаимодействие между ними достигается вращательным движением.

Таким образом, преобразование энергии в электрических машинах возможно лишь при наличии силового взаимодействия между магнитными полями вращающейся и не вращающейся части машины.

3.3.1. Электрические машины постоянного тока

3.3.1.1. Назначение, устройство и принцип действия машин постоянного тока. Способы их возбуждения

Электрические машины постоянного тока (МПТ) обратимы и могут работать в качестве генераторов или двигателей без изменения их схемы. Они нашли широкое применение в технике благодаря ряду преимуществ по сравнению с другими типами машин. Для двигателей это возможность плавного регулирования частоты вращения двигателя и хорошие пусковые свойства. В качестве тяговых двигателей МПТ используют на электротранспорте для привода подъемно-транспортных машин, прокатных станков, а в качестве исполнительных двигателей - в системах автоматического регулирования и т.д. В качестве генераторов МПТ служат источниками питания электродвигателей постоянного тока, электромагнитов различного назначения, аппаратуры контроля и управления, электролитических ванн, а также для зарядки аккумуляторных батарей, высококачественной сварки и т.д. Машины постоянного тока применяются в электрооборудовании автомашин, самолетов и судов. Диапазон мощностей машин составляет от единиц ватт до десятков тысяч киловатт.

Основные конструктивные части МПТ - статор и ротор. Статор является индуктором, ротор - якорем (рис. 3.23).

Статор состоит из массивного стального корпуса 1, к которому крепятся основные полюса 2 с полюсными наконечниками 4, образуя вместе с корпусом магнитопровод. Полюсные наконечники служат для равномерного распределения магнитной индукции в зазоре между полюсами индуктора и якорем. На основных полюсах расположены соединенные последовательно обмотки возбуждения 3, предназначенные для создания магнитного поля машины. В некоторых машинах магнитное поле создается с помощью постоянных магнитов.

Ротор 5 представляет собой цилиндр, набранный из листов электротехнической стали, с пазами по наружной стороне, насаженный на вал 7, вращающийся в подшипниках. В пазы укладывается обмотка ротора 11, выводы которой присоединяют к расположенному на валу коллектору 6; последний представляет собой цилиндр, набранный из медных пластин, изолированных друг от друга и от вала. Выводы от обмоток якоря присоединяют к соответствующим пластинам коллектора. К коллектору с помощью пружины прижимается щеткодержатель со щетками 10. Это дает возможность соединить вращающуюся обмотку якоря с внешней электрической цепью. Щетки устанавливают на геометрической нейтрали (ГН) - линии, проходящей перпендикулярно

оси машины через те точки поверхности якоря, где магнитная индукция поля основных полюсов равна нулю.

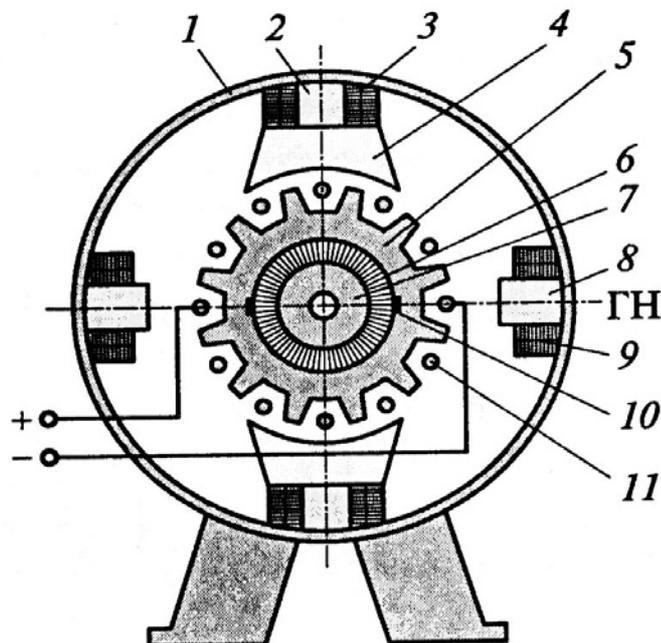


Рис. 3.23. Схематическое устройство машины постоянного тока:

- 1 - корпус; 2 - основной полюс; 3 - полюсной наконечник;
- 4 - обмотка возбуждения; 5 - ротор; 6 - коллектор; 7 - вал;
- 8 - дополнительные полюса; 9 - обмотка;
- 10 - щетка; 11 - обмотка ротора

Коллектор играет роль механического выпрямителя переменной ЭДС, индуцируемой в обмотке якоря. Помимо основных полюсов имеются дополнительные полюса 8 с обмоткой 9, которые служат для уменьшения искрения под щетками коллектора.

В зависимости от того, как включена обмотка возбуждения (ОВ) относительно сети и якоря, различают МПТ с независимым возбуждением (рис. 3.24, а) и самовозбуждением, которое подразделяется на параллельное (рис. 3.24, б), последовательное (рис. 3.24, в) и смешанное (рис. 3.24, г).

В машинах независимого возбуждения ОВ подключают к независимому источнику электрической энергии (аккумулятору, выпрямителю и др.). В машинах малой мощности возбуждение магнитного поля может создаваться постоянными магнитами. В машинах с самовозбуждением ОВ могут быть включены параллельно обмотке якоря, последовательно с ней и смешанно - параллельно и последовательно. При независимом и параллельном возбуждении для уменьшения потерь в ОВ и создания необходимой МДС обмоток следует уменьшить ток возбуждения, увеличив число витков. Обмотку возбуждения выполняют из провода малого сечения, который выбирают таким образом, чтобы ток возбуждения составлял 2... 5 % от номинального тока якоря.

При последовательном возбуждении ОВ изготавливают из провода большого сечения (поэтому сопротивление обмотки невелико), с небольшим числом витков. Ее рассчитывают на номинальный ток якоря.

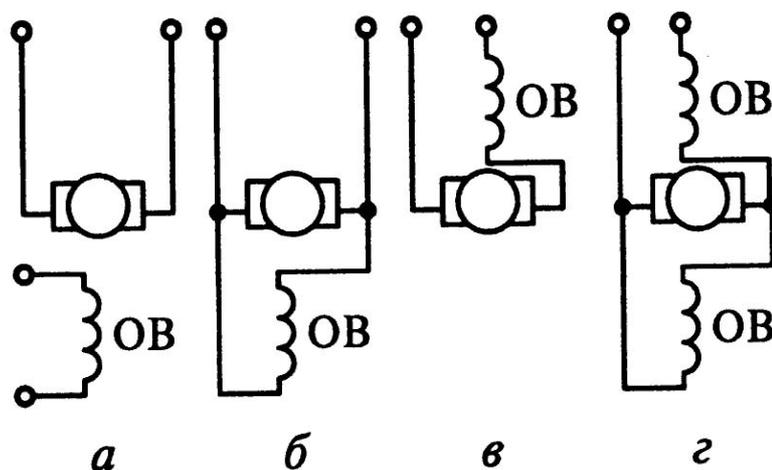


Рис. 3.24. Схемы возбуждения машин постоянного тока:
a - независимого; *б* - параллельного;
в - последовательного; *г* - смешанного

На машинах смешанного возбуждения на основных полюсах размещают по две обмотки, одну из которых включают параллельно обмотке якоря, другую - последовательно с обмоткой якоря.

3.3.1.2. Устройство обмоток якоря.

Электродвижущая сила и реакция якоря

Обмотка якоря разделена на секции, каждая из которых размещается в двух его пазах. Секцией называют часть обмотки якоря, состоящую из одного, двух и более витков. Расстояние (ширина секции) между сторонами секции называется первым шагом обмотки. Оно должно быть равно полюсному делению. Полюсным делением называют часть окружности якоря, приходящуюся на один полюс:

$$\tau = \frac{\pi D}{2p},$$

где D - диаметр якоря, м; p - число пар полюсов.

Выводы секций присоединяют к коллекторным пластинам. Увеличение числа секций позволяет получить большее значение ЭДС между щетками и уменьшает диапазон колебаний ЭДС. В результате установки щеток на геометрической нейтрали обмотка якоря по отношению к щеткам оказывается разделенной на параллельные ветви с одинаковыми ЭДС и сопротивлениями. Если общее число активных проводников обмотки якоря равно N , а число па-

раллельных ветвей $2a$, то каждая параллельная ветвь состоит из $N/2a$ последовательно соединенных активных проводников различных секций.

Принцип действия МПТ в режиме генератора поясняется на примере рис. 3.25. Ротор машины представлен одновитковыми обмотками 1, 2. Виток 1 соединен с секторами 1, 3 коллектора, а виток 2 - с секторами 2, 4.

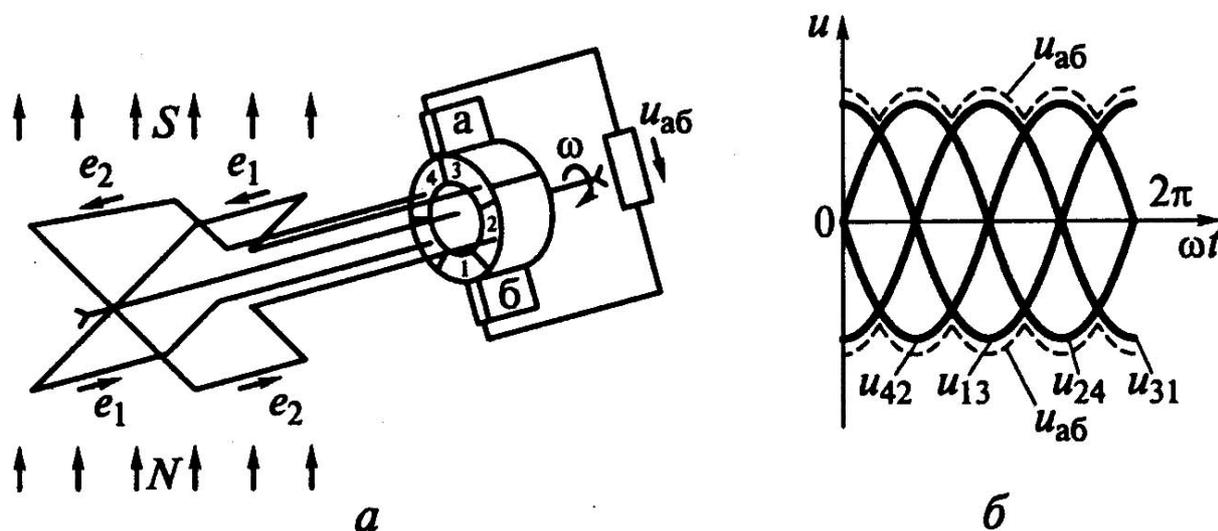


Рис. 3.25. Пример принципа действия МПТ в режиме генератора:
 а- упрощенная схема; б - эпюры напряжения между щетками;
 1...4 - секторы коллектора

Напряжения, генерируемые между соответствующими парами секторов, определяются следующими выражениями:

$$u_{13} = e_1 = E_m \cos \omega t; \quad u_{24} = e_2 = E_m \sin \omega t.$$

При вращении ротора по часовой стрелке сектора коллектора контактируют со щеткой *a* в последовательности 3, 4, 1, 2, 3, а со щеткой *б* - в последовательности 1, 2, 3, 4, 1. В результате напряжение между щетками $u_{a\bar{b}}$ изменяется в той же последовательности, в которой со щетками контактируют секторы коллектора: $u_{a\bar{b}} = u_{31}; u_{a\bar{b}} = u_{42}; u_{a\bar{b}} = u_{13}; u_{a\bar{b}} = u_{24}; u_{a\bar{b}} = u_{31}$.

Напряжение между щетками показано пунктирной линией (рис. 3.25, б).

При изменении направления вращения последовательность контакта щеток с секторами коллектора изменяется на противоположную, полярность напряжения между щетками изменяется также на противоположную.

Сопротивление якоря $R_{я}$, определяется эквивалентным сопротивлением параллельно соединенных ветвей обмотки и составляет от долей до единиц Ом.

Машина постоянного тока обычно выполняется многополюсной. При этом возрастает число щеток и параллельных ветвей якоря. Электродвижущая сила между щетками определяется ЭДС любой параллельной ветви и равна сумме мгновенных значений ЭДС секций, входящих в эту ветвь. Их направле-

ние одинаково. Следовательно, ЭДС якоря МПТ равна сумме мгновенных значений ЭДС проводников одной из параллельных ветвей обмотки якоря. Чтобы получить постоянное значение ЭДС между щетками $e_{щ}$, необходимо увеличить число секций, а следовательно, и число пластин коллектора.

Секции поочередно переходят из одной параллельной ветви в другую при вращении якоря. При этом направление ЭДС в секциях меняется на противоположное. Секция в момент перехода проходит через геометрическую нейтраль ($B = 0$), ЭДС в ней не индуцируется и должна быть равна нулю.

Индуцируемое напряжение в якоре МПТ равно сумме мгновенных значений ЭДС проводников одной из параллельных ветвей обмотки якоря. Электродвижущая сила в одном проводнике:

$$e_{np} = B_{cp} l_{np} v,$$

где $B_{cp} = \Phi / \tau \cdot l_{np}$ - среднее значение магнитной индукции на полюсном делении, Тл; Φ - магнитный поток полюсов, Вб; l_{np} - длина проводника (активной зоны), м; $v = D\Omega/2$ - линейная скорость перемещения проводника, м/с; $\Omega = 2\pi n/60$ - угловая скорость якоря, рад/мин; n - частота вращения якоря, об/мин. Тогда среднее значение ЭДС якоря:

$$E = e_{np} N / 2a = B_{cp} l_{np} v N / 2a, \quad (3.58)$$

где $N/2a$ - число последовательно соединенных проводников в каждой параллельной ветви.

Подстановкой в формулу (3.58) выражений для B_{cp} и v получаем:

$$E = \frac{pN}{60a} n\Phi = C_{\varepsilon} n\Phi, \quad (3.59)$$

где $C_{\varepsilon} = \pi n/60a$ - коэффициент, определяемый конструкцией машины.

Из формулы (3.59) следует, что ЭДС якоря прямо пропорциональна частоте его вращения и магнитному потоку полюсов машины. Эта формула справедлива как для режима генератора, так и для режима двигателя. При работе МПТ вхолостую (без нагрузки) так в обмотке якоря отсутствует: $I_{я} = 0$. При этом магнитное поле машины создается только МДС обмотки возбуждения при прохождении по ней тока I_{ε} . На рис. 3.26, а схематично показано распределение магнитных силовых линий потока возбуждения Φ_{ε} . В этом случае ось симметрии магнитного потока совпадает с осью магнитных полюсов индуктора и направлена перпендикулярно геометрической нейтрали.

При работе машины с нагрузкой в обмотке якоря возникает ток $I_{я}$, который создает в магнитопроводе якоря свое магнитное поле $\Phi_{я}$. Картина распределения магнитных силовых линий поля $\Phi_{я}$, созданного обмоткой якоря,

при условии, что ток возбуждения $I_e = 0$, показана на рис. 3.26, б. В этом случае ось симметрии поля якоря совпадает с геометрической нейтралью (ГН). Таким образом, в нагруженном генераторе кроме потока индуктора, создаваемого МДС обмотки возбуждения, существует поток якоря, создаваемый МДС обмотки якоря. Оба поля накладываются друг на друга и образуют результирующее магнитное поле $\Phi_{рез}$ (рис. 3.26, в). Магнитное поле генератора искажается, становится несимметричным.

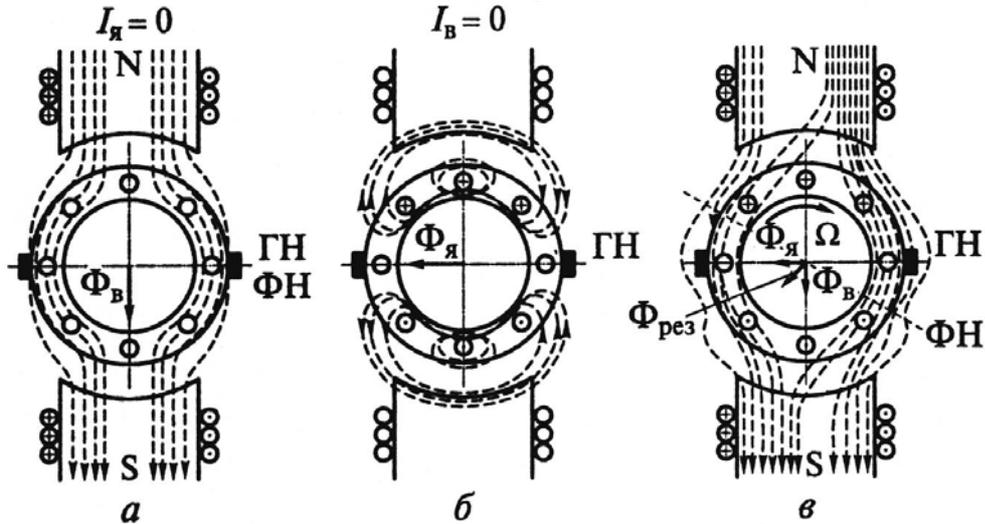


Рис. 3.26. Пояснение явлений реакции якоря:

- а - распределение магнитного поля в ненагруженном генераторе;
- б - магнитное поле якоря;
- в - результирующее магнитное поле якоря и полюсов

Под одним краем полюса магнитная индукция увеличивается (линии поля сгущаются), под другим - уменьшается (линии поля разряжаются). При этом физическая нейтраль (ФН) - линия, перпендикулярная оси магнитного потока, - смещается относительно ГН: у генератора - по направлению вращения, двигателя - против.

Влияние поля якоря на поле полюсов называется реакцией якоря. Она отрицательно сказывается на работе МПТ, приводит к необходимости смещать щетки на некоторый угол по ходу вращения якоря (для генераторного режима) и в противоположном направлении (для двигателя), так как в противном случае между щетками и коллектором может возникнуть сильное искрение. Кроме того, реакция якоря не только смещает поле полюсов, но частично ослабляет (размагничивает) его, что приводит к уменьшению напряжения на зажимах генератора, работающего под нагрузкой, а также к уменьшению частоты вращения в режиме двигателя. Сдвиг щеток производят только в МПТ без добавочных полюсов. Для уменьшения влияния реакции якоря применяют компенсационную обмотку, укладываемую в пазах полюсных наконечников основных полюсов, или размещают на статоре добавочные полюсы. Компенсационную обмотку и обмотки добавочных полюсов включают последовательно с

обмоткой якоря. Магнитное поле, создаваемое этими обмотками, направлено навстречу полю якоря, вследствие чего действие реакции якоря ослабляется.

3.3.1.3. Работа машины постоянного тока в режиме двигателя

Двигатель преобразует электрическую энергию в механическую. Принцип его действия состоит в следующем. К обмотке якоря через щетки коллектора подводится постоянное напряжение. Коллектор в данном случае выполняет функцию переключателя, обеспечивающего неизменность направления тока в проводах обмотки якоря, находящихся под соответствующими магнитными полюсами индуктора. Предположим, что под северным полюсом ток направлен к нам, а под южным - от нас (рис.3.27, а). В этом случае на проводники обмотки якоря, находящиеся в магнитном поле, действуют электромагнитные силы $F_{ЭМ}$. Совокупность этих сил создаст вращающий электромагнитный момент $M_{ЭМ}$, и якорь начинает вращаться со скоростью Ω . При этом в обмотке якоря индуцируется ЭДС, направление которой противоположно питающему напряжению, поэтому ее называют противоЭДС.

Применяя к схеме замещения цепи якоря (рис. 3.27, б) второе правило Кирхгофа, получают уравнение электрического состояния двигателя:

$$U = E + R_{я}I_{я}. \quad (3.60)$$

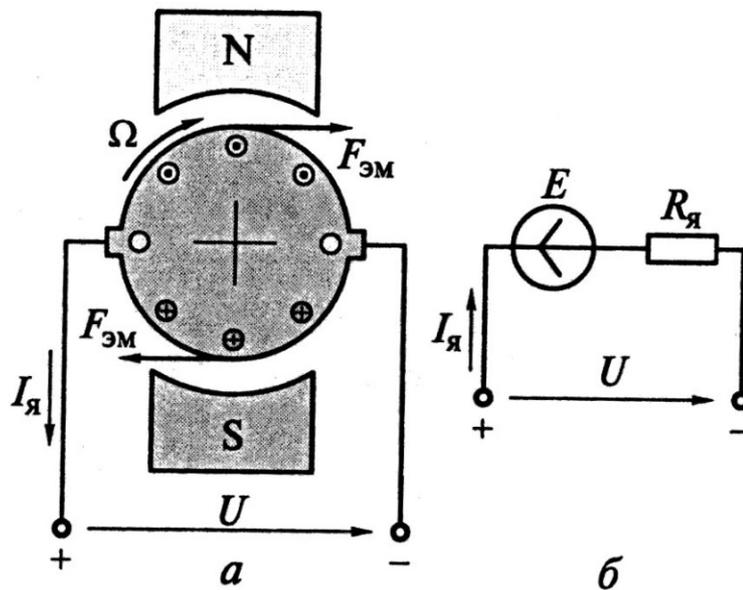


Рис. 3.27. Работа МПТ в режиме двигателя:
а - принцип действия двигателя; б - схема замещения цепи якоря

Умножив почленно уравнение (3.60) на величину $I_{я}$, получают выражение для электрической мощности, подводимой к двигателю от внешнего генератора:

$$P_{ЭМ} = UI_{я} = EI_{я} + R_{я}I_{я}^2. \quad (3.61)$$

Выражение (3.61) является уравнением баланса мощностей цепи якоря двигателя. Оно показывает, что электрическая мощность $P_{\mathcal{E}}$ преобразуется в электромагнитную мощность $P_{\mathcal{EM}}$ и мощность электрических потерь в обмотке якоря. Двигатели постоянного тока также классифицируют по способам возбуждения, общим свойствам и характеристикам. Свойства двигателя постоянного тока зависят от того, как меняется его магнитный поток при изменении механической нагрузки (момента сопротивления) на валу, т. е. фактически от способа возбуждения.

Различают двигатели параллельного, последовательного и смешанного возбуждения. Хотя указанные типы двигателей имеют разные эксплуатационные характеристики, им присущи также общие свойства и процессы (свойство саморегулирования, процессы пуска и реверса).

Пуском двигателя называют процесс разгона ротора от неподвижного состояния до установившегося значения частоты вращения. Пуск может продолжаться от долей секунды до нескольких десятков секунд. Пусковые качества двигателей оцениваются кратностью пускового момента и пускового тока к номинальной величине. Двигатели постоянного тока обладают хорошими пусковыми качествами. Они могут создавать большой пусковой момент при относительно небольшом пусковом токе.

Используя уравнение (3.60) электрического состояния двигателя, определяют ток во вращающемся якоре:

$$I_{\text{я}} = \frac{U - E}{R_{\text{я}}}. \quad (3.62)$$

В момент пуска двигателя (угловая скорость вращения равна нулю) в якоре не наводится противоЭДС, т. е. $E = 0$. Тогда из выражения (3.62) пусковой ток двигателя $I_{\text{ян}} = U/R_{\text{я}} \cong (10 \dots 30)I_{\text{я.ном}}$.

Такой большой пусковой ток может создать слишком большой пусковой момент: $M_n = C_M \Phi I_{\text{ян}}$, вызывающий рывок на валу, и привести к искрению на коллекторе. Для ограничения пускового тока последовательно с обмоткой якоря включают пусковой реостат, сопротивление R_n которого рассчитывают, исходя из кратковременно допустимого значения тока якоря и получения необходимого пускового момента:

$$I_{\text{н.доп}} = \frac{U}{R_{\text{я}} + R_n} \leq (2 \dots 2,5)I_{\text{я.ном}}.$$

По мере разгона ротора в его обмотках возникает противоЭДС и значение тока уменьшается. При этом пусковой реостат постепенно выводят (вручную или автоматически). Двигатели мощностью до 1 кВт, имеющие сравнительно большое сопротивление якоря, можно запускать без пускового реостата. Пуск ДПТ может производиться также при пониженном напряжении источника питания.

Все электродвигатели обладают свойством автоматически создавать вращающий момент M_{ep} , равный моменту статического сопротивления на валу M_c . Это свойство двигателей называется саморегулированием. Рассмотрим, как протекает процесс саморегулирования. Предположим, что двигатель вращается с угловой скоростью Ω_1 и его вращающий момент равен моменту сопротивления на валу: $M_{ep1} = M_{c1}$. Пусть нагрузка на валу увеличилась: $M_{c2} > M_{c1}$. Скорость Ω_1 начинает падать, одновременно уменьшается противоЭДС $E = C_E \Omega \Phi$, а ток якоря $I_{я} = (U - E) / R_{я}$, следовательно, и вращающий момент $M_{ep} = C_M \Phi I_{я}$ увеличивается до тех пор, пока вращающий момент не станет равным моменту сопротивления: $M_{ep2} = M_{c2}$. При этом установится скорость $\Omega_2 < \Omega_1$.

Чем больше момент сопротивления, тем больше вращающий момент двигателя и наоборот. Следовательно, ток якоря двигателя зависит от механической нагрузки (момента сопротивления) на валу двигателя.

Изменение направления вращения якоря двигателя - реверсирование - можно осуществить, изменив направление вращающего момента. Знак момента изменится, если изменить направление тока в обмотке якоря или направление магнитных потоков полюсов (направление тока в обмотке возбуждения). Поэтому для реверса двигателей постоянного тока достаточно переключить концы обмоток якоря.

Основными характеристиками двигателей являются: электромеханическая, механическая, моментная, холостого хода, регулировочная.

Электромеханическая характеристика - зависимость частоты вращения якоря от его тока:

$$n = f(I_{я}) = \frac{U - R_{я} I_{я}}{C_E \Phi}.$$

Механическая характеристика - зависимость частоты вращения якоря от момента M на валу двигателя:

$$n = f(M) = \frac{U}{C_E \Phi} - \frac{MR_{я}}{C_E C_M \Phi^2}.$$

Моментная характеристика - зависимость момента M на валу двигателя от тока якоря, определяемая выражением:

$$M = C_M I_{я} \Phi.$$

Характеристика холостого хода - зависимость частоты вращения якоря от тока в обмотке возбуждения в режиме холостого хода при условии постоянства приложенного к зажимам двигателя напряжения U . Характеристика $n = f(I_{г})$ при $U = \text{const}$ определяется выражением:

$$n = \frac{U - R_{\text{я}} I_{\text{я}}}{C_E \Phi}$$

Регулировочная характеристика - зависимость тока в обмотке возбуждения от тока якоря или от полезной мощности P_2 на валу двигателя при условии $U = \text{const}$. Характеристика $I_{\text{в}} = f(I_{\text{я}})$ или $I_{\text{в}} = f(P_2)$ служит для регулирования частоты вращения. Она показывает, как надо менять ток возбуждения, чтобы с изменением нагрузки на валу двигателя частота вращения n оставалась постоянной.

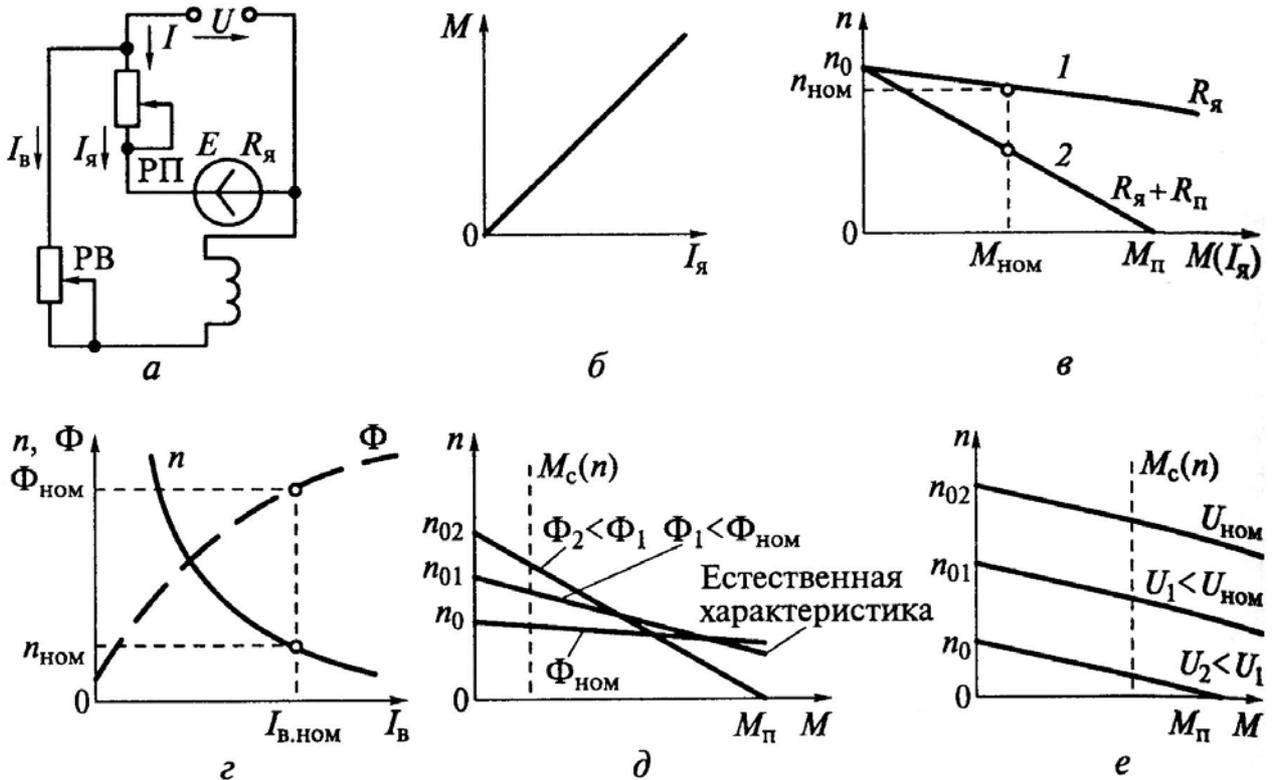


Рис. 3.28. Двигатель параллельного возбуждения:

a - схема; *б* - моментная характеристика; *в* - механические характеристики; *г* - характеристика холостого хода; *д* - механическая характеристика при полюсном регулировании; *е* - механическая характеристика при якорном регулировании; 1 - при выведенном РП; 2 - при введенном РП

Схема двигателя параллельного возбуждения приведена на рис. 3.28, *a*. В цепи якоря включен реостат пусковой (РП), который перед пуском полностью вводят для уменьшения пускового тока. В цепь возбуждения включен реостат регулирования тока возбуждения, а, следовательно, и магнитного потока, что необходимо для регулирования частоты вращения якоря. Для увеличения пускового момента регулировочный реостат перед пуском полностью выводят. По мере разгона двигателя РВ вводят, а РП выводят. Обмотка возбуждения двигателя может быть включена на напряжение другого источника (независимое возбуждение). При этом расширяются возможности регулирова-

ния частоты вращения двигателя, так как одновременно с изменением тока возбуждения можно регулировать напряжение питания. В зависимости от способа возбуждения двигателей их характеристики будут различны (рис. 3.28, б...е).

Двигатель последовательного возбуждения. Схема двигателя показана на рис. 3.29, а. Как видно на схеме, через обмотку якоря и обмотку возбуждения проходит один и тот же ток. Поэтому с изменением нагрузки на валу меняется ток якоря, а, следовательно, и магнитный поток, что вызывает изменение частоты вращения:

$$n = \frac{u - (R_{я} + R_{в})I_{в}}{C_E \Phi}$$

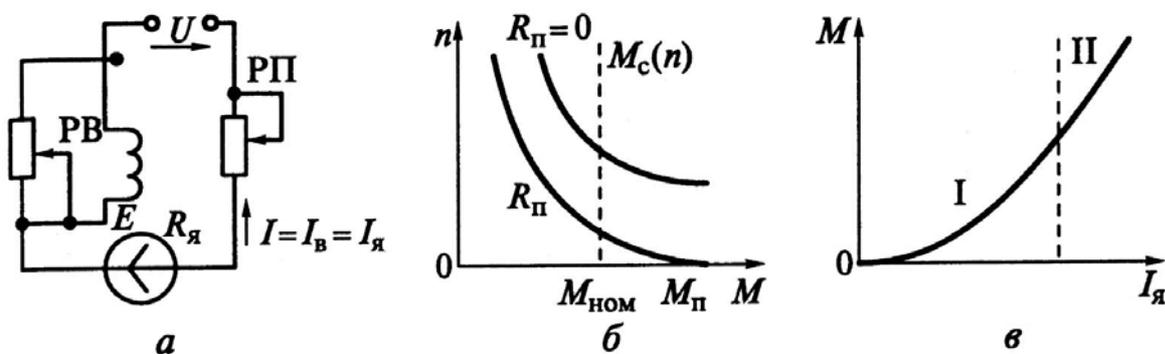


Рис. 3.29. Двигатель последовательного возбуждения:

а - схема; б - механическая характеристика; в - моментная характеристика; I, II - участки изменения пускового момента

С увеличением нагрузки возрастает ток якоря, увеличиваются падения напряжений в сопротивлениях обмоток якоря и возбуждения, но одновременно увеличивается и магнитный поток Φ . Поэтому частота вращения n будет снижаться с ростом потока Φ в большей степени по сравнению с частотой вращения двигателя параллельного возбуждения (рис. 3.29, б), т.е. для двигателя последовательного возбуждения механическая и электромеханическая характеристики более «мягкие». По мере насыщения магнитной системы «жесткость» характеристик возрастает и гиперболы переходят в наклонные прямые.

Моментная характеристика двигателя последовательного возбуждения (рис. 3.29, в) имеет два участка: при небольших токах якоря поток Φ полюса пропорционален току $I_{я}$, а момент M - квадрату тока $I_{я}$, т.е. момент изменяется по параболе, что создает большой пусковой момент - участок I; с увеличением тока $I_{я}$ магнитная система насыщается, поток $\Phi = \text{const}$ и парабола переходит в прямую - участок II. Отличительной особенностью двигателя последовательного возбуждения является то, что его нельзя запускать без нагрузки, так как в этом случае частота вращения якоря превышает допустимую

- двигатель идет «вразнос». Нагрузка должна составлять не менее 25...30 % номинальной.

Способы регулирования частоты вращения двигателя последовательного возбуждения. Реостатное регулирование осуществляют за счет сопротивления, включаемого последовательно с обмоткой якоря. Увеличение сопротивления приводит к уменьшению частоты вращения, но одновременно к увеличению потерь энергии. Способ не экономичен и применяется редко.

Полюсное регулирование осуществляют шунтированием (замыванием) обмотки возбуждения реостатом возбуждения, что приводит к изменению тока возбуждения, а следовательно, и магнитного потока. Уменьшение тока возбуждения вызывает увеличение частоты вращения при небольших нагрузках. Этот способ применяют в двигателях малой мощности, когда требуется плавное регулирование. В двигателях большой мощности полюсное регулирование производят замыканием накоротко частей витков обмотки возбуждения, что приводит к уменьшению числа витков, а, следовательно, МДС и магнитного потока. Получается ступенчатое регулирование, которое применяется на тяговых двигателях электрического транспорта.

Безреостатное регулирование (ступенчатое изменение питающего напряжения на тяговых двигателях электротранспорта) осуществляют групповым параллельным или последовательным подключением двигателей к сети. Двигатели последовательного возбуждения применяют не только как тяговые на электротранспорте, но также в крановых установках и летательных аппаратах для обеспечения больших пусковых моментов.

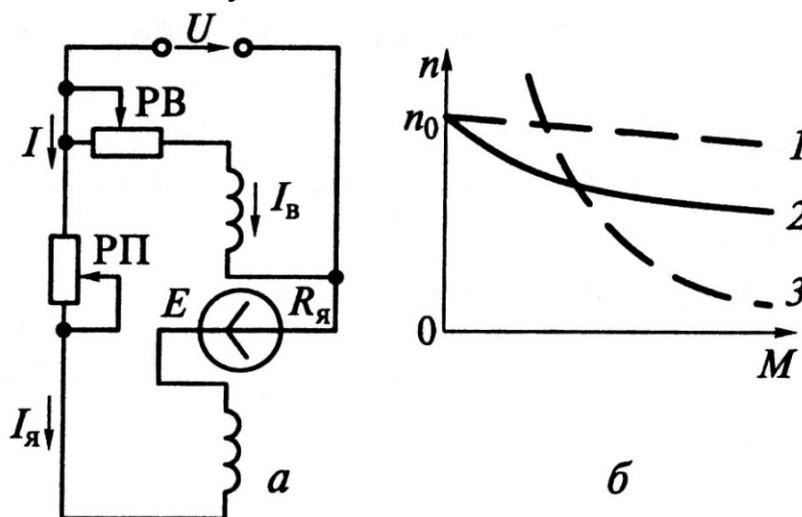


Рис. 3.30. Двигатель смешанного возбуждения:
а - схема; б - механические характеристики параллельного (1), смешанного (2) и последовательного (3) возбуждения

Двигатели смешанного возбуждения. Схема двигателя представлена на рис. 3.30, а. На полюсах имеются две обмотки: параллельная и последовательная. Основной считается та, которая создает не менее 70 % всей МДС. Как правило, последовательную обмотку включают согласно с параллельной, т. е.

магнитные потоки, создаваемые обмотками, складываются. На рис. 3.30, б показаны механическая характеристика двигателя смешанного возбуждения (кривая 2) и для сравнения - механические характеристики двигателей параллельного (прямая 7) и последовательного (кривая 3) возбуждений.

3.3.2. Асинхронные двигатели

3.3.2.1. Назначение, устройство и принцип действия асинхронного двигателя

Асинхронный двигатель (АД) состоит из двух основных частей: неподвижной - статора и вращающейся - ротора, которые отделены друг от друга воздушным зазором (рис. 3.31).

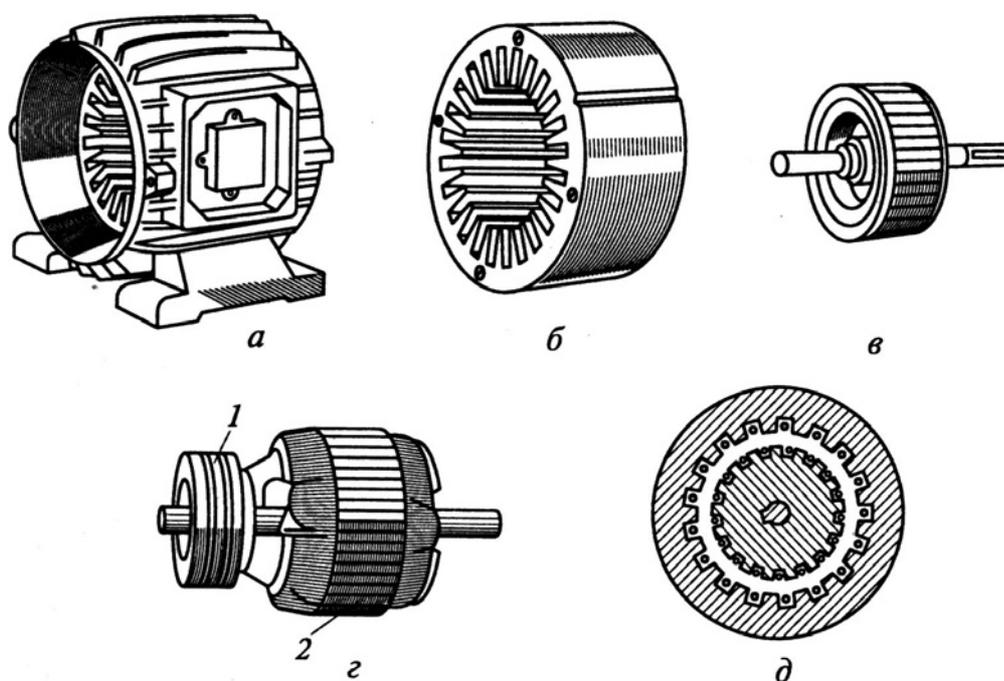


Рис. 3.31. Асинхронный двигатель:

а - корпус асинхронной машины с сердечником статора; *б* - сердечник статора; *в* - короткозамкнутый ротор; *г* - фазный ротор с контактными кольцами; *д* - магнитная система; 1 - контактное кольцо; 2 - обмотка

Статор представляет собой полый цилиндр (рис. 3.31, *а*), набираемый из листов электротехнической стали толщиной 0,5 мм. На внутренней поверхности статора имеются пазы (рис. 3.31, *б*), в которые закладывается трехфазная обмотка.

Ротор - это цилиндр, набираемый из листов электротехнической стали толщиной 0,5 мм, на поверхности которого имеются пазы для трехфазной обмотки ротора.

По типу обмотки ротора асинхронные двигатели подразделяют на АД с короткозамкнутой обмоткой ротора (рис. 3.31, в) и АД с фазной обмоткой ротора (рис. 3.31, з).

Короткозамкнутая обмотка ротора выполняется в виде «беличьей клетки», т. е. в пазы ротора вставляются стержни из меди или алюминия, которые с торцов замыкаются кольцами из того же материала.

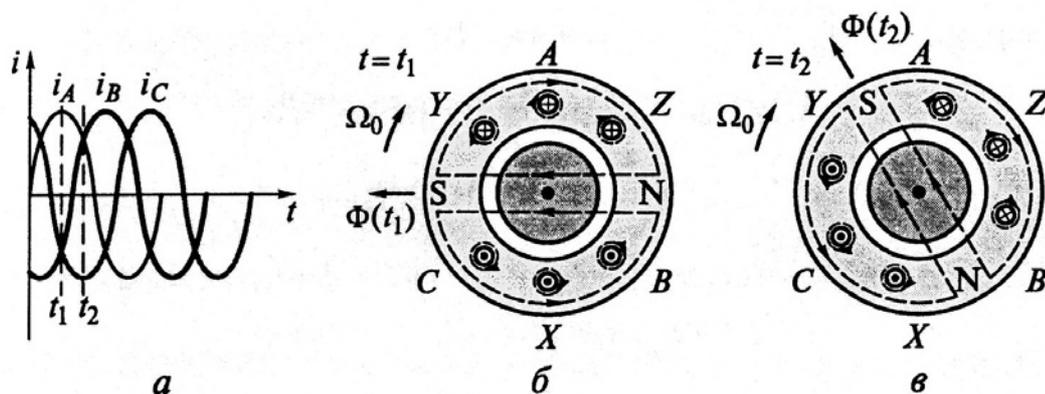


Рис. 3.32. Создание вращающегося поля трехфазной обмоткой статора: а - эпюры токов напряжения в обмотках статора; б - направление токов в обмотках статора в момент времени t_1 ; в - в момент времени t_2

Принцип действия АД основан на создании вращающегося магнитного поля с помощью трехфазной обмотки статора (рис. 3.31, д), токи в каждой фазе которой сдвинуты на 120° (рис. 3.32, а) относительно друг друга. Магнитное поле пересекает проводники обмотки ротора и наводит в них (на основании закона электромагнитной индукции) переменную ЭДС, направление которой определяется по правилу правой руки (рис. 3.32, б).

Так как обмотка ротора замкнута, переменная ЭДС вызывает в ней ток того же направления, что и сама ЭДС (рис. 3.32, в). В результате взаимодействия тока ротора с вращающимся магнитным полем возникает сила, действующая на проводники ротора, направление которой определяется по правилу левой руки (сила определяется на основании закона Ампера: $F = B/I$).

Сила создает момент, направленный в ту же сторону, что и сила, под действием которой ротор приходит в движение (рис. 3.33).

Вращающееся поле перемещается в воздушном зазоре с частотой вращения, об/мин, $n = 60f_1/p$, где f_1 - частота питающей сети; p - число пар полюсов статора. Частота вращения ротора n всегда меньше частоты вращения магнитного поля статора n_0 , так как создание механического момента вращения возможно лишь тогда, когда имеет место движение проводников ротора относительно вращающегося проводники магнитного поля.

Величина $S = \frac{n_0 - n}{n_0} \cdot 100\%$ называется скольжением. При номинальной нагрузке скольжение АД составляет 1... 6 %.

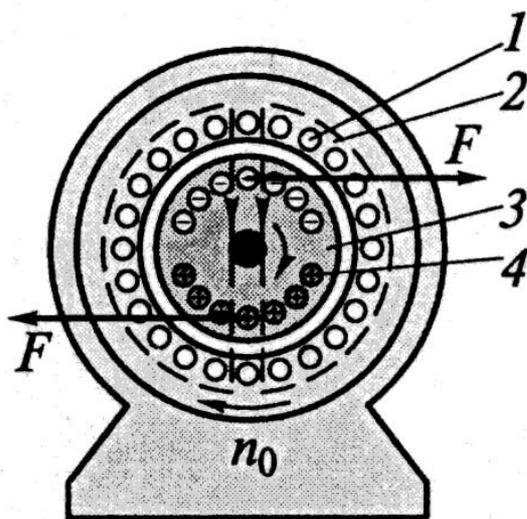


Рис. 3.33. Принцип действия асинхронного двигателя:
1 - обмотка статора; 2 - статор; 3 - ротор; 4 - обмотка ротора

3.3.2.2. Электродвижущие силы обмоток статора и ротора

Вращающееся магнитное поле, распределенное вдоль воздушного зазора по синусоидальному закону, пересекает проводники обмотки статора и наводит в них переменную синусоидальную ЭДС, действующее значение которой по аналогии с трансформатором имеет следующий вид:

$$E_1 = 4,44 f_1 w_1 \Phi_m K_{o1}$$

где f_1 - частота тока в статоре; w_1 - число витков фазы; Φ_m - амплитуда магнитного потока; K_{o1} - обмоточный коэффициент, учитывающий, что каждая фаза статора состоит из секций, сдвинутых в пространстве относительно друг друга, а потому результирующая ЭДС одной фазы обмотки статора будет определяться не арифметической, а геометрической суммой ЭДС секций, т.е.

$$K_o = \frac{E}{NE_c},$$

где E - геометрическая сумма ЭДС секций; NE_c - алгебраическая сумма ЭДС секций.

Для ЭДС фазы неподвижного ротора имеем:

$$E_2 = 4,44 f_1 w_2 \Phi_m K_{o2}.$$

Так как частота вращения магнитного поля статора относительно вращающегося ротора с учетом выражения для скольжения:

$$n_s = n_0 - n = (n_0 - n) \frac{n_0}{n_0} = n_0 S,$$

то частота ЭДС фазы вращающегося ротора:

$$f_2 = \frac{pn_s}{60} = \frac{pn_0}{60} S = f_1 S,$$

откуда выражение для действующего значения ЭДС вращающегося ротора имеет следующий вид:

$$E_{2S} = 4,44 f_1 S w_2 \Phi_m K_{o2} = E_2 S.$$

Таким образом, ЭДС обмотки ротора пропорциональна скольжению при $n = 0, S = 1; E_2 S = E_2$. При $n = n_0, S = 0; E_2 S = 0$.

3.3.2.3. Энергетическая диаграмма асинхронного двигателя

Во время работы АД происходит процесс преобразования электрической энергии в механическую, который сопровождается потерями энергии и иллюстрируется энергетической диаграммой (рис. 3.34).

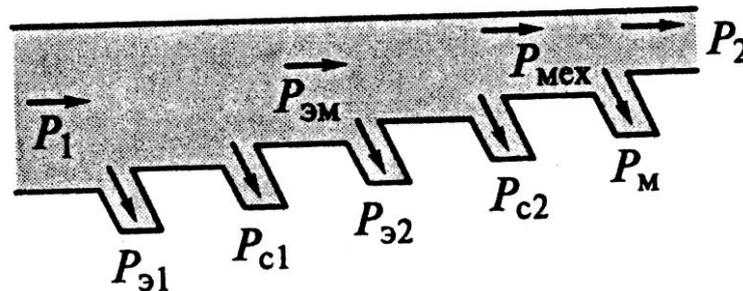


Рис. 3.34. Энергетическая диаграмма асинхронного двигателя

Двигатель потребляет из сети активную мощность:

$$P_1 = m_1 U_{1\phi} I \cos \varphi_1,$$

где m_1 - число фаз статора, $U_{1\phi}$ - напряжение фазы статора, В.

Часть этой мощности теряется на энергетические потери в обмотке статора:

$$P_{\varepsilon 1} = m_1 I_1^2 R_1,$$

часть P_{c1} - в стали статора на перемагничивание стального сердечника.

Оставшаяся часть мощности передается через магнитное поле ротору и называется электромагнитной мощностью:

$$P_{\varepsilon m} = P_1 - P_{\varepsilon 1} - P_{c1}.$$

В обмотке ротора имеют место электрические потери:

$$P_{\varepsilon 2} = m_2 I_2'^2 R_2'.$$

Кроме того, есть потери в стали P_{c2} , но так как частота ЭДС f_2 в роторе мала и составляет 0,5...3 Гц, то потери в стали P_{c2} крайне малы.

Оставшаяся мощность преобразуется в механическую мощность двигателя и называется полной механической мощностью:

$$P_{мех} = P_{эм} - P_{э2} - P_{c2}.$$

Кроме того, в двигателе существуют механические потери $\Delta P_{мех}$ (потери на трение в подшипниках, вентиляционные потери). Полезная мощность на валу двигателя

$$P_2 = P_{мех} - \Delta P_{мех}.$$

Коэффициент полезного действия асинхронного двигателя:

$$\eta = \frac{P_2}{P_1}.$$

3.3.2.4. Вращающий момент асинхронного двигателя

Вращающий момент АД является электромагнитным моментом как результат взаимодействия вращающегося магнитного поля АД с токами роторной обмотки.

Электромагнитная мощность двигателя может быть представлена выражением:

$$P_{эм} = M\omega_0,$$

где ω_0 - угловая скорость вращения магнитного поля двигателя, откуда вращающий момент двигателя

$$M = \frac{P_{эм}}{\omega_0}. \quad (3.63)$$

Однако, на практике, для вычисления электромагнитного вращающего момента асинхронных двигателей, пользуются эмпирической формулой:

$$M = 2,13 p \omega_0 k_1 \Phi_m I_{a2}, \quad (3.64)$$

где $k_1 \approx 0,9$ - постоянный коэффициент, I_{a2} - активная составляющая тока ротора.

3.3.2.5. Зависимость вращающего момента от скольжения и механическая характеристика двигателя

Используя метод Гаусса, можно построить зависимость электромагнитного вращающего момента от скольжения $M = f(S)$ (рис. 3.35). При скольжении $S = 1$ двигатель развивает пусковой момент M_n . При скольжении в

диапазоне $0,12 < S < 0,2$ - максимальный момент M_{\max} и при $0,01 < S < 0,06$ - номинальный момент M .

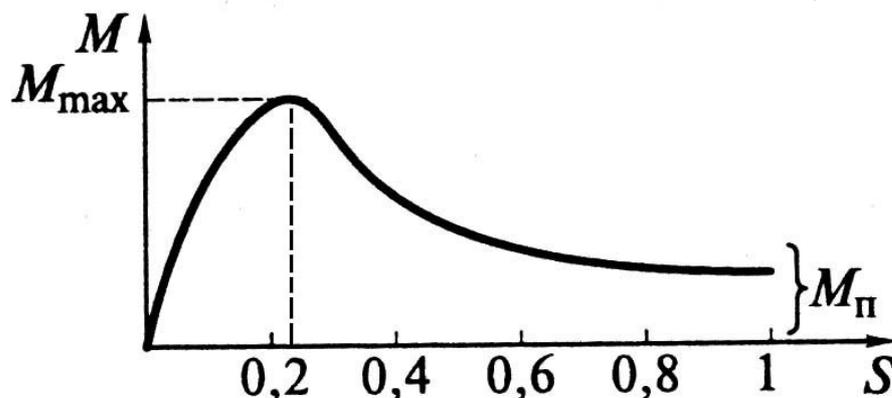


Рис. 3.35. Зависимость вращающего момента от скольжения

Максимальный момент определяет перегрузочную способность асинхронного двигателя. Максимальный момент пропорционален квадрату сетевого напряжения, что делает его очень чувствительным к изменению напряжения сети.

Участок характеристики $M = f(S)$ от $S = 0$ до $S = S_{M_{\max}}$ называется устойчивым, а от $S = S_{M_{\max}}$ до $S = 1$ - неустойчивым. Физический смысл заключается в том, что при работе на устойчивой части характеристики момент, развиваемый АД, автоматически следует за изменением момента нагрузки, а на неустойчивой части этого явления нет, что может привести к остановке двигателя.

В каталогах и справочниках по асинхронным двигателям значения пускового и максимального моментов задаются в виде отношений этих величин к номинальному моменту двигателя:

$$\lambda = \frac{M_{\max}}{M_{\text{НОМ}}}; K_n = \frac{M_n}{M_{\text{НОМ}}},$$

где λ - коэффициент перегрузочной способности; K_n - кратность пускового момента.

Для нахождения M_{\max} и M_n предварительно вычисляют номинальный момент двигателя:

$$M_{\text{НОМ}} = 9550 \frac{P_{\text{НОМ}}}{\eta_{\text{НОМ}}},$$

где $P_{\text{НОМ}}$ - номинальная мощность, кВт; $\eta_{\text{НОМ}}$ - номинальный КПД.

Механической характеристикой называется зависимость скорости вращения ротора двигателя от момента, развиваемого двигателем (рис. 3.36): $n = f(M)$. По своей форме она отличается от кривой $M = f(S)$ только положением к координатным осям. Для получения механической характеристики используют формулу $n = n_0(1 - S)$, учитывая связь между скольжением и моментом.

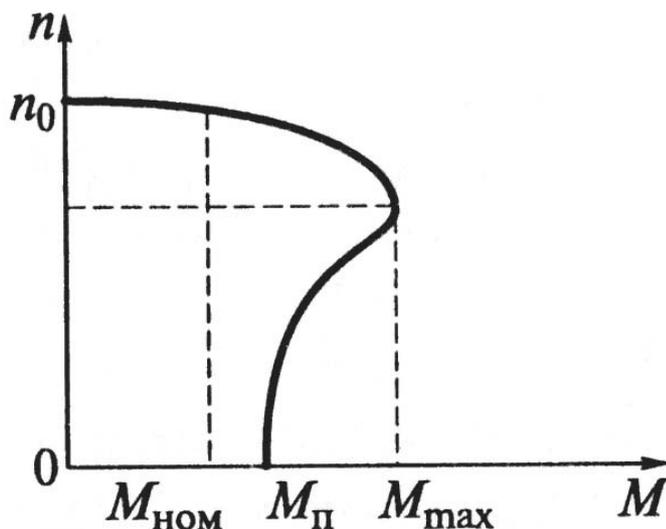


Рис. 3.36. Механическая характеристика асинхронного двигателя

3.3.2.6. Рабочие характеристики асинхронных двигателей

Рабочими характеристиками АД принято называть зависимости скорости вращения n , вращающего момента M , коэффициента мощности $\cos \varphi_1$ и КПД $\eta = P_2/P_1$ от мощности P_2 двигателя на валу при номинальной частоте питающей сети $f_1 = const$ и напряжении на зажимах статора $U_1 = const$ (рис. 3.37).

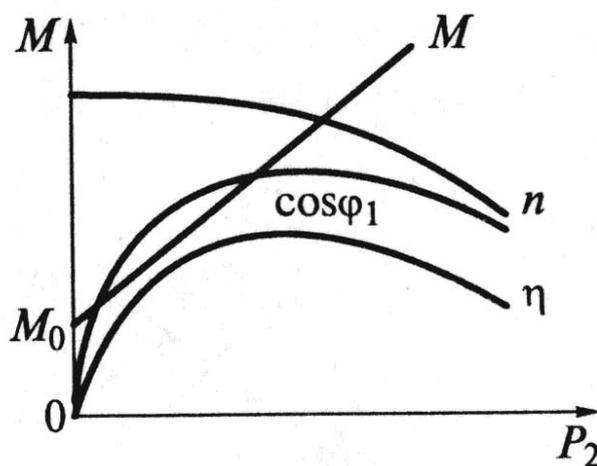


Рис. 3.37. Рабочие характеристики асинхронного двигателя

Так как $P_2 \approx P_{эм} = M\omega_0$, то зависимость $n = f(P_2)$ - скоростная характеристика - мало отличается по форме от механической характеристики двигателя $n = f(M)$.

Вращающий момент M , развиваемый АД, складывается из полезного момента M_2 , отдаваемого на валу, и момента холостого хода M_0 : $M = M_2 + M_0$. Полезный момент $M_2 = P_2/\omega_0$ практически линейно зависит от P_2 . Момент холостого хода затрачивается на покрытие механических потерь двигателя и практически не зависит от нагрузки двигателя:

$$\cos \varphi_1 = \frac{P_1}{S_1} = \frac{P_1}{\sqrt{P_1^2 + Q_1^2}}.$$

При холостом ходе АД $\cos \varphi_1$ обычно не превышает величины 0,2. При росте нагрузки на валу увеличивается ток статора, в основном его активная составляющая, и увеличивается $\cos \varphi_1$. При нагрузках, близких к номинальной, рост $\cos \varphi_1$ замедляется из-за увеличения реактивной мощности полей рассеяния. При номинальной нагрузке $\cos \varphi_1 = 0,7 \dots 0,85$.

При отсутствии нагрузки КПД равен нулю, а по мере увеличения мощности P_2 он повышается. При больших нагрузках рост КПД замедляется.

3.3.2.7. Пуск асинхронного двигателя

Пуск асинхронного двигателя сопровождается появлением в цепях статора и ротора токов значительной величины. Пусковой ток может в 4...8 раз превышать номинальный ток двигателя.

Пуск АД с фазным ротором. Включение в цепь ротора добавочного сопротивления (пускового реостата R) позволяет уменьшить пусковой ток и увеличить пусковой момент (рис. 3.38, а).

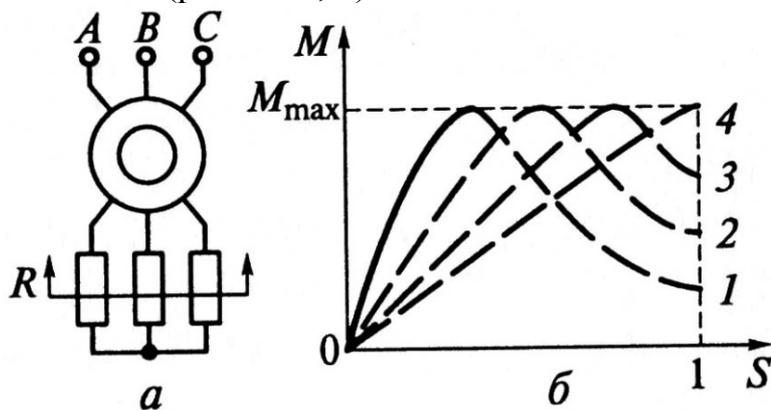


Рис. 3.38. Пуск асинхронного двигателя с фазным ротором: а - схема двигателя; б - пусковые характеристики; 1 - естественная характеристика; 2...4- искусственные характеристики

При введении в цепь ротора добавочного сопротивления зависимость $M = f(S)$ смещается вправо и всегда можно подобрать значение R , при котором пусковой момент равен максимальному (рис. 3.38, б). По мере разгона двигателя сопротивление реостата выводится для поддержания максимального момента и осуществляется постепенный переход на естественную характеристику 1 с искусственных характеристик 2, 3, 4.

Пуск АД с короткозамкнутым ротором. В связи с ростом мощности питающих систем широко применяется прямое включение асинхронных двигателей в сеть. Однако пусковой ток мощных АД может вызвать большое падение напряжения в питающей сети и трансформаторе и неблагоприятно сказаться на других потребителях энергии, присоединенных к той же сети. Поэтому применяется пуск АД при пониженном сетевом напряжении, что достигается двумя способами:

1) применением автотрансформатора;

2) переключением обмотки статора с треугольника на звезду, если обмотка статора при работе соединена по схеме треугольника:

$$I_{ЛЗ} = \frac{U_{Л}}{\sqrt{3}Z}; I_{ЛТ} = \frac{\sqrt{3}U_{Л}}{Z},$$

где $I_{ЛЗ}, I_{ЛТ}$ - пусковой линейный ток при схеме соединения звездой и треугольником соответственно; $U_{Л}$ - линейное напряжение; Z - полное сопротивление фазы.

Таким образом, переключение с «треугольника» на «звезду» уменьшает пусковой линейный ток в три раза, $I_{ЛЗ} = I_{ЛТ} / 3$, а фазное напряжение - в $\sqrt{3}$ раз.

3.3.2.8. Регулирование частоты вращения асинхронного двигателя

Частоту вращения АД можно регулировать двумя путями, изменяя скольжение или изменяя частоту вращения магнитного поля:

$$n = n_0(1 - S) = \frac{60f_1}{p}(1 - S).$$

В двигателях с фазным ротором изменение скольжения и частоты вращения достигается путем введения в цепь ротора добавочного сопротивления. Недостаток этого способа - его неэкономичность, так как добавочное сопротивление расходует энергию. Изменение частоты вращения магнитного поля также можно осуществить двумя путями: изменением числа пар полюсов обмотки статора или частоты f_1 питающей сети. Изменение числа пар полюсов достигается закладкой двух статорных обмоток на разное число пар полюсов. Переключение обмоток позволяет получить двухскоростные АД. Изменение

частоты f_1 питающей сети позволяет регулировать частоту вращения АД плавно и в широких пределах, но требует специального источника или преобразователя энергии с регулируемой частотой и обладает низким КПД.

3.3.2.9. Однофазные асинхронные двигатели

Однофазным называется асинхронный двигатель, у которого на статоре располагается однофазная обмотка, занимающая примерно 1/3 пазов статора, а ротор может быть короткозамкнутым или фазным.

Однофазный ток, протекая по обмотке статора, создает пульсирующий магнитный поток, который можно разложить на два, вращающихся в противоположные стороны с одинаковой частотой вращения и одинаковыми амплитудами, равными половине амплитуды пульсирующего потока. При неподвижном роторе оба вращающихся поля, взаимодействуя с токами ротора, создают два равных, но противоположно направленных вращающих момента, которые уравниваются друг друга. Поэтому пусковой момент однофазного двигателя равен нулю. Однако если ротор двигателя привести во вращение от постороннего привода, то равенство моментов нарушается, и после отключения постороннего привода двигатель будет вращаться в ту же сторону. Однофазные двигатели по весовым и энергетическим показателям уступают трехфазным. Величина максимального момента однофазного двигателя в отличие от трехфазного зависит от активного сопротивления ротора (рис. 3.39, а).

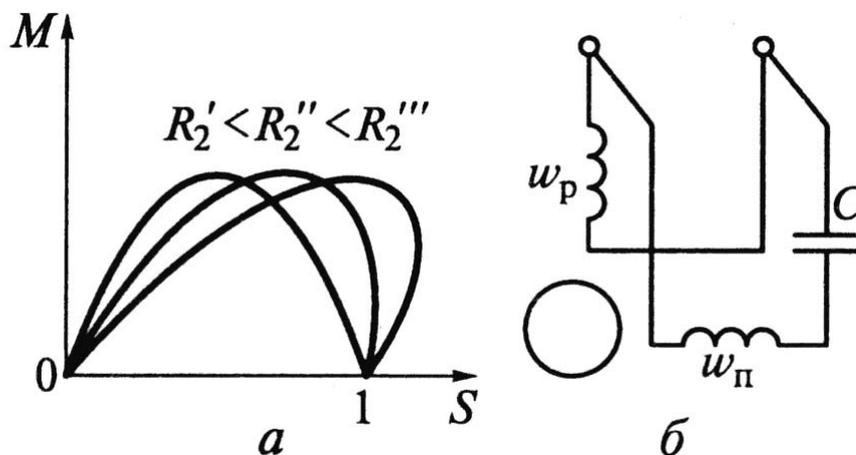


Рис. 3.39. Однофазный асинхронный двигатель:
 а - зависимость момента от активного сопротивления ротора;
 б - схема однофазного АД

Для того чтобы однофазный двигатель развивал пусковой момент, необходимо наличие в воздушном зазоре вращающегося магнитного поля, что может иметь место при сдвиге двух МДС во времени и пространстве. Это достигается при помощи специальной пусковой обмотки, которая размещена на статоре и смещена в пространстве относительно рабочей обмотки на 90° . Последовательно с пусковой обмоткой включают конденсатор (рис. 3.39, б). Пространст-

венный сдвиг обмоток на 90° и фазовый сдвиг во времени для токов пусковой и рабочей обмоток с числом витков w_n и w_p соответственно, позволяют получить вращающееся магнитное поле и пусковой момент. Пусковая обмотка в однофазном АД включается только во время пуска. Однофазный АД, у которого пусковая обмотка с конденсатором включена постоянно, а не только во время пуска, называется конденсаторным двигателем.

3.3.3. Синхронные машины

3.3.3.1. Общие сведения о синхронных машинах и их устройство

Синхронные машины являются машинами переменного тока, они легко обратимы и используются в двух режимах: генераторном и двигательном. Синхронными машинами называются потому, что частота вращения магнитного потока, создаваемого обмоткой статора, равна частоте вращения ротора.

Синхронная машина (рис. 3.40, а) состоит из двух основных частей: статора (якоря) и ротора (индуктора). Статор машины устроен аналогично статору асинхронного двигателя. Ротор представляет собой электромагниты, обмотка которых питается постоянным током и называется обмоткой возбуждения (аналогично машинам постоянного тока). По конструктивному исполнению роторы бывают двух типов: явнополюсные и неявнополюсные. На рис. 3.40, б приведена принципиальная схема поперечного сечения четырехполюсного ротора с явно выраженными полюсами, а на рис. 3.40, в - сечения двухполюсного ротора с неявно выраженными полюсами. Конструктивное исполнение указанных роторов представлено соответственно на рис. 3.40, г, д. Неявнополюсные роторы применяют в машинах с большой частотой вращения магнитного поля ($n = 1000, 1500$ и 3000 об/мин), а явнополюсные - в машинах большой мощности с меньшей частотой вращения магнитного поля. Для питания обмотки возбуждения необходимо иметь источник постоянной ЭДС. В качестве такого источника используют полупроводниковые выпрямители или генераторы постоянного тока, размещаемые на общем валу синхронной машины и называемые возбудителями.

Рассмотрим ЭДС, индуцируемую в фазе обмотки. На рис. 3.41, а показано взаимное расположение индуктора и одного витка обмотки статора двухполюсной машины. Конструкция машины обеспечивает синусоидальное распределение магнитной индукции B полюсов в воздушном зазоре, что, в свою очередь, создает синусоидально изменяющиеся ЭДС в обмотках статора. Электродвижущая сила в одном проводнике (одной активной стороне витка обмотки)

$$e_i = B_i l v,$$

где B_i - магнитная индукция в месте нахождения проводника; l - длина якоря машины; v - линейная скорость вращения индуктора.

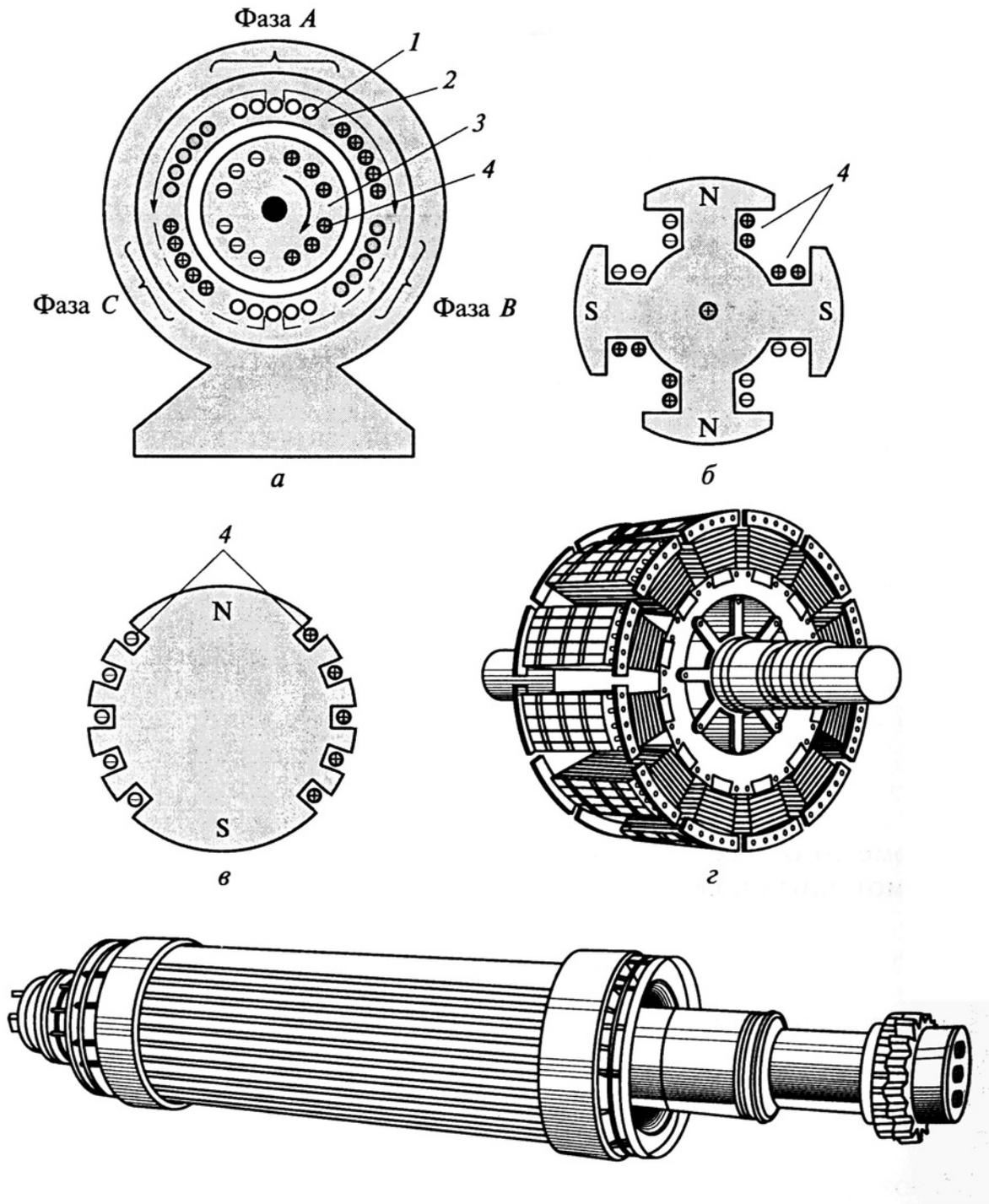


Рис. 3.40. Синхронная машина:

a - схема устройства; *б* - схема поперечного сечения явнополюсного ротора, *в* - неявнополюсного ротора; *г* - конструктивное исполнение явнополюсного ротора; *д* - неявнополюсного ротора; 1 - обмотка якоря; 2 - статор; 3 – ротор, 4 - обмотка возбуждения

Амплитудное значение ЭДС фазы обмотки якоря:

$$E_m = 2w_\phi B_m l v, \quad (3.65)$$

где коэффициентом 2 учитываются обе активные стороны витка, w_ϕ - число витков одной фазы обмотки якоря; B_m - амплитудное значение индукции под полюсом.

Синусоидальное распределение магнитной индукции заменяют средней величиной (рис. 3.41, б)

$$B_{cp} = \frac{2}{\pi} B_m,$$

откуда

$$B_m = \frac{\pi}{2} B_{cp}.$$

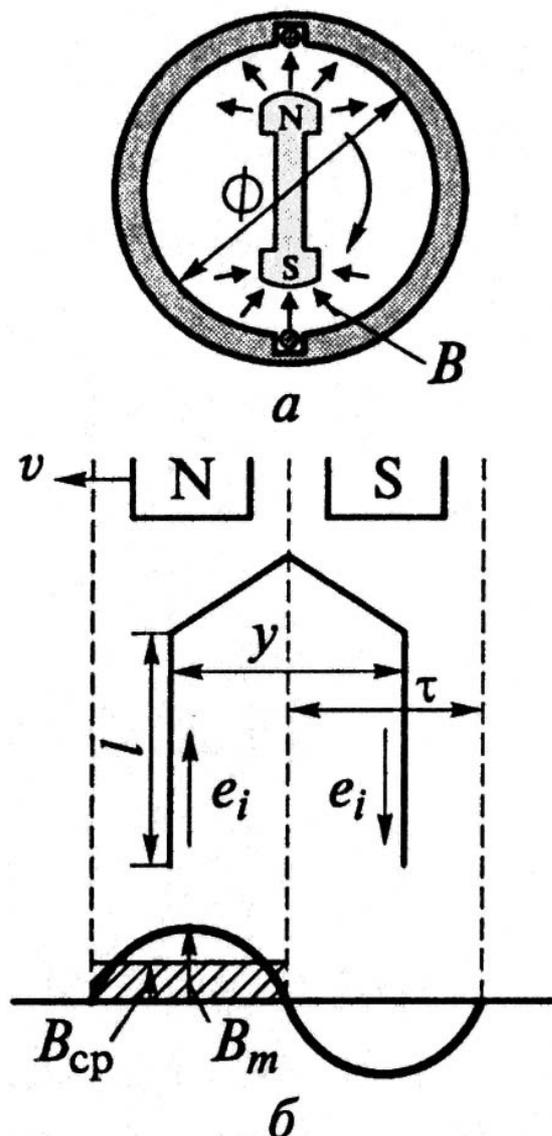


Рис. 3.41. ЭДС фазы обмотки якоря:
 а - взаимное расположение индуктора и одного витка обмотки якоря,
 б - распределение магнитной индукции на одном полюсном делении

Скорость вращения v представляют в следующем виде:

$$v = \frac{\pi D n}{60} \frac{2p}{2p} = 2\tau \frac{pn}{60},$$

где D - диаметр статора; $\tau = \frac{\pi D}{2p}$ - полюсное деление.

После соответствующих преобразований выражение (3.65) принимает вид:

$$E_m = 2\pi w_\phi \frac{pn}{60} l\tau B_{cp}. \quad (3.65)$$

Произведение $l\tau = S$ - сечение поверхности, пронизываемой магнитным потоком полюса индуктора. Тогда произведение $SB_{cp} = \Phi_n$ - магнитный поток одного полюса. Окончательно выражение (3.65) можно записать в следующем виде:

$$E_m = 2\pi w_\phi \frac{pn}{60} \Phi_n = \frac{2\pi w_\phi pn}{60} \Phi_n.$$

Кроме того, для учета распределения обмотки на статоре вводят обмоточный коэффициент K_o . Тогда:

$$E_m = \frac{2\pi w_\phi p}{60} K_o n \Phi_n.$$

Действующее значение ЭДС:

$$E = \frac{E_m}{\sqrt{2}} = \frac{2\pi}{\sqrt{2} \cdot 60} w_\phi p K_o n \Phi_n. \quad (3.66)$$

Введя постоянную величину для синхронной машины $c_e = \frac{2\pi}{\sqrt{2} \cdot 60} w_\phi p K_o$, получаем $E = c_e n \Phi_n$.

Электродвижущая сила синхронного генератора должна обладать неизменной частотой f , что обеспечивается условием $n = \text{const}$. Таким образом, регулирование напряжения (ЭДС) осуществляют только изменением магнитного потока Φ_n , т. е. изменением тока в обмотке возбуждения. Как отмечалось выше, частота индуцируемой ЭДС:

$$f = \frac{\pi \cdot n}{60}.$$

Следовательно, выражение (3.66) может быть представлено как:

$$E = 4,44 w_\phi f \Phi_n K_o.$$

3.3.3.2. Работа синхронной машины в режиме автономного генератора

При подключении нагрузки Z_H к синхронному генератору (рис. 3.42) в фазах обмотки статора (якоря) возникает ток, который обуславливает появление МДС, вызывающей магнитный поток статора (якоря). Этот поток, созданный трехфазной системой токов, представляет собой (по аналогии с асинхронным двигателем) вращающееся магнитное поле. Его северные полюсы захватывают южные полюсы ротора, а южные - северные. Таким образом, ротор вращается синхронно с магнитным полем. Если в автономном режиме работы синхронного генератора изменить скорость вращения ротора, то изменится частота индуцируемой ЭДС, а, следовательно, и частота вращения магнитного поля обмотки статора. Однако синхронность вращения магнитного поля якоря и ротора сохранится. Взаимодействие магнитного потока якоря с магнитным потоком индуктора называют реакцией якоря.

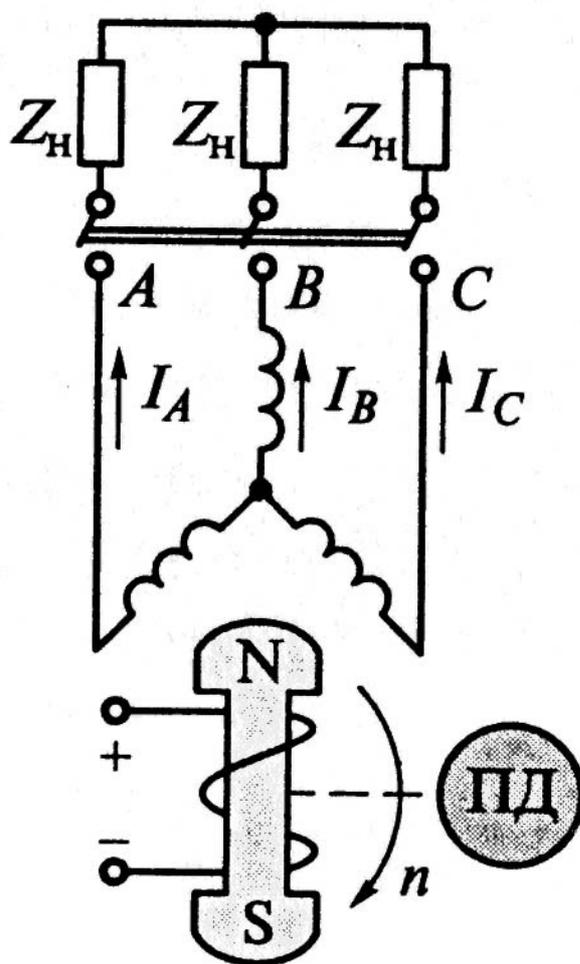


Рис. 3.42. Схема синхронной машины при работе в режиме автономного генератора

Реакция якоря зависит от характера нагрузки (активная, реактивная). Рассматривают три вида нагрузки: активную, индуктивную и емкостную.

При активной нагрузке R сдвиг фаз (угол φ) между током нагрузки и питающим ее напряжением равен нулю. Пренебрегая падением напряжения в обмотке якоря, т.е. полагая, что напряжение генератора равно его ЭДС ($E \approx U$), рассмотрим взаимодействие магнитных потоков индуктора Φ_n и якоря $\Phi_я$. Если выбрать момент времени t_0 , когда ток нагрузки имеет максимальное значение (при этом наиболее интенсивно выражена реакция якоря), то с учетом $\varphi = 0$ ЭДС в обмотке якоря также будет иметь максимальное значение. В этом случае ось магнитного полюса индуктора совпадает с плоскостью обмотки рассматриваемой фазы A (рис. 3.43, а). Под правой стороной северного и левой стороной южного полюсов индуктора результирующий магнитный поток от воздействия магнитного потока якоря возрастает, а под противоположными сторонами полюсов уменьшается.

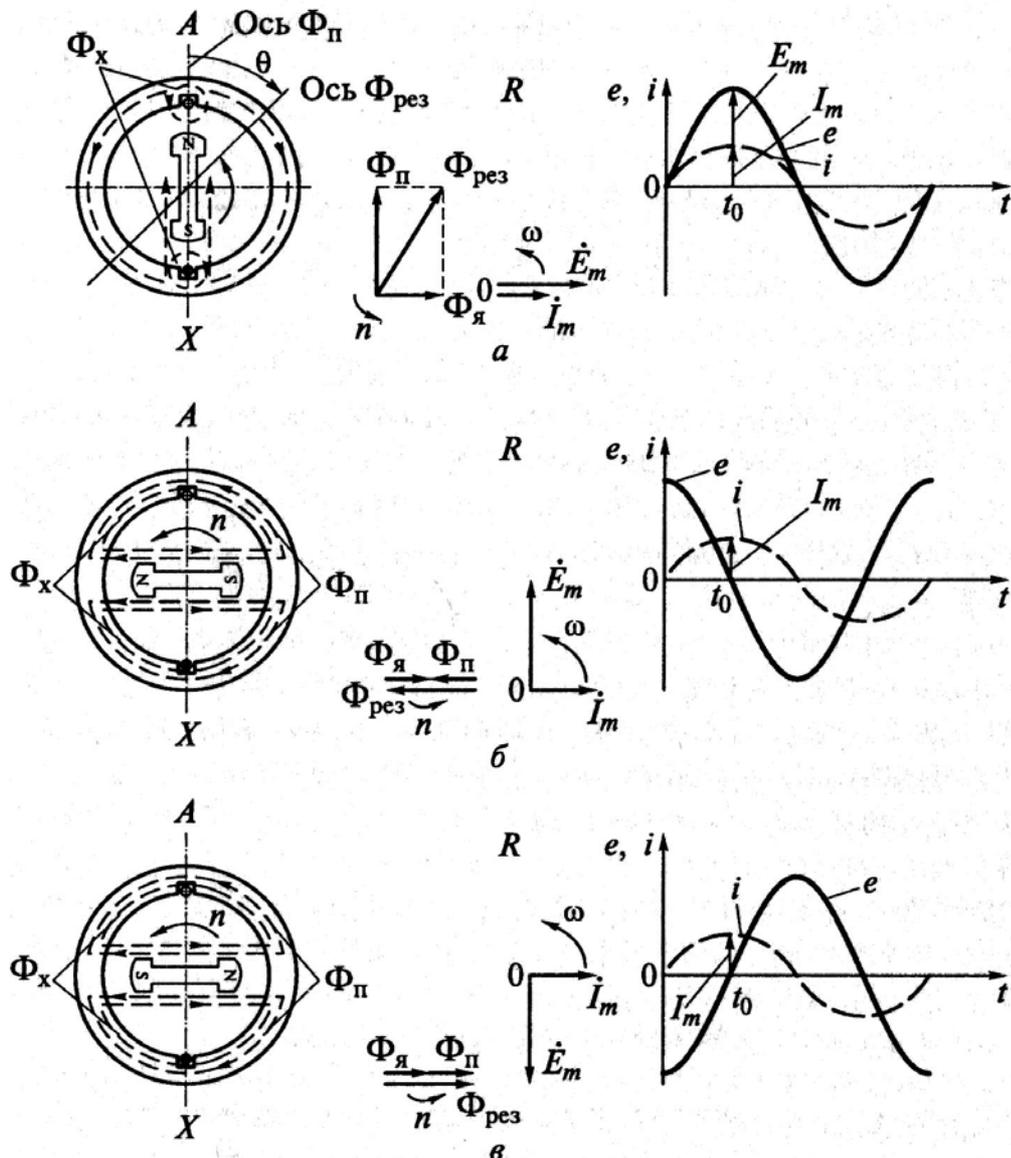


Рис. 3.43. Схема реакции якоря при подключении к синхронному генератору нагрузки: а - активной; б - индуктивной; в - емкостной

Возникает так называемая поперечная составляющая реакции якоря. Ось результирующего магнитного потока $\Phi_{рез}$ синхронного генератора поворачивается на угол Θ в сторону, противоположную вращению индуктора. Чем больше ток нагрузки, тем больше угол Θ . Увеличение угла Θ (тока нагрузки) сопровождается увеличением нагрузочного момента на валу первичного двигателя, так как магнитные полюса потоков будут взаимно притягиваться. Активная нагрузка приводит к искажению результирующего магнитного поля. При индуктивной нагрузке L сдвиг фаз (угол φ) между током нагрузки и питающим ее напряжением равен 90° . Напряжение опережает по фазе ток на 90° . В момент времени t_0 ток нагрузки имеет максимальное значение, а ЭДС равна нулю. В этом случае ось магнитного полюса индуктора перпендикулярна плоскости обмотки фазы A (рис. 3.43, б). Магнитный поток $\Phi_{я}$ якоря направлен навстречу магнитному потоку Φ_n индуктора. Следовательно, происходит размагничивание и результирующий магнитный поток $\Phi_{рез}$ будет меньше магнитного потока Φ_n , создаваемого индуктором. Таким образом, индуктивная нагрузка создает размагничивающую составляющую реакции якоря, называемую продольной. При этой составляющей оси магнитных потоков совпадают, угол $\Theta = 0$ и нагрузка на валу первичного двигателя не возникает.

При емкостной нагрузке C сдвиг фаз, как при индуктивной нагрузке, равен 90° , но в этом случае напряжение отстает по фазе на 90° . В момент времени t_0 ток нагрузки имеет максимальное значение, а ЭДС равна нулю. В этом случае, как и в предыдущем, ось магнитного полюса индуктора перпендикулярна плоскости обмотки фазы A (рис. 3.43, в), но положение полюсов индуктора изменилось. Поэтому результирующий магнитный поток $\Phi_{рез}$ будет складываться из магнитного потока Φ_n индуктора и магнитного потока $\Phi_{я}$ якоря. Следовательно, емкостная нагрузка создает намагничивающую (продольную) составляющую реакции якоря, и результирующий магнитный поток $\Phi_{рез}$ будет больше магнитного потока Φ_n индуктора. При смешанных нагрузках (RL или RC) реакция якоря имеет две составляющие - продольную и поперечную.

К основным характеристикам синхронного генератора относятся характеристика холостого хода, внешняя и регулировочная характеристики (рис. 3.44).

Характеристика холостого хода - зависимость ЭДС генератора от тока возбуждения: $E = f(I_g)$ - снимается при отсутствии нагрузки ($I_n = 0$) и постоянной частоте вращения индуктора ($n_{ном} = const$). По этой характеристике (рис. 3.44, а), можно определить порядок напряжения, на которое рассчитан данный генератор. Для этого на колене характеристики (переходе в область

магнитного насыщения) выбирают точку A и для нее определяют индуцируемую ЭДС E_0 . На рис. 3.44, a показаны две ветви характеристики: одна получена при увеличении тока возбуждения (намагничивании индуктора) при условии, что магнитопровод синхронной машины не был намагничен, а вторая - при уменьшении тока возбуждения (размагничивании индуктора).

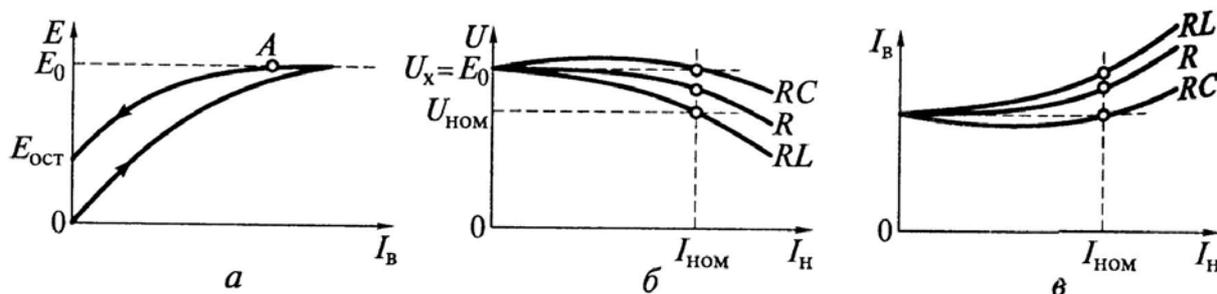


Рис. 3.44. Характеристики синхронного генератора:
 a - холостого хода; $б$ - внешняя; $в$ - регулировочная

Остаточная электродвижущая сила $E_{ост}$ создается остаточным магнитным потоком индуктора при $I_g = 0$ за счет гистерезиса ферромагнитных материалов.

Внешняя характеристика - зависимость напряжения генератора от тока нагрузки: $U = f(I_H)$ - снимается при постоянной частоте вращения и неизменном токе возбуждения (рис. 3.44, $б$). Эта характеристика показывает степень стабильности напряжения генератора при изменении нагрузки. Различие в характеристиках, приведенных на рис. 3.44, $б$, определяется влиянием реакции якоря, зависящей от характера нагрузки (R - активно-резистивной, RL - активно-индуктивной, RC - активно-емкостной). Кривой R соответствует $\cos \varphi = 1$, кривым RL и RC - $\cos \varphi < 1$.

Для генератора стабильность напряжения определяют потерей напряжения при номинальной нагрузке:

$$\Delta U_{ном} = \frac{U_x - U_{ном}}{U_x} \cdot 100\%.$$

Регулировочная характеристика - зависимость тока возбуждения от тока нагрузки: $I_g = f(I_H)$ - снимается при постоянной частоте вращения и неизменном напряжении якоря (рис. 3.44, $в$). Эта характеристика показывает, как надо изменять ток возбуждения I_g для обеспечения постоянства напряжения ($U = \text{const}$). При снятии характеристики необходимо соблюдать условие $\cos \varphi = \text{const}$.

3.3.3.3. Подключение трехфазной синхронной машины к электрической сети

Подключение синхронной машины к электрической сети осуществляется как для параллельной работы генераторов, так и для работы синхронной машины в качестве двигателя. Рассмотрим условие подключения синхронной машины к сети независимо от режима ее работы (рис. 3.45, а). Исходными данными для сети являются напряжение сети U_c и частота сети f_c , а для синхронной машины - ЭДС смещения $E_{см}$ и ее частота $f_{см}$.

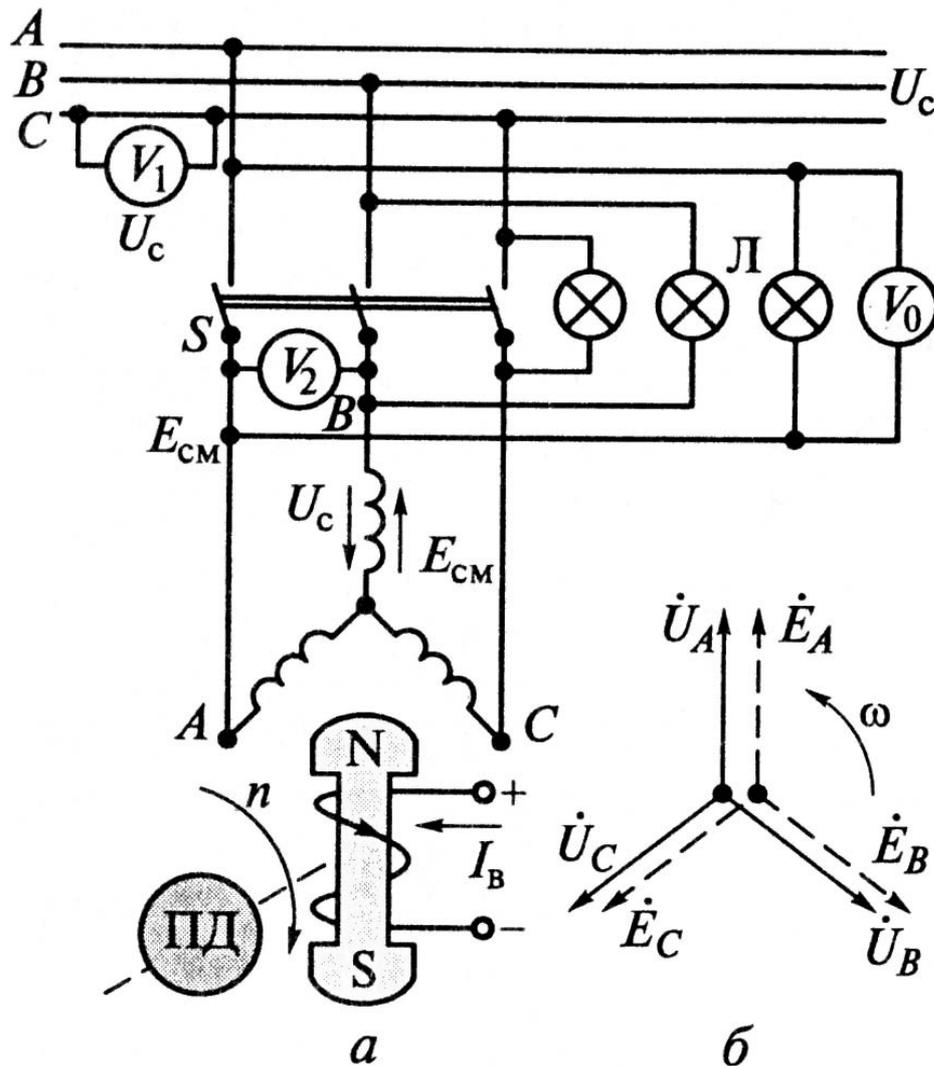


Рис. 3.45. Схема подключения синхронной машины к электрической сети: а - схема; б - векторная диаграмма ЭДС и напряжений в момент включения

Условием подключения синхронной машины к сети является отсутствие тока в фазах обмотки якоря в момент замыкания рубильника. Это возможно только в случае, когда $\dot{U}_c = \dot{E}_{см}$. Разогнав первичный двигатель (ПД) до номинальной частоты и вращения и изменяя ток возбуждения, устанавливают

величину ЭДС $E_{см}$ равной напряжению U_c . Электродвижущая сила в момент замыкания рубильника должна находиться в фазе с напряжением U_c (рис. 3.45, б). Тогда в фазах обмотки якоря ЭДС синхронной машины и напряжение сети будут направлены навстречу, а уравнительный ток включения в обмотке якоря:

$$I_{ур} = \frac{(\dot{U}_c - \dot{E}_{см})}{\dot{Z}_я} = 0,$$

где $\dot{Z}_я$ - сопротивление фазы обмотки якоря синхронной машины.

На практике уловить этот момент довольно трудно, так как частота ЭДС синхронной машины нестабильна, поскольку первичный двигатель не может поддерживать неизменной частоту вращения n .

Для подключения синхронной машины к сети необходимо произвести синхронизацию ЭДС и напряжения сети. Для этого существуют синхронизирующие устройства, называемые синхроноскопами. В простейшем синхроноскопе используют три лампы накаливания, которые могут включаться по двум схемам: на одновременное загорание и погасание (см. рис. 3.45, а) и поочередное. Лампы, включенные в разомкнутые цепи рубильника S , находятся под тем же напряжением, что и вольтметр V_0 . Следовательно, они периодически загораются и гаснут. Чем ближе частота ЭДС синхронной машины к частоте сети, тем медленнее загораются и гаснут лампы. Стрелка вольтметра V_0 магнитоэлектрической системы отклоняется влево и вправо относительно нуля, расположенного в центре шкалы. По скорости загорания и погасания ламп регулируют частоту вращения индуктора ПД, добиваясь совпадения частот сети и синхронной машины. Включение рубильника S производится в тот момент, когда вольтметр V_0 показывает нуль, а лампочки полностью погасли. При этом в момент замыкания рубильника ток в обмотках якоря будет равен нулю.

Появление тока в фазах A, B, C якорной обмотки создает вращающееся магнитное поле, которое захватывает полюсы индуктора, и индуктор начинает вращаться синхронно с вращающимся магнитным полем якоря с частотой $n_0 = 60f_c/p$. Для создания активной мощности в электрической машине необходимы дополнительные условия, а именно: увеличение вращающего момента $M_{вр}$ первичного двигателя или появление механической нагрузки M_n на валу ротора синхронной машины. При увеличении вращающего момента $M_{вр}$ первичного двигателя ротор (индуктор) синхронной машины стремится увеличить частоту вращения n_0 , но его удерживает вращающееся магнитное поле якоря, частота вращения n_0 которого измениться не может, так как частота сети $f_c = \text{const}$. Поэтому происходит угловое смещение между осями

магнитных полей индуктора и якоря. Ось магнитного поля индуктора сместится относительно оси вращающегося поля якоря на угол Θ в направлении вращения индуктора (рис. 3.46, *a*). Векторная диаграмма синхронной машины для этого состояния приведена на рис. 3.46, *б*.

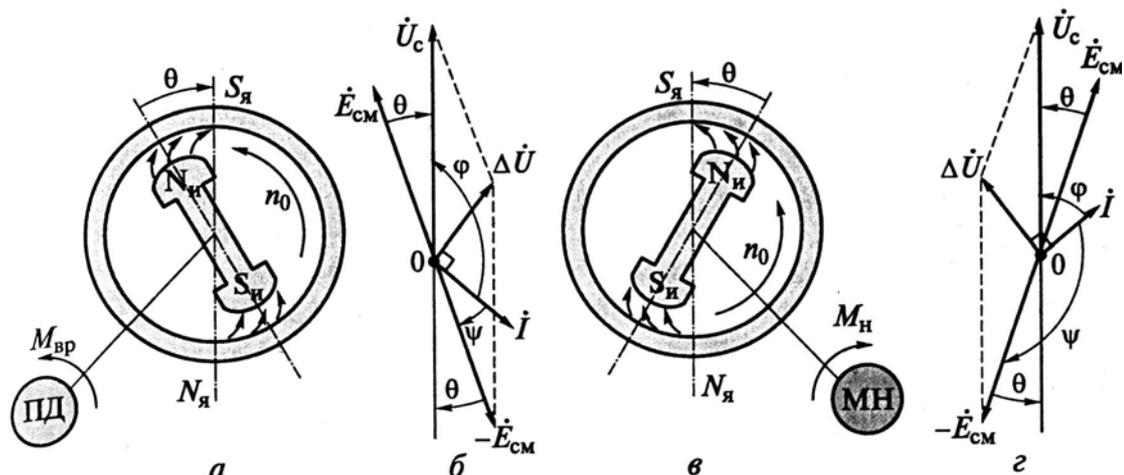


Рис. 3.46. Режимы работы синхронной машины:
a, б - генераторный; *в, г* - двигательный

Мощность синхронной машины относительно сети

$$P = U_c I \cos \varphi. \quad (3.67)$$

Поскольку угол $\varphi > 90^\circ$, мощность имеет отрицательное значение. Это означает, что синхронная машина не потребляет энергии из сети, а отдает ее в сеть, т.е. работает в режиме генератора. Из сказанного выше следует, что синхронная машина начинает работать в качестве генератора (вырабатывать электроэнергию и передавать ее в сеть) только при увеличении (начиная от холостого хода) вращающего момента первичного двигателя (увеличение подачи пара, воды, топлива).

При отключении первичного двигателя от энергопитания двигатель переходит в механическую нагрузку и создает нагрузочный тормозной момент, который начинает тормозить вращение ротора. Однако вращающееся магнитное поле якоря удерживает магнитные полюсы индуктора и ротор продолжает вращаться с синхронной частотой вращения n_0 . Под действием нагрузочного момента ось магнитного поля индуктора сместится в сторону, противоположную вращению ротора, на угол Θ (рис. 3.46, *в*). Векторная диаграмма синхронной машины для данного режима приведена на рис. 3.46, *г*. В этом случае мощность синхронной машины относительно сети, определяемая выражением (3.67), с учетом того, что угол $\varphi < 90^\circ$, имеет положительное значение. Следовательно, синхронная машина потребляет энергию из сети, т.е. работает в режиме двигателя.

3.3.3.4. Синхронный двигатель

Для подключения синхронного двигателя к сети способом, описанным выше (рис. 3.45), необходимо иметь двигатель для его разгона и синхронизирующее устройство. Если же обмотку статора подключить к сети в тот момент, когда ротор неподвижен, а в обмотке возбуждения ток I_e , ротор не придет во вращение, так как мгновенно возникающее вращающееся магнитное поле статора не сможет преодолеть инерцию ротора и не будет успевать сцепляться с его неподвижными магнитными полюсами. Возникает аварийный режим - в обмотках статора появляется ток короткого замыкания. Для разгона синхронного двигателя применяется так называемый асинхронный пуск. Для этого на роторе синхронного двигателя размещается короткозамкнутая обмотка (как в асинхронных двигателях). В полюс индуктора синхронного двигателя помещены стержни короткозамкнутой обмотки (рис. 3.47).

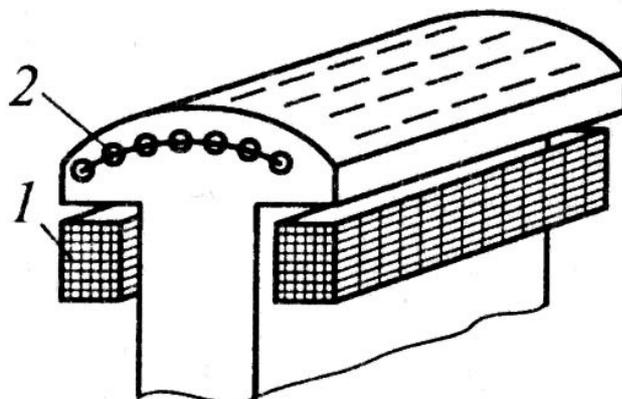


Рис. 3.47. Размещение пусковой короткозамкнутой обмотки в полюсе индуктора синхронного двигателя:
1 - обмотка возбуждения; 2 - короткозамкнутая обмотка

Пуск двигателя осуществляется в следующей последовательности. Обмотка возбуждения отключается от источника питания постоянного тока и замыкается на пусковой реостат, сопротивление которого значительно превышает сопротивление обмотки возбуждения: $R_{np} = (8...10)R_{ов}$. Оставлять разомкнутой обмотку возбуждения нельзя, так как в момент пуска в ней будет индуцироваться большая ЭДС, опасная не только для изоляции обмотки, но и для обслуживающего персонала.

Статорная обмотка (обмотка якоря) подключается к напряжению питающей сети. Возникающее при этом вращающееся магнитное поле начинает разгонять двигатель, который работает как асинхронный. Когда двигатель разгонится до частоты вращения близкой к синхронной n_0 , обмотку возбуждения отключают от пускового реостата и подключают к источнику питания постоянного тока. Появившийся ток возбуждения создает магнитный поток индук-

тора, который захватывается вращающимся полем статора и двигатель втягивается в синхронизм.

3.3.3.5. Регулирование реактивной мощности синхронного двигателя

Реактивная мощность синхронной машины, как по характеру, так и по величине зависит от тока возбуждения. Изменение тока возбуждения не оказывает влияния на активную мощность, которая зависит только от механической нагрузки на валу двигателя, следовательно, одно из важнейших свойств синхронного двигателя - возможность одновременно работать в двух режимах: двигателя и генератора реактивной мощности, что широко используется для улучшения коэффициента мощности $\cos \varphi$ в энергосистемах.

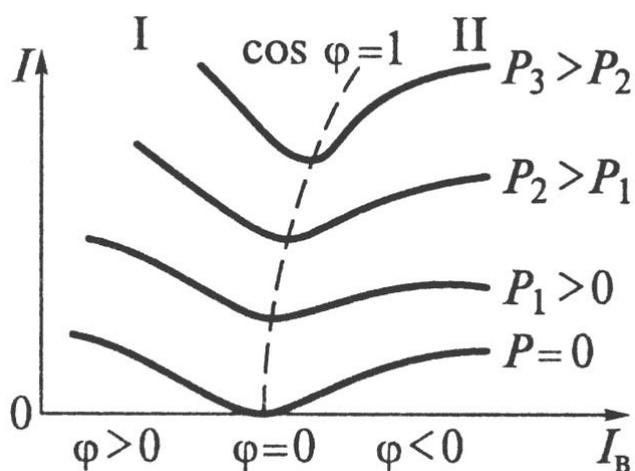


Рис. 3.48. U-образные характеристики синхронного двигателя при изменении тока возбуждения:
I, II - соответственно области недо возбужденного и перевозбужденного двигателя

В некоторых случаях синхронные машины используют только в качестве синхронных компенсаторов (генераторов реактивной мощности).

Зависимости тока двигателя от тока возбуждения: $I = I(I_B)$ называют U-образными характеристиками (рис. 3.48).

3.3.3.6. Синхронные микродвигатели

Двигатель с постоянными магнитами отличается от обычного синхронного двигателя отсутствием обмотки возбуждения на полюсах индуктора и наличием полюсов в виде постоянных магнитов. В пазах полюсов наконечников индуктора размещаются стержни короткозамкнутой пусковой обмотки, предназначенной для асинхронного разгона двигателя. При достижении ротором частоты вращения n , близкой к частоте вращения n_0 вращающегося магнит-

ного поля, двигатель втягивается в синхронизм. На рис. 3.49, *a* приведена схема устройства ротора такого двигателя.

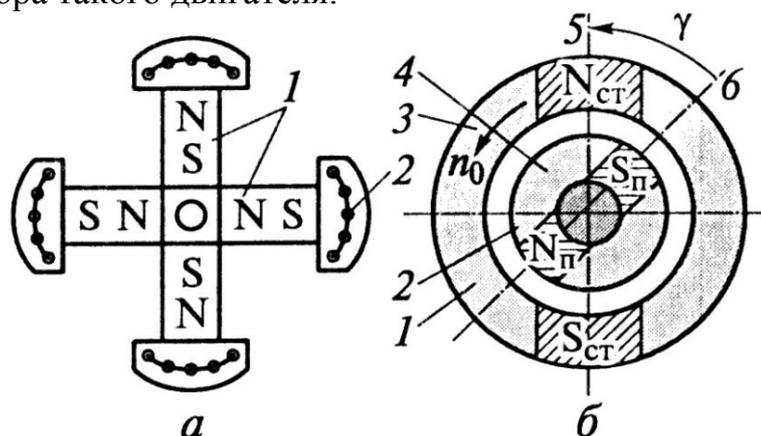


Рис. 3.49. Ротор двигателя с постоянными магнитами:

a - схема устройства ротора; *б* - схема устройства гистерезисного двигателя; 1 - постоянные магниты; 2 - короткозамкнутая обмотка (пусковая); 3 - статор; 4 - ротор; 5 - ось магнитного поля статора; 6 - ось магнитного поля ротора

Гистерезисный двигатель имеет ротор, представляющий собой цилиндр из магнитотвердого материала с широкой петлей гистерезиса. В некоторых случаях ротор набирается из нескольких колец - шайб. У гистерезисных двигателей может быть два исполнения, различающихся расположением ротора. Например, для гироскопических систем ротором является внешняя часть двигателя, а вращающееся магнитное поле создается неподвижной внутренней частью двигателя. Принцип действия гистерезисного двигателя заключается в следующем. Под действием магнитного поля $\Phi_{ст}$ статора в роторе образуются магнитные полюсы. При вращении поля $\Phi_{ст}$ между ним и магнитным полем Φ_n образовавшихся в роторе магнитных полюсов появляется пространственный сдвиг, обусловленный запаздыванием в магнитной переориентации элементарных частиц материала ротора. Ось магнитного потока Φ_n отстает от оси вращающегося магнитного потока $\Phi_{ст}$ на угол γ гистерезисного запаздывания (рис. 3.49, *б*). При взаимодействии магнитных потоков Φ_n и $\Phi_{ст}$ возникают электромагнитные силы, стремящиеся совместить оси этих потоков. Гистерезисный двигатель развивает электромагнитный момент $M_{эм} = k\Phi_{ст}\Phi_n \sin \gamma$, где k - коэффициент пропорциональности. Под действием электромагнитных сил ротор начинает двигаться в сторону вращения магнитного поля $\Phi_{ст}$, постоянно увеличивая частоту вращения n . В процессе разгона ферромагнитный материал ротора перемагничивается и его полюсы перемещаются по поверхности ротора в сторону вращения магнитного поля статора, а частота вращения ротора приближается к частоте вращения поля

статора n_0 . При выравнивании указанных частот вращения наведение магнитных полюсов ротора стабилизируется, а двигатель начинает работать как синхронный с магнитным возбуждением.

Реактивный двигатель имеет ротор, выполняемый в виде секционированного магнитопровода, обладающего различным магнитным сопротивлением в радиальном направлении (вдоль поперечной и продольной осей). Синхронный вращающий момент реактивного двигателя создается без собственного магнитного поля ротора. Для этого ротор выполняют из пакетов электротехнической стали, залитых неферромагнитным материалом 3 - алюминием (рис. 3.50). Такой ротор обладает наименьшим магнитным сопротивлением вдоль оси 1, совпадающей с направлением пакетов листовой электротехнической стали 2.

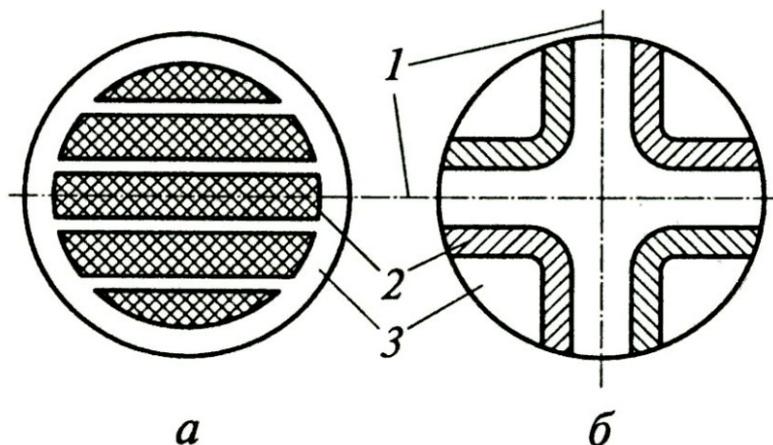


Рис. 3.50. Принципиальные схемы роторов реактивного двигателя:
 а - двухполюсного; б - четырехполюсного; 1 - ось наименьшего магнитного сопротивления; 2 - пакеты листовой электротехнической стали; 3 - неферромагнитный материал

При подключении напряжения к статорной обмотке возникает вращающееся магнитное поле с синхронной частотой n_0 и начинается асинхронный разгон ротора, частота которого приближается к частоте n_0 . При отсутствии нагрузки на валу двигателя вращающийся магнитный поток, пронизывая пакеты листовой электротехнической стали 2 в продольном направлении (вдоль оси 1), захватывает ротор. Последний под действием сил вращающегося магнитного поля займет такое положение, при котором продольные оси 1 совпадут с осями вращающегося поля и ротор начнет вращаться с синхронной скоростью. При подключении нагрузки ротор двигателя сместится относительно вращающегося поля на угол Θ . На рис. 3.50, а показан ротор двухполюсного двигателя, а на рис. 3.50, б - четырехполюсного.

Шаговый (импульсный) двигатель имеет ротор, выполняемый в виде постоянного магнита, и статор с явно выраженными полюсами, на которых в полузакрытых пазах размещается обмотки возбуждения 1, 2, питаемые путем по-

дачи импульсов напряжения. На рис. 3.51 показаны положения ротора двигателя при изменении питания обмоток возбуждения (крестиками и точками указаны направления тока в обмотках).

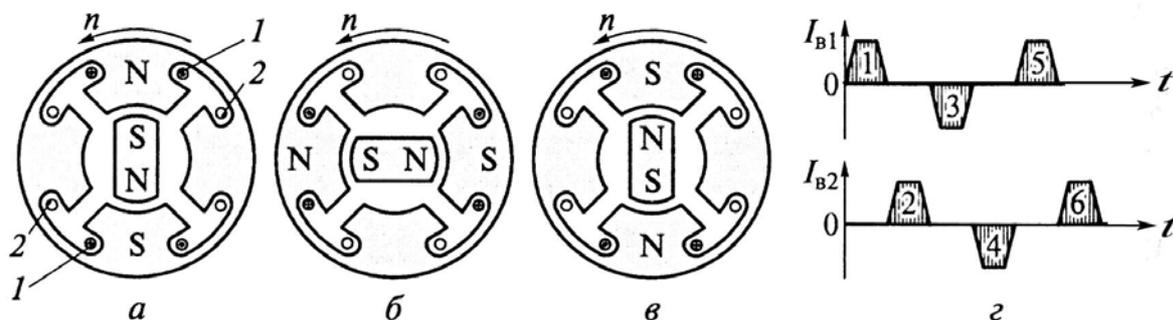


Рис. 3.51. Пояснение работы шагового (импульсного) двигателя: *a...в* - положения ротора при подаче импульсов тока возбуждения; *z* - временная диаграмма изменения импульсов тока возбуждения; 1 - первая обмотка возбуждения; 2 - вторая обмотка возбуждения

Рис. 3.51, *a* соответствует импульсу 1 тока I_{B1} ; рис. 3.51, *б* - импульсу 2 тока I_{B2} ; рис. 3.51, *в* - импульсу 3 тока I_{B1} и т.д. Каждый импульс тока возбуждения (см. рис. 3.51, *z*) поворачивает ротор на угол 90° . Поворот осуществляется за счет момента, который возникает в результате взаимодействия магнитных полей статора и ротора. Увеличивая число полюсов, можно изменять величину угла поворота. Число полюсов ротора должно быть равно числу полюсов статора.

3.4. Электрический привод

3.4.1. Основные понятия и определения электропривода

Электрическим приводом называется электромеханическая система, состоящая из электродвигательного, преобразовательного, передаточного и управляющего устройства, предназначенных для приведения в движение исполнительных органов рабочей машины и управления этим движением.

Преобразовательное устройство преобразует напряжение и ток источника электроэнергии, в напряжение и ток, необходимые для работы электродвигателя.

Передаточное устройство содержит механические передачи и соединительные муфты.

Управляющее устройство представляет собой систему управления, в которой происходит обработка информации от датчиков состояния системы, и выработки на их основе сигналы управления преобразователем, электродвигателем и передаточным устройством.

Основная функция электропривода - приводить в движение рабочий механизм и изменять его режим работы в соответствии с требованиями технологического процесса.

Электропривод бывает групповой и индивидуальный.

В групповом электроприводе один двигатель приводит в движение с помощью разветвленной передачи группу механизмов. В таком приводе кинематическая схема оказывается сложной и громоздкой, а сам привод неэкономичен, поэтому он находит ограниченное применение.

Наиболее прогрессивным является автоматизированный индивидуальный электропривод, в котором электродвигатель приводит в движение только один рабочий орган.

Индивидуальный электропривод существенно упрощает схему механизма, повышает экономичность и позволяет в ряде случаев встраивать электродвигатель непосредственно в механизм, что уменьшает его металлоемкость (электродрель, вентилятор, водяной насос и т.д.)

Выбор электродвигателя для привода определяется условиями работы и требованиями производственного механизма. При этом целесообразно выбирать электродвигатель более простой, надежный в эксплуатации, имеющий наименьшую массу, размеры и стоимость.

Практически всем выше перечисленным требованиям отвечает асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором. Асинхронные двигатели с фазным ротором по конструкции сложнее двигателей с короткозамкнутым ротором. Однако они позволяют простыми средствами осуществлять регулирования частоты вращения, пусковой ток и момент.

Синхронные двигатели применяются для привода насосов, вентиляторов и преобразовательных установок, где не требуется регулирование частоты вращения и крайне редки перерывы в работе. Двигатели постоянного тока используются для привода механизмов, работа которых сопровождается частыми пусками и остановками; требуется регулирование частоты вращения в широком диапазоне. Двигатели постоянного тока последовательного возбуждения применяются в электроприводе подъемно-транспортных механизмов, так как имеют повышенные перегрузочный момент и механическую прочность.

Электроприводы различают по механическим параметрам: видам движения исполнительных механизмов, типам передаточных устройств; по электрическим и другим параметрам: роду тока двигателя, видам преобразовательных устройств, степени и уровню автоматизации управления, видам усилительных элементов в управляющем устройстве и т.д. В соответствии с уровнем автоматизации различают неавтоматизированный, автоматизированный и автоматический привод. Электропривод может включать в себя один и более исполнительных двигателей. В первом случае он называется одиночным, во втором - многодвигательным.

3.4.2. Уравнение движения электропривода

При работе электропривода вращающий момент M на валу двигателя уравнивается как статическим моментом сопротивления M_c , создаваемым нагрузкой рабочего и потерями энергии в передаточном механизмах, так и динамическим моментом вращения $M_{дин}$, обусловленным изменением частоты вращения двигателя. Тогда уравнение движения электропривода можно записать в следующем виде:

$$M = M_c \pm M_{дин}. \quad (3.68)$$

Знак «плюс» соответствует увеличению частоты вращения двигателя (пуск), знак «минус» - уменьшению (остановка). Динамический момент вращения

$$M_{дин} = J \frac{d\omega}{dt}, \quad (3.69)$$

где J - момент инерции тела вращения; ω - угловая скорость вращения.

Момент инерции может быть выражен через маховой момент GD^2 :

$$J = mR^2 = \frac{GD^2}{4g}, \quad (3.70)$$

где m - масса тела; R - радиус инерции; G - вес тела; D - диаметр инерции; g - ускорение свободного падения.

Моментом инерции электропривода является момент инерции всей нагрузки двигателя (двигатель, передаточный, исполнительный механизмы), приведенный к угловой частоте вращения двигателя ω . Это же относится к маховому моменту. Тогда с учетом того, что $\omega = 2\pi \cdot n/60$, динамический момент вращения:

$$M_{дин} = \frac{GD^2}{375} \frac{dn}{dt}, \quad (3.71)$$

а уравнение движения электропривода (3.68) принимает вид:

$$M = M_c + \frac{GD^2}{375} \frac{dn}{dt}. \quad (3.72)$$

Уравнение (3.72) записывают для трех режимов работы электропривода в различных формах, приведенных ниже.

1. Пуск двигателя. Основной характеристикой пуска электропривода является длительность переходного режима. При пуске электроприводом считаем двигатель и рабочий механизм с неизменным моментом инерции (маховым моментом) движущихся звеньев, а время пуска (переходный процесс) определяем интегрированием основного уравнения движения (3.72) при изменении частоты вращения от n_1 до n_2 :

$$t_{1-2} = \int_{n_1}^{n_2} \frac{GD^2}{375} \frac{dn}{M - M_c}. \quad (3.73)$$

Так как при пуске двигателя $n_1 = 0$, а n_2 примем равной номинальной частоте вращения $n_{ном}$, то время пуска (разгона) электропривода для случая, когда $M - M_c = M_{дин}$ остается величиной постоянной, определяется уравнением:

$$t_n = \frac{GD^2}{375} \frac{n_{ном}}{M - M_c}. \quad (3.74)$$

Для асинхронного двигателя во время пуска вращающий момент является величиной переменной, изменяющейся от пускового момента M_n до максимального M_{max} и затем уменьшающейся до номинального $M_{ном}$, поэтому в уравнении (3.74) полагаем приближенно, что $M = M_{cp} = (M_{max} + M_n)/2$, а $M_c \cong M_{cp}$. Точный расчет проводят по характеристике двигателя $n = f(M)$ (рис. 3.52) и заданной характеристике статического момента нагрузки $M_c = f(n)$. По полученной результирующей характеристике $M - M_c = f(n)$ находят время разгона для каждого интервала частоты вращения, разбивая ее на несколько участков, а полное время пуска определяют как сумму всех интервалов $t_n = \sum t_i$, где t_i - время разгона на каждом участке.

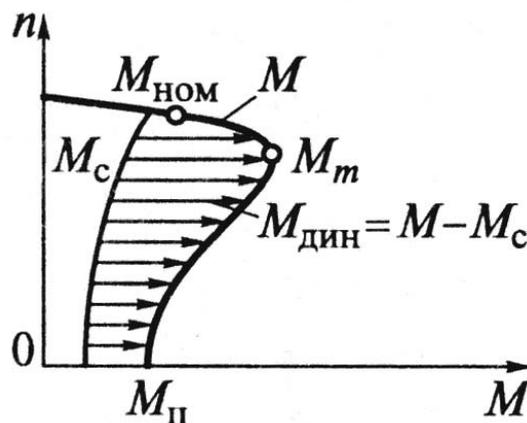


Рис. 3.52. Характеристика асинхронного двигателя и кривая статического момента

2. Установившийся режим работы ($n = \text{const}$). Динамический момент $M_{дин}$ равен нулю, так как $dn/dt = 0$. Следовательно, уравнение (3.72) принимает вид $M = M_c$.

3. Остановка (торможение) двигателя. Здесь могут рассматриваться два случая: двигатель отключается от сети и происходит самоторможение – выбег или осуществляется электрическое торможение двигателя.

В первом случае динамический момент, который при пуске является нагрузочным, становится вращающим моментом и электропривод расходует запасенную энергию на трение в подшипниках, узлах привода и другие потери.

Время выбега электропривода (остановки) при отсутствии нагрузки

$$t_{\text{выб}} = \frac{GD^2}{375} \frac{n_2}{M_{c0}}, \quad (3.75)$$

где n_2 - частота вращения двигателя, при которой он был отключен от сети; M_{c0} - статический момент холостого хода.

Так как время выбега характеризует механические потери энергии в системе двигатель - привод - рабочий механизм, то для однотипных устройств по времени выбега можно судить о качестве изготовления, ремонта, наладки и эксплуатации привода. Чем больше время выбега, тем в лучшем состоянии находится данное устройство. Уравнение (3.75) можно преобразовать следующим образом:

$$P_{\text{мех}} t_{\text{выб}} = K_{\text{выб}}, \quad (3.76)$$

где $P_{\text{мех}}$ - мощность механических потерь энергии при холостом ходе; $K_{\text{выб}}$ - коэффициент выбега, который является постоянной величиной для однотипных устройств.

Зная мощности электромагнитных потерь энергии $P_{\text{эм}}$ двигателя при холостом ходе и мощности холостого хода P_x исследуемого устройства, определяют мощность механических потерь энергии при холостом ходе $P_{\text{мех}} = P_x - P_{\text{эм.х}}$. Далее измеряют время выбега и по формуле (3.76) определяют $K_{\text{выб}}$. Измеряя $t_{\text{выб}}$ и зная $P_{\text{мех}}$ для всех остальных устройств данной группы из выражения (3.76), делают заключение о техническом состоянии оборудования.

Во втором случае торможение двигателя происходит в результате перевода его в режим генератора. При этом электромагнитный момент двигателя становится тормозящим (M_T). Решая уравнение (3.72) относительно времени торможения t_T , находим, что:

$$t_T = \frac{GD^2}{375} \int_{n_1}^{n_2} \frac{dn_2}{M_T + M_c}. \quad (3.77)$$

3.4.3. Выбор электродвигателя и режимы его работы

Выбор электродвигателя осуществляется по роду тока, конструктивному исполнению, мощности для различных режимов работы.

Выбор по роду тока. Широкое распространение получили асинхронные и синхронные двигатели переменного тока. Наиболее простыми в эксплуатации и надежными в работе являются асинхронные двигатели, применяемые для электроприводов промышленных рабочих механизмов (станочное оборудование, подъемные устройства и др.). Однако эти двигатели не могут обеспечить достаточный диапазон регулирования частоты вращения. Синхронные двигатели применяются для рабочих механизмов с продолжительным режимом работы, редкими включениями и малыми нагрузками при пуске, например в электроприводе, не требующем регулирования частоты вращения, с нагрузками $P > 100$ кВт. Двигатели постоянного тока используются реже в тех случаях, когда двигатели переменного тока либо не экономичны, либо не обеспечивают необходимых характеристик рабочего механизма (особенно при регулировании частоты вращения в широком диапазоне).

Выбор по конструктивному исполнению. В этом случае учитывают условия эксплуатации электропривода, под которыми следует понимать в первую очередь воздействие климатических факторов окружающей среды, а также способ охлаждения и особенности монтажа двигателя. Правильный выбор электродвигателя по мощности обуславливает надежность его работы в электроприводе и энергетические показатели в процессе эксплуатации. Номинальная мощность двигателя определяется его нагревом, а от температуры нагрева зависит состояние электроизоляции, т.е. техническое состояние самого двигателя. Нагрев электродвигателя определяется режимом его работы, т.е. соотношением длительности периодов работы и пауз между ними или периодов работы с полной и частичной нагрузкой, а также частотой включения двигателя, характером протекания переходных процессов или изменения нагрузки. В зависимости от перечисленных параметров работа электродвигателей может происходить в продолжительном, кратковременном, повторно-кратковременном и перемежающемся режимах.

При продолжительном режиме работы (условное обозначение режима $S1$) время работы двигателя при практически неизменной нагрузке и температуре охлаждающей (окружающей) среды достаточно для нагрева его до установившегося значения (рис. 3.53, *а*). К продолжительному режиму может относиться и переменная нагрузка (рис. 3.53, *б*), если за время работы двигатель достигнет установившейся температуры нагрева.

При кратковременном режиме работы (условное обозначение $S2$) периоды неизменной нагрузки чередуются с периодами отключения двигателя (рис. 3.53, *в*), причем за время работы температура частей двигателя не успевает достигнуть установившегося значения, а за время пауз (отключений) двигатель охлаждается до температуры окружающей среды.

Длительность периодов работы в данном режиме следующая: 10, 30, 90 мин. Она должна быть указана в условном обозначении режима работы, например: $S2 = 30$ мин, $S2 = 60$ мин.

Повторно-кратковременный режим (условные обозначения $S3...S5$) отличается от кратковременного режима регламентированными продолжительностью включения под неизменную нагрузку и длительностью периодов отключения (пауз), причем время работы всегда меньше времени, необходимого для нагрева двигателя до установившейся температуры, а время пауз меньше времени, необходимого для его остывания (до температуры окружающей среды) (рис. 3.53, *г*).

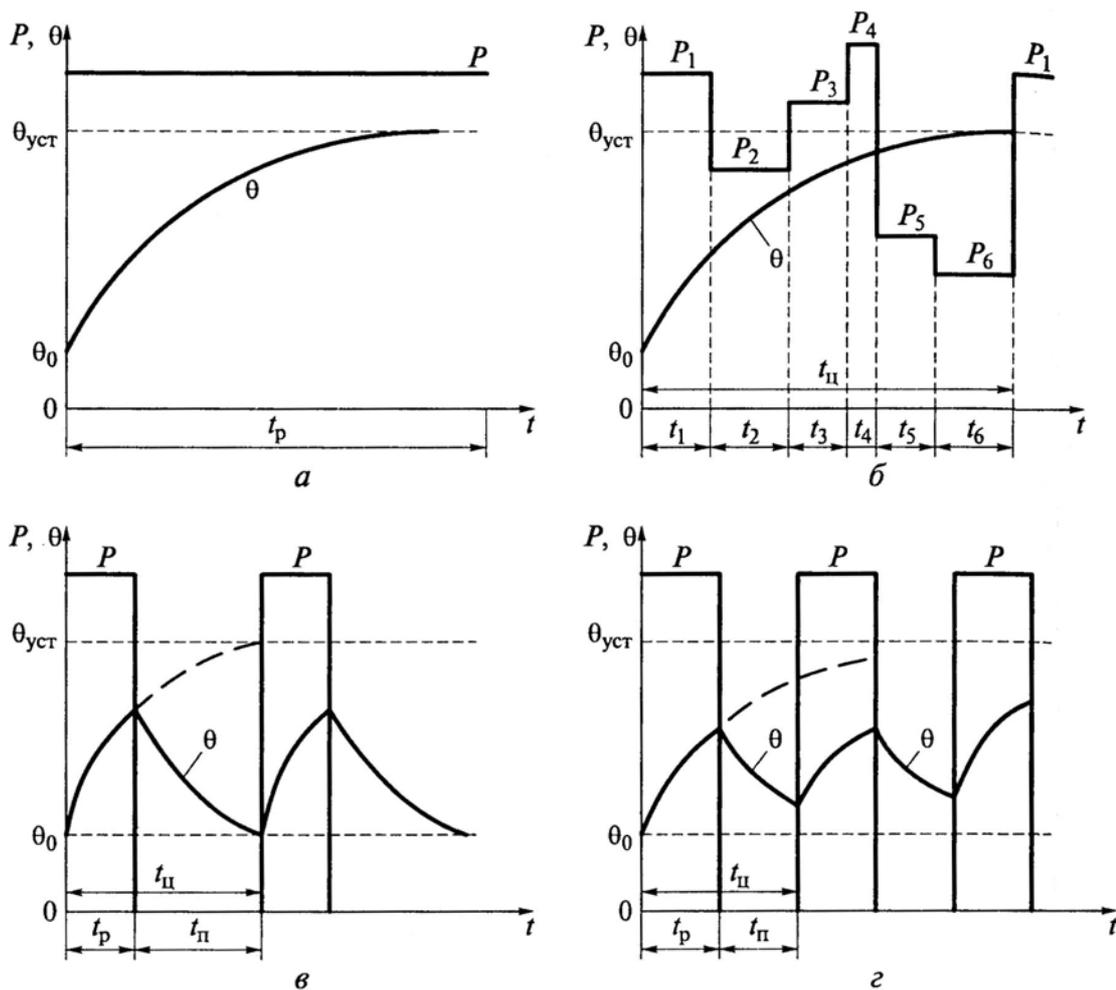


Рис. 3.53. Нагрузочные диаграммы и кривые нагрева двигателя при различных режимах его нагрузки:

- a* - продолжительный режим с неизменяющейся нагрузкой;
- б* - продолжительный режим с изменяющейся нагрузкой;
- в* - кратковременный режим нагрузки;
- г* - повторно-кратковременный режим нагрузки

Двигатели, выпускаемые промышленностью для такого режима работы, характеризуются продолжительностью включения (ПВ), которая устанавливается в процентах от продолжительности одного цикла работы:

$$ПВ = \frac{t_p}{t_p + t_n} 100\% \quad (3.78)$$

где t_p - время работы двигателя; t_n - время паузы.

В условном обозначении режима работы указывают продолжительность включения в процентах, например: $S3 - 25\%$; $S3 - 40\%$.

В повторно-кратковременном режиме $S4$ работают двигатели с частыми пусками, при которых длительность одного цикла зависит от числа включений в час (30, 60, 120 или 240) при определенном коэффициенте инерции F_u , равном 1,2; 1,6; 2,5; 4; 6,3 или 10. Коэффициент инерции - это отношение, равное сумме моментов инерции ротора двигателя и приведенного к валу двигателя момента инерции приводного механизма, отнесенной к моменту инерции ротора. Для такого режима в условном обозначении указывается ПВ, число включений в час и коэффициент инерции, например $S4 - 25\%$, 120 включений в час, $F_u = 2$. Для такого двигателя длительность каждого цикла составляет $60/120 = 0,5$ мин, из которых время пуска и время работы равно 25%, т.е. 7,5 с, а время паузы $t_n = 22,5$ с. Повторно-кратковременный режим с частыми пусками и электрическим торможением $S5$ отличается от рассмотренного выше тем, что в конце каждого цикла происходит электрическое торможение двигателя. Эксплуатация двигателей рассчитана при коэффициентах инерции 1,2; 1,6; 2; 2,5 и 4. Продолжительность включения определяется из следующего соотношения:

$$ПВ = \frac{t_{nyc} + t_p + t_{э.м}}{t_{nyc} + t_p + t_{э.м} + t_n} 100\%, \quad (3.79)$$

где t_{nyc} - время пуска; $t_{э.м}$ - время электрического торможения.

При выборе двигателя по мощности основными исходными данными являются нагрузочные характеристики электропривода (нагрузочные диаграммы) $P = f(t)$, $M = f(t)$ или $I = f(t)$, которые могут быть заданы в виде графика или таблицы. Построение нагрузочных диаграмм рассматривается в специальной литературе по электроприводу.

Выбор двигателя по мощности для различных режимов работы. В продолжительном режиме для электропривода, работающего с неизменной нагрузкой, мощность двигателя выбирается по мощности рабочего механизма. Из теории асинхронных двигателей известно, что вращающий момент двигателя пропорционален квадрату питающего напряжения: $M = C_M U_{\phi}^2$, где C_M - конструктивный коэффициент, который зависит не только от конструкции, но

и от скольжения; U_{ϕ} - фазное напряжение. Понижение напряжения в сетях, питающих двигатели, допускается до 10%, поэтому необходимо проверять пусковой и максимальный моменты выбранного двигателя при понижении напряжения питающей сети. Момент при пониженном напряжении $M' = M_{ном} \left(U'_{\phi} / U_{\phi.ном} \right)^2$, где $M_{ном}$ - момент при номинальном напряжении; U'_{ϕ} - пониженное фазное напряжение; $U_{\phi.ном}$ - номинальное фазное напряжение.

Двигатели для кратковременного режима работы электропривода выбирают по номинальной мощности, которая должна быть равна мощности нагрузки с учетом длительности работы. Стандартные допустимые значения продолжительности работы двигателей, выпускаемых промышленностью для кратковременной работы, составляют 10, 30, 60, 90 мин. При отсутствии двигателей кратковременного режима работы можно использовать двигатели повторно-кратковременного режима, принимая, что длительность работы 30 мин соответствует ПВ = 15 %, 60 мин - ПВ = 25 %, а 90 мин - ПВ = 40 %. В крайнем случае, возможно применение двигателей для продолжительного режима работы с $P_{ном} < P_{раб}$ и последующей их проверкой на тепловой режим.

Повторно-кратковременный режим характеризуется продолжительностью включения. Для определения мощности двигателя находят эквивалентную мощность нагрузки $P_{\text{э.п}}, M_{\text{э.п}}, I_{\text{э.п}}$ за рабочее время:

$$P_{\text{э.п}} = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^n P_k^2 t_{pk}}{t_p}}; \quad M_{\text{э.п}} = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^n M_k^2 t_{pk}}{t_p}}; \quad I_{\text{э.п}} = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^n I_k^2 t_{pk}}{t_p}}, \quad (3.80)$$

где $t_p = \sum_{k=1}^n t_{pk}$.

Затем рассчитывают продолжительность включения ПВ по формуле (3.78) и по каталогу выбирают двигатель. Асинхронный двигатель с короткозамкнутой обмоткой ротора имеет большой пусковой ток, превышающий номинальный в 3,5...7,5 раза. Чтобы избежать больших пусковых токов (особенно для двигателей большой мощности), применяют асинхронные двигатели с фазным ротором, выбирая сопротивление пускового реостата из условия, чтобы $I_n = (2...2,5)I_{ном}$.

3.4.4. Управление электроприводом

Управление электроприводом предусматривает мероприятия по осуществлению пуска, торможения, реверсирования (изменения направления вращения), поддержание определенного режима работы или изменение режима по

заданной программе и т.д. Отдельно отметим выполнение функций защиты, блокировки, сигнализации, защиты от короткого замыкания и перегрузок двигателя, а также значительных отклонений напряжения от заданной величины, самопроизвольных включений и отключений двигателя.

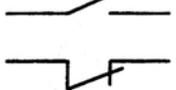
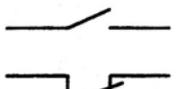
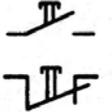
Перечисленные операции осуществляются с помощью аппаратов управления, которые в зависимости от назначения можно подразделить на три группы: коммутационные аппараты (табл. 3.8): (рубильники, выключатели, переключатели, контакторы и др.); защитные аппараты (плавкие предохранители, различные реле и разрядники для защиты от перенапряжений); командоаппараты (кнопки управления для замыкания и размыкания в цепях управления, командоконтроллеры для осуществления сложных переключений в цепях управления, путевые и конечные выключатели для замыкания и размыкания в цепях управления при достижении рабочими органами механизма выделенных положений). В зависимости от способа приведения в действие различают ручное и автоматическое управление.

Аппараты ручного управления применяют для управления коммутируемыми устройствами и оперативного включения и отключения приводов малой мощности. К ним относятся кнопочные, нажимные и вытяжные выключатели, конечные выключатели и др. Ручное управление применяется в простейших случаях неавтоматизированного производства и только для приводов, установленных в помещениях с нормальными для оператора условиями работы, когда не возникает опасности поражения электрическим током, не требуется больших физических усилий, быстрого действия, большого числа операций. Аппараты ручного управления приводятся в действие непосредственно усилиями оператора.

В схемах автоматического и автоматизированного управления применяют автоматы, различные по назначению, принципу действия и устройству. К ним относятся разнообразные реле, контакторы, магнитные пускатели, путевые выключатели. Большую группу аппаратов управления и защиты составляют реле. С помощью реле управления достигается автоматизация пуска, торможения, реверсирования, изменения скорости электропривода. Реле защиты служат для отключения двигателя от сети при возникновении опасных режимов работы.

Рассмотрим работу схемы управления нереверсивным асинхронным двигателем с короткозамкнутым ротором (рис. 3.54, *a*). Аппаратура управления и защиты состоит из магнитного пускателя, включающего в себя контактор K переменного тока и два тепловых реле $PT1$ и $PT2$, смонтированных в одном кожухе, кнопку пуска $KnП$ и кнопку остановки двигателя $KnС$, а также плавкие предохранители $П$ для защиты силовых цепей и двигателя от коротких замыканий. При включении выключателя B (рубильника) схема готова к работе. Нажатием кнопки $KnП$ подают напряжение на обмотку контактора K , который срабатывает, замыкает свои главные контакты и присоединяет двигатель к сети.

Таблица 3.8. Обозначения некоторых элементов управления электроприводами

Элементы	Обозначение по ГОСТ 2.756-76
Обмотки контактора, магнитного пускателя или реле	
Тепловое биметаллическое реле	
Контакты контактора, пускателя, контроллера: закрывающий размыкающий	
Контакты реле: закрывающий размыкающий	
Предохранитель	
Кнопки с контактами: закрывающими размыкающими	
Выключатель автоматический	
Контакт замыкающий с выдержкой времени при замыкании	
Контакт замыкающий с выдержкой времени при размыкании	
Контакт размыкающий с выдержкой времени при замыкании	
Контакт размыкающий с выдержкой времени при размыкании	

Одновременно замыкается блокировочный контакт контактора и шунтируется кнопка *КнП*, что позволяет отпустить кнопку *КнП*. Для остановки двигателя нажимают кнопку *КнС*. Цепь катушки контактора размыкается, и его контакты отключают двигатель от сети. Выключатель *В* служит для снятия напряжения с установки после окончания рабочего дня или производства ремонта.

При перегрузке двигателя срабатывают тепловые реле, контакты которых *РТ1* и *РТ2* размыкают цепь обмотки контактора, и двигатель отключается.

ется от сети. Предусмотрена также «нулевая защита»: при значительном снижении напряжения сети или его исчезновении контактор отключается и отсоединяет двигатель от сети.

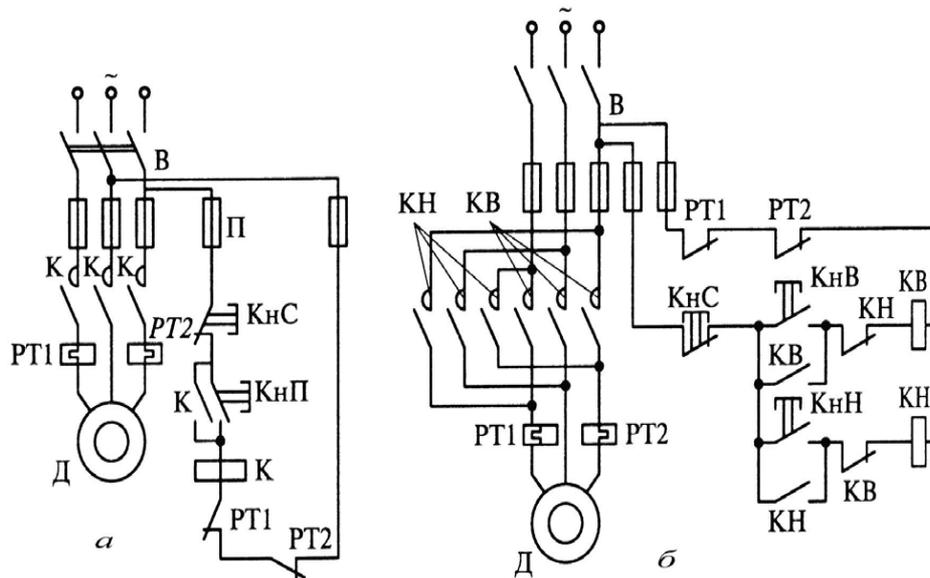


Рис. 3.54. Схема управления пуском асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором:
а - нереверсивного; *б* - реверсивного

Схема управления реверсивного асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором с помощью реверсивного магнитного пускателя (рис. 3.54, *б*) отличается от схемы рис. 3.54, *а* тем, что реверсивный магнитный пускатель имеет два контактора, один из которых *KB* включает двигатель «вперед», другой *KH* - «назад».

Широкое применение в системах управления электроприводом получили электронные приборы. Для управления двигателями используют тиристоры. При пуске асинхронных двигателей применяют тиристорные пускатели, которые не имеют подвижных частей и обладают более высокой надежностью.

На рис. 3.55 дана схема тиристорного реверсивного пускателя, который снабжен максимальной токовой защитой и тепловой защитой от перегрузок. Силовая часть пускателя состоит из тиристоров, включенных встречно-параллельно в каждую фазу и обеспечивающих бесконтактное включение и отключение двигателя. В исходном положении все тиристоры закрыты и находятся под напряжением. При замыкании кнопки включения *Вкл.В* (вперед) срабатывает реле *В* и соединяет управляющие электроды включенных встречно-параллельно тиристоров *VS1, VS2, VS3, VS4, VS5* и *VS6*.

Предположим, что положительная полуволна напряжения фазы *А* приложена к аноду тиристора *VS1*, тогда положительный управляющий импульс, пройдя переход тиристора *VS2*, добавочное сопротивление *R* и замкнутый

контакт B , поступит на управляющий электрод тиристора $VS1$, который откроется и произведет подключение двигателя к напряжению сети. Тогда напряжение в анодной цепи тиристора (между анодом и катодом) станет меньше 1 В и произойдет обесточивание цепи управления тиристором $VS1$.

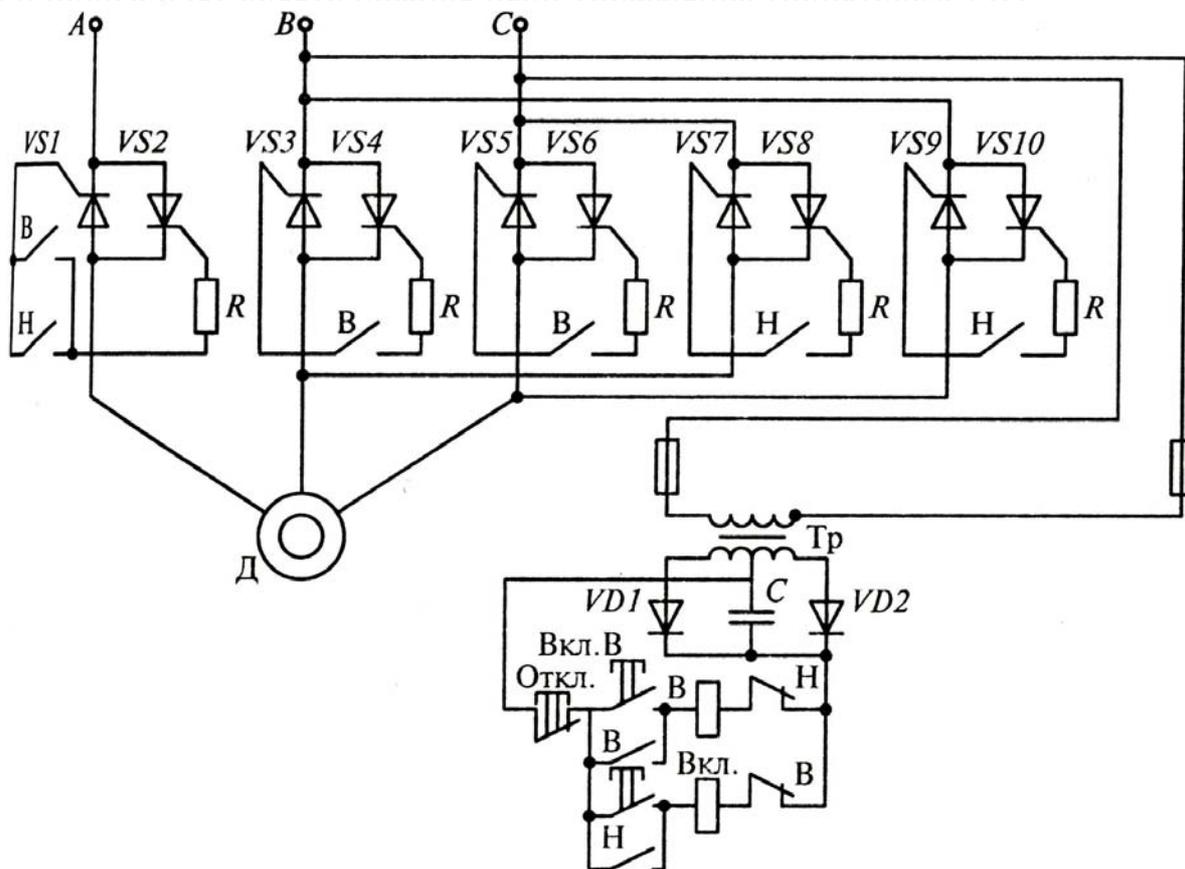


Рис. 3.55. Схема тиристорного реверсивного пускателя

После уменьшения тока через тиристор $VS1$ до нуля он закроется, а положительная полуволна напряжения окажется приложенной к аноду тиристора $VS2$. Это приведет к возникновению тока в цепи управления тиристором $VS2$ (по аналогии с рассмотренным выше управлением тиристором $VS1$), который откроется, и двигатель будет подключен к сети тиристором $VS2$. Далее все повторяется. Аналогично работают тиристоры в фазах B и C .

Для реверсирования (изменения направления вращения) замыкают кнопку включения $Вкл. Н$ (назад). Работают тиристоры $VS1$ и $VS2$, $VS7$ и $VS8$, $VS9$ и $VS10$.

Импульсы управления, длительность которых равна времени отпирания тиристорov, поступают на управляющие электроды в начале каждой положительной полуволны напряжения. Токи через контакты B и H незначительны, и срок службы этих контактов определяется только их механической износостойкостью.

4. ОСНОВЫ ЭЛЕКТРОНИКИ И ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

4.1. Элементная база современных электронных устройств

4.1.1. Этапы развития электронных устройств

Электронное устройство - это изделие и его составные части, в основу функционирования которых положены принципы электроники.

Электроника - область науки, техники и производства, охватывающая исследование и разработку электронных устройств и принципов их использования. В основе развития электроники лежит непрерывное усложнение функций, выполняемых электронными устройствами. На определенных этапах становится невозможным решать новые задачи электронными устройствами предыдущего поколения, или устройствами на основе существующей элементной базы, например с помощью электронных ламп или дискретных транзисторов. Таким образом, появляются предпосылки для дальнейшего совершенствования элементной базы. Основными факторами, вызывающими необходимость разработки электронного устройства на новой элементной базе, являются надежность, габаритные размеры, масса, стоимость и мощность.

В зависимости от применяемой элементной базы можно выделить четыре основных поколения развития электронных устройств.

Первое поколение электроники (1904 - 1950) характерно тем, что основу элементной базы электронных устройств составляли электровакуумные приборы. В таких приборах рабочее пространство, изолированное газонепроницаемой оболочкой, имеет высокую степень разрежения или заполнено специальной рабочей средой (парами или газами); действие таких приборов основано на использовании электрических явлений в вакууме или газе. В соответствии с характером рабочей среды электровакуумные приборы подразделяют на электронные и ионные. Электронный электровакуумный прибор - это прибор, в котором электрический ток создается только свободными электронами. Ионный электровакуумный прибор - прибор с электрическим разрядом в газе или парах.

Этот прибор называют также газоразрядным. Семейство электронных электровакуумных приборов обширно и объединяет такие группы, как электронные лампы, электронно-лучевые приборы, электровакуумные фотоэлектрические приборы и др. Наиболее широко в элементной базе электронных устройств первого поколения применились электронные лампы - электровакуумные приборы, предназначенные для различного рода преобразований электрического тока. Электронные устройства, выполненные на лампах, имели сравнительно большие габаритные размеры и массу. Число элементов в единице объема (плотность монтажа) электронных устройств первого поколения составляло $\gamma = 0,001 \dots 0,003$ элементов/см³. Сборка таких электронных устройств осуществлялась, как правило, вручную, путем соединения электрова-

куумных приборов между собой и с соответствующими пассивными элементами (резистивными, индуктивными и емкостными) при помощи проводов.

Второе поколение электронных приборов (1950 - начало 1960-х гг.) характеризуется применением в качестве основной элементной базы дискретных полупроводниковых приборов (диодов, транзисторов и тиристоров). Сборка электронных устройств второго поколения осуществлялась обычно автоматически с применением печатного монтажа, при котором полупроводниковые приборы и пассивные элементы располагаются на печатной плате - диэлектрической пластине с металлизированными отверстиями для подсоединения полупроводниковых приборов и пассивных элементов, соединенными между собой проводниками. Проводники выполнялись путем осаждения медного слоя на плату по заранее заданному печатному рисунку, соответствующему определенной электронной схеме. Плотность монтажа электронных устройств второго поколения за счет применения малогабаритных элементов составляла $\gamma = 0,5$ элементов/см³.

Появление полупроводниковых приборов ознаменовало начало научно-технической революции, развитие которой все более ускоряющимися темпами продолжается и в настоящее время.

Третье поколение электронных устройств (1960-1980) связано с бурным развитием микроэлектроники - раздела электроники, охватывающего исследование и разработку качественно нового типа электронных приборов и принципов их применения. Основой элементной базы этого поколения электронных устройств стали интегральные микросхемы и микросборки.

Интегральная микросхема, или интегральная схема (ИС), представляет собой совокупность нескольких взаимосвязанных элементов (транзисторов, резисторов, конденсаторов и т.д.), изготовленных в едином технологическом цикле, т.е. одновременно, на одной и той же несущей конструкции (подложке), и выполняющих определенную функцию преобразования информации. Микросборка представляет собой ИС, в состав которой входят однотипные элементы (например, только диоды или только резисторы).

Широкое развитие находит блочная конструкция электронных устройств - набор печатных плат, на которых монтируют и микросборки. Плотность монтажа электронных устройств третьего поколения $\gamma = 50$ элементов/см³.

Этот этап развития электронных устройств характеризуется не только резким уменьшением габаритных размеров, массы и энергопотребления, но и резким повышением их надежности, в том числе за счет сведения к минимуму ручного труда при изготовлении электронных устройств.

Четвертое поколение (с 1980 г. по настоящее время) характеризуется дальнейшей микроминиатюризацией электронных устройств на базе применения больших (БИС) и сверхбольших (СБИС) интегральных схем, когда уже отдельные функциональные блоки выполняются в одной интегральной схеме. Плотность монтажа электронных устройств четвертого поколения $\gamma = 1000$

элементов/см³ и выше. Основой БИС и СБИС составляют элементы, принцип действия которым основан на использовании свойств прохождения электрического тока через полупроводниковые материалы. По числу содержащихся в корпусе микросхемы элементов различают следующие степени интеграции:

первая степень — от 1 до 10 элементов;

вторая — от 10 до 10²;

третья — от 10² до 10³;

четвертая — от 10³ до 10⁴;

пятая — от 10⁴ до 10⁵;

шестая — от 10⁵ до 10⁶;

седьмая — от 10⁶ до 10⁷;

восьмая — от 10⁷ до 10⁸ элементов.

Термин «большие интегральные схемы» (БИС), соответствует степеням интеграции, начиная с четвертой-пятой.

4.1.2. Полупроводниковые диоды

Полупроводники являются широким классом материалов, которые по своей электропроводности занимают промежуточное положение между проводниками и диэлектриками. При комнатной температуре удельное сопротивление, Ом·м, проводников - 10⁸...10⁵, полупроводников - 10⁶...10⁸ и диэлектриков - 10⁷...10¹⁷.

Наиболее широкое распространение получили полупроводниковые элементы германий (Ge) и кремний (Si), расположенные в четвертой группе периодической системы химических элементов Д.И. Менделеева, а также некоторые соединения - арсенид галлия (GaAs), окись цинка (ZnO) и т.д.

Полупроводниковые материалы четвертой группы образуют кристаллическую решетку с парными ковалентными связями между атомами кристаллической решетки. Число ковалентных парных связей равно числу валентных электронов, т.е. четырем (рис. 4.1, а).

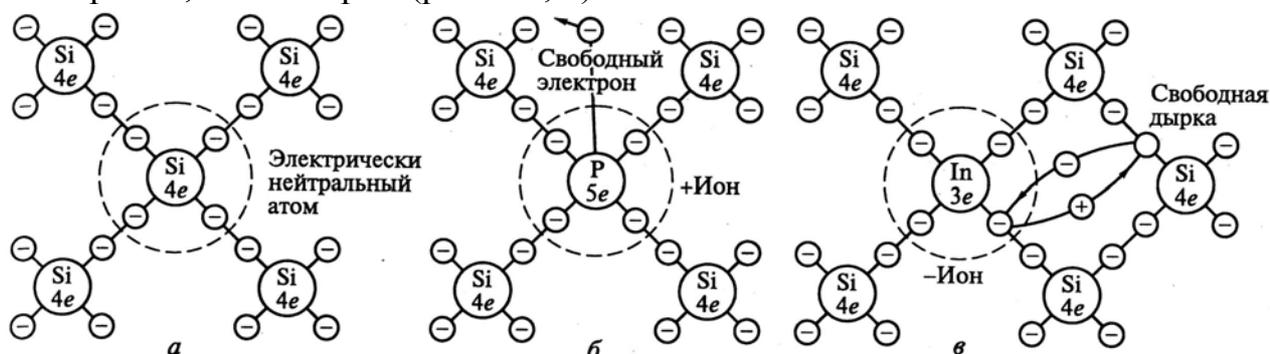


Рис. 4.1. Атомная структура полупроводников:

а - чистый полупроводник; б - электропроводность *n*-типа;

в - электропроводность *p*-типа

При температуре $T = 0^\circ \text{K}$ в чистом полупроводнике отсутствуют носители электрического заряда. При повышении температуры некоторые ковалентные связи в кристаллической решетке нарушаются, что обусловлено температурными колебаниями атомов. При этом выделяются носители зарядов двух типов: отрицательные - электроны и положительные - дырки. Таким образом, при воздействии температуры в полупроводнике появляются носители электрических зарядов двух знаков.

Процесс образования носителей заряда под воздействием температуры называется термогенерацией носителей. Обратный процесс называется рекомбинацией носителей. В количественном отношении носители заряда в полупроводнике взаимно компенсируют друг друга. Электропроводность полупроводника, обусловленная образованием носителей заряда под действием температуры, называется собственной.

Электропроводность n -типа. Сильное влияние на электропроводность полупроводников оказывают примеси. Если в полупроводниковый материал четвертой группы периодической системы добавить в виде примеси материал из пятой группы (например, фосфор), то четыре валентных электрона примеси образуют ковалентные связи с четырьмя валентными электронами полупроводника, а пятый валентный электрон примеси такой связи не образует, т.е. появляются носители электрического заряда - свободные электроны, которые могут свободно перемещаться по объему полупроводника.

Электропроводность полупроводника, обусловленная носителями электрического заряда отрицательного знака, т.е. свободными электронами, носит название электропроводности n -типа, а полупроводник, реализующий электропроводность n -типа, называется полупроводником n -типа (рис. 4.1, б). Примесь, которая обуславливает электропроводность n -типа, называется донорной (отдающей). При образовании свободного электрона атом примеси приобретает положительный заряд и становится неподвижным ионом.

Электропроводность p -типа. Если в полупроводниковый материал четвертой группы периодической системы добавить в виде примеси материал из третьей группы (например, индий), то три валентных электрона примеси образуют ковалентные связи с тремя валентными электронами полупроводника. Недостающий валентный электрон для образования ковалентной связи легко притягивается атомом примеси от одного из соседних атомов полупроводника. На месте разорванной ковалентной связи образуется носитель электрического заряда положительного знака (дырка), а атом примеси при этом приобретает отрицательный заряд и становится неподвижным ионом.

Электропроводность полупроводника, обусловленная носителями электрического заряда положительного знака, т.е. свободными дырками, носит название электропроводности p -типа, а полупроводник, реализующий электропроводность p -типа, называется полупроводником p -типа (рис. 4.1, в). При-

месь, которая обуславливает электропроводность p -типа, называется акцепторной (принимающей).

Носители электрического заряда, образующиеся в результате добавления примеси в полупроводник, количественно преобладают над носителями заряда, получаемыми в результате процесса термогенерации, поэтому электроны в n -полупроводнике и дырки в p -полупроводнике носят название основных носителей электрического заряда. В свою очередь, электроны в p -полупроводнике и дырки в n -полупроводнике, носят название неосновных носителей электрического заряда.

Полупроводниковым диодом называют полупроводниковый прибор с одним выпрямляющим электрическим переходом, имеющим два вывода. В качестве выпрямляющего электрического перехода используется электронно-дырочный ($p-n$) переход (П), разделяющий p и n области кристалла полупроводника (рис. 4.2).

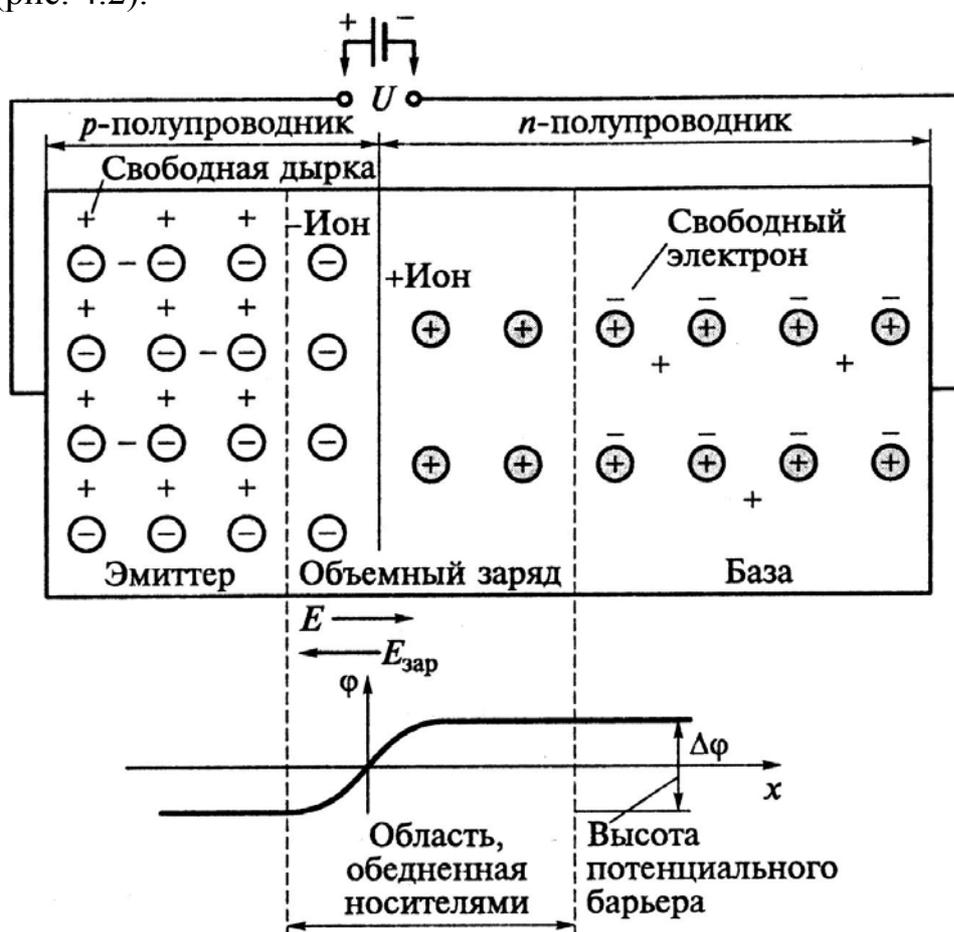


Рис. 4.2. Схема включения полупроводникового диода и пространственное распределение объемных зарядов $p-n$ перехода в отсутствие внешнего напряжения

К p и n областям кристалла привариваются или припаиваются металлические выводы, и вся система заключается в металлический, металлокерамический, стеклянный или пластмассовый корпус.

По конструктивному выполнению различают точечные и плоскостные диоды. Широкое применение диоды получили в источниках вторичного электропитания (выпрямителях). Одна из полупроводниковых областей кристалла, имеющая более высокую концентрацию примесей (а, следовательно, и основных носителей заряда), называется эмиттером, а вторая, с меньшей концентрацией, - базой. Если эмиттером является p -область, для которой основными носителями заряда служат дырки, а базой - n -область (основные носители заряда - электроны), то выполняется условие $p_p \gg n_n$, где p_p - дырки в p -области; n_n - электроны в n -области.

Дырки в n -области, где они являются неосновными носителями зарядов, обозначают p_n .

Принцип работы диода. При отсутствии внешнего напряжения, приложенного к выводам диода, в результате встречной диффузии дырок (из p в n область) и электронов (из n в p область) в объеме полупроводникового кристалла, расположенного вблизи границы раздела двух областей с различной проводимостью, окажутся не скомпенсированными заряды неподвижных ионов примесей (акцепторов для p -области и доноров для n -области), которые по обе стороны раздела полупроводникового кристалла создадут область объемного заряда (см. рис. 4.2). Для сохранения электрической нейтральности полупроводниковой структуры число диффундируемых через $p-n$ переход основных носителей заряда из одной области должно равняться числу диффундируемых основных носителей заряда из другой области. С учетом того, что концентрация электронов n_n в базе значительно меньше концентрации дырок p_p в эмиттере, область объемного заряда со стороны базы будет больше, чем со стороны эмиттера. Образованный в результате встречной диффузии объемный заряд создает напряженность $E_{зар}$ электрического поля, препятствующего дальнейшей встречной диффузии основных носителей зарядов.

Диффузия практически прекращается, когда энергия носителей заряда недостаточна, чтобы преодолеть созданный потенциальный барьер.

Если к выводам диода приложить прямое напряжение, то создаваемая им напряженность E электрического поля будет противоположна направлению напряженности $E_{зар}$ объемного заряда. В область базы (по мере возрастания напряжения U) будет вводиться (инжектировать) все большее число дырок, являющихся не основными для n -области базы носителями заряда, ко-

торые и образуют прямой ток диода I . Встречной инжекцией n_n в область эмиттера можно пренебречь, учитывая, что $p_p \gg n_n$.

Если к выводам диода приложить обратное напряжение $-U$, то создаваемая им напряженность $-E$ электрического поля, совпадая по направлению с напряженностью $E_{зар}$ объемного заряда, повышает потенциальный барьер и препятствует переходу основных носителей заряда в соседнюю область. Однако суммарная напряженность электрических полей способствует извлечению (экстракции) неосновных носителей заряда: n_p - из p в n -область и p_n - из n - в p -область, которые и образуют обратный ток $p-n$ перехода. Число неосновных носителей заряда значительно изменяется при изменении температуры, возрастая с ее повышением, поэтому обратный ток, образованный за счет неосновных носителей, называют тепловым током $I_{обр}$.

Вольтамперная характеристика диода имеет вид, приведенный на рис. 4.3 (сплошная линия), и определяется следующим выражением:

$$I = I_{обр} \left(e^{\frac{U_\partial}{\varphi_T}} - 1 \right), \quad (4.1)$$

где U_∂ - напряжение на $p-n$ переходе; $\varphi_T = kT/q$ - температурный потенциал (при $T = 300$ К, $\varphi_T = 0,025$ В). Здесь k - постоянная Больцмана; T - абсолютная температура; q - заряд электрона.

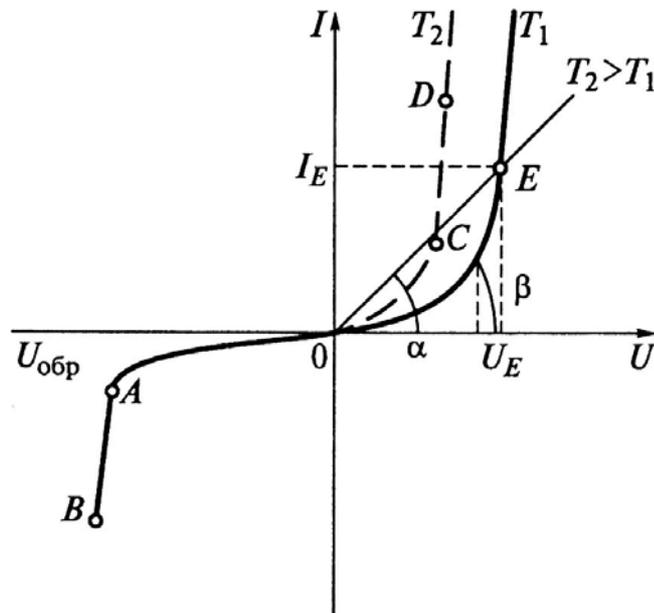


Рис. 4.3. Вольтамперная характеристика полупроводникового диода

Формула (4.1) соответствует ВАХ идеального $p-n$ перехода и не отражает некоторых свойств реального диода.

При определенном значении напряжения $U_{обр}$ начинается лавинообразный процесс нарастания тока $I_{обр}$, соответствующий электрическому пробоем $p-n$ перехода (отрезок AB на рис. 4.3). Если в этот момент ток не ограничить, то электрический пробой переходит в тепловой (участок ВАХ после точки B). Такая последовательность лавинообразного процесса нарастания тока $I_{обр}$ характерна для кремниевых диодов. Для германиевых диодов с увеличением обратного напряжения тепловой пробой $p-n$ перехода наступает практически одновременно с началом лавинообразного процесса нарастания тока $I_{обр}$. Электрический пробой обратим, т.е. после уменьшения напряжения $U_{обр}$ работа диода соответствует пологому участку обратной ветви ВАХ. Тепловой пробой необратим, так как разрушает $p-n$ переход.

Прямой ток диода также зависит от температуры окружающей среды, возрастая с ее повышением, хотя и в значительно меньшей степени, чем обратный ток. Для оценки температурной зависимости прямой ветви ВАХ диода служит температурный коэффициент напряжения, K^{-1} ,

$$TKH = \frac{\Delta U}{U \Delta T},$$

который показывает относительное изменение прямого напряжения за счет изменения температуры на 1°K при некотором значении прямого тока.

Сопротивления и емкости диода. Полупроводниковый диод характеризуется статическим и дифференциальным (динамическим) сопротивлениями, легко определяемыми по ВАХ. Дифференциальное сопротивление численно равно отношению бесконечно малого приращения напряжения к соответствующему приращению тока в заданном режиме работы диода и может быть определено графически как тангенс угла наклона касательной в рассматриваемой рабочей точке E к оси абсцисс (рис. 4.3):

$$R_{диф} = \frac{\partial U}{\partial I} \cong \frac{\Delta U}{\Delta I} = \frac{m_U}{m_I} \text{ctg } \beta,$$

где ΔU и ΔI - конечные приращения напряжения и тока вблизи рабочей точки E ; m_I и m_U - масштабы осей тока и напряжения.

Часто представляют интерес не приращения напряжения и тока в окрестности некоторой заданной точки, а сами напряжение и ток в данном элементе. При этом совершенно безразлично, какова характеристика диода вблизи выбранной рабочей точки. В этом случае удобно пользоваться статическим сопротивлением $R_{ст}$, которое равно отношению напряжения на элементе U_E к протекающему через него току I_E . Это сопротивление равно тангенсу угла

наклона прямой, проведенной из начала координат через заданную рабочую точку ВАХ, к оси абсцисс:

$$R_{cm} = \frac{U_E}{I_E} = \frac{m_U}{m_I} \operatorname{ctg} \alpha.$$

В зависимости от того, на каком участке ВАХ расположена заданная рабочая точка, значение R_{cm} может быть меньше или больше значения $R_{диф}$ или равно ему. Однако R_{cm} всегда положительно, в то время как $R_{диф}$ может быть и отрицательным. У элементов, имеющих линейные ВАХ, статическое и дифференциальное сопротивления равны.

При работе на высоких частотах и в импульсных режимах начинает играть роль емкость диода C_{∂} , измеряемая между выводами диода при заданных значениях напряжения и частоты. Эта емкость включает в себя диффузионную емкость $C_{диф}$, зарядную (барьерную) емкость $C_{зар}$ и емкость корпуса $C_{к}$ диода:

$$C_{\partial} = C_{диф} + C_{зар} + C_{к}.$$

Диффузионная емкость возникает при прямом напряжении диода в приконтактном слое $p-n$ перехода за счет изменения числа диффундирующих дырок и электронов при изменении прямого напряжения. Зарядная емкость возникает при обратном напряжении и обусловлена изменением объемного заряда.

Значение емкости C_{∂} определяется режимом работы диода. При прямом напряжении $C_{\partial} = C_{диф}$, при обратном - $C_{\partial} = C_{зар}$.

Диоды классифицируют по следующим признакам: площадь перехода - плоскостные, точечные; полупроводниковый материал - германиевые, кремниевые, из арсенида галлия; назначение - выпрямительные, импульсные, сверхвысокочастотные, стабилитроны, варикапы; принцип действия - лавинно-пролетные, туннельные, диоды Шотки, излучающие, диоды Ганна.

Рассмотрим некоторые из них, наиболее широко применяемые на практике.

Выпрямительный диод. 1 (рис. 4.4) представляет собой электронный ключ, управляемый приложенным к нему напряжением. Такой диод использует вентильные свойства $p-n$ перехода и применяется в выпрямителях переменного тока. В качестве исходного материала при изготовлении выпрямительных диодов используют германий и кремний. Если напряжение приложено в прямом направлении, то ключ замкнут, а при обратном - разомкнут. Однако в обоих случаях этот ключ не является идеальным. При подаче прямого напряжения U_{np} ключ обладает небольшим дифференциальным сопротивлением, поэтому за счет падения напряжения U_{np} на открытом диоде выпрям-

ленное напряжение, снимаемое, с нагрузочного устройства, несколько ниже входного напряжения (U_{np} не превышает у германиевых диодов 0,5 В, а у кремниевых 1,5 В).

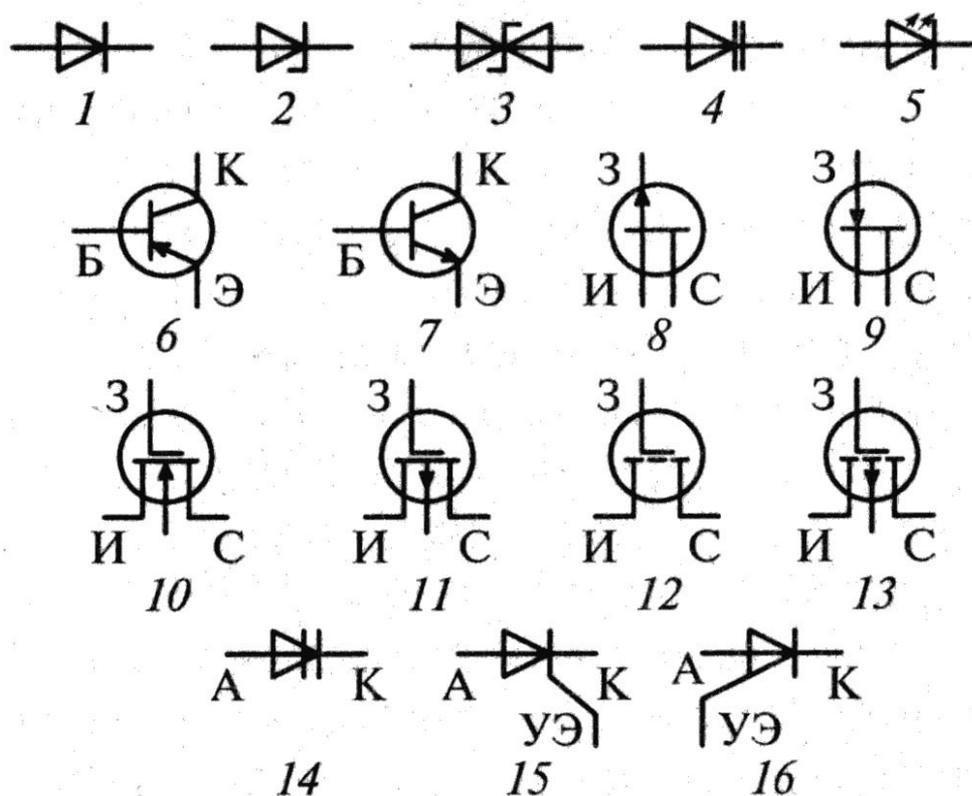


Рис. 4.4. Условные графические обозначения полупроводниковых приборов:

1 - выпрямительный и импульсный диоды; 2 - стабилитрон и стабистор; 3 - симметричный стабилитрон; 4 - варикап; 5 - излучающий диод; 6 - биполярный транзистор $p-n-p$ типа; 7 - биполярный транзистор $n-p-n$ типа; 8 - полевой транзистор с управляющим $p-n$ переходом с n -каналом; 9 - полевой транзистор с управляющим $p-n$ переходом с p -каналом; 10 - полевой транзистор с встроенным n -каналом; 11 - полевой транзистор с встроенным p -каналом; 12 - МДП - транзистор с индуцированным n -каналом; 13 - МДП - транзистор с индуцированным p -каналом; 14 - динистор; 15, 16 - триаки с управлением соответственно по катоду и аноду; УЭ - управляющий электрод

Основными параметрами выпрямительных диодов являются:

максимальное (за период входного напряжения) значение среднего прямого тока диода $I_{np.cр.макс}$;

допустимое наибольшее значение постоянного обратного напряжения диода $U_{обр.доп}$;

максимально допустимая частота входного напряжения f_{max} ;

значение прямого падения напряжения на диоде при заданном прямом токе $U_{пр}$.

Выпрямительные диоды классифицируют также по мощности и частоте: маломощные ($I_{пр.ср.макс} < 0,3 \text{ A}$), средней мощности ($0,3 \text{ A} < I_{пр.ср.макс} < 10 \text{ A}$), большой мощности ($I_{пр.ср.макс} > 10 \text{ A}$);

низкочастотные ($f_{макс} < 10^3 \text{ Гц}$), высокочастотные ($f_{макс} > 10^3 \text{ Гц}$).

В качестве выпрямительных устройств также применяют диоды, выполненные на выпрямляющем переходе металл-полупроводник (диоды Шотки). Их отличает меньшее, чем у диодов с $p-n$ -переходом, напряжение $U_{пр}$ и лучшие частотные характеристики.

Импульсный диод - полупроводниковый диод (рис. 4.5, а), имеющий малую длительность переходных процессов и использующий, так же как и выпрямительный диод, при своей работе прямую и обратную ветви ВАХ.

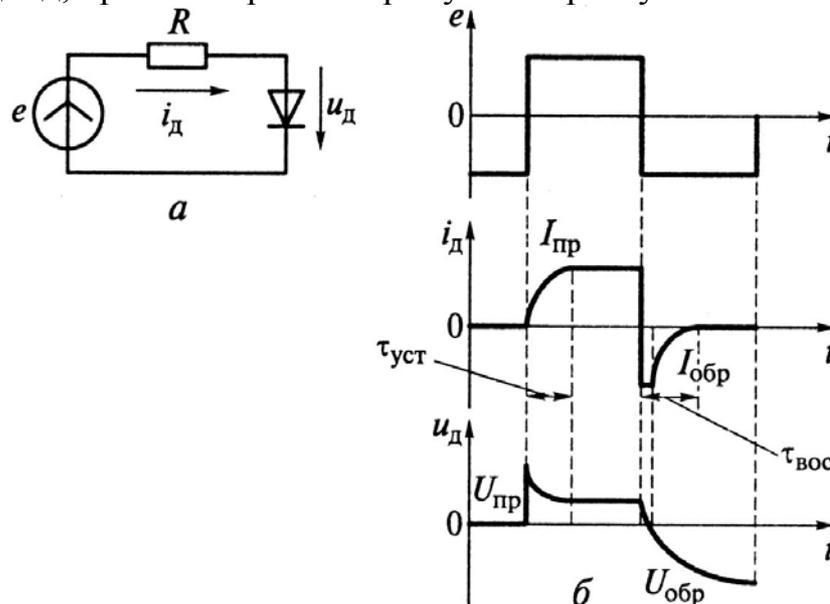


Рис. 4.5. Схема включения полупроводникового диода (а) и диаграммы его работы (б)

Длительность переходных процессов в диоде (время установления прямого напряжения $t_{уст}$ и время восстановления обратного напряжения $t_{вос}$) (рис. 4.5, б) обусловлена тем, что изменение направления и значения тока через него при изменении подводимого к нему напряжения не может происходить мгновенно из-за перезаряда емкости выпрямляющего перехода и инерционных процессов рассасывания инжектированных в базу неосновных носителей заряда. Последнее явление определяет быстродействие диодов и характеризуется специальным параметром - временем восстановления $\tau_{вос}$ его обратного сопротивления, которое равно интервалу времени между моментом переключения напряжения на диоде с прямого на обратное и моментом, когда об-

ратный ток, равный в момент переключения напряжению прямого току, достигнет своего минимального значения. Поэтому кроме параметров $I_{пр.ср.макс}$, $U_{обр}$, $U_{пр}$, характеризующих выпрямительные свойства, для импульсных диодов вводится параметр $\tau_{вос}$, характеризующий быстродействие.

Для повышения быстродействия (уменьшения $\tau_{вос}$) импульсные диоды изготавливают в виде точечных структур, что обеспечивает минимальную площадь $p-n$ -перехода, а следовательно, и минимальное значение зарядной емкости $C_{зар}$. Одновременно толщину базы делают минимально возможной для достижения минимального времени восстановления диодов. В качестве импульсных находят применение и диоды Шотки.

Сверхвысокочастотный диод (СВЧ-диод) - это полупроводниковый диод, предназначенный для преобразования и обработки высокочастотного сигнала (до десятков и сотен гигагерц). Их широко применяют при генерации и усилении электромагнитных колебаний СВЧ-диапазона, умножении частоты, модуляции, регулировании и ограничении сигналов и т.д. Типичными представителями данной группы диодов являются смесительные (получение сигнала суммы или разности двух частот), детекторные (выделение постоянной составляющей СВЧ-сигнала) и переключательные (управление уровнем мощности сверхвысокочастотного сигнала) диоды. Условное графическое обозначение импульсных и СВЧ-диодов аналогично обозначению выпрямительных диодов 1 (рис. 4.4).

Стабилитрон и стабистор 2 (рис. 4.4) применяются в нелинейных цепях постоянного тока для стабилизации напряжения. Отличие стабилитрона от стабистора заключается в используемой ветви ВАХ для стабилизации напряжения. Вольтамперная характеристика диода имеет участки AB и CD (рис. 4.3), на которых значительному изменению тока соответствует незначительное изменение напряжения при сравнительно линейной их зависимости. Для стабилизации высокого напряжения (> 3 В) используют обратную ветвь (участок AB) ВАХ. Применяемые для этой цели диоды называют стабилитронами. Для стабилизации небольших значений напряжений (< 1 В, например, в интегральных схемах) используют прямую ветвь (участок CD) ВАХ, а применяемые в этом случае диоды называют стабисторами.

Стабилитроны и стабисторы изготавливают, как правило, из кремния. При использовании высоколегированного кремния (высокая концентрация примесей, а, следовательно, и свободных носителей заряда) напряжение стабилизации понижается, а с уменьшением степени легирования кремния - повышается. Соответственно различают низко- и высоковольтные стабилитроны с напряжением стабилизации от 3 до 400 В.

К основным параметрам стабилитрона относятся:
напряжение стабилизации при заданном токе $U_{ст}$;

дифференциальное сопротивление при заданном токе $R_{диф}$;

минимально допустимый ток стабилизации $I_{ст.мин}$;

максимально допустимый ток стабилизации $I_{ст.макс}$;

максимально допустимая рассеиваемая мощность P_{max} ;

температурный коэффициент напряжения стабилизации $\alpha_{ст} = (\Delta U_{ст} / U_{ст}) \Delta T$, где $\Delta U_{ст}$ - отклонение напряжения $U_{ст}$ от номинального значения при изменении температуры в интервале ΔT .

В схемах двуполярной стабилизации напряжения применяется симметричный стабилитрон 3 (рис. 4.4).

Варикап - полупроводниковый диод 4 (рис. 4.4), действие которого основано на использовании зависимости зарядной емкости $C_{зар}$ от значения приложенного напряжения. Это позволяет применять варикап в качестве элемента с электрически управляемой емкостью. Основной характеристикой варикапа служит вольтфарадная характеристика (рис. 4.6) - зависимость емкости варикапа C_v , состоящей из зарядной емкости и емкости корпуса прибора, от значения приложенного обратного напряжения. В выпускаемых промышленностью варикапах значение емкости C_v может изменяться от единиц до сотен пикофарад.

Основными параметрами варикапа являются:

емкость, измеренная между выводами варикапа при заданном обратном напряжении, C_v ;

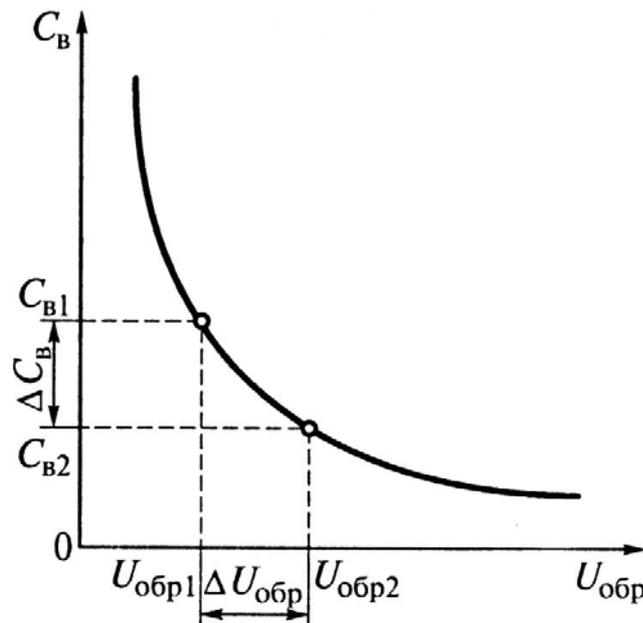


Рис. 4.6. Вольт-фарадная характеристика варикапа

коэффициент перекрытия по емкости K_C , используемый для оценки зависимости $C_e = f(U_{обр})$ и равный отношению емкостей варикапа при двух заданных значениях обратного напряжения ($K_C = 2... 20$).

Зависимость параметров варикапа от температуры характеризуется температурным коэффициентом емкости $TKE_e = (\Delta C_e / C_e) \Delta T$, где $\Delta C_e / C_e$ - относительное изменение емкости варикапа при изменении температуры ΔT окружающей среды.

Излучающий диод - полупроводниковый диод 5 (см. рис. 13.4), излучающий из области $p-n$ перехода кванты энергии. Излучение испускается через прозрачную стеклянную пластину, размещенную в корпусе диода. По характеристике излучения эти диоды подразделяют на две группы: диоды с излучением в видимой области спектра, получившие название светодиодов; диоды с излучением в инфракрасной области спектра, получившие, в свою очередь, название ИК-диодов. Принцип действия обеих групп диодов одинаков и основан на самопроизвольной рекомбинации носителей заряда при прямом токе через выпрямляющий электрический переход. Из курса физики известно, что рекомбинация носителей заряда сопровождается освобождением кванта энергии. Спектр частот последней определяется типом исходного полупроводникового материала.

Основными материалами для изготовления светодиодов служат фосфид галлия, арсенид-фосфид галлия, карбид кремния. Большую часть энергии, выделяемой в этих материалах при рекомбинации носителей заряда, составляет тепловая энергия. На долю энергии видимого излучения в лучшем случае приходится 10...20%, поэтому КПД светодиодов невелик.

Исходными материалами для изготовления ИК-диодов являются арсенид и фосфид галлия. Полная мощность излучения этой группы диодов лежит в пределах от единиц до сотен милливатт при напряжении на диоде 1,2... 3 В и прямом токе от десятков до сотен миллиампер. Светодиоды применяют в качестве световых индикаторов, а ИК-диоды - в качестве источников излучения в оптоэлектронных устройствах.

Маркировка полупроводниковых диодов, разработанных после 1964 г., предусматривает шесть символов. Первый символ - буква (для общего применения) или цифра (для специального назначения), указывающая исходный полупроводниковый материал, из которого изготовлен диод: Г (1) - германий, К (2) - кремний, А (3) - GaAs. Второй символ - буква, обозначающая подкласс Диода: Д - выпрямительные, высокочастотные (универсальные) и импульсные диоды; В - варикапы; С - стабилитроны и стабисторы; Л - светодиоды. Третий символ - цифра, указывающая на значение диода (у стабилитронов - мощность рассеяния), например: 3 - переключательный, 4 - универсальный и т.д. Четвертый и пятый символы - двузначное число, указывающее порядковый номер разработки (у стабилитронов - номинальное напряжение стабилизации). Шес-

той символ - буква, обозначающая параметрическую группу прибора (у стабилитронов - последовательность разработки). Примеры маркировки диодов: ГД412А - германиевый (Г), диод (Д), универсальный (4), номер разработки 12, группа А; КС196В - кремниевый (К), стабилитрон (С), мощность рассеяния не более 0,3 Вт (1), номинальное напряжение стабилизации 9,6 В (96), третья разработка (В).

Для полупроводниковых диодов с малыми размерами корпуса используется цветная маркировка в виде меток, наносимых на корпус прибора.

4.1.3. Биполярные транзисторы

Биполярный транзистор - это полупроводниковый прибор с двумя взаимодействующими $p-n$ переходами и тремя выводами. Таким образом, в биполярном транзисторе используются одновременно два типа носителей зарядов: электроны и дырки (отсюда и название - биполярный).

Биполярный транзистор содержит два $p-n$ перехода, образованных тремя областями с чередующимися типами проводимости. В зависимости от порядка чередования этих областей различают транзисторы $p-n-p$ и $n-p-n$ типа 6, 7 (рис. 4.4). Работа биполярного транзистора основана на взаимодействии двух $p-n$ переходов. Это взаимодействие обеспечивается тем, что толщину b средней области транзистора (базы), разделяющей переходы, выбирают меньше длины свободного пробега (диффузионной длины) L носителей заряда в этой области (обычно $b \ll L$).

Принцип работы биполярного транзистора. Рассмотрим его на примере транзистора $n-p-n$ типа, для которого концентрация основных носителей в n -области существенно выше, чем в p -области. Для данной структуры (рис. 4.7) n -область, инжектирующая электроны в соседнюю p -область (левую n -область), называют эмиттером, правую n -область, которая в дальнейшем должна экстрагировать находящиеся в соседней p -области электроны, называют коллектором, а среднюю область - базой. Соответственно примыкающий к эмиттеру $p-n$ переход называют эмиттерным, а примыкающий к коллектору - коллекторным. Металлические выводы, привариваемые или припаиваемые к полупроводниковым областям, называют соответственно эмиттерным, коллекторным и базовым выводами.

Приложим к эмиттерному переходу прямое ($U_{БЭ}$), а к коллекторному - обратное напряжение ($U_{КЭ}$). В результате через эмиттерный переход в область базы будут инжектировать электроны (инжекцией дырок из области базы в эмиттерную область пренебрегаем), образуя эмиттерный ток транзистора $I_Э$. Поток электронов, обеспечивающий ток $I_Э$, показан на рис. 4.7 широкой стрелкой.

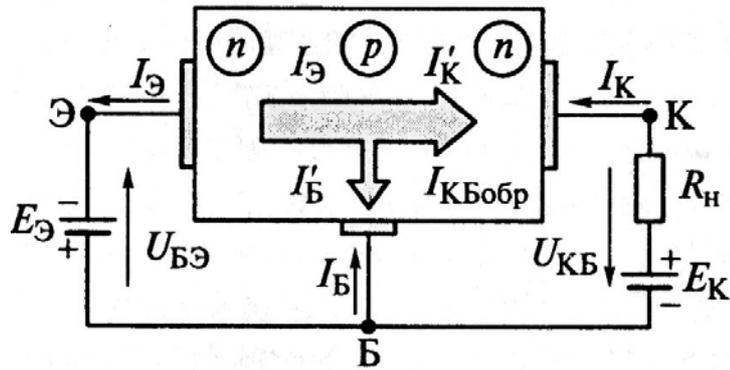


Рис. 4.7. Схема распределения токов в транзисторе $n - p - n$ типа

Часть инжектированных в область базы электронов рекомбинируют с основными для этой области носителями заряда - дырками, образуя ток базы I'_B . Другая часть инжектированных электронов, которая достигает коллекторного перехода, с помощью электрического поля, создаваемого напряжением $U_{КЭ}$, экстрагируется в коллектор, образуя коллекторный ток I'_K . Уменьшение потока электронов через коллекторный переход (а, следовательно, и коллекторного тока) по сравнению с потоком дырок через эмиттерный переход можно учесть следующим соотношением:

$$I'_K = \alpha I_\Delta, \quad (4.2)$$

где $\alpha = 0,95 \dots 0,99$ - коэффициент передачи тока эмиттера.

Через запертый коллекторный переход будет создаваться обратный ток $I_{КБобр}$, образованный потоком из n в p -область не основных для коллекторной области носителей заряда (дырок), который совместно с током I'_K образует выходной ток транзистора:

$$I_K = I'_K + I_{КБобр} \quad (4.3)$$

и ток в базовом выводе

$$I_B = I'_B - I_{КБобр}$$

С учетом формулы (4.2) равенство (4.3) примет следующий вид:

$$I_K = \alpha I_\Delta + I_{КБобр} \cong \alpha I_\Delta. \quad (4.4)$$

Разность между эмиттерным и коллекторным токами в соответствии с первым правилом Кирхгофа представляет собой базовый ток:

$$I_B = I_\Delta - I_K. \quad (4.5)$$

Из соотношений (4.4) и (4.5) получаем

$$I_K = \frac{\alpha}{1 - \alpha} I_B = \beta I_B, \quad (4.6)$$

где $\beta = \alpha / (1 - \alpha)$ - коэффициент передачи базового тока.

Учитывая приведенные ранее значения α , становится очевидным, что $\beta \gg 1$. Из выражений (4.4) и (4.6) следует, что транзистор представляет собой управляемый элемент, так как значение его коллекторного тока зависит от значений токов эмиттера и базы. При этом значение тока коллектора существенно зависит от эффективности взаимодействия двух $p-n$ переходов, которое, в свою очередь, обеспечивается соотношением $b \ll L$, позволяющим уменьшить рекомбинацию инжектированных в область базы носителей заряда.

Уменьшению рекомбинации инжектированных в область базы носителей заряда (а следовательно, повышению эффективности взаимодействия двух $p-n$ переходов) способствует также значительно меньшая концентрация основных носителей заряда в области базы по сравнению с концентрацией их в эмиттерной области. Если концентрация примесей по всему объему базового слоя одинакова, т.е. база однородна, то движение носителей заряда в ней (при отсутствии приложенного к транзистору внешнего напряжения) носит чисто диффузионный характер. Если же база неоднородна, то за счет образовавшегося в ней внутреннего электрического поля движение носителей будет комбинированным: диффузия сочетается с дрейфом носителей заряда в этом поле. Транзисторы с однородной базой называются диффузионными, а с неоднородной - дрейфовыми. Последние обладают лучшими частотными свойствами и получили наибольшее распространение.

Заканчивая рассмотрение принципа работы биполярного транзистора, следует отметить, что сопротивление обратного смещенного коллекторного перехода (при подаче на него обратного напряжения) очень велико (несколько мегом). Поэтому в цепь коллектора можно включать нагрузочные резисторы с большими сопротивлениями, не изменяя значения коллекторного тока. Соответственно в цепи нагрузки будет выделяться значительная мощность. Сопротивление прямо смещенного эмиттерного перехода, напротив, весьма мало (десятки Ом), поэтому при почти одинаковых значениях эмиттерного и коллекторного токов мощность, потребляемая в цепи эмиттера, оказывается существенно меньше мощности, выделяемой в цепи нагрузки. Это указывает на то, что транзистор является полупроводниковым прибором, усиливающим мощность. Малые значения входного напряжения (прямое смещение эмиттерного перехода, составляющее десятые доли вольт) и большие значения выходного напряжения (обратное смещение коллекторного перехода, составляющее десятки вольт) указывают на то, что этот управляемый нелинейный элемент может применяться для усиления напряжения.

В зависимости от напряжений, приложенных к переходам биполярного транзистора, существует четыре режима его работы.

1. Активный (рис. 4.8, *a*) (на эмиттерный переход подано прямое напряжение, на коллекторный - обратное). Этот режим соответствует максимальному значению коэффициента передачи тока эмиттера и обеспечивает минимальное искажение усиливаемого сигнала.

2. Инверсный (рис. 4.8, б) (на эмиттерный переход подано обратное напряжение, а на коллекторный - прямое). Этот режим приводит к значительному уменьшению коэффициента передачи тока эмиттера по сравнению с работой в нормальном режиме и поэтому на практике применяется редко.

3. Насыщения (рис. 4.8, в) (оба перехода находятся под прямым напряжением). Выходной ток в этом случае не зависит от входного тока и определяется только параметрами нагрузки. Из-за малого напряжения между выводами коллектора и эмиттера режим насыщения используется для замыкания цепей передачи сигнала.

4. Отсечки (рис. 4.8, г) (оба перехода находятся под обратными напряжениями). Так как выходной ток транзистора в режиме отсечки практически равен нулю, этот режим используется для размыкания цепей передачи сигналов.

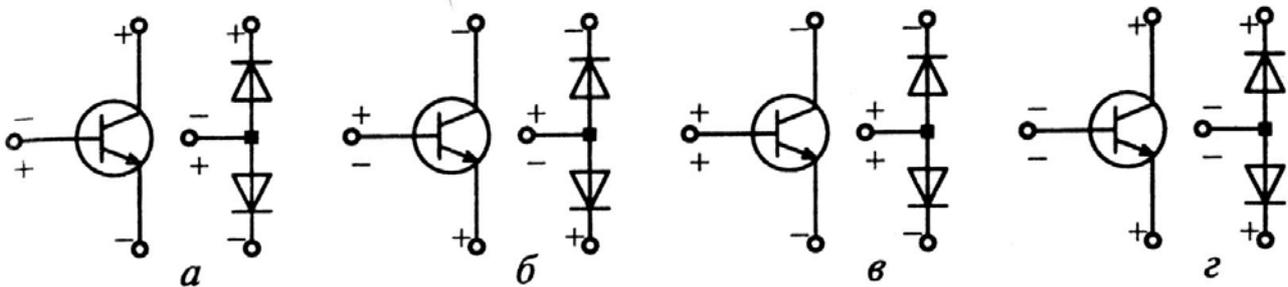


Рис. 4.8. Режимы работы биполярного транзистора:
а - активный; б - инверсный; в - насыщения; г - отсечки

Схемы включения и основные параметры. Биполярный транзистор как усилительное устройство может быть представлен в виде четырехполюсника (табл. 4.1). У линейного четырехполюсника связь между входными и выходными токами и напряжениями выражается системой двух линейных уравнений. Кроме того, для идентификации параметров таких четырехполюсников применяются три различные системы, так называемые системы y -параметров, z -параметров и смешанная система h -параметров, получившая наибольшее распространение в электронике и определяемая следующими уравнениями:

$$\Delta U_{ex} = h_{11} \Delta I_{ex} + h_{12} \Delta U_{вблх};$$

$$\Delta I_{вблх} = h_{21} \Delta I_{ex} + h_{22} \Delta U_{вблх},$$

где $h_{11} = \underbrace{(\Delta U_{ex} / \Delta I_{ex})}_{\Delta U_{вблх} = const}$ - входное сопротивление;

$h_{21} = \underbrace{(\Delta I_{вблх} / \Delta I_{ex})}_{\Delta U_{вблх} = const}$ - коэффициент передачи тока;

$h_{12} = \underbrace{(\Delta U_{ex} / \Delta U_{вблх})}_{\Delta I_{ex} = const}$ - коэффициент обратной связи по напряжению;

$h_{22} = \underbrace{(\Delta I_{вблх} / \Delta U_{вблх})}_{\Delta I_{ex} = const}$ - выходная проводимость.

В зависимости от того, какой из выводов транзистора является общим для входа и выхода четырехполюсника, различают схему включения транзистора с общей базой (ОБ), общим эмиттером (ОЭ) и общим коллектором (ОК).

Таблица 4.1. Схемы включения транзисторов

Схема включения	Графическое изображение схемы	Основные параметры
Общая база		$R_{ex} = R_{exB} = \frac{U_{ЭБ}}{I_{Э}};$ $K_I = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_{Э}} = h_{21Б} = \alpha < 1;$ $K_U = \frac{\Delta U_{вых}}{\Delta U_{ex}} = \frac{\Delta I_K R_K}{\Delta I_{Э} R_{exB}} = \frac{R_H}{R_{exB}} h_{21Б} \gg 1.$
Общий эмиттер		$K_I = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_B} = h_{21Э} = \beta \gg 1;$ $K_U = \frac{\Delta I_K R_H}{\Delta I_B R_{exB}} = \frac{R_H}{R_{exB}} h_{21Э} \gg 1;$ $R_{ex} = R_{exB} (\beta + 1).$
Общий коллектор		$K_I = \frac{\Delta I_{Э}}{\Delta I_B} = h_{21Э} + 1 \gg 1;$ $U_{вых} = U_{ex} - U_{БЭ};$ $K_U = \frac{\Delta U_{вых}}{\Delta U_{ex}} < 1;$ $R_{ex} = R_H (\beta + 1).$

Основными параметрами, характеризующими транзистор как активный нелинейный четырехполюсник (при любой схеме включения), являются:

коэффициент усиления по току $K_I = \Delta I_{вых} / \Delta I_{ex}$;

коэффициент усиления по напряжению $K_U = \Delta U_{вых} / \Delta U_{ex}$;

коэффициент усиления по мощности $K_P = K_I K_U = \Delta P_{вых} / \Delta P_{ex}$;

входное сопротивление $R_{ex} = U_{ex} / I_{ex}$;

выходное сопротивление $R_{вых} = U_{вых} / I_{вых}$.

Выполнив расчет указанных параметров транзистора для каждой из схем его включения, получают значения, представленные в табл. 4.1. Под величиной $R_{вхБ}$ следует понимать входное сопротивление транзистора для схемы с ОБ.

Анализ данных, приведенных в табл. 4.1, свидетельствует об универсальности схемы с ОЭ, обеспечивающей усиление транзистора как по току, так и по напряжению. Этим объясняется широкое применение указанной схемы включения транзистора.

Высокие значения β обуславливают также усилительное свойство транзистора по току, заключающееся в возможности малыми входными токами (током базы) управлять существенно большими токами (током коллектора) в выходной (нагрузочной) цепи.

Каждой схеме включения транзистора соответствуют свои статические характеристики, которые являются функциональными зависимостями токов через транзистор от приложенных напряжений. Из-за нелинейного характера указанных зависимостей их обычно представляют в графической форме.

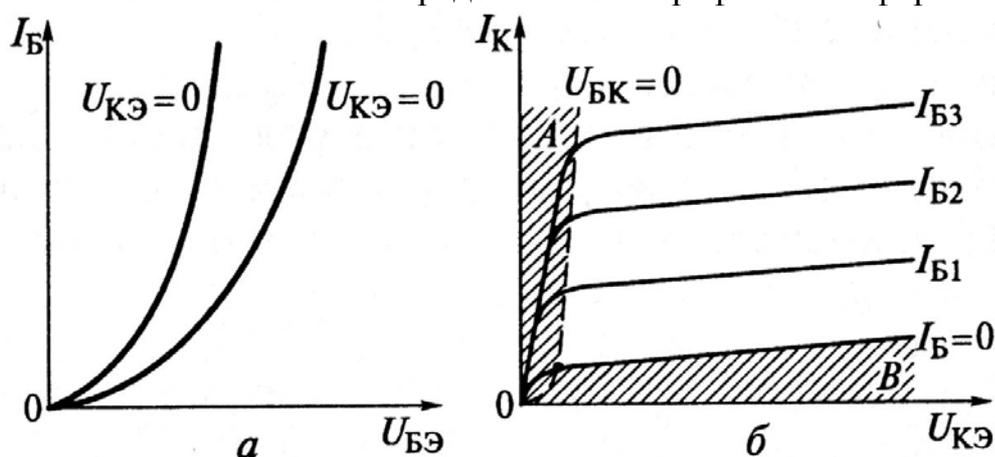


Рис. 4.9. Статические вольтамперные характеристики транзистора $n - p - n$ типа, включенного по схеме с ОЭ:

a - входные; b - выходные

Транзистор как четырехполюсник характеризуется входной и выходной статическими ВАХ, показывающими соответственно зависимость входного тока от входного напряжения (при постоянном значении выходного напряжения транзистора) и выходного тока от выходного напряжения (при постоянном входном токе транзистора). Статические входные и выходные ВАХ биполярного транзистора $n - p - n$ типа для схемы включения с ОЭ (рис. 4.9) имеют явно выраженный нелинейный характер. При этом входная ВАХ (рис. 4.9, a) подобна прямой ветви ВАХ диода, а выходная (рис. 4.9, b) характеризуется вначале резким возрастанием выходного тока I_K при возрастании выходного напряжения $U_{КЭ}$, а затем, по мере дальнейшего увеличения напряжения, незначительным изменением тока. Переход значений выходного тока на пологий участок соответствует режиму насыщения транзистора, когда оба

участок соответствует режиму насыщения транзистора, когда оба перехода открыты ($U_{БЭ} > 0, U_{КЭ} > 0$).

На выходной характеристике транзистора можно выделить три области, отвечающие разным режимам работы транзистора: насыщения (заштрихованная область левее линии ОА); отсечки (заштрихованная область ниже линии ОБ), соответствующая закрытому состоянию транзистора, когда $U_{БЭ} < 0, U_{КЭ} < 0$; усиления (не заштрихованная область между линиями ОА и ОБ), соответствующая активному состоянию транзистора, когда $U_{БЭ} > 0, U_{КЭ} < 0$.

Статические характеристики используют для расчета нелинейных цепей, содержащих транзистор.

Выпускаемые промышленностью дискретные биполярные транзисторы классифицируют обычно по двум параметрам: мощности и частотным свойствам.

По мощности их подразделяют на маломощные ($P_{вблх} < 0,3$ Вт), средней мощности ($0,3$ Вт $< P_{вблх} < 1,5$ Вт) и мощные ($P_{вблх} > 1,5$ Вт), а по частотным свойствам - на низкочастотные ($f_{\alpha} < 0,3$ МГц), средней частоты ($0,3$ МГц $< f_{\alpha} < 3$ МГц), высокой частоты (3 МГц $< f_{\alpha} < 30$ МГц) и сверхвысокой частоты ($f_{\alpha} > 30$ МГц). Здесь f_{α} - предельная частота усиления транзистора по току в схеме ОБ, при которой модуль коэффициента передачи эмиттерного тока $|\alpha|$ уменьшается в $\sqrt{2}$ раз относительно значения, измеренного на низкой частоте.

4.1.4. Полевые транзисторы

Полевой транзистор в отличие от биполярного иногда называют униполярным транзистором, так как его работа основана на использовании только одного типа носителей - либо электронов либо дырок. Основным способом движения носителей заряда, образующих ток полевого транзистора, является дрейф в электрическом поле. Проводящий слой, в котором создается рабочий ток полевого транзистора, называют каналом.

Полевой транзистор - это полупроводниковый усилительный прибор, которым управляет не ток (как в биполярном транзисторе), а электрическое поле (отсюда и название - полевой), осуществляющее изменение площади поперечного сечения проводящего канала (рис. 4.10). При этом изменяется выходной ток транзистора. Каналы могут быть приповерхностными (транзисторы с изолированным затвором) и объемными (транзисторы с управляющим $p-n$ переходом). Приповерхностный канал представляет собой либо обогащенный слой, образующийся за счет донорных примесей в полупроводнике,

либо инверсный слой, возникающий под действием внешнего поля. Такой полевой транзистор имеет классическую структуру металл-диэлектрик-полупроводник (МДП-структуру), в которой роль диэлектрика, как правило, играет оксид (например, двуокись кремния). Поэтому полевой транзистор с такой структурой часто называют МДП или МОП-транзистором (металл - оксид - полупроводник).

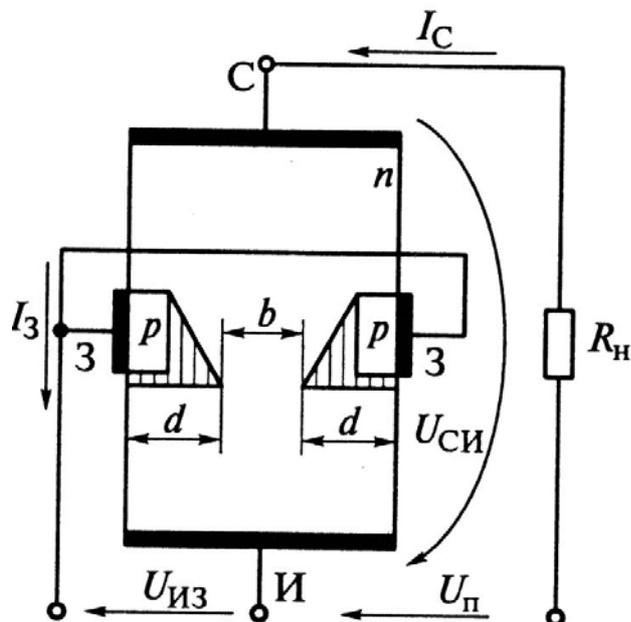


Рис. 4.10. Схема включения полевого транзистора с управляющим $p-n$ переходом

Металлический электрод, создающий эффект поля, называют затвором (З), два других электрода - истоком (И) и стоком (С). Исток и сток обратимы. Истоком служит тот из них, из которого при соответствующей полярности напряжения между истоком и стоком в канал поступают основные носители заряда, а стоком – тот электрод, через который эти носители уходят из канала во внешнюю цепь. В зависимости от того, какой из выводов является общим для входа и выхода, различают три схемы включения полевого транзистора: с общим истоком (ОИ), общим затвором (ОЗ) и общим стоком (ОС). Наибольшее распространение на практике нашла схема ОИ.

Принцип работы полевого транзистора. В полевом транзисторе с объемным каналом площадь поперечного сечения канала меняется за счет изменения площади обедненного слоя обратного включенного $p-n$ перехода. Схема включения полевого транзистора с управляющим $p-n$ переходом, выполненным в виде кольца, охватывающего n -область, соответствует схеме с ОИ (рис. 4.10).

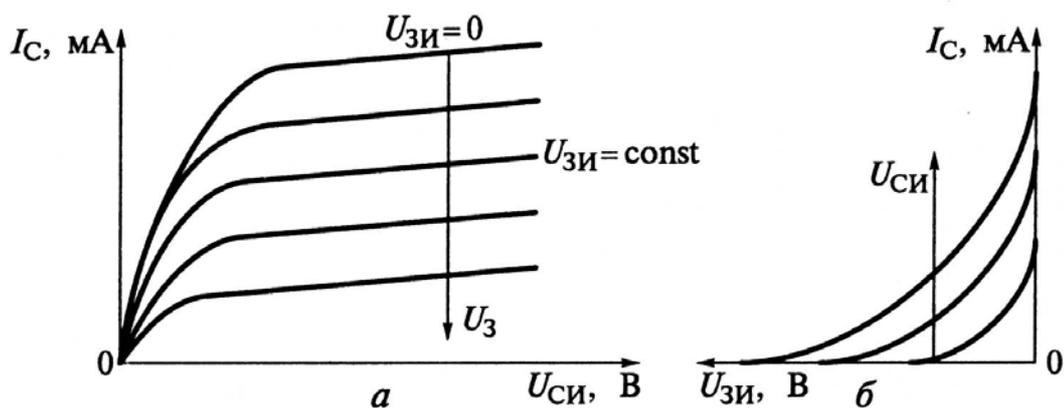


Рис. 4.11. Статические вольтамперные характеристики полевых транзисторов с управляющим $p-n$ переходом (схема с ОИ):
a - выходные; *б* - передаточные

На $p-n$ переход затвор-исток с помощью источника питания подается обратное напряжение $U_{ЗИ}$. При его увеличении глубина d обедненного слоя (заштрихованная область на рис. 4.10) возрастает, а токопроводящее сечение b канала сужается. При этом увеличивается сопротивление канала, а, следовательно, снижается выходной ток I_C транзистора. Поскольку напряжение $U_{ЗИ}$ прикладывается к $p-n$ переходу в обратном направлении, ток I_3 ничтожно мал и слабо зависит от управляющего напряжения. Вследствие этого для полевых транзисторов входная характеристика не имеет практического значения.

При расчете цепей с полевыми транзисторами используют передаточные и выходные ВАХ. Выходные (рис. 4.11, *a*) и передаточные (рис. 4.11, *б*) характеристики полевого транзистора с управляющим $p-n$ переходом для схемы включения с ОИ имеют нелинейный характер.

Реальная структура МДП-транзистора с каналом n -типа показана на рис. 4.12. Металлический затвор изолирован от полупроводниковой подложки слоем диэлектрика (отсюда эквивалентное название МДП-транзистора - полевой транзистор с изолированным затвором).

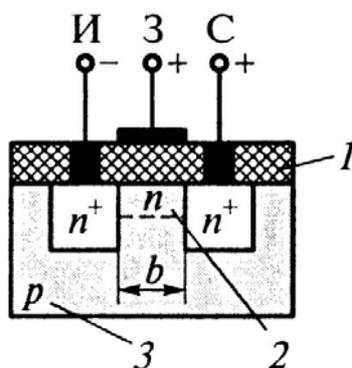


Рис. 4.12. Структура МДП- транзистора:
 1 - диэлектрик; 2 - канал; 3- подложка

Пусть напряжение на затворе отсутствует, т.е. $U_{ЗИ} = 0$. Если между стоком и истоком подвести напряжение указанной на рис. 4.12 полярности, то при нулевом потенциале на затворе на пути от истока к стоку окажутся два встречно включенных $p-n$ перехода. Поэтому токопроводящее сечение канала b будет обладать большим сопротивлением, а выходной ток I_C окажется ничтожно мал (примерно равен обратному току $p-n$ перехода). Если подать на затвор отрицательное напряжение $U_{ЗИ}$, то поверхностный слой подложки p -типа, прилегающий к металлизированной пластине затвора, обогатится дырками и значение тока I_C практически не изменится. Если же приложить к затвору небольшое положительное напряжение $U_{ЗИ}$ и постепенно его повышать, то дырки под действием поля, создаваемого положительным напряжением затвора, будут уходить из поверхностного слоя в глубь подложки, а электроны - притягиваться, образуя обогащенный электронами поверхностный слой подложки, примыкающий к пластине затвора. Число этих электронов значительно меньше, чем в областях подложки n -типа, примыкающих к истоку и стоку. Однако этого числа электронов по отношению к основным носителям заряда для p -области становится достаточно по мере возрастания положительного напряжения на затворе для образования слоя противоположной проводимости по отношению к подложке p -типа - инверсного слоя. Этот инверсный слой и является токопроводящим каналом n -типа, замыкающим две другие n -области подложки, примыкающие к истоку и стоку. Такой канал называется индуцированным, т.е. наведенным, полем затвора. Таким образом, индуцированные каналы отсутствуют в равновесном состоянии и образуются под действием внешнего напряжения определенной полярности и определенного значения. Напряжение на затворе, при котором возникает токопроводящий канал, называется пороговым. Если выбрать подложку n -типа, а области истока и стока сделать p -типа, то получится МДП-транзистор с индуцированным p -каналом.

Передаточные и выходные ВАХ для МДП-транзистора при включении по схеме с ОИ приведены на рис. 4.13, *а, б*.

В МДП-транзисторах со встроенным каналом у поверхности полупроводника под затвором, при нулевом напряжении на затворе относительно истока, существует инверсный слой - проводящий (встроенный) канал. Этот канал практически реализуют в виде тонкого приповерхностного слоя с помощью ионного легирования. МДП-транзисторы со встроенным каналом могут работать при обеих полярностях напряжения на затворе. Передаточные и выходные ВАХ данного транзистора, включенного по схеме с ОИ, показаны на рис. 4.14, *а, б*.

Значение выходного тока I_C полевого транзистора, как видно из изложенного выше, зависит от приложенного к затвору напряжения. Эта зависимость нелинейная, поэтому полевой транзистор, как и биполярный, является управляемым нелинейным элементом цепи.

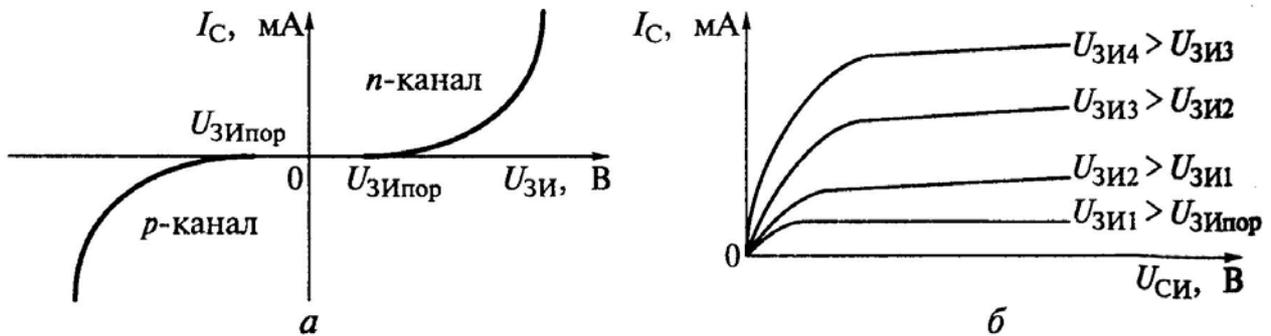


Рис. 4.13. Вольтамперные характеристики МДП-транзистора с индуцированным каналом:
 а - переходные; б - выходные

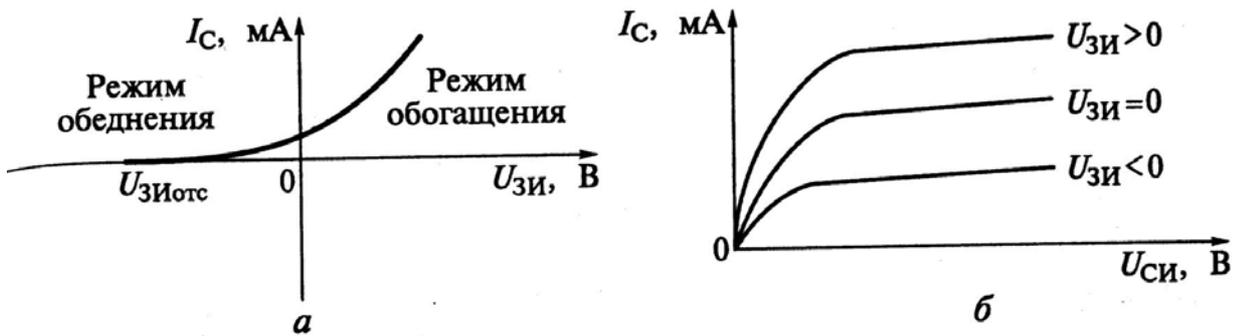


Рис. 4.14. Вольтамперные характеристики МДП-транзистора со встроенным n -каналом:
 а - переходные; б - выходные

Основными параметрами, характеризующими полевой транзистор как нелинейный элемент, являются:

коэффициент усиления по току $K_I = \Delta I_C / \Delta I_3 \gg 1$;

входное сопротивление $R_{вх} = \Delta U_{ЗИ} / \Delta I_3$;

коэффициент усиления по напряжению $K_U = \Delta U_{СИ} / \Delta U_{ЗИ}$ при $I_C = const$;

дифференциальное выходное (внутреннее) сопротивление $R_{вых} = \Delta U_{СИ} / \Delta I_C$ при $U_{ЗИ} = const$;

крутизна (определяется по передаточной характеристике) $S = \Delta I_C / \Delta U_{ЗИ}$ при $U_{СИ} = const$.

Входное сопротивление $R_{вх}$ полевого транзистора очень велико (несколько мОм), так как значение тока затвора I_3 очень мало.

Значение параметра $R_{вых}$ определяют при работе транзистора в режиме насыщения как котангенс угла наклона выходной характеристики. Так как для полевых транзисторов режиму насыщения соответствует пологая часть выходной характеристики, то в рабочей области этот угол мал и, следовательно, выходное сопротивление оказывается достаточно большим (сотни кОм).

Крутизна передаточной характеристики отображает степень влияния входного напряжения на выходной ток, т.е. эффективность Управляющего действия затвора, и составляет 1 ...5 мА/В. Последние три параметра связаны соотношением $K_U = SR_{вых}$.

Условные обозначения полевых транзисторов 8...13 приведены на рис. 4.4.

Особенности полевого транзистора. Из принципа действия полевого транзистора вытекают две основные его особенности: в установившемся режиме работы входной ток полевого транзистора стремится к нулю (т.е. $R_{вх} \rightarrow \infty$); инерционность полевого транзистора в отличие от биполярного обусловлена только процессами перезаряда его $p - n$ переходов.

Следует отметить, что конструкция полевого транзистора предполагает получение больших значений входных и выходных емкостей прибора. Последнее с увеличением частоты входного сигнала приводит к фактическому падению коэффициента усиления каскада на полевом транзисторе. Действительно, коэффициент усиления полевых транзисторов по постоянному току стремится к бесконечности (входной ток стремится к нулю). При увеличении частоты входного сигнала входной ток полевого транзистора, определяемый его входной емкостью, растет, что эквивалентно снижению значения коэффициента усиления. Поэтому принято считать, что в общем случае по быстродействию, усилению и частотным свойствам полевой транзистор, как правило, не имеет преимуществ перед биполярным транзистором.

Основными преимуществами полевого транзистора являются его высокое входное сопротивление по постоянному току и большая технологичность. Последнее обуславливает широкое применение полевых транзисторов при разработке цифровых интегральных схем. Дискретные полевые транзисторы, выпускаемые промышленностью, классифицируют по мощности и частоте аналогично биполярным.

Для маркировки транзисторов применяют с 1972 г. шестисимвольное буквенно-цифровое обозначение. При этом каждый символ несет следующую информацию о транзисторе. Первый символ - буква или цифра, указывающая, как и в случае маркировки диодов, исходный полупроводниковый материал. Второй символ - буква, обозначающая класс прибора: П - полевые, Т - биполярные транзисторы. Третий символ - цифра (от 1 до 9), определяющая энергетическую и частотную характеристики биполярного и полевого транзисторов (табл. 4.2).

Таблица 4.2. Частотная и энергетическая характеристики транзистора, определяемые третьим символом маркировки

Мощность рассеяния, Вт	Рабочая частота, МГц		
	До 3	3...30	Свыше 30
До 0,3	1	2	3
0,3...1,5	4	5	6
Свыше 1,5	7	8	9

Четвертый и пятый символы - цифры (от 1 до 99), указывающие порядковый номер разработки прибора. Шестой символ - буква, обозначающая параметрическую группу приборов (деление по группам осуществляют по каким-либо параметрам прибора: коэффициенту передачи тока, обратному напряжению и др.). Например, маркировка КТ905А означает: кремниевый биполярный транзистор, мощность рассеяния более 1,5 Вт, рабочая частота выше 30 МГц, пятая по порядку разработка, относится по своим параметрам к группе А.

В настоящее время действует семисимвольная маркировка полупроводниковых приборов, которая отличается от шестисимвольной трехзначным номером разработки, соответствующим четвертому, пятому и шестому символам маркировки.

4.1.5. Тиристоры

Тиристор - это полупроводниковый прибор с двумя устойчивыми состояниями, имеющий три (или более) выпрямляющих перехода, который может переключаться из закрытого состояния в открытое и наоборот. Различают диодные (неуправляемые) и триодные (управляемые) тиристоры. Диодный тиристор называют динистором, а триодный - тринистором.

Динистор, условное обозначение 14 которого приведено на рис. 4.4, а схема включения дана на рис. 4.15, представляет собой двухполюсную четырехслойную $p-n-p-n$ структуру. Электрод, обеспечивающий электрическую связь с внешней n -областью, называется катодом, а с внешней p -областью - анодом. С учетом знаков приложенного к структуре внешнего напряжения эмиттерные переходы 1 и 3 смещены в прямом направлении, а все напряжение падает на переходе 2, который работает в режиме коллектора. Рассматриваемую структуру динистора можно представить состоящей из двух транзисторов $p_1-n_1-p_2$ и $n_2-p_2-n_1$, у которых области n_1 и p_2 условно разделены. Переход 1 представляет собой эмиттерный переход первого транзистора, через который дырки инжектируют из p_1 -области в область n_1 , играющую роль базы для этого транзистора.

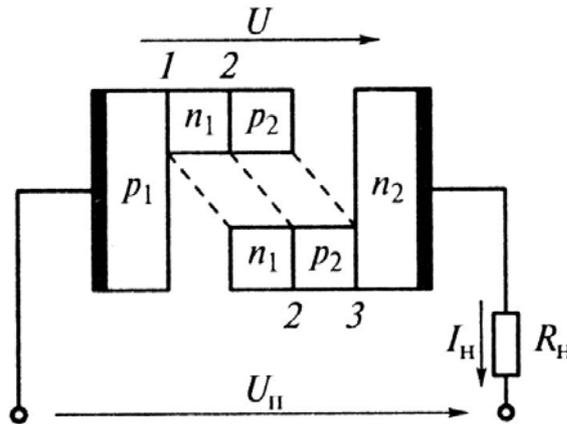


Рис. 4.15. Схема включения динистора:

1 - эмиттерный переход первого транзистора; 2 - коллекторный переход;
3 - эмиттерный переход второго транзистора

Пройдя базу и коллекторный переход 2, инжектированные дырки появляются в коллекторе p_2 первого транзистора, который в то же время является базой второго транзистора. Этот ток определяется выражением:

$$I_p = I_{pКобp} + \alpha_1 I_n,$$

где $I_{pКобp}$ - обратный дырочный ток коллекторного перехода; α_1 - коэффициент передачи тока эмиттера первого транзистора.

Появление дырок в базе p_2 второго транзистора ($n_2 - p_2 - n_1$) приводит к образованию нескомпенсированного объемного заряда. Этот заряд, понижая высоту потенциального барьера эмиттерного перехода 3 второго транзистора, вызывает встречную инжекцию электронов из эмиттерной области n_2 второго транзистора в область p_2 , являющуюся базой для второго транзистора и коллектором для первого. Инжектированные электроны проходят через коллекторный переход 2 и попадают в коллектор n_1 второго транзистора, служащий одновременно базой первого транзистора ($p_1 - n_1 - p_2$). Электронный ток:

$$I_n = I_{nКобp} + \alpha_2 I_n,$$

где $I_{nКобp}$ - обратный электронный ток коллекторного перехода; α_2 - коэффициент передачи тока эмиттера второго транзистора.

Учитывая, что дырки и электроны движутся навстречу друг другу, суммарный ток рассматриваемой структуры:

$$I_n = I_n + I_p = I_{pКобp} + I_{nКобp} + (\alpha_1 + \alpha_2) I_n = I_{КБобp} + \alpha_2 I_n,$$

где $I_{КБобp}$ - суммарный обратный ток двух $p-n$ переходов динистора; α_2 - суммарный коэффициент передачи тока.

Решая полученное выражение относительно I_n , получают:

$$I_n = I_{KBобр} / (1 - \alpha_\Sigma). \quad (4.7)$$

Как видно из формулы (4.7), при $\alpha_\Sigma \rightarrow 1$, $I_n \rightarrow \infty$. Данное условие является условием переключения динистора. Физически это означает, что при $\alpha_\Sigma = 1$ инжекция электронов в область n_1 приводит к появлению нескомпенсированного объемного заряда, который, понижая высоту потенциального барьера перехода 1, вызывает встречную вторичную инжекцию дырок из области p_1 в область n_1 . Далее процесс повторяется, и ток в контуре эквивалентных транзисторов лавинообразно возрастает. При изменении полярности напряжения, приложенного к рассматриваемой структуре, на обратную, эмиттерные переходы 1 и 3 окажутся смещенными в обратном направлении. Если эти переходы достаточно высоковольтные, то вольтамперная характеристика динистора имеет вид обратной ветви ВАХ диода.

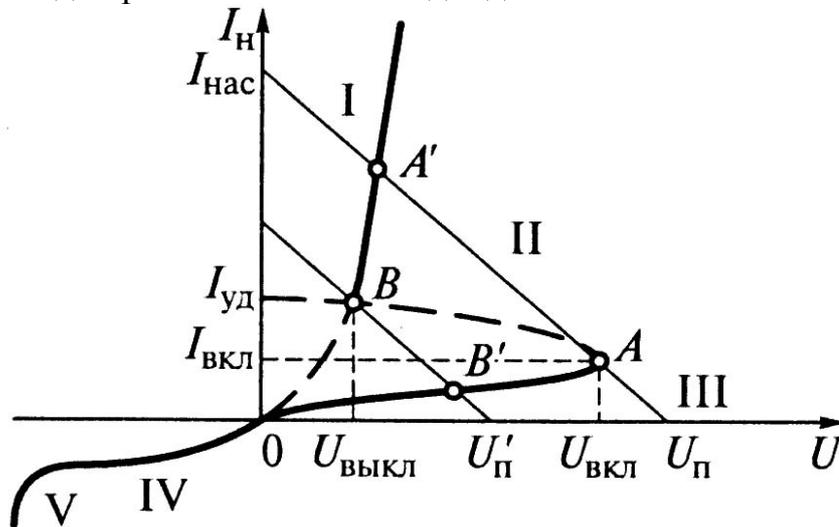


Рис. 4.16. Вольтамперные характеристики динистора и нагрузочного резистора:

I - открытое состояние; II - область отрицательного сопротивления; III - закрытое состояние; IV - область высокого сопротивления; V - область пробоя

Рассмотренные процессы определяют ВАХ динистора (рис. 4.16), на прямой ветви которой можно выделить две устойчивые зоны: область III с малыми значениями тока I_n при больших значениях напряжения U и область отпирания I с большими токами I_n при малых напряжениях U .

Точки A и B соответствуют выполнению условия $\alpha_\Sigma = 1$ и называются соответственно точками включения и удержания динистора, а соответствующие им токи называются током включения ($I_{вкл}$) и током удержания ($I_{уд}$). Между точками A и B находится зона II, в которой динистор обладает отрицательным дифференциальным сопротивлением. В соответствии со вторым правилом Кирхгофа (рис. 4.15) имеем:

$$U_n = U + R_n I_n.$$

Решением этого уравнения будет точка пересечения линии нагрузки R_n и ВАХ динистора (рабочая точка). Если напряжение U на динисторе (рис. 4.16) достигает значения напряжения включения $U_{вкл}$, то рабочая точка А скачкообразно переходит в состояние А'. При уменьшении напряжения с U_n до U'_n рабочая точка из В скачкообразно переходит в В'.

Обратная ветвь ВАХ динистора может быть разделена на две области: IV (область обратного смещения) и V (область пробоя структуры).

Таким образом, управление током I_n динистора возможно только за счет изменения величины и направления напряжения внешнего источника, приложенного между анодом и катодом прибора.

Тринистор представляет собой четырехслойную полупроводниковую структуру, в которой одна из базовых областей сделана управляющей (рис. 4.17). В зависимости от того, база какого условного транзистора сделана управляющей, различают тринисторы с анодным и катодным управлением.

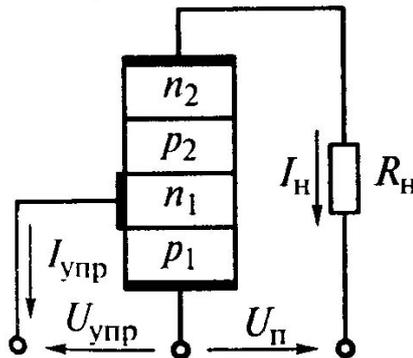


Рис. 4.17. Схема включения тринистора

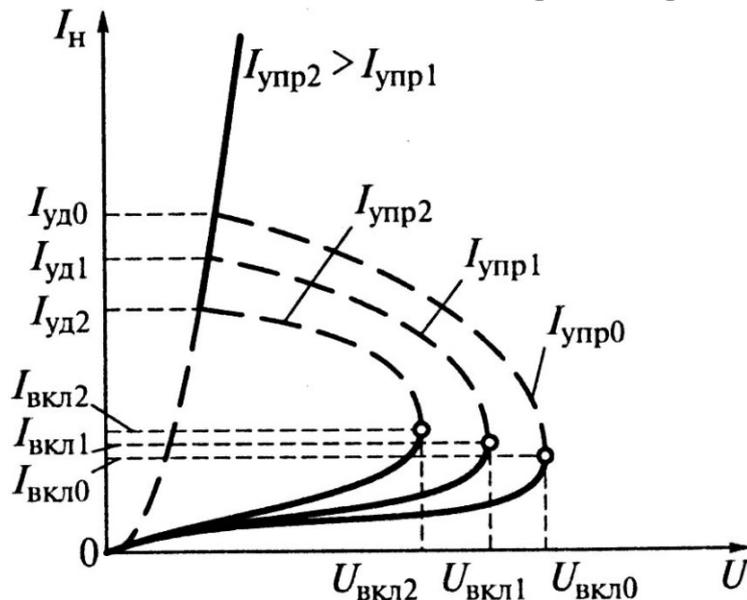


Рис. 4.18. Вольтамперные характеристики тринистора

Базовый вывод дает возможность управлять током близлежащего эмиттера. Для этого на управляющий электрод необходимо подать напряжение такой полярности, которая обеспечит отпирание соответствующего эмиттерного перехода. В этом случае процессы отпирания и запираания тиристора, т.е. управление его током I_H , осуществляют не за счет изменения приложенного между анодом и катодом напряжения внешнего источника (как у динистора), а за счет изменения напряжения на управляющем электроде, который является входным электродом включенного в электрическую цепь тринистора. С возрастанием $U_{упр}$ (а следовательно, $I_{упр}$) уменьшается напряжение включения тринистора (рис. 4.18) и при достаточно большом значении $I_{упр}$ вид прямой ветви ВАХ тринистора будет аналогичен виду прямой ветви ВАХ диода.

Условные обозначения тринистора 15, 16 приведены на рис. 4.4.

4.1.6. Полупроводниковые приборы как элементы интегральных микросхем

Интегральную микросхему или сборку можно получить либо в пластине твердого материала, либо на ее поверхности. В первом случае в теле полупроводникового материала создают слои резисторов, структуры транзисторов, диодов и конденсаторов, выполняющие заданные электронные функции. Такие ИС называются полупроводниковыми (рис. 4.19, а). На рис. 4.19, б показан профиль структуры полупроводниковой ИС.

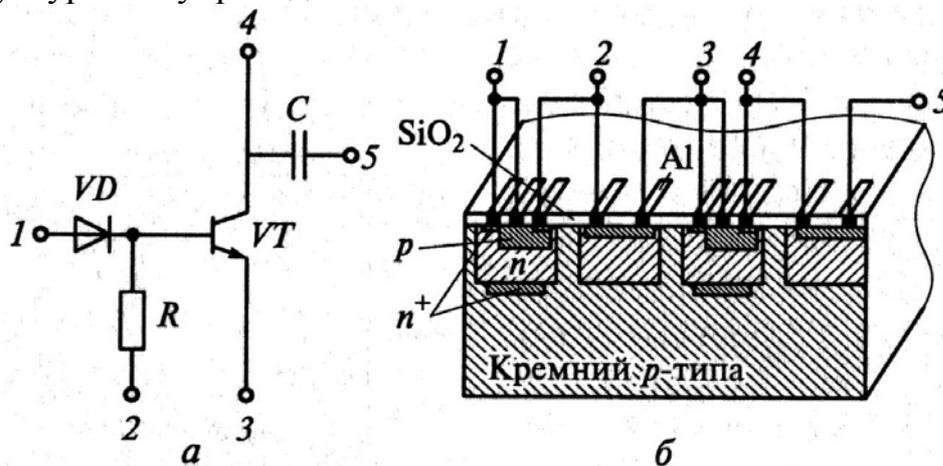


Рис. 4.19. Полупроводниковая ИС:

а - электрическая схема; б - профиль структуры;

1 - выводы диода; 2 - резистора; 3, 4 - транзистора; 5 - конденсатора

Во втором случае все элементы интегральной схемы (кроме активных) наносят на диэлектрическую пластину (подложку) в виде поликристаллических или аморфных слоев (пленок), выполняющих заданные функции пассивных элементов.

Полученную ИС при необходимости помещают в корпус с внешними выводами. Активные элементы (диоды и транзисторы) навешивают на пленочную схему, в результате чего получают смешанную (пленочно-дискретную) ИС, которую называют гибридной (рис. 4.20, *а*). Профиль структуры гибридной ИС показан на рис. 4.20, *б*. Гибридная ИС (ГИС) - это гибкий, дешевый, оперативно проектируемый тип ИС, хорошо приспособленный к решению специальных частных задач.

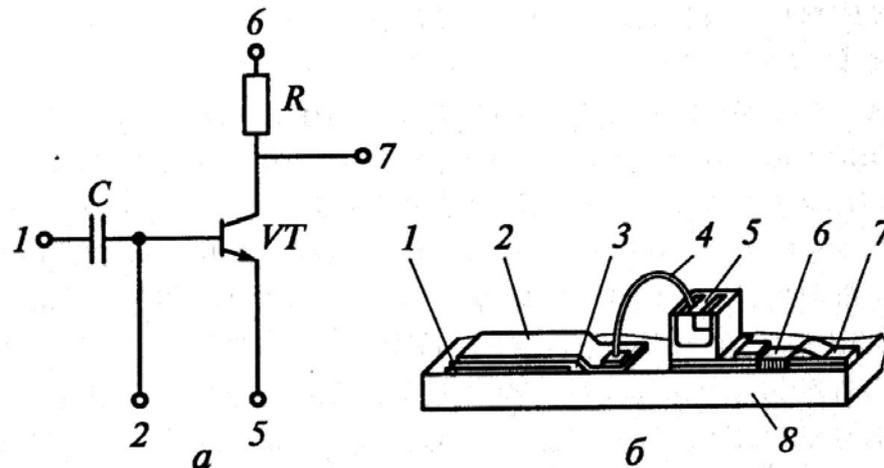


Рис. 4.20. Гибридная ИС:

- а* - электрическая схема; *б* - профиль структуры;
- 1 - нижняя обкладка конденсатора; 2 - верхняя обкладка конденсатора;
 3 - слой диэлектрика; 4 - соединительная шина; 5 - транзистор с контактами; 6 - резистор с контактами; 7 - контактная площадка;
 8 - диэлектрическая подложка

Спецификой ГИС могут быть либо высокие номиналы резисторов и конденсаторов, недостижимые в полупроводниковых ИС, либо повышенная точность резисторов, обусловленная тем, что их номиналы можно подгонять до завершения технологического цикла и помещения ГИС в корпус, либо, наконец, повышенная функциональная сложность.

Однако наиболее распространены на практике и перспективны полупроводниковые ИС, так как они позволяют создавать надежные и достаточно сложные в функциональном отношении электронные устройства малых размеров при незначительной их стоимости. Характерной особенностью полупроводниковой ИС является отсутствие среди ее элементов катушки индуктивности и тем более трансформатора. Это объясняется тем, что до сих пор не удалось использовать в твердом теле какие-либо физические явления, эквивалентные электромагнитной индукции. Поэтому при разработке ИС стараются реализовать необходимую функцию без использования индуктивностей или применяют навесные индуктивные элементы.

В настоящее время различают два класса полупроводниковых ИС: биполярные и МДП. Основной элемент биполярных ИС - $n-p-n$ транзистор, а МДП ИС - МДП-транзистор с индуцированным каналом. Все остальные эле-

менты схемы (диоды, резисторы и конденсаторы) изготавливают на базе основного элемента и одновременно с ним.

Функциональную сложность ИС принято характеризовать степенью интеграции, т.е. числом элементов (чаще всего транзисторов), входящих в состав интегральной схемы. При количественной оценке степени интеграции используют условный коэффициент $K = \lg N$, где N - число элементов, входящих в ИС. В настоящее время шкала значений K лежит в диапазоне $1 \leq K \leq 8$, т.е. микросхемы в настоящее время не превышают восьмую степень интеграции и не содержат более 100 млн. элементов на одном кристалле.

Применение ИС вместо дискретных элементов в качестве элементной базы электронных устройств дает значительные преимущества по надежности, габаритным размерам, стоимости и другим показателям. Это связано с тем, что при использовании ИС отпадает необходимость в многочисленных паяных соединениях - основном источнике ненадежности, резко сокращаются габаритные размеры и масса электронных устройств (благодаря отсутствию корпусов и внешних выводов у каждого элемента ИС), существенно снижается их стоимость за счет исключения множества сборочных и монтажных операций.

4.1.7. Индикаторные приборы

Индикаторные приборы предназначены для визуального представления информации. Важность таких приборов трудно переоценить, так как до 80 % информации воспринимается человеком через органы зрения.

Развитие систем программного управления, автоматического сбора и обработки информации, контрольно-измерительной аппаратуры, вычислительной техники привело к созданию большого числа разнообразных приборов, воспроизводящих информацию в виде, удобном для зрительного восприятия.

Рассмотрим индикаторные приборы, предназначенные для преобразования электрических сигналов в графические образы. В основу действия таких приборов положены различные физические явления и процессы, наибольшее распространение среди которых получили электролюминесценция, процессы в газовом разряде, светоизлучающие процессы в полупроводнике, оптические процессы в жидких кристаллах. Электролюминесценция и процессы, связанные с электрическим разрядом в газах, нашли применение в индикаторных электровакуумных приборах (ЭВП). Явление свечения некоторых материалов при бомбардировке направленным пучком электронов используется в ЭВП, называемых электроннолучевыми трубками (ЭЛТ). Их подразделяют на трубки с электростатическим и магнитным управлением. В первых для управления пучком электронов применяют электрическое поле, а во вторых - магнитное.

Электронно-лучевые трубки с электростатическим управлением обеспечивают более высокие частотные свойства, поэтому их широко используют в качестве индикаторов электронных осциллографов.

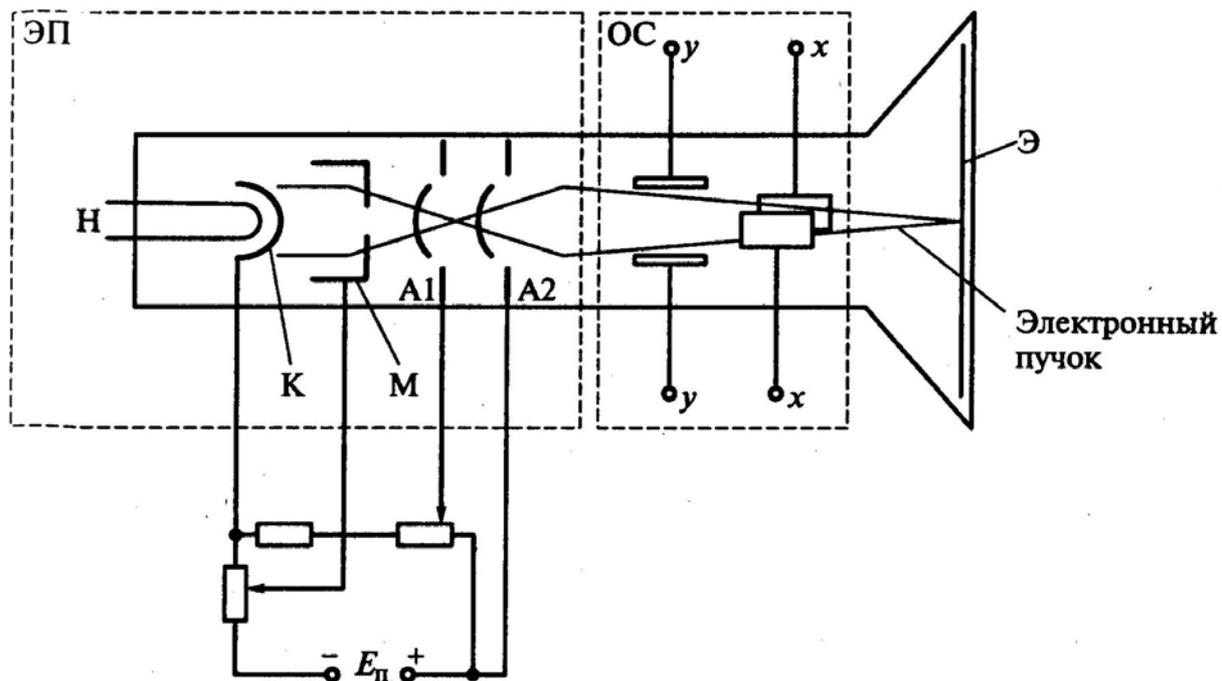


Рис. 4.21. Схематическое устройство ЭЛТ с электростатическим управлением

Электронно-лучевые трубки с магнитным управлением получили широкое распространение в качестве устройств отображения информации и, в частности, в качестве индикаторных устройств дисплеев ЭВМ.

Рассмотрим работу электронно-лучевой трубки с электростатическим управлением (рис. 4.21). Она представляет собой стеклянную колбу, в узкой части которой расположены электронный прожектор (ЭП) и отклоняющая система (ОС). В торцевой части колбы находится экран (Э), покрытый специальным составом - люминофором, способным светиться при бомбардировке электронным пучком. Электронный прожектор состоит из подогреваемого нитью накала (Н) катода (К), модулятора (М) и двух анодов (А1 и А2).

Электроны, покинувшие катод, образуют электронное облако, которое под действием поля анодов движется в сторону экрана, формируя электронный пучок. Этот пучок проходит модулятор, выполненный в виде полого цилиндра с отверстием в донной части. К модулятору прикладывается отрицательное относительно катода напряжение в несколько десятков вольт. Это напряжение создает тормозящее поле, предварительно фокусирующее электронный пучок и изменяющее яркость свечения экрана. Для получения требуемой энергии (скорости) электронного пучка на аноды подается положительное относительно катода напряжение: на анод А1 - порядка нескольких сотен, а на анод А2 - нескольких тысяч вольт. Значение напряжения для анода А2 выбирают из условия установки фокуса второй электростатической линзы в плоскости экрана.

Отклоняющая система ЭЛТ состоит из двух пар взаимно-перпендикулярных пластин, расположенных симметрично относительно оси колбы. Напряжение, прикладываемое к пластинам, искривляет траекторию электронного пучка, вызывая тем самым отклонение светового пятна на экране.

Газоразрядные приборы для отображения информации используют явление свечения газа, вызванное приложенным к нему напряжением.

Неоновая лампа - простейший индикаторный прибор с тлеющим разрядом. Она имеет два электрода, выполненных в виде дисков или стержней различной конфигурации, помещенных в герметичный стеклянный баллон, заполненный газовой смесью на основе неона. Под действием внешнего напряжения между электродами возникает тлеющий разряд, сопровождающийся свечением газа. Напряжение зажигания неоновой лампы составляет от нескольких десятков до сотен вольт при прямом токе порядка единиц миллиампер.

Знаковый газоразрядный индикатор по принципу действия аналогичен неоновой лампе. В нем для отображения информации имеется несколько катодов, формы которых повторяют требуемые цифровые или буквенные символы.

Отличительной особенностью рассмотренных индикаторных приборов является необходимость в высоковольтном источнике питания, напряжение которого лежит в пределах от сотен вольт (для газоразрядных приборов) до десятков киловольт (для электронно-лучевых трубок). Применение таких приборов в современной низковольтной аппаратуре, выполненной на интегральных микросхемах, неоправданно усложняет ее.

В последнее время разработаны низковольтные индикаторные приборы, рабочее напряжение которых лежит в пределах от единиц до десятков вольт. Это вакуумные накаливаемые и люминесцентные, полупроводниковые и жидкокристаллические индикаторы. Конструкция таких индикаторов позволяет синтезировать из небольшого числа элементов - светоизлучающих сегментов - большое число цифр и букв, что по сравнению с газоразрядными индикаторами делает их более универсальными.

Низковольтные индикаторы по принципу действия классифицируют на активные (основаны на преобразовании энергии электрического тока в световой поток) и пассивные (основаны на модуляции внешнего светового потока под действием электрического поля). К первому классу относятся вакуумные накаливаемые, полупроводниковые и вакуумные люминесцентные индикаторы, ко второму - жидкокристаллические индикаторы.

Вакуумный накаливаемый индикатор представляет собой электровакуумный прибор, внутри которого расположены элементы излучения в виде нитей накаливания. Индикатор выполняется в виде цилиндрического или прямоугольного стеклянного баллона, в котором помещено диэлектрическое основание, как правило, черного цвета. На основании установлены опоры, между которыми подвешено от 7 до 10 самостоятельно управляемых прямых нитей на-

каливания. Эти нити изготовляют витыми из вольфрамового сплава толщиной около 60 мкм. Один из концов всех нитей накаливания делают общим, а другие концы выводят из баллона для внешней коммутации.

Применение облегченного температурного режима (температура нагрева спирали не превышает 1250° С, что примерно вдвое ниже температуры нитей обычных ламп накаливания) исключает провисание нитей и позволяет обеспечить достаточно высокую надежность работы индикатора.

Из всех низковольтных приборов вакуумные накаливаемые индикаторы обладают самой высокой яркостью свечения, что позволяет эксплуатировать их в любых условиях внешнего освещения вплоть до прямого солнечного света. Цвет свечения индикатора соломенно-желтый. Внутреннее расположение нитей дает возможность отображать арабские цифры от 0 до 9, а также многие буквы русского и латинского алфавитов.

Полупроводниковый индикатор выполняют на основе светоизлучающих диодов. Используя различный исходный материал, можно получить светоизлучающие диоды с разным цветом свечения - от красного до зеленого. Светодиодные индикаторы изготовляют бескорпусными либо в металлическом, металлокерамическом или пластмассовом корпусах. При этом во всех конструкциях принимают специальные меры для визуального увеличения размеров индикатора: используют фокусирующие и диффузионные линзы, прозрачные пластмассовые корпуса, создают многократные отражения от внутренних поверхностей излучающего диода и т.д. Диаметр светового пятна индикатора составляет 1,5...4 мм.

Светоизлучающие диоды применяют автономно в виде семи-, десяти- сегментных знаков синтезирующих индикаторов либо набирают в матричные и мозаичные панели одного или различных цветов. В зависимости от размера символа в каждом сегменте может использоваться либо один, либо несколько последовательно включенных светодиодов. Высота символа в индикаторе колеблется от 2,5 до 18...25 мм.

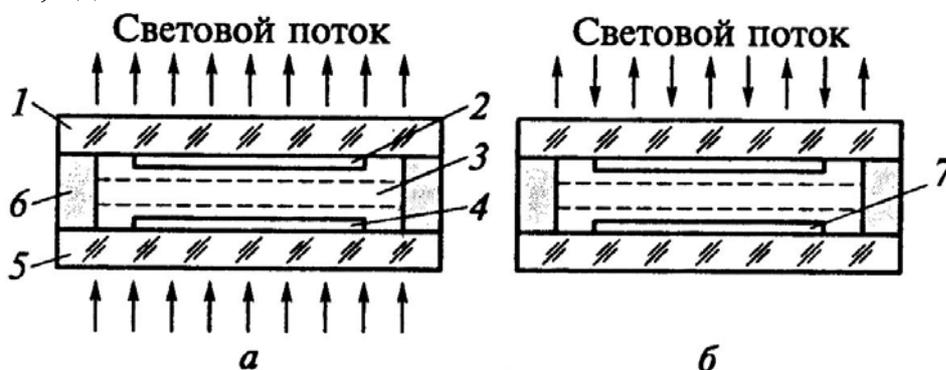


Рис. 4.22. Конструкции жидкокристаллического индикатора, работающего на просвет (а) и отражение (б):

1,5- стеклянные пластины; 2 - передний прозрачный электрод; 3 - жидкокристаллическое вещество; 4 - задний прозрачный электрод; 6 - клеевое соединение; 7- задний отражающий электрод

Для составления многозарядных индикаторов однозарядные индикаторы объединяют в группы, содержащие от 2 до 12 приборов. Такие индикаторы широко применяют в микрокалькуляторах.

Наиболее универсальными являются матричные полупроводниковые индикаторы, позволяющие отображать арабские цифры от 0 до 9, римские цифры, буквы русского и латинского алфавитов, различные знаки и символы. Такие индикаторы представляют собой матрицы (панели), содержащие, например, 7x5 или 8x5 светоизлучающих светодиодов, соединенных таким образом, что для высвечивания конкретной световой точки необходимо подать напряжение на выводы соответствующих строки и столбца.

Электрические параметры полупроводниковых индикаторов определяются как их конструкцией, так и типом исходного полупроводникового материала. Рабочее напряжение одного светодиода лежит в интервале от 1,5 до 2,5 В, а ток - от 3 до 20 мА.

Жидкокристаллический индикатор (ЖКИ) по своей природе пассивен, т. е. требует внешнего освещения, и работает за счет изменения оптической плотности жидкого кристалла. По способу использования внешнего освещения ЖКИ подразделяют на индикаторы, работающие на просвет (рис. 4.22, а) и на отражение (рис. 4.22, б).

Конструктивно ЖКИ состоят из двух параллельно расположенных стеклянных пластин, на внутренних поверхностях которых нанесены пленочные электроды. Межэлектродное пространство заполнено жидкокристаллическим веществом. Один из электродов выполняется в виде рисунка отображаемого знака, а второй является общим. У ЖКИ, работающего на просвет, оба электрода прозрачны, а у ЖКИ, работающего на отражение, внутренний общий электрод имеет зеркальную поверхность. В зависимости от свойств используемых жидких кристаллов возможно получение одноцветных темных изображений на светлом фоне или светлых изображений на темном фоне. Возможно также получение цветных изображений. В настоящее время промышленностью выпускаются однозарядные и многозарядные цифровые, а также шкальные жидкокристаллические индикаторы. Индикаторы питаются переменным током, не содержащим постоянной составляющей, напряжением от 3 до 24 В. Ток потребления составляет десятки микроампер.

Основными преимуществами жидкокристаллических индикаторов являются сверхмалое потребление энергии, хорошие яркость и контрастность изображения при сильном внешнем освещении, согласованность по уровням напряжения с КМОП-интегральными схемами, простота конструкции и высокая долговечность. К недостаткам относятся малый интервал рабочих температур и большая инерционность.

4.1.8. Фотоэлектрические и оптоэлектронные приборы

Фотоэлектрическими называют электронные приборы, преобразующие энергию излучения в электрическую энергию. Устройство таких приборов основано на фотоэффекте как в вакууме или газе, так и в полупроводнике. В настоящее время наибольшее распространение получили фотоэлектрические приборы, принцип действия которых основан на внутреннем фотоэффекте. Суть его заключается в увеличении под действием внешнего света концентрации свободных носителей заряда, а, следовательно, и проводимости полупроводниковых материалов. Получаемая таким образом проводимость называется фотопроводимостью. Она сочетается с собственной проводимостью полупроводникового материала. Фотопроводимость зависит от интенсивности и спектрального состава внешнего светового потока.

Внутренний фотоэффект может быть реализован в различных типах полупроводниковых приборов.

Фоторезистор - полупроводниковый прибор, электрическое сопротивление которого изменяется в зависимости от интенсивности и спектрального состава внешнего излучения (рис. 4.23, *а*). На рис. 4.23, *б* показаны типовые ВАХ фоторезистора для нескольких значений светового потока Φ . При отсутствии внешнего светового потока ($\Phi = 0$) сопротивление фоторезистора велико и определяется собственной проводимостью полупроводникового материала. Ток, обусловленный собственной проводимостью, называется темновым (I_T).

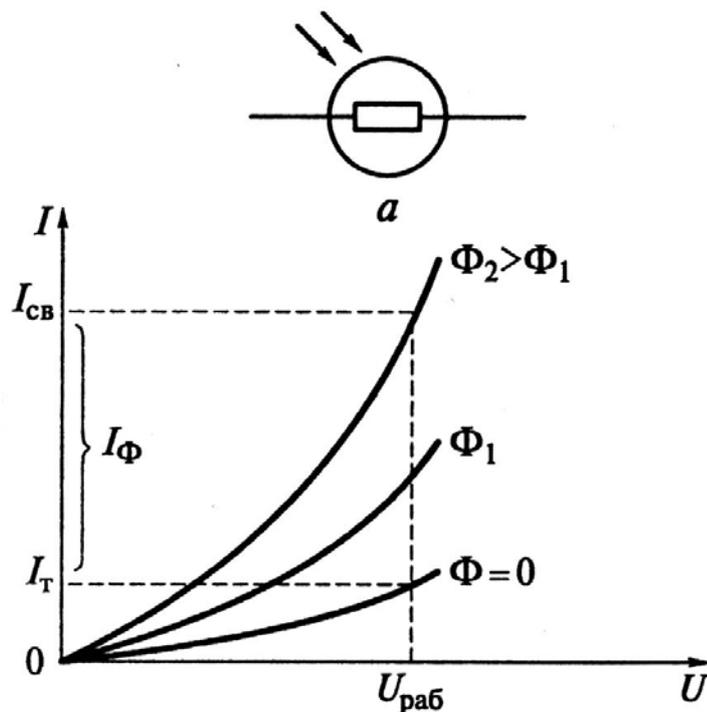


Рис. 4.23. Фоторезистор: *а* - условное обозначение; *б* - вольт-амперные характеристики

Под действием светового потока сопротивление фоторезистора уменьшается. В этом случае ток называется световым ($I_{св}$). Разность между световым и темновым токами составляет фототок I_{ϕ} . Конструктивно фоторезисторы выполняют в металлическом или пластмассовом корпусе с прозрачным окном, под которым расположен полупроводниковый материал.

Фотодиод по структуре аналогичен обычному полупроводниковому диоду. Отличие состоит в том, что его корпус снабжен дополнительной линзой, создающей внешний световой поток, направленный, как правило, перпендикулярно плоскости $p-n$ перехода (рис. 4.24, а). Прибор может работать в режимах фотопреобразователя и фото генератора (рис. 4.24, б).

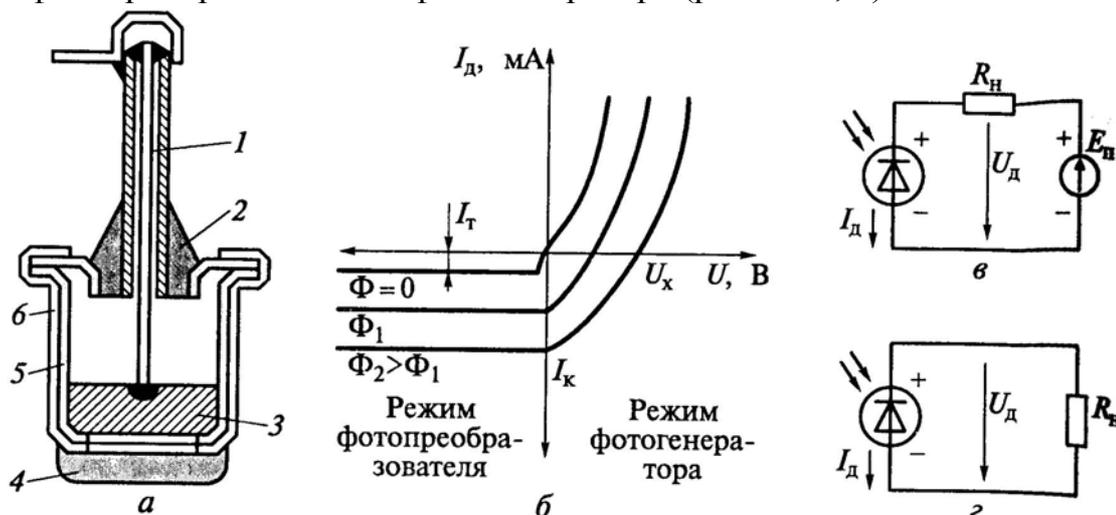


Рис. 4.24. Фотодиод:

- а - конструкция; б - вольтамперные характеристики;
- в - схема включения для фотопреобразовательного режима работы;
- г - схема включения для фотогенераторного режима работы;
- 1 - внутренний вывод; 2 - герметизация корпуса; 3 - кристалл с $p-n$ переходом; 4 - стеклянная линза; 5 - кристаллодержатель; 6 - корпус

В режиме фотопреобразователя в цепь фотодиода включают внешний источник питания (рис. 4.24, в), обеспечивающий обратное смещение $p-n$ перехода. Если переход не освещен, то создается обратный темновой ток. При освещении перехода к темновому току добавляется фототок, значение которого не зависит от приложенного напряжения и пропорционально интенсивности светового потока Φ (рис. 4.24, б).

В режиме фотогенератора фотодиод сам является источником фотоЭДС (рис. 4.24, г), значение которой пропорционально интенсивности светового потока. Типовое значение фотоЭДС $E = U_x$ кремниевого фотодиода составляет 0,5...0,55 В, а значение тока короткого замыкания I_k при среднем солнечном освещении равно 20...25 мА/см².

Фототранзистор по структуре аналогичен структуре биполярного транзистора (рис. 4.25, а).

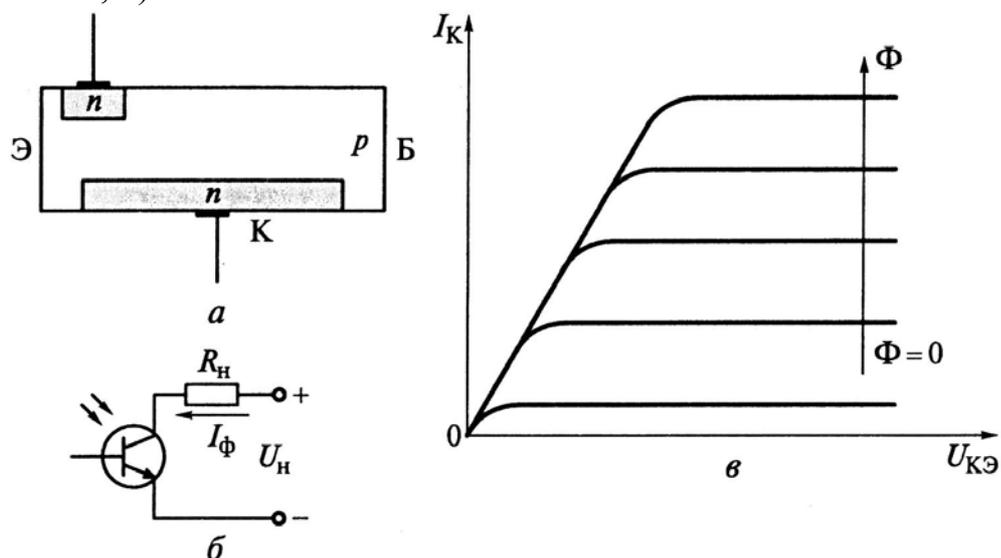


Рис. 4.25. Фототранзистор:
 а - структура; б - схема включения;
 в - семейство выходных характеристик

Он обладает более высокой чувствительностью, чем фотодиод. Световой поток действует перпендикулярно плоскости эмиттерного $p-n$ перехода, генерируя в базе пары носителей заряда. Неосновные для базы носители заряда притягиваются коллекторным переходом, увеличивая коллекторный ток. Однако этот ток является только частью тока коллектора, так как уход из базы неосновных носителей создает в ней нескомпенсированный объемный заряд основных носителей. Этот заряд снижает потенциальный барьер эмиттерного перехода. В результате происходит увеличение числа носителей заряда, инжектируемых эмиттером в область базы, а, следовательно, и увеличение коллекторного тока. Таким образом, в фототранзисторе происходит усиление фототока, что и объясняет большую чувствительность его по сравнению с фотодиодом.

Из рассмотренного принципа работы фототранзистора следует, что вывод базы является необязательным (рис. 4.25, б). Вольтамперные характеристики фототранзистора, используемого без вывода базы, аналогичны характеристикам биполярного транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером. Отличие состоит в том, что управляющим параметром является не ток базы, а световой поток Φ (рис. 4.25, в).

Внутренний фотоэффект в полупроводнике может быть использован для построения и других полупроводниковых приборов: фототиристора, фототранзистора и т. п. Следует отметить, что широкого самостоятельного применения приборы с внутренним фотоэффектом не получили. Объясняется это тем, что значение фототока зависит не только от интенсивности светового потока, но и от его спектрального состава. Изменение спектра приводит к неод-

нозначным результатам в работе устройств, содержащих указанные приборы. Этого недостатка лишены оптоэлектронные приборы (оптопары).

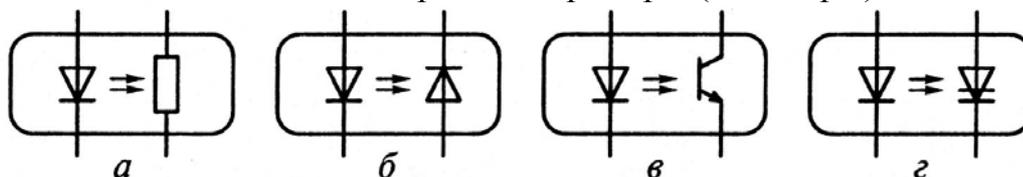


Рис. 4.26. Условные обозначения оптопар:

a - резистивной; *б* - диодной;

в - транзисторной с биполярным транзистором; *г* - тиристорной

Оптоэлектронный прибор содержит одновременно источник и приемник световой энергии. Для оптопары как входным, так и выходным параметром является электрический сигнал, причем гальваническая связь между входной и выходной цепями отсутствует. В качестве излучателя оптопары могут быть использованы инфракрасный излучающий диод, светоизлучающий диод, люминесцентный излучатель или полупроводниковый лазер. Наибольшее распространение в настоящее время получил инфракрасный излучающий диод, что объясняется простотой его структуры, управления и высоким КПД. В качестве приемника оптопары находят применение рассмотренные выше фотоэлектрические приборы: фоторезистор, фотодиод, фототранзистор и др. (рис. 4.26, *a...г*).

Для усиления и согласования выходного сигнала оптопары стандартным уровнем напряжения, используемым для передачи и преобразования цифровых сигналов, служат оптоэлектронные микросхемы. В них применяют, как правило, диодную оптопару (как обладающую максимальным быстродействием) и импульсный усилитель.

4.2. Источники вторичного электропитания

4.2.1. Классификация, состав и основные параметры

Источники вторичного электропитания (ИВЭ) - это устройства, обеспечивающие электропитанием самостоятельные блоки или отдельные узлы электронных средств. Источниками питания для них являются сети переменного или постоянного тока, играющие в этом случае роль первичных источников. Источники вторичного электропитания, работающие от сети переменного тока, обеспечивают выпрямление (одно- или многофазное) входного напряжения; ИВЭ с питанием от сети постоянного тока - преобразование его в переменный ток (инвертирование) или изменение и стабилизацию параметров (по току или напряжению).

Источники вторичного электропитания классифицируют:

по виду первичного источника – выпрямители, преобразователи или стабилизаторы тока;

по значению выходной мощности - маломощные ($P_{вых}$ до 10 Вт), средней мощности ($P_{вых}$ до 100 Вт) и большой мощности ($P_{вых}$ свыше 100 Вт).

В состав ИВЭ входят функциональные блоки, обеспечивающий выполнение одной или нескольких операций: преобразование, стабилизацию или регулирование электрической энергии. На рис. 4.27 показана структурная схема управляемого выпрямителя, предназначенного для питания нагрузочного устройства (например, электронного блока) постоянным напряжением. Трансформатор (ТР) преобразует значение $u_1(t)$ входного напряжения в требуемое значение $u_2(t)$; выпрямитель (В) выпрямляет это напряжение в U ; сглаживающий фильтр (СФ) сглаживает пульсации выпрямленного напряжения, что необходимо для повышения качества постоянного тока нагрузки (Н); система регулирования (СР) обеспечивает постоянство выходного напряжения U_H .

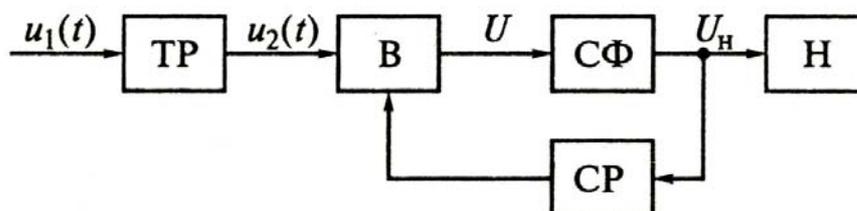


Рис. 4.27. Структурная схема управляемого выпрямительного устройства

Источники вторичного электропитания характеризуются рядом электрических эксплуатационных и массогабаритных параметров, обеспечивающих их работоспособность. Электрические параметры подразделяют на следующие:

статические - измеряют при медленном изменении во времени возмущающих факторов (входного напряжения питания, тока нагрузки, температуры и т.д.);

динамические - измеряют при быстром изменении во времени возмущающих факторов: при скачкообразном включении напряжения питания или нагрузки, внезапных изменениях нагрузки и т.д.

Динамические электрические параметры ИВЭ оцениваются временем готовности источника питания, определяемом интервалом времени между моментом вариации напряжения или параметра и моментом, после которого параметры ИВЭ удовлетворяют заданным требованиям с учетом установленных допусков. В большинстве практических случаев наибольший интерес представляют статические электрические параметры ИВЭ.

К основным параметрам ИВЭ относятся:

1. Номинальные значения выходного напряжения и тока нагрузки, а также пределы их изменения.

2. Точность стабилизации δ выходного параметра $\varepsilon_{см}$ по напряжению, току или частоте); определяется отношением абсолютной погрешности

$\Delta \varepsilon = \varepsilon_{ст} - \varepsilon_{ном}$ к номинальному значению, т.е.

$$\delta = \frac{\Delta \varepsilon}{\varepsilon_{ном}} = \frac{\varepsilon_{ст} - \varepsilon_{ном}}{\varepsilon_{ном}}.$$

3. Коэффициент пульсации напряжения (тока):

$$q_k = \frac{U_{mk}}{U_{cp}}, \quad (4.8)$$

где U_{mk} - амплитуда наименьшей (k -й) гармоники; U_{cp} - среднее значение напряжения.

4. Коэффициент сглаживания фильтра по напряжению (току):

$$S_k = \frac{q_k}{(q_k)_ф}, \quad (4.9)$$

где q_k - коэффициент пульсации k -й гармоники напряжения (тока) при отсутствии сглаживающего фильтра; $(q_k)_ф$ - коэффициент пульсации на выходе фильтра (фактическое значение).

Так как в общем случае $(q_k)_ф < q_k$, то коэффициент сглаживания $S_k > 1$.

4.2.2. Однофазные выпрямители

По схеме выпрямления различают выпрямители: с одним вентилем - однополупериодные; со средней точкой и мостовые - двухполупериодные; схемы с удвоением и умножением напряжения и комбинированные (рис. 4.28).

По возможности регулирования напряжения выпрямители различают нестабилизированные, стабилизированные и управляемые (когда напряжение на выходе постоянно изменяется в зависимости от требований потребителей).

Процесс выпрямления осуществляется непосредственно полупроводниковыми приборами схемы выпрямления.

Рассмотрим сущность процесса выпрямления на примере простейшей однофазной однополупериодной схемы (рис. 4.28, а).

Схема состоит из трансформатора T , диода VD , резистора R_H , являющегося активной нагрузкой.

На первичную обмотку трансформатора T от питающей сети подается переменное синусоидальное напряжение U_1 . На вторичной обмотке трансформатора будет синусоидальное напряжение U_2 .

Напряжение U_2 , как известно из теории трансформаторов, сдвинуто по фазе на угол, близкий к 180° , относительно напряжения U_1 .

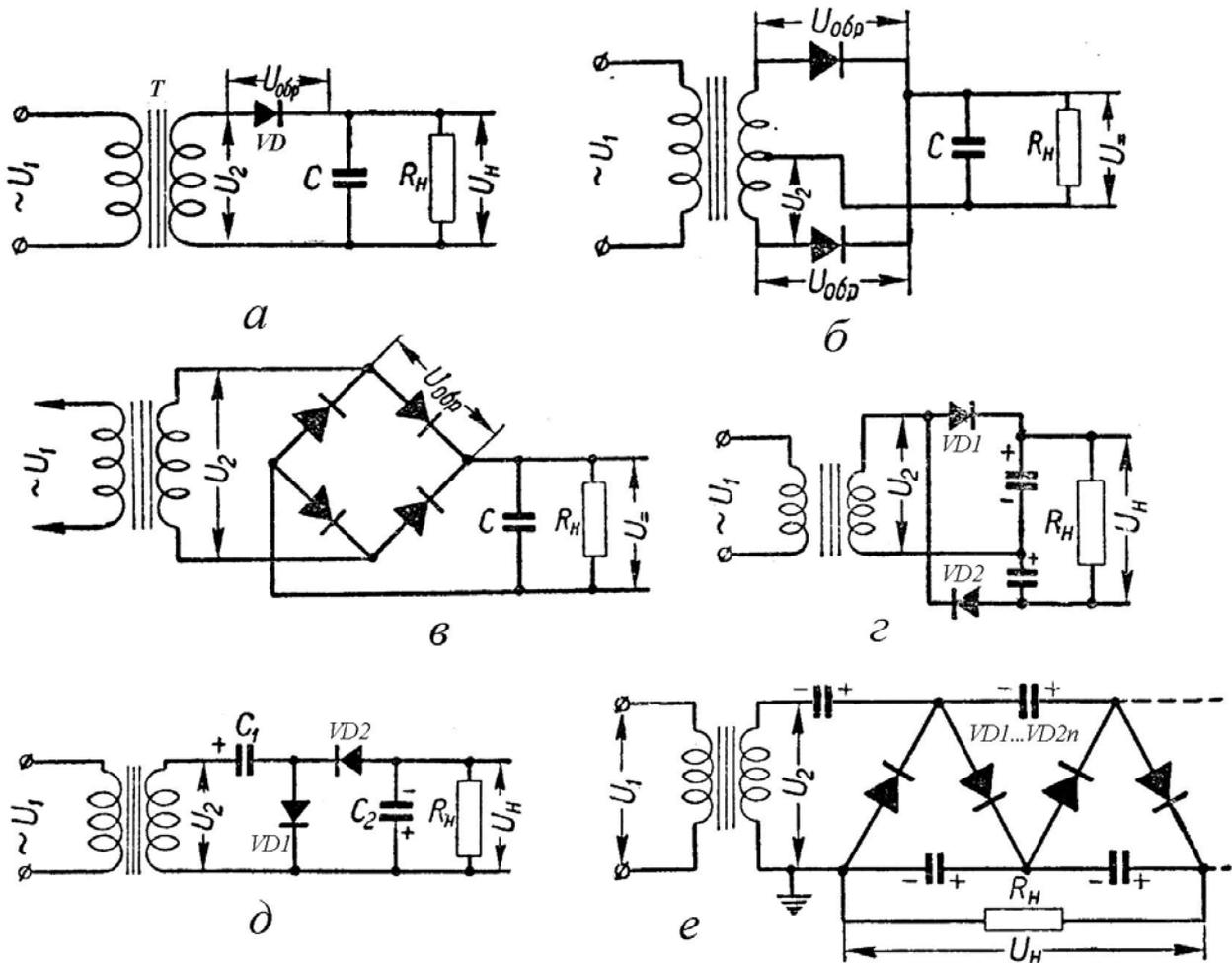


Рис. 4.28. Схемы однофазных выпрямителей:

a – однополупериодная схема; *б* – двухполупериодная со средней точкой; *в* – мостовая; *г* – параллельная схема удвоения выпрямленного напряжения; последовательная схема удвоения выпрямленного напряжения; *д* – схема выпрямителя с умножением напряжения

В момент времени, когда напряжение U_2 отрицательно, к диоду VD приложено запирающее напряжение и ток через диод не протекает. В моменты времени, когда напряжение U_2 положительно, диод включается. В результате напряжение U_H прикладывается к нагрузке R_H , через которую начинает протекать ток. Для активной нагрузки ток по фазе совпадает с напряжением, диод будет выключаться, когда напряжение U_2 станет отрицательным, ток в нагрузке протекать не будет до последующего включения диода. Таким образом, на резисторе R_H будет пульсирующее напряжение U_H только одной полярности, иначе говоря, выпрямленное напряжение. Основное достоинство такой схемы – ее простота, недостатки – низкий КПД и большие пульсации выпрямленного напряжения.

Двухполупериодная схема выпрямителя со средней точкой (рис. 4.28, б) обеспечивает двухполупериодное выпрямление вторичного напряжения U_2 при наличии всего двух выпрямительных диодов. Очевидным недостатком такой схемы является усложнение вторичной обмотки трансформатора, которая должна содержать в два раза больше витков, чем предыдущая и последующие схемы выпрямителей. Однофазная мостовая схема выпрямителя приведена на рис. 4.28, в. Схема содержит трансформатор, выпрямительный мост, содержащий четыре выпрямительных полупроводниковых диода, конденсатор фильтра C и сопротивление нагрузки R_n . Данная схема получила наибольшее распространение вследствие своей простоты и высоких параметров. Для такой схемы выпускаются специальные выпрямительные блоки из четырех диодов, соединенных по мостовой схеме, объединенных в общий корпус.

Схемы выпрямителей с умножением напряжения применяются для повышения выпрямленного напряжения при заданном напряжении на вторичной обмотке трансформатора либо при отсутствии повышающего трансформатора с необходимым коэффициентом трансформации. Принципиально можно получить большую кратность умножения, однако практически ограничиваются умножением в 2, 3 и 4 раза.

Наиболее часто встречается параллельная схема выпрямителя с удвоением напряжения (рис. 4.28, г); последовательная (рис. 4.28, д) - применяется редко. Преимущества параллельной схемы - меньшие пульсации выпрямленного напряжения и возможность применения конденсаторов с рабочим напряжением, равным половине выходного.

Схема выпрямителя с умножением в 4 раза приведена на рис. 4.28, е. Такую схему выгодно применять при использовании в качестве выпрямительных германиевых диодов вследствие небольшого падения напряжения в прямом направлении и при небольшом выпрямленном токе (до 10...15 мА).

Упрощенный расчет маломощного выпрямителя. Приведенная ниже методика применима для расчета маломощных выпрямителей на полупроводниковых диодах. Предполагается, что выпрямитель работает на нагрузку с емкостной реакцией, т.е. фильтр начинается с емкости.

Порядок расчета:

1. Выбираем тип выпрямительных диодов и определяем $U_{обр}$ и значение тока через вентиль I_e . По этим величинам выбираем тип и количество диодов. Диоды одной группы также можно включать параллельно. При последовательном включении диодов параллельно каждому из них следует включить выравнивающее сопротивление 50...100 кОм.

2. Принимаем сопротивление обмоток трансформатора r в пределах (0,07...0,1) R_n для выпрямителей мощностью до 10 Вт и в пределах (0,05...0,08) R_n - для выпрямителей мощностью 10-100 Вт.

3. Определяем внутреннее сопротивление выпрямителя

$$r = r_{mp} + R_i,$$

где R_i - внутреннее сопротивление вентиля.

4. Вычисляется вспомогательный коэффициент A по формуле, приведенной в табл. 4.3 для различных схем выпрямителей.

Таблица 4.3 Формулы для расчета маломощных выпрямителей

Схема выпрямителя	A	U_2	$U_{обр}$	I_m	I_2	$I_в$
Однополупериодная	$3,2 \frac{r}{R_n}$	BU	$2,8U_2$	FI	DI	DI
Двухполупериодная	$1,6 \frac{r}{R_n}$	BU	$2,8U_2$	$0,5FI$	$0,5DI$	$0,5DI$
Мостовая	$1,6 \frac{r}{R_n}$	BU	$1,4U_2$	$0,5FI$	$0,7DI$	$0,5DI$
С удвоением напряжения	$6,3 \frac{r}{R_n}$	$0,5BU$	$1,4U_2$	FI	$1,4DI$	DI

5. По графикам рис. 4.29, а определяются коэффициенты B, F и D .

6. По формулам, приведенным в табл. 4.3, вычисляются значения обратного напряжения $U_{обр}$, амплитуды тока через вентиль I_m , среднее значение тока через вентиль $I_в$, напряжение U_2 и ток I_2 вторичной обмотки силового трансформатора.

7. Рассчитывается емкость C сглаживающего фильтра. Способность фильтра уменьшать пульсации принято оценивать коэффициентом сглаживания:

$$K_C = \frac{P_{вх}}{P_{вых}},$$

где $P_{вх}$ и $P_{вых}$ - коэффициенты пульсации на входе и на выходе фильтра.

Коэффициент сглаживания многозвенного фильтра равен произведению коэффициентов сглаживания каждого звена.

Коэффициент пульсаций на входе фильтра зависит от режима работы выпрямителя и определяется после расчета выпрямителя по формуле:

$$P_{вх} = \frac{H}{rC},$$

где H - коэффициент, определяемый по кривым 1 (для однополупериодных схем) и 2 для других схем по рис. 4.29, б); r - внутреннее сопротивление выпрямителя (в Ом); C - емкость, включенная на выходе выпрямителя (в мкФ). Допустимые величины коэффициента пульсаций на выходе фильтра зависят от характера нагрузки. Отсюда необходимая емкость фильтра:

$$C = \frac{H}{\rho_{\text{вх}} r}, \text{ мкФ.}$$

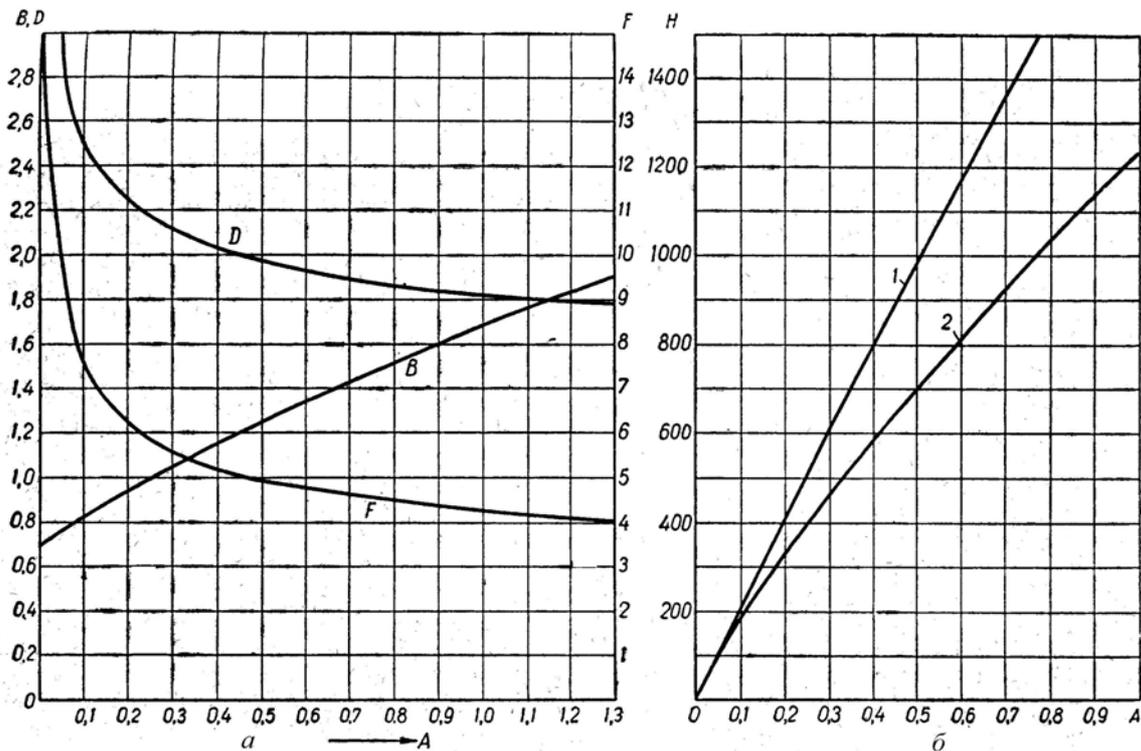


Рис. 4.29. Вспомогательные графики для расчета выпрямителей

4.2.3. Трехфазные схемы выпрямителей

Широкое распространение в преобразовательной технике получили трехфазные схемы выпрямителей. Они имеют лучшие показатели качества выходного напряжения в сравнении с однофазными схемами и при одинаковой их мощности значительно меньшую массу и габариты выходного фильтра. На основе трехфазной мостовой схемы конструируются самые мощные выпрямители, обладающие КПД, близким к 100%. Трансформатор в таких схемах выполняет функции гальванической развязки выпрямленного напряжения с питающей сетью, а также для согласования уровней напряжений питающей сети и выпрямляемого напряжения.

Трехфазный выпрямитель с нулевой точкой (однополупериодный выпрямитель, рис. 4.30, а) обладает значительно меньшими пульсациями выходного напряжения и их утроенной частотой по сравнению с однофазным двухполупериодным выпрямителем. Этой позволяет упростить фильтр, а иногда и

вообще обойтись без него. Но такой схеме присуще подмагничивание трансформатора постоянным током, что ухудшает его использование.

Трехфазный мостовой выпрямитель (схема Ларионова, рис. 4.30, б) по сравнению с предыдущей схемой характеризуется отсутствием подмагничивания трансформатора, еще меньшим коэффициентом пульсаций, и их вдвое большей частотой.

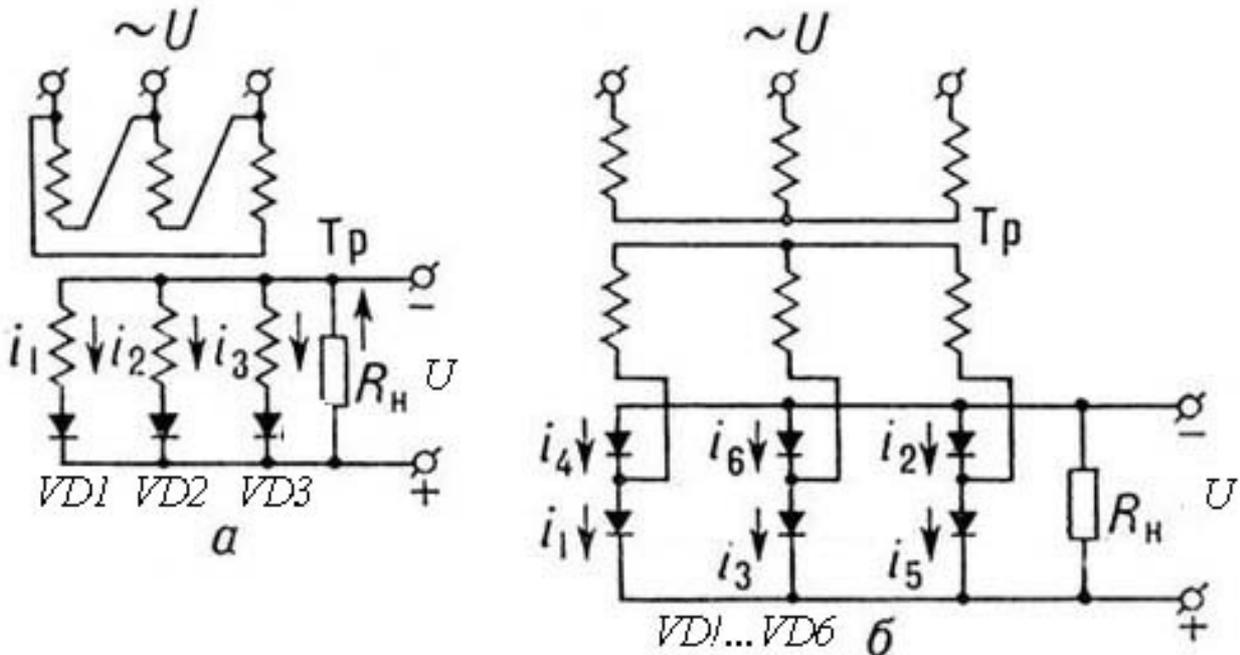


Рис. 4.30. Схемы неуправляемых трехфазных выпрямителей:
 а – однополупериодная, б – двухполупериодная

Расчет неуправляемых трехфазных выпрямителей производится согласно приведенных соотношений табл. 4.4. При этом приняты следующие обозначения:

$i_1 \dots i_6$ - текущие значения токов через выпрямительные вентили;

R_n - активное сопротивление нагрузки выпрямителя;

$U_n = N_\delta U_{np} + U_\epsilon$ - расчетное значение напряжения на нагрузке;

N_δ - число последовательно включенных диодов;

U_{np} - прямое падение напряжения на диоде;

U_ϵ - среднее значение выпрямленного напряжения;

I_n - расчетное значение тока через нагрузку;

$n = U_1/U_2$ - коэффициент трансформации;

P_n - расчетное значение мощности нагрузки;

f - частота питающей сети.

Таблица 4.4. - Основные характеристики схем выпрямителей при работе на активную нагрузку

Характеристика	Трехфазный с нулевой точкой	Трехфазный мостовой
Действующее напряжение вторичной обмотки (фазное) U_2	$0,855U_n$	$0,43U_n$
Действующий ток вторичной обмотки I_2	$0,58I_n$	$0,82I_n$
Действующий ток первичной обмотки I_1	$0,48I_n/n$	$0,82I_n/n$
Расчетная мощность трансформатора P_T	$1,35P_n$	$1,045P_n$
Обратное напряжение на диоде $U_{обр}$	$2,1U_n$	$1,05U_n$
Среднее значение тока диода $I_{д.ср}$	$0,33I_n$	$0,33I_n$
Действующее значение тока диода $I_{д}$	$0,587I_n$	$0,58I_n$
Амплитудное значение тока диода $I_{д.м}$	$1,21I_n$	$1,05I_n$
Частота основной гармоники пульсаций	$3f$	$6f$
Коэффициент пульсаций выходного напряжения K_n	0,25	0,057

В диапазонах больших мощностей управляемые выпрямители на тиристорах получили большее распространение, так как, помимо выпрямления переменного напряжения они позволяют регулировать величину среднего значения этого напряжения U_d (постоянную составляющую).

Трехфазная мостовая схема управляемого выпрямителя состоит из шести вентилях, три в которых ($VS1, VS3, VS5$) соединены катодами и образуют катодную группу, а три ($VS2, VS4, VS6$) соединены анодами и образуют анодную группу (рис. 4.31). Диаграммы токов и напряжений поясняющие работу схемы при работе выпрямителя на активную нагрузку показаны на рис. 4.32. Цепи управления тиристорами на рис. 4.31 не показаны.

Из шести вентилях схемы в любой момент включены только два, один из которых с наибольшим положительным потенциалом на аноде находится в катодной группе, а другой с наименьшим отрицательным потенциалом в анодной группе. При этом ток в нагрузке протекает под действием линейного напряжения трансформатора.

Рассмотрим работу схемы в соответствии с временными диаграммами, с учетом, что угол управления $\alpha = 0$, т.е. импульсы управления формируются каждый раз при пересечении фазных напряжений источника питания.

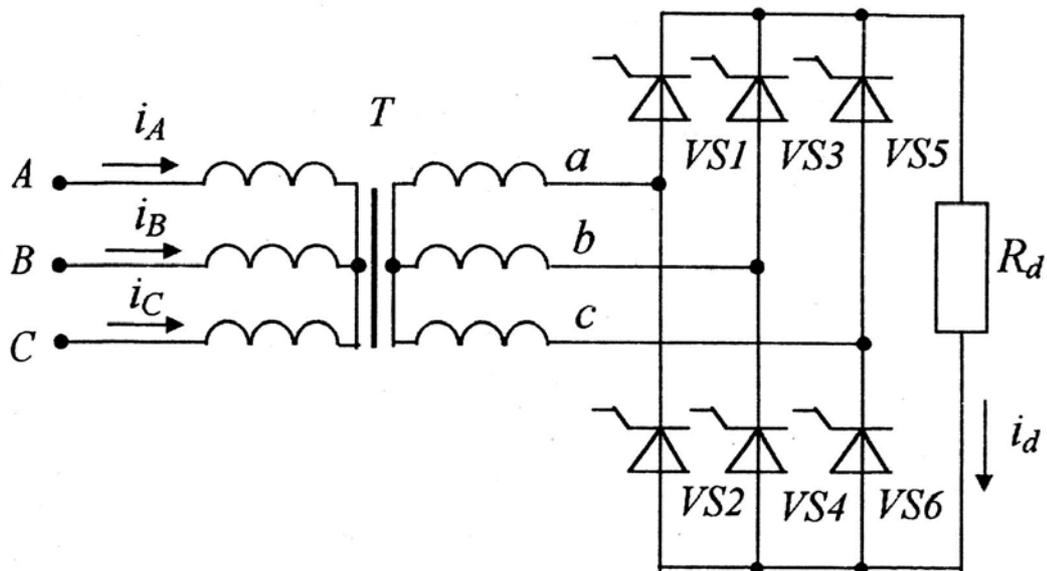


Рис.3.15. Силовая схема трехфазного мостового управляемого выпрямителя

На интервале от \mathcal{G}_1 до \mathcal{G}_2 наибольшее положительное значение напряжения имеет фаза $A(u_a)$ и наименьшее отрицательное значение имеет фаза $B(u_b)$. В соответствии с принципом работы схемы открытыми будут тиристоры $VS1$ и $VS4$ к нагрузке R_d прикладывается линейное напряжение u_{ab} и выпрямленный ток будет протекать по контуру:

$$+"a \rightarrow VS1 \rightarrow R_d \rightarrow VS4 \rightarrow "-b.$$

Начиная с момента времени \mathcal{G}_2 потенциал фазы b станет более положительным, чем потенциал фазы c . При подаче в этот момент времени управляющего сигнала на тиристор $VS6$ он включается, а тиристор $VS4$ выключается. Для выключившегося тиристора $VS4$ напряжение u_{ab} является обратным. В результате в проводящем состоянии окажутся тиристоры $VS1$ и $VS6$, а ток через нагрузку в интервале от \mathcal{G}_2 до \mathcal{G}_3 будет протекать по контуру:

$$+"a \rightarrow VS1 \rightarrow R_d \rightarrow VS6 \rightarrow "-b.$$

В интервал времени от \mathcal{G}_3 до \mathcal{G}_4 происходит переключение тиристорov в катодной группе с $VS1$ на $VS4$. Далее через интервалы времени равные $\pi/3$ происходит поочередная коммутация тиристорov анодной и катодной групп. Алгоритм попарной работы тиристорov выпрямителя можно представить следующей схемой:

$$\underbrace{VS1VS4 \rightarrow VS1VS6 \rightarrow VS6VS3 \rightarrow VS3VS2 \rightarrow VS2VS5 \rightarrow VS5VS4}_{\text{cycle}}.$$

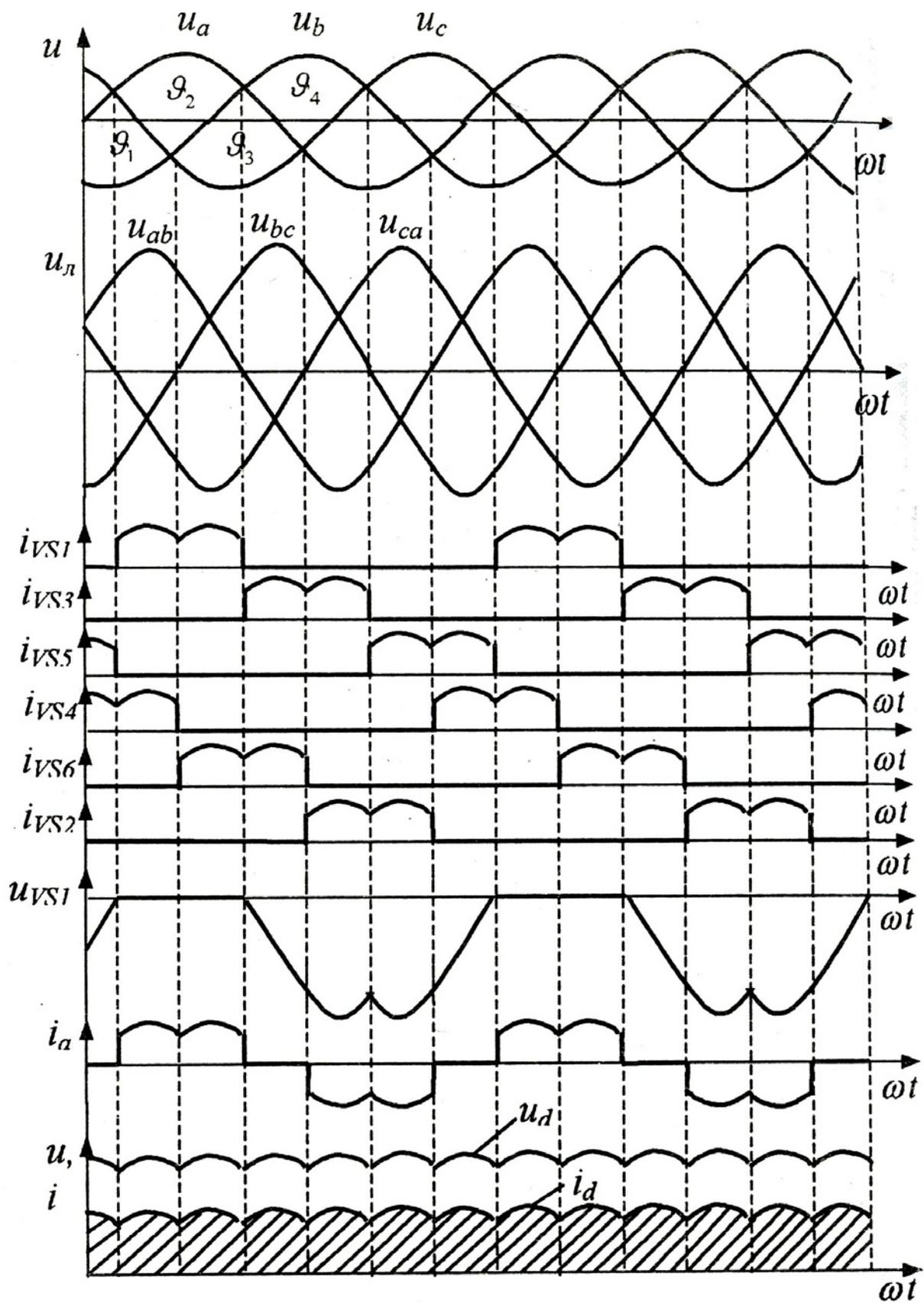


Рис. 4.32. Диаграммы токов и напряжений, иллюстрирующие работу трехфазного управляемого мостового выпрямителя при угле $\alpha = 0$

Поочередная работа различных пар тиристоров в схеме приводит к появлению на нагрузке R_d выпрямленного напряжения, состоящего из частей линейных напряжений вторичных обмоток трансформатора (рис. 4.32). Видно, что время коммутаций совпадает со временем прохождения через нуль линейных напряжений (когда равны два фазных, что соответствует точкам естественной коммутации). Длительность протекания тока через каждый тиристор равна $2\pi/3$, остальное время к нему приложено обратное напряжение, состоящее из частей соответствующих линейных напряжений.

4.2.4. Инверторы, конверторы и преобразователи частоты

Преобразование постоянного тока в переменный называется инвертированием, а электротехнические устройства, выполняющие такую функцию, называются инверторами.

Различают два типа инверторов: инверторы, ведомые сетью и автономные инверторы. Инверторы, ведомые сетью, передают энергию в сеть переменного тока. Автономные инверторы передают энергию от источника постоянного тока потребителями и не имеют в цепи источников переменного тока.

Рассмотрим принцип работы автономного инвертора на примере однофазного инвертора со средней точкой (рис. 4.33, а).

Принцип работы инвертора заключается в том, что источник напряжения постоянного тока U_d , в результате коммутации тиристоров $VS1$ и $VS2$, попеременно подключается к обмотке w_{11} или к обмотке w_{12} трансформатора T . Тем самым в сердечнике трансформатора создается намагничивающая сила каждый раз противоположной полярности. Поэтому во вторичной обмотке трансформатора w_2 создается переменная ЭДС.

Работа схемы. К примеру, на интервале от 0 до π система управления СУ, импульсом управления, включает тиристор $VS1$ (рис. 4.33, б). По обмоткам трансформатора w_{11} и w_{12} будут протекать соответственно токи i_1 и i_2 . В цепи конденсатора C_k будет протекать ток i_C (ток заряда конденсатора). С течением времени величина тока заряда конденсатора, и соответственно тока i_2 , постепенно уменьшается, а величина тока i_1 с течением времени увеличивается. Конденсатор C_k в этом случае будет иметь потенциалы, соответствующие знакам без скобок (рис. 4.33, а).

На втором интервале от π до 2π , система управления СУ открывает тиристор $VS2$. К тиристорам $VS1$ через тиристор $VS2$ прикладывается напряжение конденсатора C_k , которое является обратным для тиристора $VS1$, и поэтому он закрывается. После разряда конденсатор C_k перезарядается (полярность на рис. 4.33, а соответствует знакам в скобках), с течением времени ток

$i_2 > i_1$, т.е. ток нагрузки i_H становится отрицательным (рис. 4.33, з), что означает изменение его направления во вторичной обмотке трансформатора w_2 .

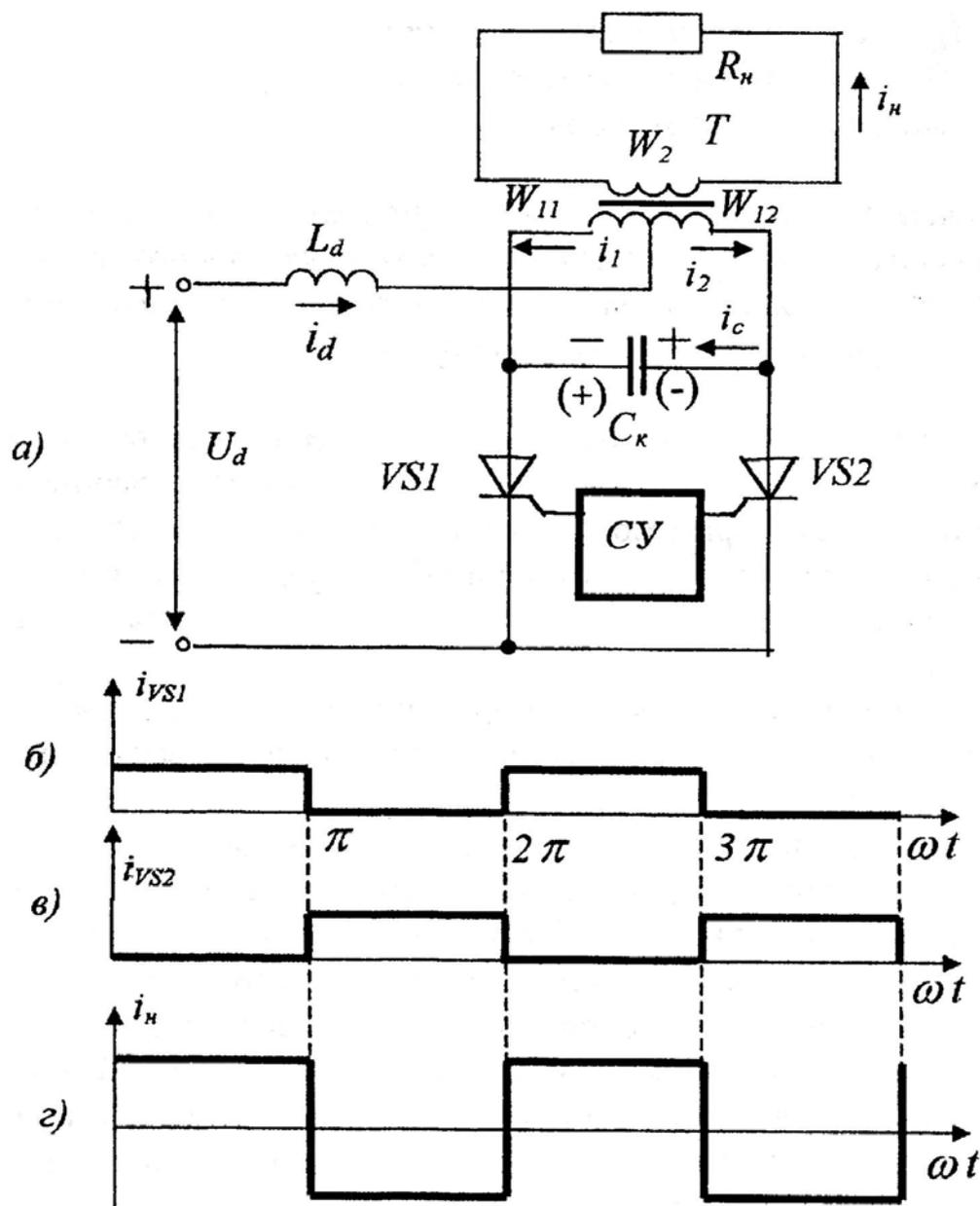


Рис. 4.33. Однофазный инвертор тока со средней точкой (а) и диаграммы токов, поясняющие принцип его работы (б, в, г)

Конвертеры - это устройства осуществляющие преобразование напряжения постоянного тока одного уровня в напряжение постоянного тока повышенной или пониженной величины (в сравнении с входным напряжением).

Конструктивно конвертеры содержат три преобразователя: инвертор - преобразующий постоянное напряжение в переменное напряжение; трансформатор - осуществляющий согласование напряжения источника с напряжением нагрузки; выпрямитель - преобразующий напряжение переменного тока в напряжение постоянного тока.

Структурная схема конвертора показана на рис. 4.34.

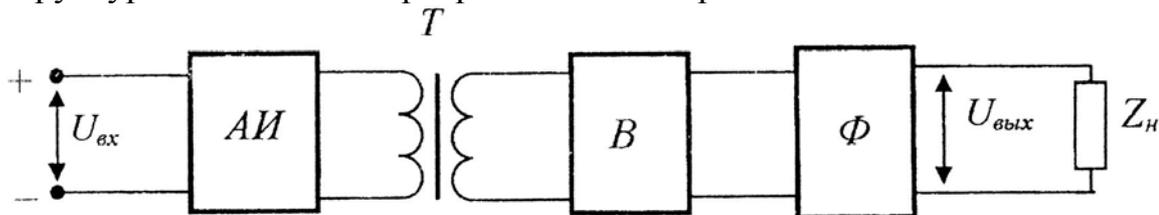


Рис. 4.34. Структурная схема конвертора

Для того чтобы уменьшить массу и габариты трансформатора, а также улучшить качество выходного напряжения конвертора, рабочая частота автономного инвертора (АИ) выбирается по возможности высокой (в транзисторных преобразователях небольшой мощности эту частоту обычно выбирают в диапазоне от единиц до нескольких десятков килогерц). Стабилизация выходного напряжения конверторов может осуществляться как за счет силовых ключей инвертора, так и за счет выпрямителя (В), у которого силовая схема выполнена на управляемых вентилях. Для обеспечения требуемого качества выходного напряжения на выходе конверторов применяются сглаживающие фильтры (Ф).

Несмотря на то, что поток преобразуемой электроэнергии проходит через несколько устройств, применение в конверторах промежуточного высокочастотного преобразования позволяет значительно улучшить массогабаритные показатели преобразователя.

Краткая характеристика и области применения преобразователей (конверторов) напряжения.

Применяемые в устройствах электропитания РЭА преобразователи постоянного напряжения в постоянное, как двухтактные, так и однотактные, обеспечивают гальваническое разделение входных и выходных цепей с помощью трансформаторов, а также преобразование, и регулирование уровней выходного напряжения. Выполнение последней из указанных функций возможно только при совместной работе собственно преобразователей, содержащих силовые ключи и трансформаторы и импульсных регуляторов постоянного напряжения. Использование таких регулируемых преобразователей предпочтительно с точки зрения улучшения удельных показателей источников вторичного электропитания (ИВЭП).

Однотактные преобразователи напряжения (ОПН), обладают такими достоинствами, как отсутствие схем симметрирования работы трансформаторов, малое количество ключей и простота схем управления. Данные, приводимые в различной литературе, свидетельствуют о том, что в диапазоне входных напряжений от единиц до тысячи вольт и выходных мощностей до одного киловатта ОПН оказываются предпочтительнее двухтактных преобразователей.

В качестве примера рассмотрим однотактный преобразователь напряжения (ПН) с передачей энергии в импульсе (рис. 4.35).

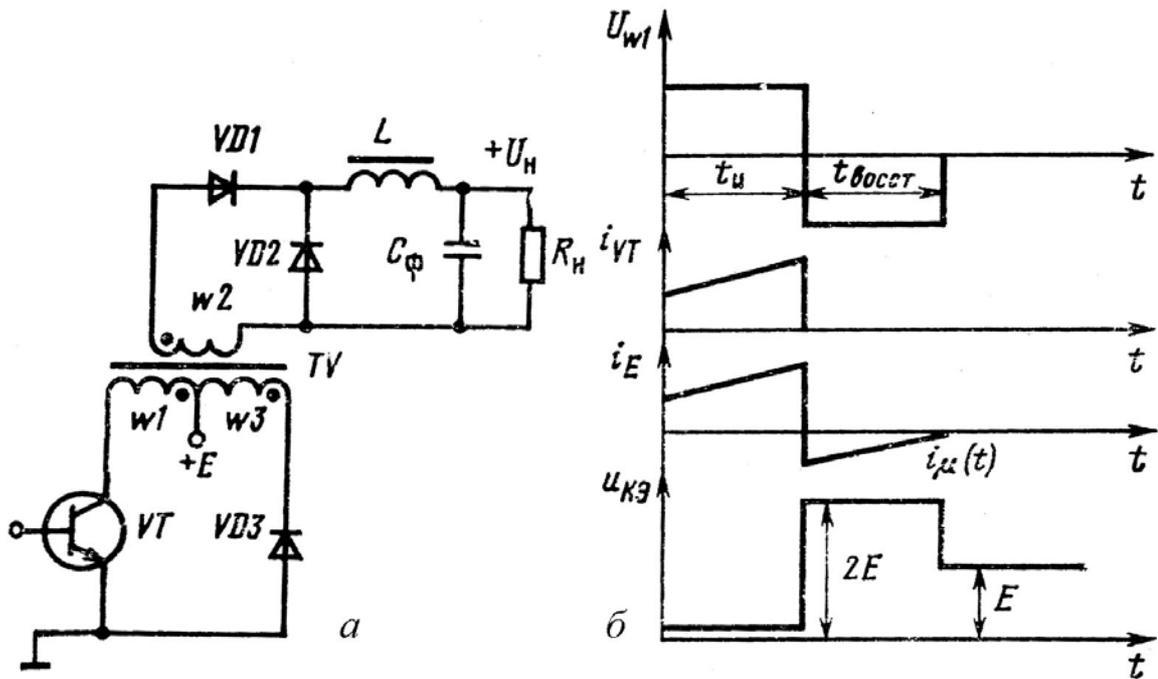


Рис. 4.35. Однотактный преобразователь напряжения (а) и диаграммы его работы (б)

Принцип работы ПН, представленного на рис. 4.35, а, поясняется диаграммами рис. 4.35, б и состоит в следующем. В открытом состоянии транзистора VT энергия от источника питания E через трансформатор и выпрямительный диод $VD1$ поступает в нагрузку, накапливается в элементах фильтра, а также в магнитном поле сердечника трансформатора TV . После закрытии транзистора VT открывается диод $VD2$, шунтирующий вход фильтра, и накопленная в последнем энергия отдается в нагрузку; диод $VD1$ закрывается, а энергия, запасенная трансформатором, рекуперирована в источник питания E по обмотке w_3 через включившийся диод $VD3$.

Отметим, что в однотактной схеме автогенератора (рис. 4.35) существует постоянное подмагничивание сердечника трансформатора, оказывающее вредное влияние на работу преобразователя. Поэтому такая схема имеет ограниченное применение.

В настоящее время широкое распространение получили двухтактные генераторы с самовозбуждением с трансформаторной связью. Такие схемы позволяют сравнительно легко получить на выходе автогенератора напряжение симметричной и практически прямоугольной формы.

Транзисторы генераторов с самовозбуждением могут быть включены по схеме с общей базой (рис. 4.36, а) с общим эмиттером (рис. 4.36, б) и с общим коллектором (рис. 4.36, в). В этих схемах транзисторы работают как переключатели, поочередно отпираясь и запираясь, подобно транзисторам в симметричном мультивибраторе.

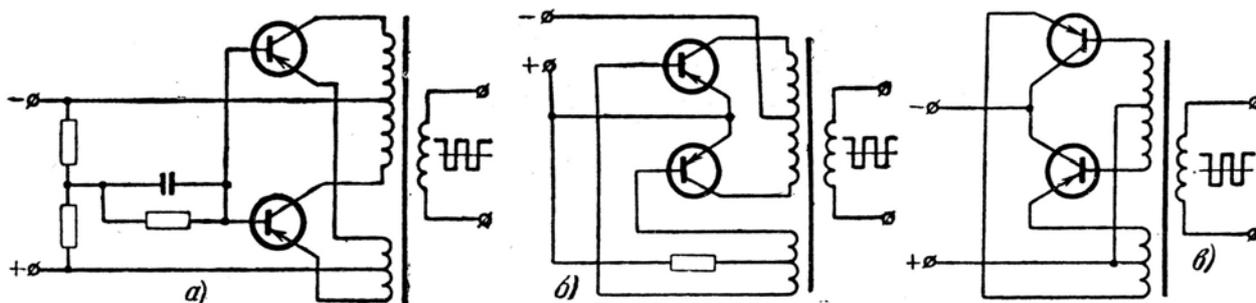


Рис. 4.36. Схемы двухтактных преобразователей напряжения: с общей базой (а), с общим эмиттером (б) и с общим коллектором (в)

Наибольшее распространение получила схема преобразователя с общим эмиттером, позволяющая при малых напряжениях источника питания получить большой к. п. д.

В случае, когда отрицательный зажим источника питающего напряжения может быть «заземлен», целесообразно использовать схему с общим коллектором, так как при этом отпадает необходимость изолировать корпус транзистора от корпуса преобразователя.

Схема с общей базой не имеет значительных преимуществ по сравнению с другими схемами и поэтому применяется редко.

Наибольшая мощность, которая может быть преобразована, определяется максимально допустимыми значениями коллекторного тока и напряжения для данного типа транзистора.

Преобразователи частоты - это устройства, преобразующие электрическую энергию переменного тока одной частоты в переменный ток другой частоты. Преобразователи частоты выполняются с фиксированным значением частоты выходного напряжения и с регулируемой частотой выходного напряжения. В первом случае, как правило, они применяются для стабилизации частоты и напряжения автономного генератора вращающегося с переменной частотой, а во втором - применяются в качестве регуляторов частоты вращения электрических машин.

Различают два класса преобразователей частоты: преобразователи частоты с промежуточным звеном постоянного тока и непосредственные преобразователи частоты (НПЧ).

На рис. 4.37 представлена структурная схема преобразователя частоты с промежуточным звеном постоянного тока. Переменное напряжение питающей сети U_1 с частотой f_1 выпрямляется с помощью управляемого выпрямителя B , фильтруется LC -фильтром Φ и преобразуется автономным инвертором AI в переменное напряжение U_2 с частотой f_2 , как выше, так и ниже частоты питающей сети. Система управления $СУ$ обеспечивает регулирование параметров электроэнергии и может осуществлять функции защиты преобразователя от аварийных режимов работы.

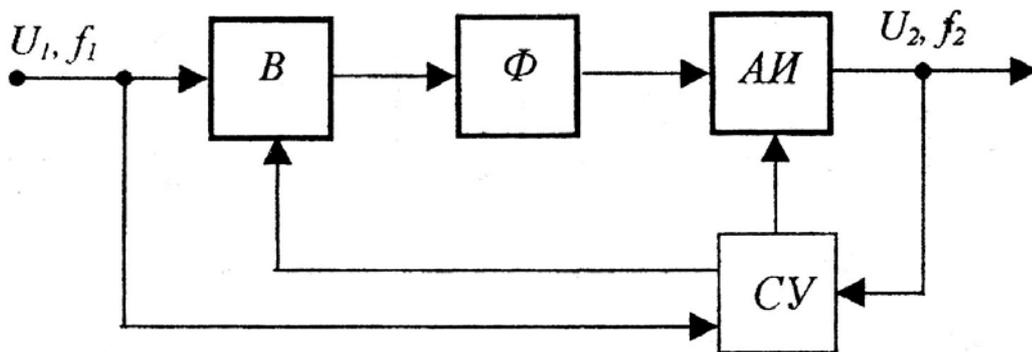


Рис. 4.37. Структурная схема преобразователя частоты с промежуточным звеном постоянного тока

Кроме преобразования напряжения постоянного тока в переменный ток, автономный инвертор выполняет функции регулирования частоты выходного напряжения, а функции регулирования напряжения выполняет управляемый выпрямитель. Иногда обе функции выполняет инвертор, а выпрямитель выполняется неуправляемым. Основным недостатком преобразователей частоты с промежуточным звеном постоянного тока является двойное преобразование электрической энергии, что приводит к уменьшению КПД и повышению массы и габаритов преобразователя.

Непосредственные преобразователи частоты в сравнении с преобразователями частоты с промежуточным звеном постоянного тока имеют ряд преимуществ: высокий КПД, вследствие однократности преобразования электроэнергии; высокая надежность, перегрузочная способность и простота силовой схемы, что определяется естественной коммутацией вентилях; возможность независимого плавного регулирования частоты и напряжения; высокое быстродействие и малое время переходных процессов.

Принцип формирования выходного напряжения НПЧ рассмотрим на примере работы трехфазно-однофазной схемы (рис. 4.38, а) на активную нагрузку.

Преобразователь содержит две группы тиристоров: катодная группа ($VS1, VS2, VS3$) и анодная группа ($VS4, VS5, VS6$). Управляющие импульсы, синхронизированные по частоте с напряжением питающей сети, в процессе работы поступают на тиристоры анодной и катодной групп поочередно. Положительный полупериод выходного напряжения формируется при поочередной подаче управляющих импульсов на тиристоры катодной группы, а отрицательный - при подаче управляющих импульсов на тиристоры анодной группы. Управляющие импульсы поступают на тиристоры со сдвигом относительно точек естественной коммутации (точек пересечения фазных напряжений питающей сети) на угол α (рис. 4.38, б).

В результате циклической работы двух групп вентилях НПЧ на нагрузке формируется переменное напряжение с частотой f_2 более низкой, чем частота

питающей сети f_1 . Изменением угла α регулируется выходное напряжение преобразователя.

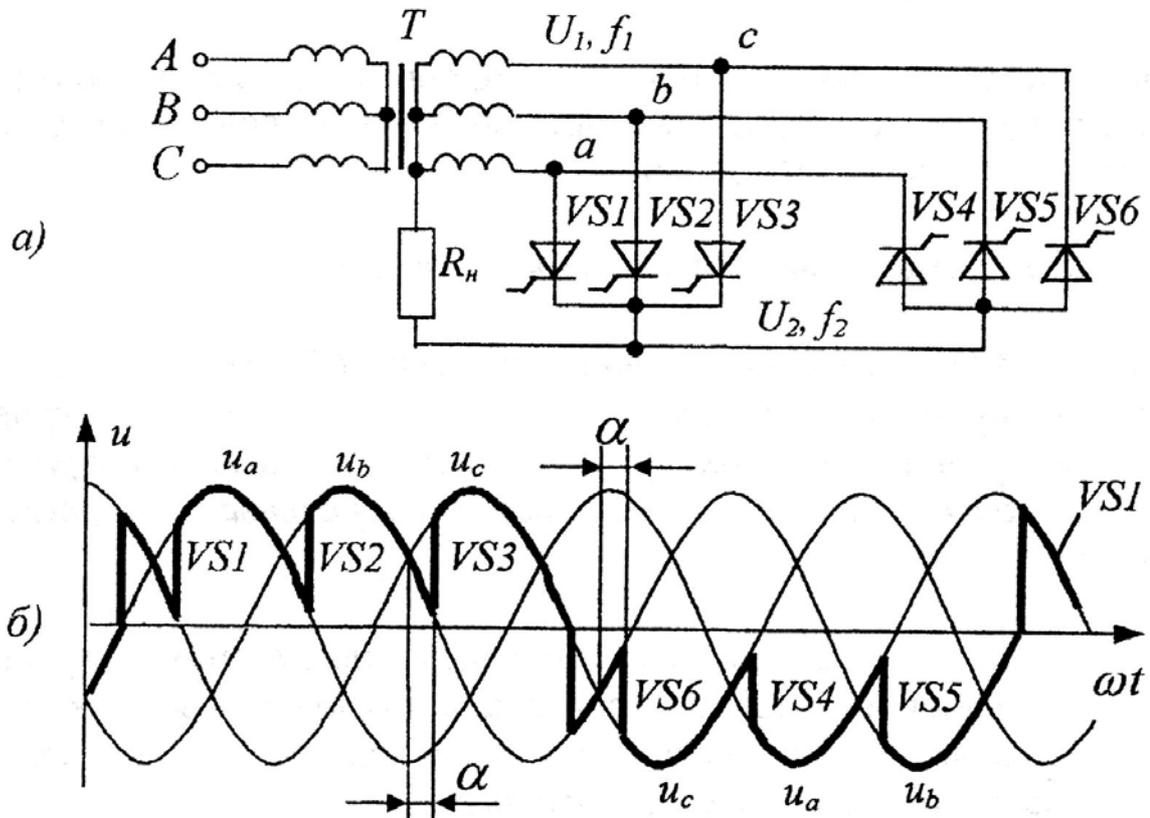


Рис. 4.38. Трехфазно-однофазная схема НПЧ (а), диаграммы напряжений, поясняющие принцип его работы (б)

4.3. Усилители электрических сигналов

4.3.1. Основные определения и область применения усилителей

В современной технике часто возникает необходимость усиливать слабые электрические колебания с сохранением их формы.

Усиливаемые электрические колебания называют электрическими сигналами или просто сигналами, а устройства, усиливающие сигналы, - усилителями электрических сигналов, или просто усилителями.

Усиление сигналов производят в усилителе при помощи усилительных элементов, получающих электрическую энергию от источника питания и преобразующих ее в энергию усиливаемых сигналов. Таким образом, усилительные элементы являются управляющими устройствами.

Усилители имеют очень широкое применение; без них невозможно телевидение, радиосвязь, дальняя проводная связь, радиовещание, радиолокация, радионавигация, радиоизмерения. Кроме того, усилители используются почти во всех областях промышленности, техники и науки; их применяют в автоматике, телемеханике, следящих, управляющих и регулирующих устройствах,

электронно-вычислительных машинах, в аппаратуре ядерной физики и аппаратуре исследования космического пространства, аппаратуре геологической разведки, точного времени, химического анализа, медицинской, музыкальной аппаратуре и во многих других случаях.

Усилители подразделяют на ряд типов по различным признакам. По роду усиливаемых сигналов их делят на два типа: усилители гармонических сигналов и усилители импульсных сигналов.

Усилители гармонических сигналов или гармонические усилители, предназначены для усиления гармонических сигналов, т.е. периодических сигналов различной величины и формы, гармонические составляющие которых изменяются сравнительно медленно (много медленнее длительности устанавливающихся процессов в усилителе). К таким усилителям относятся микрофонные усилители, магнитофонные усилители, усилители воспроизведения аудиосигналов, радиовещательные усилители и ряд других.

Усилители импульсных сигналов или импульсные усилители, предназначены для усиления импульсных периодических и непериодических сигналов различной величины и формы. Переходные процессы в таких усилителях должны протекать очень быстро, значительно быстрее времени установления фронтов усиливаемых импульсов. К импульсным усилителям относятся усилители радиолокационных устройств, усилители сигналов телевизионного изображения (видеоусилители), усилители импульсных систем связи, усилители цифровых сигналов, усилители многих систем регулирования и управления и т. д.

По полосе усиливаемых частот усилители делят на:

- усилители переменного тока, усиливающие сигналы в полосе частот от низшей рабочей частоты $f_n > 0$ до высшей рабочей частоты f_g , но не усиливающие постоянную составляющую сигналов;

- усилители постоянного тока, усиливающие сигналы в полосе частот от нуля ($f_n = 0$) до высшей рабочей частоты f_g , усиливающие как переменные составляющие сигнала, так и его постоянную составляющую.

Усилители высокой частоты (УВЧ), усиливающие модулированные сигналы высокой частоты, например электрические колебания радиочастоты, принимаемые антенной радиоприемника или телевизора.

Усилители низкой частоты (УНЧ) - усиливающие электрические колебания первичного не преобразованного сигнала. Свое название, в настоящее время нередко не соответствующее полосе рабочих частот, УНЧ получили в начале развития усилительной техники, когда частоты первичных сигналов не превышали нескольких килогерц (речь, музыка, телеграфные сигналы).

По характеру зависимости коэффициента усиления усилителя от частоты различают:

- резонансные усилители, у которых усиление изменяется с частотой сигнала по кривой, связанной с законом изменения сопротивления параллельного резонансного контура;

- полосовые усилители, у которых усиление почти постоянно в определенной узкой полосе частот и резко падает за ее пределами; резонансные усилители и полосовые усилители с узкой полосой рабочих частот также называют избирательными или селективными усилителями;

- широкополосные усилители, усиливающие очень широкую полосу частот, порядка нескольких мегагерц и больше.

Если подводимые к усилителю сигналы усиливаются им без преобразования их частоты, усилитель называют усилителем прямого усиления; если же частоты сигналов в усилителе преобразуются, усилитель называют усилителем с преобразованием.

По назначению усилители можно разделить на широкоэмиттерные, магнитофонные, измерительные, телевизионные, радиолокационные и т. д.

По роду применяемых в усилителях усилительных элементов усилители делят на магнитные, транзисторные, диэлектрические, криотронные и др. Транзисторные усилители называют электронными усилителями, так как принцип их действия основан на электронных процессах в полупроводнике.

4.3.2. Типы усилительных элементов

Усиление электрических сигналов осуществляется в усилителе посредством специальных устройств, называемых усилительными элементами и обладающих способностью при небольшой затрате энергии на управление управлять энергией во много раз большей. Они получают электрическую энергию от источника питания и преобразуют ее в усиливаемые сигналы, являясь, таким образом, управляющими устройствами.

Усилительный элемент вместе с электрическими деталями схемы (резисторами, конденсаторами и т.п.), через которые к нему подводят энергию от источника питания, а также подают и снимают усиливаемые сигналы, называют усилительным каскадом, или каскадом усиления. Усилительный каскад, представляющий собой одну ступень усиления сигнала, иногда содержит несколько усилительных элементов.

В настоящее время известно большое количество различных типов усилительных элементов; рассмотрим основные свойства и применение наиболее известных и распространенных из них.

Электривакуумный усилительный элемент представляет собой хорошо известную вакуумную электронную лампу. Но, поскольку в современной электронике лампы находят очень ограниченное применение, мы не будем останавливаться на особенностях их работы.

Наиболее известным и распространенным полупроводниковым усилительным элементом является полупроводниковый транзистор. При невыгод-

нейшем режиме работы хороший транзистор может усилить мощность подведенных к нему электрических сигналов в десятки тысяч раз.

Принцип действия сверхпроводникового усилительного элемента, называемого иначе криотроном, основан на том, что изменение напряженности магнитного поля меняет температуру перехода вещества в сверхпроводящее состояние. Простейший криотрон представляет собой тонкую проволочку или пленку из сверхпроводящего материала, окруженную управляющей обмоткой. Охладив проволочку до температуры ее перехода в сверхпроводящее состояние, пропускают ток усиливаемого сигнала через управляющую обмотку. Возникающее при этом переменное магнитное поле изменяет сопротивление сверхпроводящей проволочки, включив которую последовательно с источником питания и нагрузкой, получают в последней усиленный сигнал.

К достоинствам криотрона относятся малые размеры и малая мощность питания, большой срок службы, более низкий уровень собственных шумов по сравнению с транзисторами. Его недостатком является необходимость охлаждения до температуры наступления сверхпроводимости, которая для известных в настоящее время сверхпроводящих материалов превышает температуру абсолютного нуля (-273°C) лишь на несколько единиц или десятков градусов. Это требует использования сложных и дорогих охлаждающих агрегатов, почему криотроны пока не находят широкого применения.

В простейшем усилительном элементе с туннельным диодом последовательно с туннельным диодом ТД (рис. 4.39, *a*) включены: источник постоянного питающего напряжения E , источник усиливаемых сигналов с амплитудой напряжения U_c и сопротивление нагрузки R , величина которого немного меньше отрицательного сопротивления туннельного диода в точке покоя.

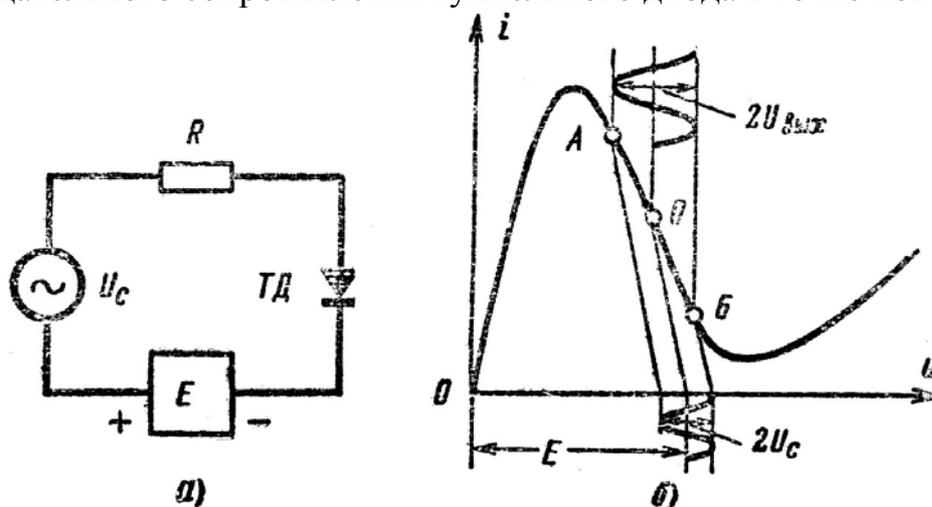


Рис. 4.39. Усиление электрических сигналов с помощью туннельного диода: *a* – схема включения; *б* – вольтамперная характеристика с нагрузочными прямыми

При расположении точки покоя O около середины падающего участка характеристики туннельного диода и отсутствии сигнала нагрузочная прямая

схемы пересечет характеристику диода в точке покоя под углом, близким к углу наклона падающей части характеристики (средняя наклонная прямая на рис. 4.39, б). При размахе напряжения сигнала $2U_c$ нагрузочная прямая будет перемещаться, не изменяя наклона, на эту величину вдоль горизонтальной оси, в результате чего точка ее пересечения с характеристикой диода также будет перемещаться.

Из рисунка видно, что при этом размах напряжения $2U_{вых}$ на зажимах диода, а, следовательно, и нагрузки, может во много раз превышать размах входного сигнала, а поэтому выделяемая в нагрузке R мощность сигнала будет много больше мощности, отдаваемой источником сигнала.

Однако получить от схемы такого вида большое и устойчивое усиление трудно, а поэтому усилительные элементы рассмотренного типа с туннельным диодом пока также не нашли широкого применения.

Магнитный усилительный элемент, называемый более кратко магнитным усилителем, изображен на рис. 4.40, а. Здесь на сердечнике из магнитного материала размещено несколько обмоток. Источник постоянного смещения E_c , присоединенный к обмотке 1, расположенной на среднем стержне сердечника, сдвигает начальную точку кривой намагничивания на сгиб характеристики намагничивания материала сердечника. Усиливаемые сигналы подводят к управляющей обмотке 2, расположенной также на среднем стержне. При таком положении исходной точки кривой намагничивания ток сигнала (i_n на рис. 4.40, б) сильно изменяет магнитную проницаемость сердечника, а, следовательно, и индуктивность управляемых обмоток 3, расположенных на крайних стержнях сердечника. В результате изменяется по величине переменный ток i_n источника питания E_n , текущий через управляемые обмотки (рис. 4.40, б). К достоинствам магнитных усилителей относятся: большое усиление, мгновенная готовность к работе; нечувствительность к сотрясениям; высокая надежность работы и практически неограниченный срок службы. Их недостатком является сложность схемы и необходимость иметь источник питания переменного тока с частотой, по крайней мере, в несколько раз превышающей наивысшую частоту усиливаемых сигналов.

Указанные свойства делают применение магнитных усилителей очень удобным в тех случаях, когда наивысшая частота усиливаемых сигналов не превосходит нескольких десятков или сотен герц. Промодулированный сигналом ток i_n выпрямляется детектором D (ток i_D на рис. 4.40, б) и после отфильтровывания фильтром Φ токов частоты источника питания и ее высших гармоник и компенсации постоянной составляющей приобретает форму усиливаемых сигналов и поступает в нагрузку H (ток i_n на рис. 4.40, б). При этом отпадает надобность в специальном источнике питания высокой частоты,

так как для питания может быть использована непосредственно сеть переменного тока нормальной (50 Гц) или повышенной частоты (400-2000 Гц).

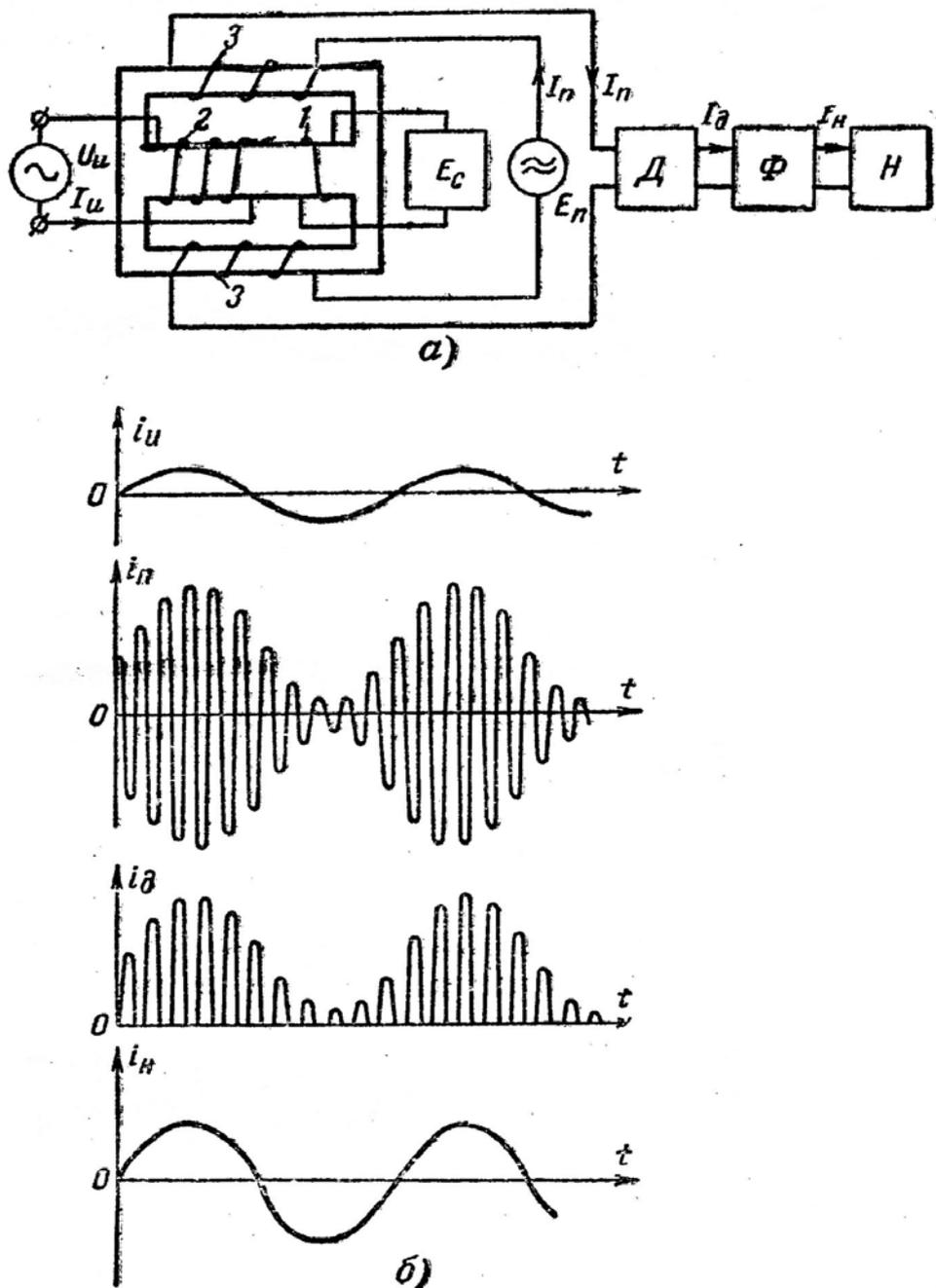


Рис. 4.40. Усиление электрических сигналов магнитным усилителем
 а - принципиальная схема; б - форма тока в различных местах схемы.

Поэтому магнитные усилители широко используются в схемах стабилизаторов тока и напряжения, в устройствах автоматического регулирования, а также в системах управления и контроля современных судовых, авиационных, ракетных и артиллерийских механизмов и т.п., где частоты усиливаемых сигналов невелики.

Диэлектрический усилительный элемент (диэлектрический усилитель) содержит конденсаторы из материала, диэлектрическая проницаемость которого зависит от напряженности электрического поля (например, из титаната бария). Электрическая емкость таких нелинейных конденсаторов зависит от приложенного к ним напряжения.

Используя вместо сердечника с обмотками нелинейные конденсаторы можно усилить электрические сигналы способом, сходным с показанным на рис. 4.40. От воздействия напряжения усиливаемых сигналов нелинейные конденсаторы будут изменять свою емкость; это будет модулировать ток питания i_n , создаваемый источником питания. Выпрямив и отфильтровав модулированный ток и направив в его нагрузку, получают в последней усиленные сигналы.

Рассмотренные выше усилительные элементы могут усиливать электрические сигналы с частотой от нуля (постоянный ток) до наивысшей, определяемой физическими и электрическими свойствами устройства. Уровень собственных шумов усилительного элемента определяется принципом его действия, и для рассмотренных устройств, за исключением криотрона, оказывается довольно высоким. Поэтому рассмотренные выше усилительные элементы непригодны для усиления очень слабых электрических сигналов, лежащих ниже уровня собственных шумов устройства, так как такие сигналы будут заглушены собственными шумами.

Отсюда видно, что для усиления чрезвычайно слабых сигналов необходимы усилительные устройства, обладающие очень низким уровнем собственных шумов; по этой причине в системах дальней и сверхдальней космической связи, аппаратуре управления и связи с ракетами и спутниками дальнего действия, радиолокационной и радиоастрономической аппаратуре большого радиуса действия используют особые способы усиления электрических сигналов. Наиболее употребительными из них являются параметрический и квантовомеханический усилители.

Примером усилительного устройства, работающего на квантовомеханическом принципе, являются молекулярные усилители. Их принцип действия основан на том, что в определенных условиях молекулы вещества, пролетая в электромагнитном поле, образованном высокочастотным источником питания, могут поглощать часть энергии этого поля; поглощенная молекулами энергия затем отдается ими в нагрузку уже на частоте усиливаемых сигналов, осуществляя тем самым усиление. Молекулярные и другие квантовомеханические усилительные устройства сложны в выполнении, обычно требуют применения сильных магнитных полей и охлаждения до очень низких температур (порядка температуры жидкого гелия), усиливают довольно узкую полосу частот, но имеют наименьший уровень собственных шумов в известных в настоящее время усилительных устройствах. Их используют обычно для усиления очень высоких частот - порядка тысяч и десятков тысяч мегагерц.

Несмотря на сравнительно высокий уровень собственных шумов (в обычных условиях порядка долей микровольта) транзисторы в настоящее время являются наиболее совершенными и универсальными элементами усилительных устройств. Они дают большое усиление в широкой полосе частот, имеют простые схемы включения, большой срок службы, не требуют какой-либо наладки или настройки в эксплуатации.

4.3.3. Основные характеристики усилителей

Важнейшими характеристиками усилителей являются: коэффициент усиления, полоса пропускания (диапазон рабочих частот усилителя), входное и выходное сопротивления, выходная мощность, степень искажения усиленного сигнала и др.

Коэффициент усиления - это отношение установившихся значений выходного и входного сигналов усилителя. В зависимости от типа усиливаемой величины различают коэффициенты усиления:

- по напряжению $K_U = \Delta U_2 / \Delta U_1$;
- току $K_I = \Delta I_2 / \Delta I_1$;
- мощности $K_P = K_U K_I = \Delta P_2 / \Delta P_1 = (\Delta U_2 \Delta I_2 / \Delta U_1 \Delta I_1)$.

При каскадном соединении нескольких усилителей произведение их коэффициентов усиления определяет общий коэффициент усиления системы, т.е.

$$K_{общ} = K_1 K_2 \dots K_n. \quad (4.10)$$

В общем случае коэффициенты усиления являются комплексными величинами, что отражает наличие фазовых изменений (искажений) усиливаемого сигнала.

В электронике и автоматике широко используют логарифмические единицы оценки коэффициента усиления, который в этом случае определяется в децибелах. Тогда коэффициент усиления по мощности, дБ,

$$K_P = 10 \lg(P_2 / P_1) = 10 \lg K_P. \quad (4.11)$$

Поскольку мощность пропорциональна квадрату тока или напряжения, для коэффициентов усиления по току и напряжению можно записать соответственно, дБ:

$$K_I = 10 \lg \left(\frac{I_2^2}{I_1^2} \right) = 20 \lg \left(\frac{I_2}{I_1} \right) = 20 \lg K_I;$$

$$K_U = 20 \lg \left(\frac{U_2}{U_1} \right) = 20 \lg K_U. \quad (4.12)$$

Логарифмическая мера оценки удобна при анализе многокаскадных усилителей. Действительно, общий коэффициент усиления многокаскадного усилителя при переходе к логарифмическим единицам измерения определяется в

отличие от выражения (4.10) суммой коэффициентов усиления отдельных каскадов, дБ:

$$K_{общ} = K_1 + K_2 + \dots + K_n. \quad (4.13)$$

Полоса пропускания усилителя - это диапазон рабочих частот $\Delta\omega$, в пределах которого коэффициент усиления не снижается ниже $1/\sqrt{2} = 0,707$ от своего максимального значения K_{max} . Зависимость коэффициента усиления от частоты усиливаемого сигнала называется амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ) усилителя. Если восставить перпендикуляр из точки на оси ординат (рис. 4.41), соответствующей значению $K_{Umax}/\sqrt{2}$, до пересечения с АЧХ, то не представляет труда графическим путем определить полосу пропускания усилителя. Проекция на ось абсцисс первой точки пересечения соответствует нижней (ω_H), а второй - верхней (ω_B) частотам пропускания усилителя. Тогда полоса пропускания:

$$\Delta\omega = \omega_B - \omega_H. \quad (4.14)$$

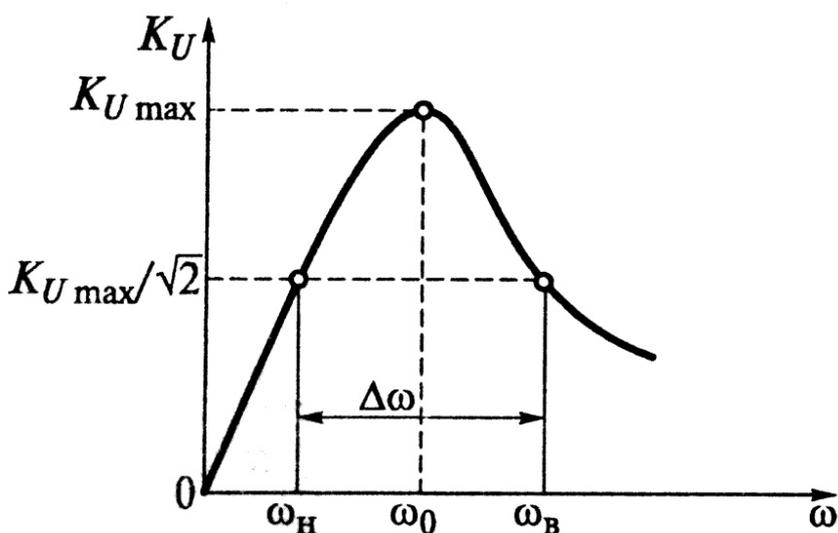


Рис. 4.41. Амплитудно-частотная характеристика усилителя

Для удобства взаимного сопоставления АЧХ усилителей с различными значениями максимального коэффициента усиления их обычно нормируют, представляя выходной параметр в виде относительной величины:

$$N(\omega) = \frac{K(\omega)}{K_{max}}, \quad (4.15)$$

где $K(\omega)$ и K_{max} - соответственно коэффициент усиления на частоте ω и максимальное значение коэффициента усиления. Применительно к АЧХ, показанной на рис. 4.41, имеем:

$$N_U(\omega) = \frac{K_U(\omega)}{K_{Umax}}. \quad (4.16)$$

В зависимости от области расположения полосы пропускания на оси частот различают низкочастотные (рис. 4.42, а), полосовые (рис. 4.42, б) и высокочастотные (рис. 4.42, в) усилители. Выполнив расчеты $N_U(\omega)$, соответствующие различным значениям $K_U(\omega)$, не представляет труда перейти от АЧХ, приведенной на рис. 4.41, к нормированной АЧХ (рис. 4.42,

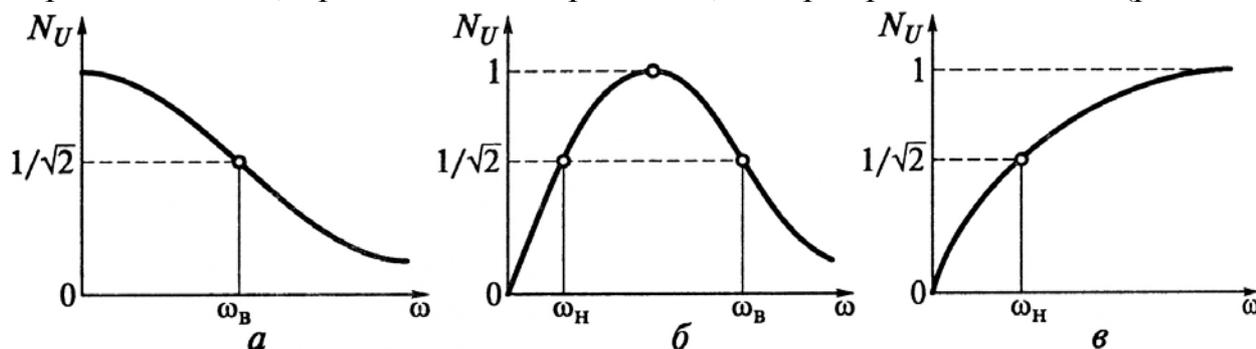


Рис. 4.42. Нормированные АЧХ усилителей:
 а - низкочастотного; б - полосового; в - высокочастотного

Входное сопротивление усилителя равно отношению входного напряжения к входному току при фиксированном значении сопротивления нагрузочного устройства. Полагая $Z_c = R_c$ и $Z_n = R_n$, имеем для действующих значений тока и напряжения

$$\underbrace{R_{ex} = R_1}_{R_n = const} = \left(\frac{U_1}{I_1} \right). \quad (4.17)$$

От значения входного сопротивления зависит степень уменьшения входного сигнала при подключении источника E_c с внутренним сопротивлением R_c , к входу усилителя. Чем больше значение R_{ex} по отношению к R_c , тем в меньшей степени ослабляется входной сигнал.

Выходное сопротивление усилителя для большинства практических случаев определяется выражением:

$$R_{вых} = R_2 = \frac{U_{2x}}{I_{2к}}, \quad (4.18)$$

где U_{2x} - напряжение холостого хода на выходе усилителя ($R_n = \infty$); $I_{2к}$ - ток короткого замыкания ($R_n = 0$).

Выходная мощность усилителя - это та часть мощности, которая может быть выделена в нагрузочном устройстве:

$$P_{вых} = P_2 = I_2^2 R_n = \frac{U_2^2}{R_n}. \quad (4.19)$$

Искажение сигналов в усилителе связано: во-первых, с нелинейной зависимостью выходного сигнала от входного, обусловленной нелинейностью статических ВАХ применяемых транзисторов; во-вторых, с частотной зависимостью амплитуды и фазы усиливаемого сигнала. Поэтому при анализе работы усилителей рассматривают два вида искажений выходного сигнала по отношению к входному: статические (нелинейные) и динамические (амплитудные и фазовые), в результате которых изменяется как форма, так и частотный спектр усиливаемого сигнала. Для количественной оценки искажений усилителя служит коэффициент нелинейных искажений, в основу расчета которого положена оценка относительной величины высших гармоник к основной в выходном сигнале, т.е.

$$K_H = \frac{\sqrt{A_2^2 + A_3^2 + \dots + A_n^2}}{A_1}, \quad (4.20)$$

где A_2, \dots, A_n - действующие значения всех высших гармоник выходного сигнала; A_1 - действующее значение первой (основной) гармоники выходного сигнала.

4.3.4. Типовые функциональные каскады полупроводникового усилителя

Для получения высоких значений коэффициентов усиления необходимо каскадное включение нескольких усилителей, обеспечивающее последовательное усиление сигнала до требуемого значения. Каскадную схему усилителя можно представить в виде трех функционально отличных каскадов усиления (рис. 4.43): предварительного усилителя (ПрУ), промежуточного усилителя (ПмУ) и выходного усилителя мощности (ВУ).

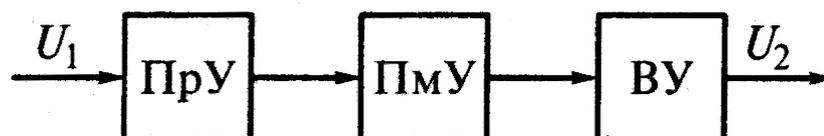


Рис. 4.43. Каскадная схема усилителя

Предварительный усилитель обеспечивает непосредственную связь источника сигнала и усилительного устройства, поэтому важнейшее требование, которому он должен удовлетворять, - минимальное ослабление входного сигнала. Для этого ПрУ должен обладать большим входным сопротивлением. Значение этого сопротивления должно быть существенно больше значения сопротивления источника сигнала, так как в этом случае относительные изменения входного напряжения будут значительны при абсолютно малых изменениях тока во входной цепи. Основное требование, предъявляемое к ПрУ, - обеспечение наибольшего усиления входного сигнала при минимальных его искажениях.

Промежуточный усилитель является буферным каскадом между предварительным и выходным усилителем. Основная его задача - согласование выхода ПрУ со входом ВУ.

Выходной усилитель предназначен для получения на выходе усилительного устройства мощности, обеспечивающей работоспособность нагрузочного устройства, выполняющего определенные функции. Поэтому в отличие от ПрУ и ПмУ, которые имеют сравнительно небольшую выходную мощность, основным параметром ВУ является КПД.

Применяемые на практике транзисторные усилители мощности классифицируют на одно- и двухтактные. Однотактные усилители мощности используют для работы на нагрузочных устройствах, мощность которых составляет единицы ватт. Двухтактные ВУ применяют при больших значениях мощности нагрузочных устройств.

Усилители мощности можно проектировать как без трансформаторов, так и с трансформаторами во входной или выходной цепи. В современных усилителях предпочтение отдается бестрансформаторным выходным каскадам, обеспечивающим лучшие массогабаритные, частотные и другие показатели.

В заключение следует подчеркнуть, что наличие трех функциональных каскадов - предварительного, промежуточного и выходного - не является обязательным. Известны электронные усилители, в которых предварительный и промежуточный усилители не имеют явно выраженных разграничительных признаков и совмещены в одном усилительном каскаде. То же самое относится к промежуточному и выходному усилителям, которые также можно объединять. Наконец, возможны схемы усилительных устройств с несколькими усилителями одного типа и т.д.

4.3.4.1. Анализ работы транзисторного усилителя.

Классы усиления усилительных каскадов

Анализ работы транзисторного усилителя. Простейшие усилители, выполненные на биполярных транзисторах, были показаны в табл. 4.1. Для анализа усилителей, представляющих собой нелинейные цепи, содержащие управляемые нелинейные элементы (транзисторы), широко применяют графический метод. Воспользуемся этим методом для анализа усилителя, содержащего биполярный транзистор $n - p - n$ типа, на входе которого одновременно действуют сигналы переменного и постоянного тока (рис. 4.44). Пусть нагрузкой усилителя будет линейный резистор R_k , включенный в цепь коллектора, а на вход усилителя подается переменный сигнал. В этом случае токи, возникающие в транзисторе, состоят из постоянных составляющих, определяемых режимом покоя, и переменных, обусловленных переменным входным электрическим сигналом.

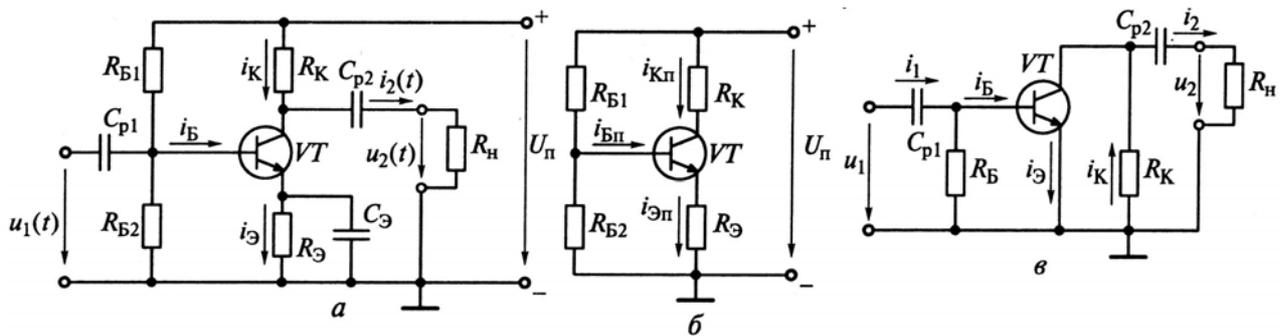


Рис. 4.44. Усилитель с RC -связями на биполярном $n - p - n$ транзисторе:
 а - принципиальная схема; б - схема цепей постоянного тока;
 в - схема цепей переменного тока

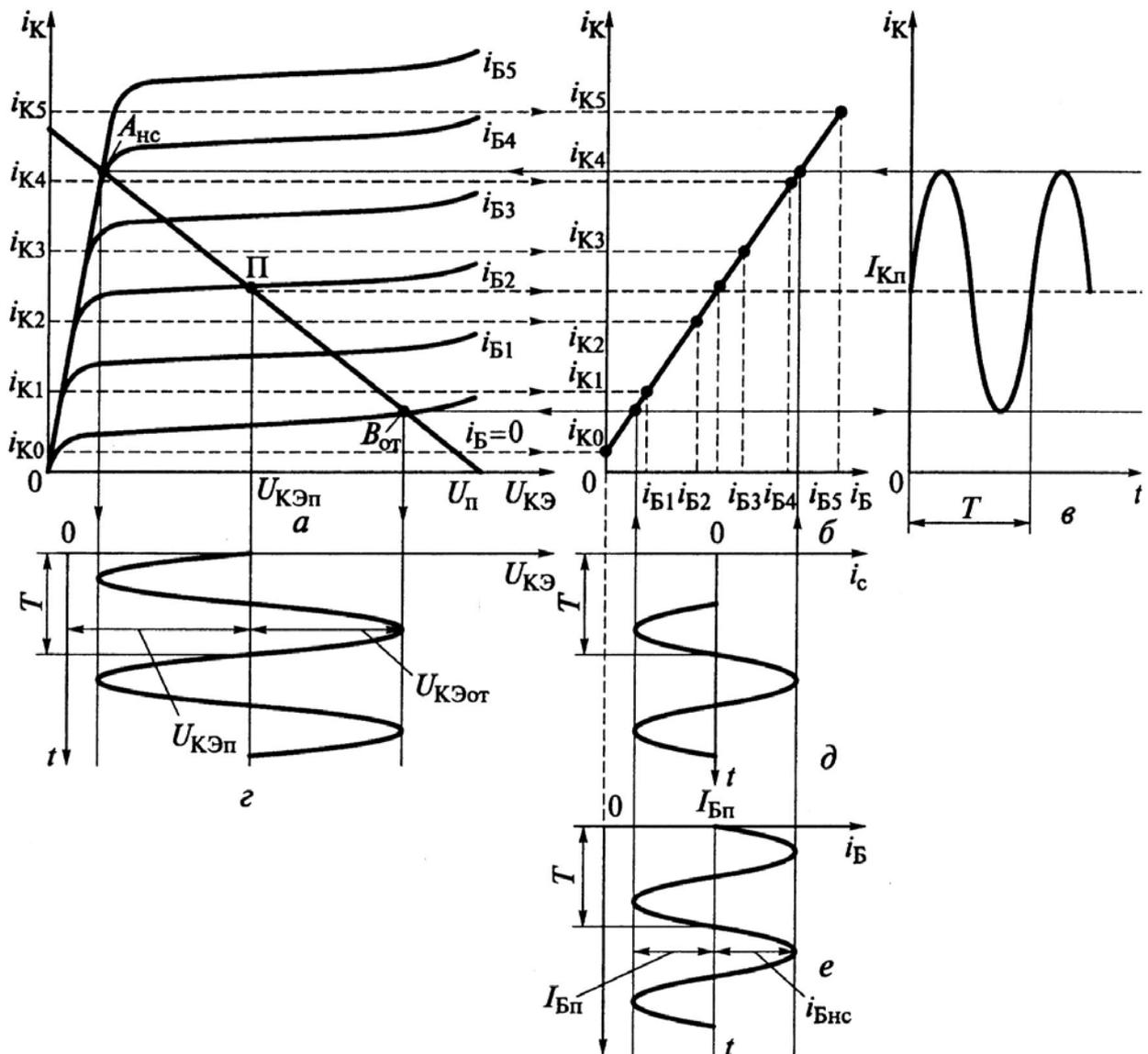


Рис. 4.45. Диаграммы работы усилительного каскада:
 а - ВАХ усилителя; б - нагрузочная характеристика усилителя;
 в - временная диаграмма коллекторного тока; г - коллекторного напряжения; д - тока сигнала; е - тока базы

Анализируя работу усилителя, воспользуемся методом линеаризации. При этом по осям ординат ВАХ транзистора откладываются не постоянные значения токов и напряжений, а их мгновенные значения (рис. 4.45, а).

Линейным участком входной ВАХ транзистора можно считать участок, на котором аналитическая зависимость тока базы от входного напряжения $u_{БЭ}$ (представляющего собой сумму напряжения покоя $U_{БЭн}$ и синусоидального напряжения источника сигнала u_c) выражается уравнением прямой:

$$i_B = \frac{(u_{БЭ} - u_{Д0})}{R_{вх}}, \quad (4.21)$$

где $u_{Д0}$ - остаточное напряжение диода; $R_{вх}$ - входное сопротивление транзистора.

Если рабочие точки расположены на линейных участках ВАХ транзистора, то его выходная характеристика (т. е. точки пересечения линии нагрузки R_k с выходной вольтамперной характеристикой транзистора для соответствующего базового тока), а именно зависимость тока коллектора от входного тока базы тоже может считаться линейной (рис. 4.45, б). Если рабочими участками усилительного каскада являются рассмотренные линейные участки входных и выходных ВАХ, то считают, что транзистор в усилительном каскаде работает в линейном режиме. При этом синусоидальный сигнал, подаваемый на вход усилительного каскада, практически не искажается на его выходе. Действительно, если точку покоя I выбрать на середине отрезка ($B_{ом}, A_{нс}$) нагрузочной прямой, то при синусоидально изменяющемся токе сигнала (рис. 4.45, д) можно обеспечить максимальное изменение (от режима насыщения до режима отсечки) переменной составляющей коллекторного тока (увеличенного в β раз) практически без существенного искажения синусоидальной формы.

Однако следует подчеркнуть, что на входе транзистора помимо переменной составляющей i_c действует также постоянная составляющая $i_{Бн}$, которые совместно образуют входной ток базы i_B (рис. 4.45, е).

Аналогично коллекторный ток, повторяющий полностью форму входного сигнала и совпадающий с ним по фазе (рис. 4.45, д), имеет также постоянную и переменную составляющие. Как видно из рис. 4.45 и соответствующего выражения (4.21), входное напряжение $u_{БЭ}$ изменяется прямо пропорционально изменению входного тока i_B , совпадая с ним по фазе. В то же время выходное напряжение на коллекторе $u_{КЭ}$ изменяется (как видно из сравнения рис. 4.45, з и 4.45, е) в противофазе с входным током i_B , т.е. сдвинуто относительно его на 180° , а, следовательно, $u_{КЭ}$ изменяется в противофазе по отношению к входному напряжению $u_{БЭ}$. Таким образом, схема ОЭ является ин-

вертирующим устройством, переворачивающим входной сигнал на 180° . Это свойство схемы используется в цифровых электронных схемах. Графический анализ усилительного каскада показывает, что, изменяя положение точки покоя P на нагрузочной прямой и амплитуду входного сигнала $u_c(i_c)$, можно получить на выходе каскада ток i_K (напряжение $u_{KЭ}$) различной формы. Так, нетрудно убедиться, воспользовавшись рис. 4.45, что перемещение точки P в точку B_{om} (режим отсечки) приведет к искажению выходного сигнала, поскольку отрицательные полупериоды тока i_c не будут пропускаться каскадом. Однако при этом амплитуда положительных полупериодов входного сигнала может быть увеличена примерно вдвое без искажения его формы на выходе каскада.

На практике широкое распространение для усиления сигналов по напряжению в широком частотном диапазоне нашли усилители с RC-связями (см. рис. 4.44, а). С помощью резисторов R_{B1} и R_{B2} , подключенных к постоянному источнику питания цепи и представляющих собой делитель напряжения, обеспечивается необходимое значение тока $i_{Bн}$, который, в свою очередь, совместно с резистором R_K обеспечивает соответствующий режим покоя (рис. 4.45, а). Вид цепи, соответствующий режиму покоя, приведен на рис. 4.45, б. Как видно из рис. 4.45, а, изменяя значение сопротивления R_K , а следовательно, и угол наклона его ВАХ, можно менять амплитуду усиленного сигнала на выходе усилителя, что соответствует изменению его коэффициента усиления. Усилитель, как видно из рис. 4.44, а, снабжен двумя разделительными конденсаторами: C_{p1} и C_{p2} . Первый из них (C_{p1}) не допускает появления постоянной составляющей тока транзистора в цепи источника сигнала, подключаемого к входу усилителя, а второй (C_{p2}) - обеспечивает прохождение в нагрузочное устройство с сопротивлением R_n только переменной составляющей усиленного сигнала.

Схема цепи переменного тока, соответствующая усилительному каскаду, приведена на рис. 4.44, в. Отсутствие в ней эмиттерного резистора объясняется наличием шунтирующего его конденсатора большой емкости $C_Э$. Сам конденсатор $C_Э$ на схеме также не показан, так как его сопротивление переменному току близко нулю ($x_{CЭ} = 1/\omega C_Э \cong 0$). Величина результирующего сопротивления нагрузочного устройства в цепи переменного тока равна

$$R = \frac{R_K R_n}{R_K + R_n}, \text{ а } R_B = \frac{R_{B1} R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}}.$$

4.3.4.2. Понятие о классах усиления усилительных каскадов

Класс усиления *A* имеет место при выборе точки покоя *П* в средней части нагрузочной характеристики выходной цепи транзистора (рис. 4.46, *a*). Этот режим характерен тем, что форма выходного сигнала повторяет форму входного сигнала за счет работы транзистора в активной области без захода в области насыщения и отсечки.

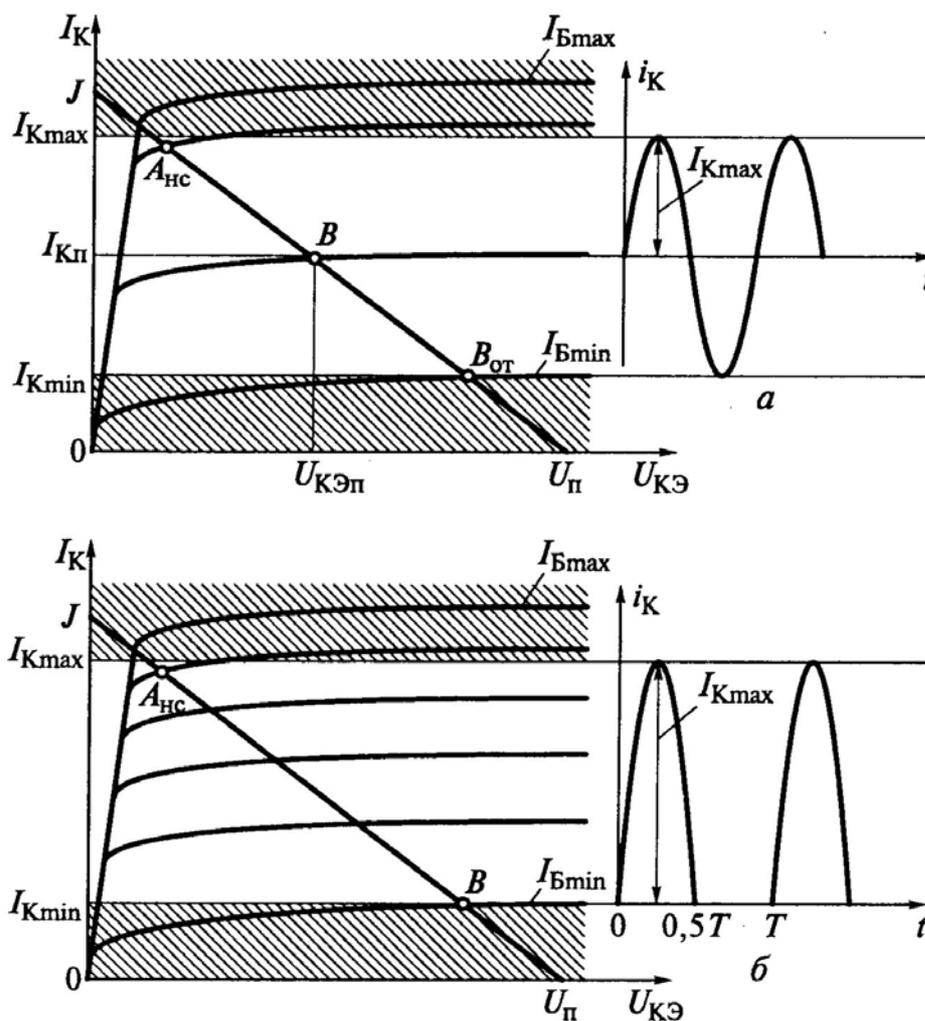


Рис. 4.46. Диаграммы работы:
a - класс усиления *A*; *б* - класс усиления *B*

При этом транзистор, как видно на рисунке, работает в линейной области, что объясняет минимальное искажение усиливаемого сигнала. В то же время работа усилителя в классе *A* характеризуется низким КПД, равным примерно 0,5, что объясняется присутствием в коллекторной цепи постоянного тока покоя (независимо от наличия или отсутствия входного сигнала), в результате чего в транзисторе рассеивается мощность $P_{Kn} = I_{Kn} U_{КЭн}$. В связи с этим режим усиления *A* используют лишь в маломощных каскадах (предварительных усилителях), для которых, как правило, важен малый коэффициент

нелинейных искажений усиленного сигнала, а значение КПД не играет решающей роли.

Класс усиления B имеет место при смещении точки Π в нижний участок линии нагрузки, как показано на рис. 4.46, б. Это способствует существенному улучшению энергетических показателей каскада при значительном (по сравнению с режимом класса A) снижении мощности, рассеиваемой в транзисторе в режиме покоя за счет предельного снижения тока I_{Kn} . Поэтому класс B используется в усилителях средней и большой мощности. Вот почему все выходные усилители работают в режиме класса B . В этом режиме значение КПД каскада можно довести до 0,7 и более (при мощности, рассеиваемой в транзисторе менее 0,25 от максимума полезной мощности в нагрузочном устройстве). Заметим, что при усилении в классе A максимальное значение КПД не может превышать 0,5, так как половина полезной максимальной мощности рассеивается в транзисторе. Вместе с тем в классе B наблюдается усиление лишь одной положительной полуволны усиленного сигнала, поэтому выходной ток имеет импульсный характер.

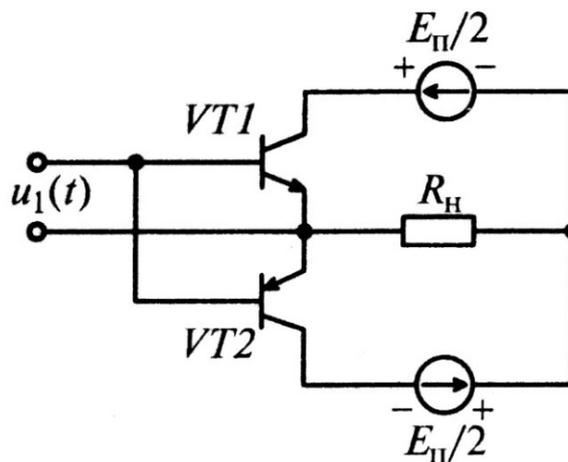


Рис. 4.47. Принципиальная схема двухтактного усилителя мощности

Для усиления как положительной, так и отрицательной полуволны входного сигнала применяют двухтактные усилители, работающие в классе усиления B (рис. 4.47). Здесь при положительной полуволне входного сигнала открыт транзистор $VT1$ $n-p-n$ типа, а при отрицательной полуволне - транзистор $VT2$ $p-n-p$ типа. В нагрузочное устройство с сопротивлением R_n поступает усиленный сигнал обоих полупериодов. Как правило, двухтактные усилители изготавливают в виде интегральной микросхемы, в едином кристалле полупроводника, что позволяет обеспечивать идентичность параметров транзисторов $VT1$ и $VT2$. Разновидностью режима класса B является режим класса AB . Этот режим характеризуется наличием некоторого начального смещения точки Π в активную область. В этом случае $I_{Kn} \cong (5...10)\%I_{Kmax}$,

что позволяет совместить достоинства режимов классов A и B - малые нелинейные искажения и высокий КПД.

Режимом класса C называется такой режим работы усилителя, при котором ток в выходной цепи усилителя протекает меньше половины периода действия входного сигнала. Этот режим соответствует расположению точки покоя в области отсечки и находит применение в мощных резонансных усилителях (например, радиопередающих устройствах).

Режимом класса D , или ключевым режимом, называют такой режим работы усилителя, при котором ток в выходной цепи может принимать только два значения: $I_{K \max}$ и $I_{K \min}$. Коэффициент полезного действия такого усилителя близок к единице, что предопределяет его широкое использование в импульсной и цифровой технике.

4.3.4.3. Температурная стабилизация режимов работы транзисторных усилителей

Параметры транзистора в большой степени зависят от температуры окружающей среды, что отражается на выходных параметрах усилителей. Для стабилизации параметров усилителя обычно применяют так называемые обратные связи.

Обратной связью ($ОС$) называют такую связь между элементами усилительного устройства, при которой часть энергии выходного сигнала поступает на вход устройства. В усилителях значение энергии выходного сигнала существенно превышает значение энергии входного сигнала, а потому обратная связь оказывает заметное влияние на их характеристики.

Различают два вида обратных связей: отрицательную и положительную. При отрицательной обратной связи ($ООС$) выходной сигнал в канале $ОС$ оказывается в противофазе с входным сигналом усилителя. В результате этого любые изменения выходного сигнала встречают соответствующие противодействия по каналу $ООС$, что стабилизирует выходной сигнал усилительного устройства при воздействии внешних факторов (температуры, нагрузки и др.).

При положительной обратной связи ($ПОС$) выходной сигнал в канале $ОС$ совпадает по фазе с входным сигналом устройства, способствуя его усилению. Это дестабилизирует работу усилительного устройства, поскольку любые незначительные изменения выходного параметра приводятся каналом $ПОС$ к предельным их значениям.

Различают три типа $ОС$: внутреннюю, внешнюю и паразитную. Внутренняя $ОС$ проявляет себя в каждом компоненте усилителя из-за функциональной связи между их электрическими и физическими параметрами. Внешняя $ОС$ обеспечивается включением дополнительных цепей, действие которых направлено на улучшение характеристик усилителя (стабилизацию режима и т.п.). Паразитная $ОС$ создается, как правило, емкостными и индуктивными связями, не предусмотренными схемотехническими решениями цепи

усилителя, проявляющими себя на больших частотах, и ухудшает характеристики усилителей.

По способу подключения канала OC к выходной цепи различают обратные связи по напряжению и току.

Способы температурной стабилизации. Температурная стабилизация обеспечивается отрицательной обратной связью, позволяющей удерживать температурные изменения параметров транзистора в исходном состоянии независимо от внешних воздействий. Для биполярных транзисторов таким основным параметром является ток покоя коллектора I_{Kn} , а для полевых - ток покоя стока I_{Cn} . В зависимости от способов температурной стабилизации транзисторных усилителей различают эмиттерную (истоковую для полевых приборов), коллекторную (стоковую) и комбинированную стабилизации, из которых наибольшее распространение на практике нашел эмиттерный способ стабилизации.

В транзисторных усилителях коллекторный ток покоя I_{Kn} в общем случае имеет два компонента:

$$I_{Kn} = \beta I_{Bn} + I_{KBобр}, \quad (4.22)$$

где $I_{KBобр}$ - обратный (тепловой) ток коллекторного перехода.

С повышением температуры окружающей среды наблюдается заметный рост теплового тока (с увеличением температуры приблизительно на каждые $10^\circ C$ значение тока $I_{KBобр}$ удваивается). Это в соответствии с выражением (4.22) вызывает смещение точки покоя в зону больших значений коллекторного тока. В результате начинают появляться нелинейные искажения выходного сигнала, ухудшающие работу усилителя.

Для возможности принудительного удержания коллекторного тока покоя на заданном уровне в цепи постоянного тока (рис. 4.44, б) используют резистор $R_{Э}$, реализующий OOC по току. Механизм воздействия OOC (эмиттерной стабилизации) проявляется следующим образом. Рассмотренное выше увеличение коллекторного тока покоя под действием температурных изменений вызывает соответствующее увеличение тока покоя эмиттера, так как $I_{Эn} = I_{Kn} + I_{Bn}$.

Это обуславливает увеличение падения напряжения на эмиттерном резисторе, поскольку $U_{Эn} = I_{Эn} R_{Э}$. В то же время возрастание напряжения на эмиттерном резисторе приводит к снижению положительного потенциала на базе транзистора VT , а, следовательно, и тока базы покоя. Это и обеспечивает уменьшение коллекторного тока покоя, требуемое для компенсации температурного роста тока $I_{KBо}$. Необходимо отметить, что эмиттерный резистор отрицательной связи вызывает одновременно и нежелательный эффект снижения коэффициента усиления для входного сигнала $u_1(t)$ цепи переменного то-

ка усилителя (рис. 4.44, в). Для устранения этого недостатка служит конденсатор C_3 , шунтирующий резистор R_3 , как показано на полной схеме типового усилителя (рис. 4.44, а).

Аналогичным образом проявляет себя и механизм истоковой стабилизации в транзисторных каскадах, использующих полевые приборы.

Особенности работы усилителя на полевом транзисторе. Усилители на полевых транзисторах имеют большое входное сопротивление и потому находят широкое применение в качестве предварительных усилителей. Типичная схема усилителя на полевом транзисторе с n -каналом и управляющим $p-n$ -переходом приведена на рис. 4.48, а. Здесь полевой транзистор включен по схеме с общим истоком, что позволяет получить усиление входного сигнала, как по току, так и по напряжению (аналог схемы с общим эмиттером для биполярного транзистора).

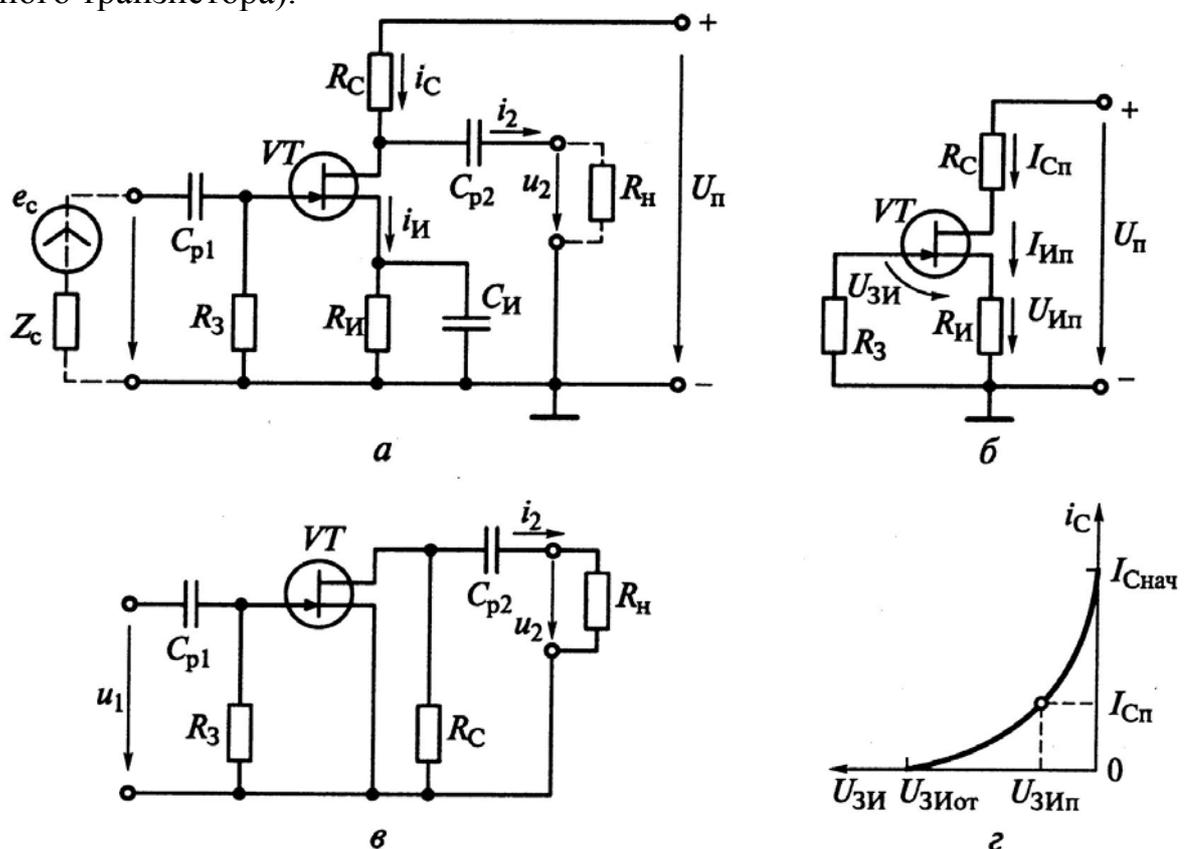


Рис. 4.48. Усилительный каскад на полевом транзисторе:

а - принципиальная схема; б - цепь постоянного тока; в - цепь переменного тока; г - стокзатворная характеристика полевого транзистора

Цепь усилителя включает в себя следующие элементы: резистор R_C (стока), назначение которого аналогично назначению R_K в усилителях на биполярных транзисторах; резистор $R_{И}$ (истока), обеспечивающий температурную стабилизацию цепи транзистора VT за счет действия последовательной

ООС по току; резистор R_n , имитирующий входное сопротивление следующего каскада; резистор R_3 (затвора), способствующий замыканию указанной выше последовательной цепи *ООС* по току. Одновременно с этим на R_3 во входной цепи транзистора *VT* под действием входного сигнала $u_1(t)$ формируется управляющее воздействие переменного тока. Конденсатор C_{II} шунтирует резистор R_{II} по переменному току $x_{C_{II}} = 1/\omega C_{II} \cong 0$, что исключает уменьшение усиления каскада по переменному току. Разделительные конденсаторы C_{p1} и C_{p2} выполняют те же функции, что и в транзисторном усилителе на биполярном транзисторе.

По аналогии с усилителем на биполярном транзисторе рассматриваемую схему (рис. 4.48, *а*) можно также представить в виде двух компонентов: цепи постоянного тока (рис. 4.48, *б*), предназначенной для задания требуемого режима покоя; цепи переменного тока (рис. 4.48, *в*), обеспечивающей усиление переменной составляющей входного сигнала. Стокозатворная характеристика усилителя на полевом транзисторе приведена на рис. 4.48, *г*.

4.3.4.4. Избирательные усилители. Усилители мощности. Усилители постоянного тока

Избирательными (селективными) называют усилители, обеспечивающие усиление сигналов в узкой полосе частот. Такие усилители используют в измерительных системах, автоматике и т.п. На рис. 4.49 приведена нормированная амплитудно-частотная характеристика избирательного усилителя и для сравнения показана пунктиром характеристика широкополосного усилителя.

На практике для оценки степени избирательности усилителя пользуются соотношением

$$K_{СИ} = \frac{\omega_g}{\omega_n}, \quad (4.23)$$

где ω_g, ω_n - соответственно верхняя и нижняя частота пропускания сигналов усилителем.

Для большинства избирательных усилителей $K_{СИ} = 1,001 \dots 1,1$.

Избирательные усилители классифицируют на две группы: с фиксированной частотой (полосовые) и перенастраиваемой частотой (резонансные). В усилителях с фиксированной частотой применяют частотно-избирательные цепи с неизменными параметрами и высокой добротностью, добиваясь исключительно хорошей избирательности. В усилителях с перенастраиваемой частотой, требующих использования конденсатора переменной емкости, применяют более простые частотно-избирательные цепи. Это ухудшает избирательность частотных характеристик систем.

В зависимости от схемы частотно-избирательной цепи различают два вида избирательных усилителей: с частотно-избирательной LC нагрузкой в канале прямой связи и частотно-зависимой RC цепью в канале обратной связи.

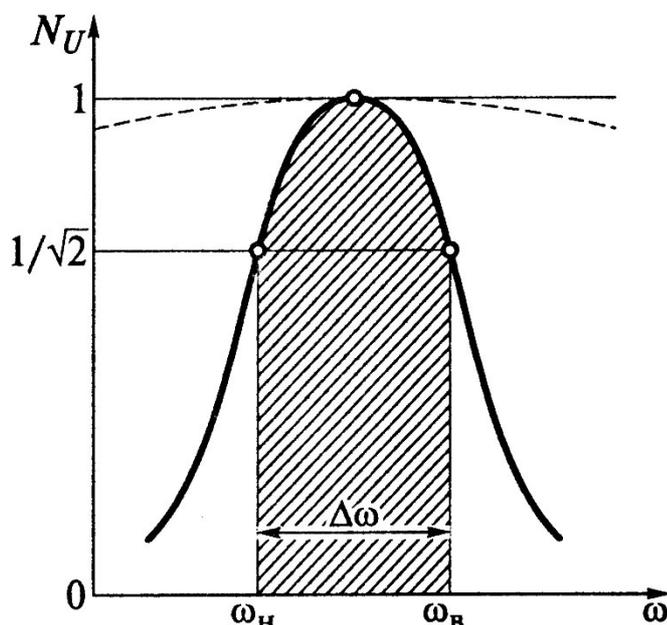


Рис. 4.49. Нормированная амплитудно-частотная характеристика избирательного усилителя

Любой транзисторный усилитель является усилителем мощности, так как при усилении напряжения или тока наблюдается соответствующее повышение мощности выходного сигнала, отдаваемой каскадом. Поэтому к усилителям мощности относят такие усилители, для которых усиление мощности выходного сигнала является основной задачей, решаемой при минимальном искажении сигнала и максимальном КПД. В общем случае усилители мощности функционируют с максимально допустимой мощностью рассеяния в коллекторе (источке) транзистора при наилучшем использовании выходных характеристик прибора по напряжению и току. При этом вопросы термостабилизации нелинейных и частотных искажений сигнала становятся весьма актуальными. Коэффициент полезного действия усилителя мощности:

$$\eta = \frac{P_n}{P_u}, \quad (4.24)$$

где $P_n = U_2 I_2 \cos \varphi$ - полезная мощность, создаваемая входным сигналом в нагрузочном устройстве; $P_u = U_n I_{cp}$ - средняя мощность, потребляемая от источника питания выходной цепью.

Так как $P_u > P_n$, то мощность, равная разности $\Delta P_T = P_u - P_n$, рассеивается в выходной цепи транзистора, вызывая его нагревание. С понижением КПД усилительного каскада тепловой режим транзистора ухудшается. Поэтому

му в усилителях мощности предусматривают средства термостабилизации, исключающие возможности изменения режима и снижения КПД в условиях эксплуатации. Другим фактором, оказывающим непосредственное влияние на работоспособность усилителей мощности, является проблема обеспечения теплоотвода рассеиваемой в транзисторе мощности. Для улучшения теплоотдачи транзисторов их снабжают радиаторами. Однако строгий расчет параметров охлаждающих устройств применительно к различным условиям охлаждения сложен из-за нестационарности процессов нагревания транзистора и трудностей учета многих факторов (теплового сопротивления контакта корпуса транзистора с радиатором, теплораспределения в радиаторе и т.д.), поэтому в приложении приведена программа расчета плоских радиаторов, реализованная на языке Basic.

Усилителем постоянного тока (УПТ), именуемым также усилителем медленно изменяющихся сигналов, называют усилитель, способный обеспечивать усилительные свойства начиная от частоты $\omega = 0$. На рис. 4.50 показана АЧХ усилителя постоянного тока. Отличительной особенностью УПТ является линейная зависимость выходного сигнала от входного (передаточная характеристика усилителя) и чувствительность этой зависимости к фазе входного воздействия.

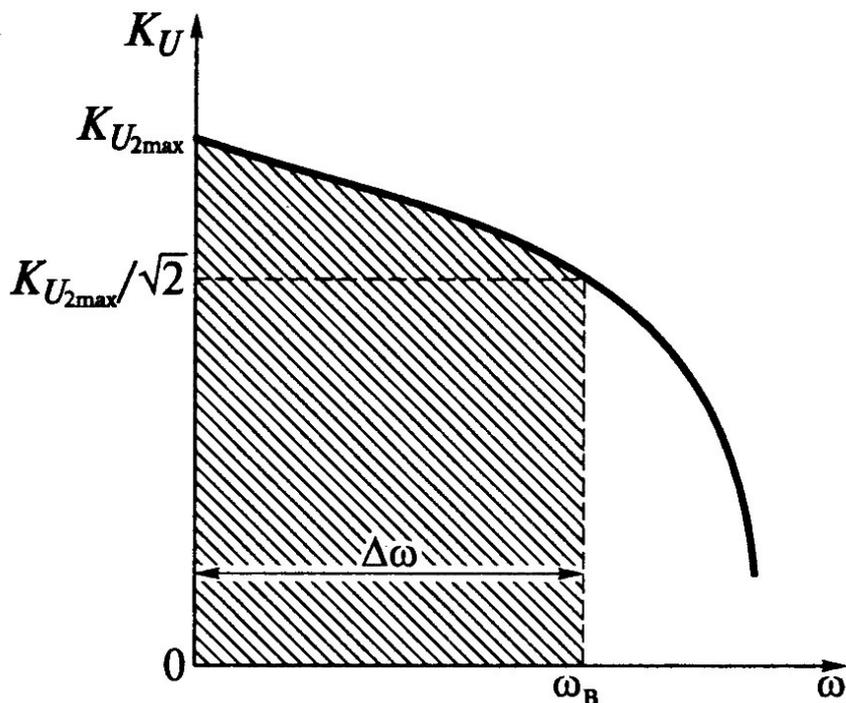


Рис. 4.50. Амплитудно-частотная характеристика усилителя постоянного тока

Для осуществления возможности работы УПТ при низких частотах необходимо исключить из его межкаскадных соединений трансформаторы (индуктивности) и конденсаторы, т.е. элементы, не способные обеспечить переда-

чу сигнала постоянного тока ($\omega = 0$). Поэтому схемотехника многокаскадных УПТ требует использования принципов непосредственной (гальванической) связи между каскадами в сочетании с бестрансформаторным исполнением выходной цепи. Для этого применяют специальные средства согласования каскадов по постоянному току, что усложняет практическую реализацию УПТ.

Прямое гальваническое соединение каскадов усилителя постоянного тока приводит к тому, что УПТ через него одновременно с полезным сигналом проходят также и те изменения постоянных составляющих напряжений, которые обусловлены нестабильностью источников питания и электрических параметров цепи усилителя (например, температурная нестабильность параметров транзистора). Указанные помехи приводят к медленному изменению выходного напряжения даже в отсутствие полезного сигнала. При наличии его они суммируются с выходным сигналом.

Вариация выходного напряжения УПТ, обусловленная влиянием внутренних и внешних помех, получила название дрейфа нуля. Величина дрейфа исчисляется по изменению выходного напряжения УПТ за определенный промежуток времени при отсутствии (либо неизменном значении) входного сигнала. Качество УПТ определяется прежде всего минимально достигаемым дрейфом нуля. Для борьбы с дрейфом нуля применяют дифференциальные (мостовые) цепи.

4.3.4.5. Анализ дифференциального усилителя

Дифференциальные цепи позволяют реализовать УПТ с ничтожно малым дрейфом нуля. Рассмотрим важнейшие свойства дифференциальной цепи, в которой нагрузочное устройство подключают к внутренней диагонали моста, т. е. точкам *a* и *б* (рис. 4.51, *a*).

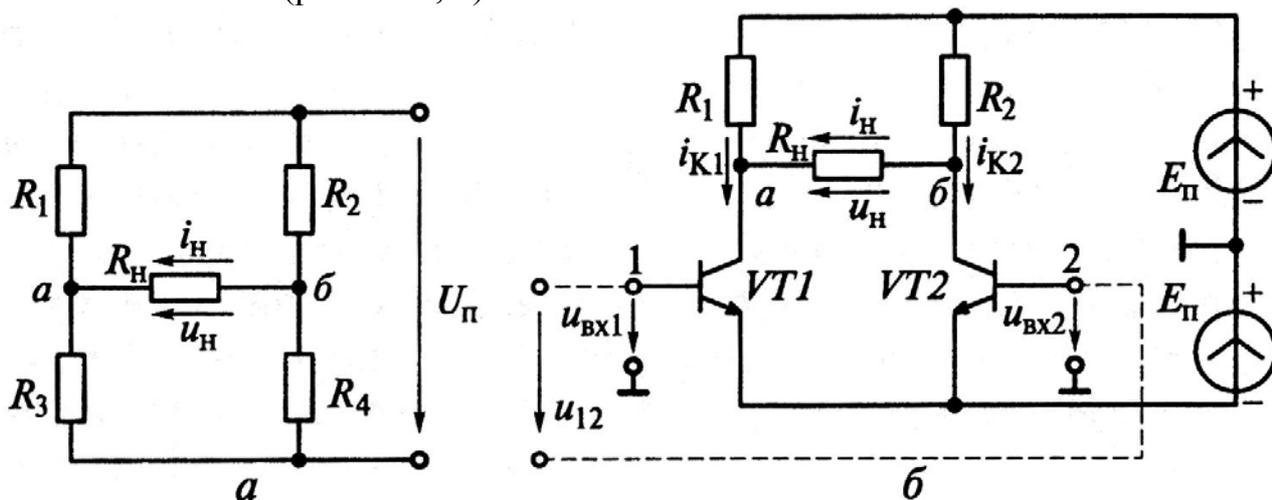


Рис. 4.51. Мостовая схема дифференциального усилителя (*a*) и ее транзисторный аналог (*б*)

Балансировка (равновесие) моста по постоянному току обеспечивается выполнением условия

$$R_1 R_4 = R_2 R_3. \quad (4.25)$$

Тогда для потенциалов точек a и b диагонали моста имеем $\varphi_a = \varphi_b$. В результате ток через нагрузочное устройство при балансе моста $I_n = 0$ ($U_n = \varphi_a - \varphi_b = 0$).

Особенности дифференциальных цепей состоят в следующем: изменение параметров источника питания не нарушает условия балансировки (4.25); при пропорциональном изменении параметров резисторов смежных плеч R_1 и R_2 или R_3 и R_4 балансировка также не нарушается. Все это позволяет значительно улучшить характеристики УПТ.

При анализе дифференциальных цепей пользуются понятиями синфазного и противофазного (несинфазного, парафазного) сигналов. Синфазными называют сигналы равной амплитуды и одного знака (фазы), воздействующие на взаимно симметричные участки дифференциальной цепи; противофазными - сигналы равной амплитуды, но противоположного знака, воздействующие на те же симметричные участки цепи. Нетрудно заметить, что особенности дифференциальных цепей обуславливают их стойкость к синфазным воздействиям.

Простейший дифференциальный усилитель может быть получен из рассмотренной дифференциальной цепи (рис. 4.51, a) заменой в ней резисторов R_3 и R_4 транзисторами $VT1$ и $VT2$ (рис. 4.51, b). В микроэлектронном исполнении УПТ транзисторы $VT1$ и $VT2$ выполняются в едином кристалле полупроводника и потому сохраняют одинаковые параметры в широком температурном диапазоне. В этом случае несложно обеспечить идентичность параметров и для резисторов R_1 и R_2 . Для возможности как синфазного, так и противофазного управления каскадом необходимо питать его от сдвоенного источника питания с заземленной средней точкой.

Рассмотрим работу дифференциального усилителя (рис. 4.51, b) при различных видах воздействия на его входы, один из которых u_{ex1} назовем прямым, а другой u_{ex2} - инвертирующим (инвертирует входной сигнал по фазе).

При воздействии сигнала на прямой (неинвертирующий) вход 1 ($u_{ex1} > 0, u_{ex2} = 0$) транзистор $VT1$ открывается и его коллекторный ток i_{K1} возрастает, вызывая снижение потенциала φ_a (за счет увеличения падения напряжения на резисторе R_1). Поскольку потенциал φ_b остается неизменным, через резистор R_n будет протекать ток i_n , создавая на нем выходное напряжение u_n , совпадающее по фазе с напряжением u_{ex1} .

При воздействии сигнала на инвертирующий вход 2 ($u_{ex2} > 0, u_{ex1} = 0$) открывается транзистор $VT2$, а следовательно, происходит рост тока i_{K2} , что вызывает изменение направления тока нагрузки i_H . Выходное напряжение u_H меняет фазу на противоположную.

В случае противофазного воздействия на входы сигналом u_{12} (рис. 4.51, б, пунктир) этот сигнал можно выразить в виде разности частных воздействий на транзисторы $VT1$ и $VT2$, т.е.

$$u_{12} = u_{ex1} - u_{ex2}.$$

В результате такого дифференциального воздействия (отсюда и название - дифференциальный усилитель) транзистор $VT1$ открывается, а $VT2$ закрывается. Соответственно потенциал φ_a понижается (из-за сигнала u_{ex1}), а потенциал φ_b повышается (из-за сигнала u_{ex2}). Поэтому имеет место более существенное увеличение выходного напряжения u_H , чем при воздействии только сигнала u_{ex1} или u_{ex2} .

Рассматривая дифференциальный усилитель в классе усиления A и учитывая его схемную симметрию, можно полагать, что входное воздействие u_{12} распределяется поровну между входами транзисторов $VT1$ и $VT2$. Это обуславливает одинаковые изменения их коллекторных токов, а потому выходное напряжение схемы

$$u_H = \Delta u_{K1} - \Delta u_{K2},$$

где Δu_{K1} и Δu_{K2} - изменения коллекторных потенциалов соответственно точек a и b .

4.3.4.6. Операционные усилители. Схемы стабилизации и повышения входного сопротивления

Согласно ГОСТ 18421-73 операционный усилитель (OU) предназначен для выполнения различных операций над аналоговыми величинами при работе в схеме с отрицательной обратной связью (OC). При этом под аналоговой величиной подразумевается непрерывно изменяющееся напряжение или ток.

Приведенное определение относится к устройствам, появившимся в конце 40-х годов, когда начали моделировать математические операции с помощью ламповых усилителей постоянного тока с отрицательной OC .

В начале 60-х годов OU стали серийно выпускаться в виде интегральных микросхем ($ИС$), область их применения к настоящему времени необычайно расширилась. Функциональные возможности OU возросли, и, несмотря на то, что они в большинстве случаев не выполняют математических операций, старое название за ними сохранилось.

В настоящее время *ОУ* - усилитель постоянного тока с полосой пропускания в несколько мегагерц с непосредственной связью между каскадами (т.е. без разделительных конденсаторов), с большим коэффициентом усиления, высоким входным и малым выходным сопротивлениями, а также с низким уровнем шума при хорошей температурной стабильности, способный устойчиво работать при замкнутой цепи *ОС*.

Входной каскад устройства выполняется в виде дифференциального усилителя, поэтому он имеет два входа и реагирует на разность приложенных к ним напряжений, т. е. на дифференциальный сигнал.

Современный *ОУ* содержит значительное число компонентов, в частности, несколько десятков транзисторов, находящихся в миниатюрном кремниевом кристалле. Все соединения между компонентами осуществляются с помощью литографической техники в процессе производства, что резко снижает вероятность повреждения внутренних соединений по сравнению с выполненными пайкой.

По габаритным размерам и стоимости *ОУ* мало отличаются от отдельно взятого транзистора. Реализация различных устройств с применением *ОУ* значительно проще, чем на отдельных транзисторах, одновременно получается выигрыш в габаритных размерах и массе. Благодаря своим многосторонним возможностям *ОУ* вытесняет устройства на дискретных транзисторах и становится базовым (унифицированным) узлом в аналоговой схемотехнике.

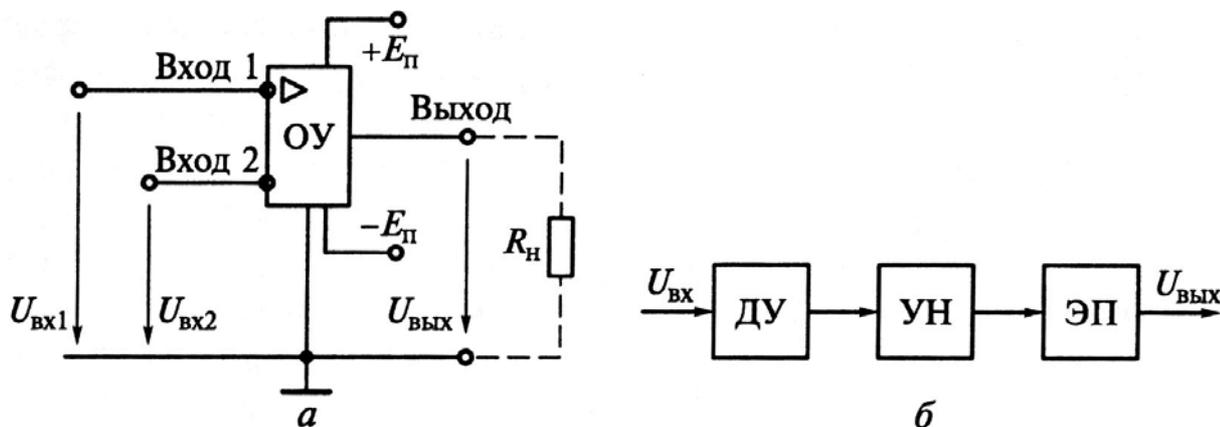


Рис. 4.52. Операционный усилитель:
а - условное обозначение; *б* - функциональная схема

Требования к электрическим характеристикам *ОУ* связаны в основном с необходимостью обеспечить: высокий коэффициент усиления по напряжению, большое входное и малое выходное сопротивления, линейность передаточной характеристики, высокую верхнюю граничную частоту пропускания.

Требования к конструктивному исполнению *ОУ* в основном следующие: наличие двух автономных входов 1 и 2 с общей точкой, соединенной с массой усилителя; выполнение одного из входов (1) неинвертирующим (совпадение по фазе), а другого (2) инвертирующим (в противофазе) по отноше-

нию к выходному сигналу. В условном обозначении *ОУ* на рис. 4.52, *а* показаны лишь шесть основных выводов. В отдельных случаях *ОУ* снабжают большим числом выводов (до 15), необходимых для подключения дополнительных элементов контроля, балансировки, коррекции частотной характеристики и других функций.

По принципу действия *ОУ* сходен с обычным усилителем. Он также предназначен для усиления напряжения или мощности входного сигнала. Однако *ОУ* специально создан для использования в схемах с глубокой *ОС* так, чтобы параметры устройства определялись преимущественно параметрами цепи *ОС*, а сам он был функционально незаметен. Такой *ОУ* по своим характеристикам должен приближаться к идеальному. С идеальным *ОУ* обычно связывают бесконечно большой коэффициент усиления в бесконечно большой полосе пропускания, бесконечное входное и нулевое выходное сопротивление. Кроме того, усилитель не должен иметь статических ошибок, изменяющихся от температуры и времени.

Эти свойства даже теоретически полностью достигнуты быть не могут, поскольку большая часть из них требует бесконечной мощности выходного сигнала при малых геометрических размерах полупроводниковой структуры. Поэтому в каждом случае можно говорить лишь о доступной степени приближения к идеальным свойствам.

Близость параметров реального *ОУ* к идеальным определяет точность, с которой может работать данный *ОУ* в тех или иных устройствах. Знание основных параметров позволяет выяснить ценность конкретного *ОУ*, быстро и правильно сделать выбор подходящего, проектировать устройства практически без проведения макетирования, предотвращать работу *ИС* в недопустимом режиме и уменьшать вероятность отказа.

Основными показателями качества работы *ОУ* являются: коэффициент усиления по напряжению K_0 , достигающий у лучших образцов значений 10^6 ; входное сопротивление R_{ex} (до 10^9 Ом); верхняя граничная частота, достигающая у лучших образцов 50 МГц.

Благодаря высоким характеристикам и широкой доступности, обеспеченной серийным выпуском, *ОУ* нашли исключительно широкое применение в электронике и системах автоматики. На основе *ОУ* получены высококачественные линейные усилители, источники опорных напряжения и тока, генераторы импульсов, схемы сравнения (компараторы) и т.п.

Основу *ОУ* составляет дифференциальный усилитель, воздействием на каналы прямой и обратной связи которого добиваются реализации задач, стоящих перед *ОУ*. Типовая функциональная схема *ОУ* приведена на рис. 4.52, *б*.

В общем виде *ОУ* можно представить состоящим из трех каскадов: входного дифференциального усилителя (*ДУ*), имеющего симметричный вход и обеспечивающего высокую стабильность, малое напряжение шумов и

т.п.; промежуточного усилителя напряжения ($УН$), выполненного, как правило, также в виде дифференциального усилителя с большим коэффициентом усиления; выходного эмиттерного повторителя ($ЭП$), выполненного по двухтактной схеме и обеспечивающего малое выходное сопротивление $ОУ$.

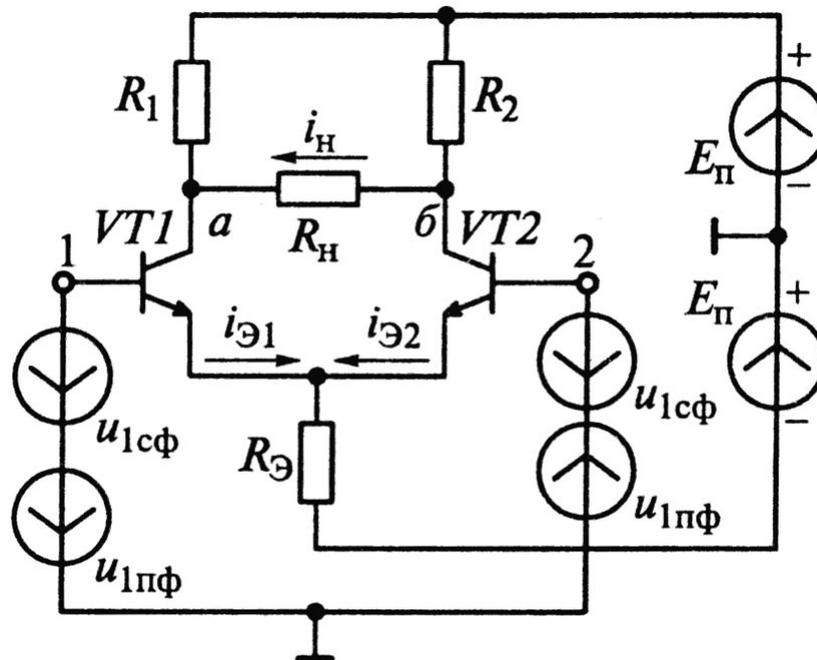


Рис. 4.53. Схема дифференциального усилителя с резисторной $ООС$

В операционных усилителях для связи дифференциального, промежуточного и, как правило, выходного усилителей используют несимметричный выход (например, только коллекторный вывод $б$ транзистора $VT2$ на рис. 4.52, $б$). Однако при этом ухудшается работа всего $ОУ$, так как стабилизирующие свойства дифференциального каскада проявляются только относительно симметричного входа (между точками $а$ и $б$). Для решения указанной проблемы в дифференциальном усилителе применяют стабилизирующую $ООС$ по токам эмиттеров обоих транзисторов, реализуемую резистором $R_Э$ (рис. 4.53).

Резистор $R_Э$ включен в общую эмиттерную цепь транзисторов $VT1$ и $VT2$. При синфазных воздействиях ($u_{1сф}$) токи эмиттеров обоих транзисторов будут меняться пропорционально входному сигналу, вызывая соответствующее изменение падения напряжения на резисторе $R_Э$. В результате этого $ООС$ будет проявлять себя в полной мере. В случае противофазных воздействий ($u_{1пф}$) общий ток эмиттеров транзисторов останется неизменным (открытие одного транзистора компенсируется закрытием другого из-за противофазного действия сигналов $u_{1пф}$). Таким образом, противофазные воздействия не оказывают никакого влияния на канал $ООС$. Для количественной

оценки стабилизирующих свойств дифференциального усилителя служит коэффициент ослабления синфазной составляющей:

$$K_{oc.c} = \frac{(K_U)_{n\phi}}{(K_U)_{c\phi}}, \quad (4.26)$$

где $(K_U)_{n\phi}$ и $(K_U)_{c\phi}$ - коэффициенты усиления каскада по напряжению соответственно для противофазного и синфазного сигналов.

Коэффициент $K_{oc.c}$ удобно представлять в децибелах:

$$K_{oc.c} = 20 \lg (K_U)_{n\phi} (K_U)_{c\phi}. \quad (4.27)$$

Дифференциальные усилители с лучшими стабилизирующими свойствами (меньшим дрейфом нуля) имеют большие значения $K_{oc.c}$. С увеличением сопротивления резистора R_{Σ} (рис. 4.53) действие *ООС* усиливается, а следовательно, уменьшается значение $(K_U)_{c\phi}$ при неизменной величине $(K_U)_{n\phi}$. В результате коэффициент $K_{oc.c}$ возрастает. Таким образом, усиление действия *ООС*, ведущее к улучшению стабилизирующих свойств дифференциального усилителя, оценивают более высоким значением коэффициента ослабления синфазной составляющей $K_{oc.c}$.

Улучшение стабильности работы дифференциального усилителя обеспечивается увеличением сопротивления резистора R_{Σ} в схеме *ООС* (рис. 4.53). Однако это вызывает пропорциональное снижение эмиттерных токов транзисторов $VT1$ и $VT2$, что уменьшает максимальное выходное напряжение усилителя. Поэтому в схеме дифференциального усилителя вместо резистора R_{Σ} применяют источник стабильного тока, имеющий бесконечно большое дифференциальное сопротивление. Кроме того, для стабилизации напряжения питания каскада используют специальный стабилизатор напряжения. Практическая схема дифференциального усилителя со стабилизаторами тока и напряжения приведена на рис. 4.54. Источник стабильного тока выполнен на транзисторе $VT3$ с диодным смещением (посредством диода VD), способствующим термостабилизации транзистора. Стабилизатор напряжения включает транзистор $VT4$, с помощью которого стабилизируется входное напряжение каскада (мостовой схемы).

Повышение входного сопротивления дифференциального усилителя достигается снижением базовых токов покоя транзисторов $VT1$ и $VT2$ до ничтожно малых величин (единиц наноампер). Однако это ухудшает работу дифференциального усилителя из-за уменьшения его динамического диапазона, под которым понимают выраженное в децибелах отношение максимального сигнала к минимальному. Для предотвращения этого фактора в качестве приборов $VT1$ и $VT2$ применяют транзисторы, отличающиеся чрезвычайно

большими коэффициентами усиления по току (тысячи единиц) за счет использования в них предельно тонкого слоя базы. Однако применение таких транзисторов заметно усложняет задачу стабилизации дифференциального усилителя. Поэтому в ряде случаев повышение входного сопротивления $OУ$ достигается использованием в его входном канале полевых транзисторов.

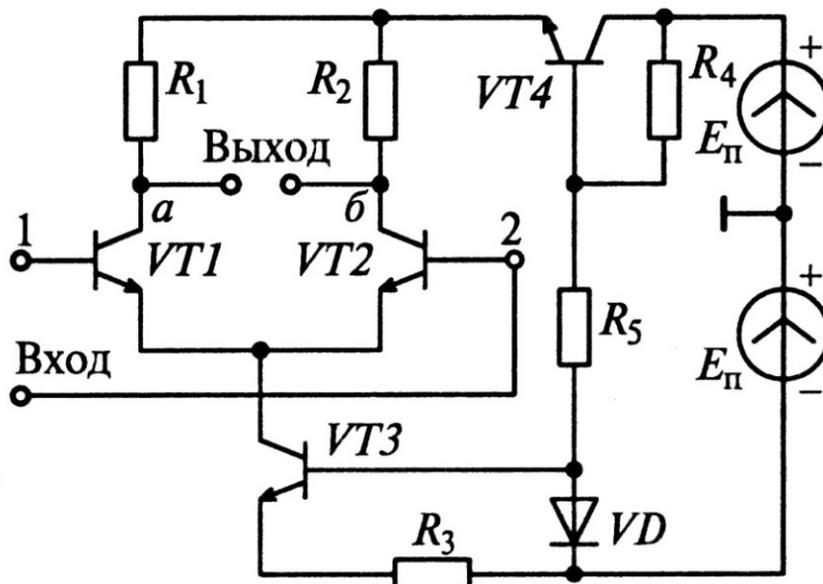


Рис. 4.54. Схема дифференциального каскада со стабилизаторами тока и напряжения

Преобразователи аналоговых сигналов на операционных усилителях. Операционные усилители без обратных связей применяют для усиления сигналов крайне редко, так как из-за большого коэффициента усиления усилителя диапазон линейности для входного сигнала мал. Вводя в цепи прямой и обратной передачи сигналов различные линейные и нелинейные звенья, можно синтезировать устройства с заданным алгоритмом преобразования входного сигнала.

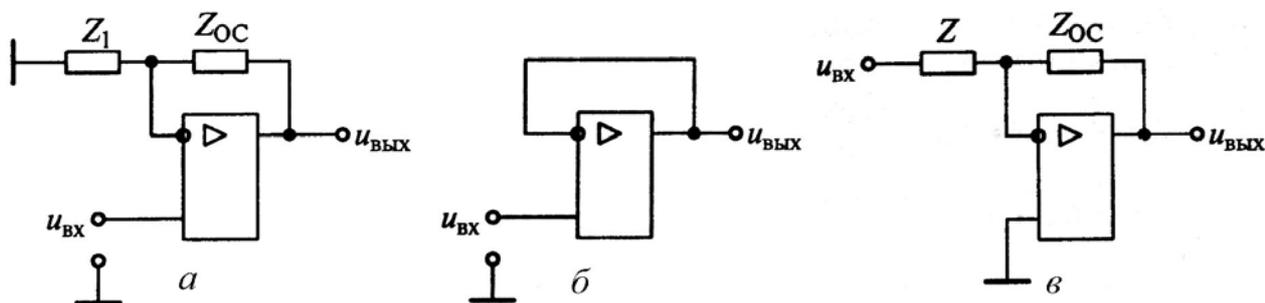


Рис. 4.55. Преобразователи аналоговых сигналов:
 а - неинвертирующий усилитель;
 б - повторитель напряжения;
 в - инвертирующий усилитель

1. Неинвертирующий усилитель. Коэффициент передачи делителя в цепи OOC определяется из следующего выражения (рис. 4.55, а):

$$b_{OC} = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_{OC}}. \quad (4.28)$$

Тогда коэффициент передачи усилителя:

$$K_{OOC} = \frac{K_0}{1 + K_0 b_{OC}};$$

$$K_{OOC} = \frac{K_0}{\left(1 + \frac{K_0 Z_1}{Z_1 + Z_{OC}}\right)} = \frac{K_0 (Z_1 + Z_{OC})}{Z_1 + Z_{OC} + K_0 Z_1}. \quad (4.29)$$

С учетом того, что коэффициент усиления OY без обратной связи стремится к бесконечности ($K_0 \rightarrow \infty$), получим:

$$K_{OOC} = \frac{Z_1 + Z_{OC}}{Z_1} = 1 + \frac{Z_{OC}}{Z_1} \approx \frac{Z_{OC}}{Z_1}. \quad (4.30)$$

Из полученного выражения можно сделать следующие выводы:

- коэффициент передачи неинвертирующего усилителя обратно пропорционален коэффициенту передачи цепи OOC ;
- при любых сопротивлениях резисторов в цепи OOC коэффициент передачи неинвертирующего усилителя не может быть меньше единицы.

В рассмотренном усилителе фазы входного и выходного напряжений совпадают.

2. Повторитель напряжения. Схема повторителя напряжения, построенная на основе OY , приведена на рис. 4.55, б. Это усилитель, охваченный цепью последовательной OOC по выходному напряжению с коэффициентом передачи $b_{OC} = 1$, т.е. стопроцентной OOC . Повторитель напряжения получается из неинвертирующего усилителя при выполнении условий $Z_1 = \infty; Z_{OC} = 0$. Свойства такого усилителя подобны свойствам эмиттерного или истокового повторителя и для него выполняются следующие условия:

$$b_{OC} = 1;$$

$$K_{OOC} = \frac{K_0}{1 + K_0} \approx 1; \quad (4.31)$$

$$u_{вых} \cong u_{вх}.$$

3. Инвертирующий усилитель. В схемах повторителя и неинвертирующего усилителя сигнал OOC и входной сигнал подавались на разные входы OY . Для получения инвертирующего усилителя входной сигнал и сигнал обратной связи должны подаваться на один и тот же инвертирующий вход, т.е.

цепь OOC превращается из последовательной в параллельную. При этом неинвертирующий вход, как правило, соединяют с общей шиной (рис. 4.55, в).

Для данного усилителя в случае нулевого выходного сопротивления источника входного сигнала коэффициент передачи цепи OOC также определяется из выражения (4.28). Однако в отличие от неинвертирующего усилителя входной сигнал попадает на вход OY не непосредственно, а через делитель напряжения, образованный этими же резисторами. Предполагая, что выходное сопротивление OY равно нулю, можно записать:

$$K_{OOC} = K_{дел} K_{yc}, \quad (4.32)$$

где $K_{дел}$ - коэффициент передачи делителя; K_{yc} - коэффициент передачи усилителя.

$$K_{дел} = \frac{Z_{OC}}{Z_1 + Z_{OC}}; \quad K_{yc} = \frac{K_0}{1 + K_0 b_{OC}} = \frac{K_0}{\frac{1 + K_0 Z_1}{Z_1 + Z_{OC}}}.$$

Полагая, как и в предыдущем случае, $K_0 \rightarrow \infty$, запишем:

$$K_{OOC} = \frac{Z_{OC}}{Z_{OC} + Z_1} \cdot \frac{K_0}{\frac{1 + K_0 Z_1}{Z_{OC} + Z_1}} \cong \frac{Z_{OC}}{Z_1}. \quad (4.33)$$

Из выражения (4.33) следует, что в отличие от неинвертирующего усилителя, выбором резисторов цепи OOC коэффициент передачи инвертирующего усилителя может быть уменьшен до сколь угодно малой величины.

Для инвертирующего усилителя фазы входного и выходного напряжений сдвинуты относительно друг друга на 180° . Поэтому, строго говоря, перед правой частью выражения (4.33) должен стоять знак минус:

$$K_{OOC} = -\frac{Z_{OC}}{Z_1}.$$

4. Усилитель с дифференциальным входом. Принципиальная электрическая схема усилителя с дифференциальным входом является комбинацией рассмотренных ранее схем инвертирующего и неинвертирующего усилителей (рис. 4.56, а).

Так как мы имеем дело с линейным устройством, то, используя принцип суперпозиции для выходного напряжения, можно записать:

$$u_{вых} = -\frac{R_{OC}}{R_1} u_1 + \frac{R_3}{R_2 + R_3} \cdot \frac{R_1 + R_{OC}}{R_1} u_2 = -\frac{R_{OC}}{R_1} u_1 + \frac{\frac{R_3}{R_2 + 1} \cdot \frac{1 + R_{OC}}{1}}{\frac{R_2}{R_3}} u_2. \quad (4.34)$$

На практике же часто выполняется условие:

$$\frac{R_{OC}}{R_1} = \frac{R_3}{R_2}. \quad (4.35)$$

Тогда выражение (4.34) примет более простой вид:

$$u_{вых} = \frac{R_{OC}}{R_1} (u_{вх2} - u_{вх1}). \quad (4.36)$$

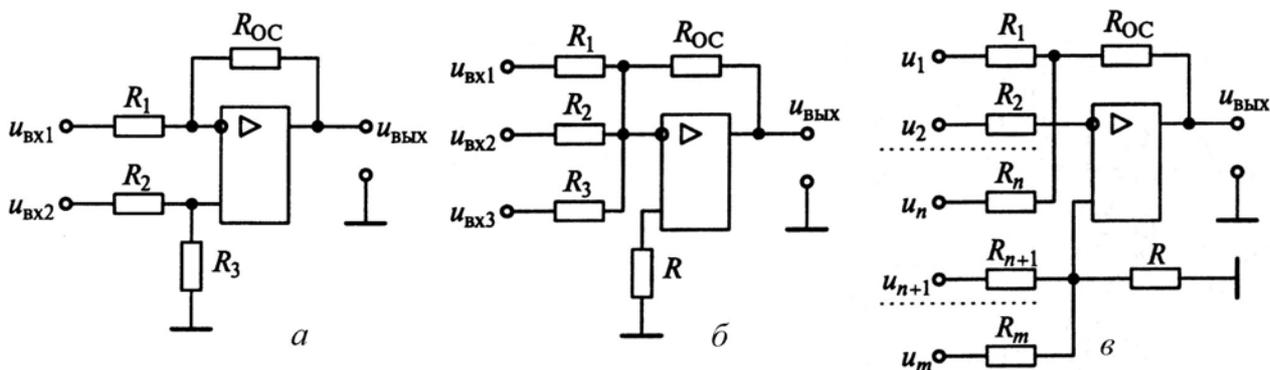


Рис. 4.56. Преобразователи аналоговых сигналов:
а - усилитель с дифференциальным входом;
б - инвертирующий сумматор;
в - схема сложения-вычитания

5. Инвертирующий сумматор. Данное устройство предназначено для формирования напряжения, равного усиленной алгебраической сумме нескольких входных сигналов, т. е. выполняет математическую операцию суммирования не скольких сигналов. При этом выходной сигнал дополнительно инвертируется, отсюда и название - инвертирующий сумматор. В качестве примера на рис. 4.56, *б* приведена схема устройства, выполняющего данную операцию для трех входных напряжений. Считая *ОУ* идеальным, имеем:

$$\frac{u_{вх1}}{R_1} + \frac{u_{вх2}}{R_2} + \frac{u_{вх3}}{R_3} = -\frac{u_{вых}}{R_{OC}}; \quad u_{вых} = -\frac{R_{OC}}{R_1} u_{вх1} - \frac{R_{OC}}{R_2} u_{вх2} - \frac{R_{OC}}{R_3} u_{вх3}.$$

Если все входные резисторы одинаковые, то:

$$\frac{R_{OC}}{R_1} = \frac{R_{OC}}{R_2} = \frac{R_{OC}}{R_3} = -\frac{R_{OC}}{R}; \quad u_{вых} = -\frac{R_{OC}}{R} (u_{вх1} + u_{вх2} + u_{вх3}).$$

Если для случая *n* суммируемых сигналов выполняются условия:

$$R_1 = R_2 = R_3 = \dots = R_n = R; \quad R_{OC} = \frac{R}{n},$$

то на выходе будет формироваться напряжение, равное среднему арифметическому от *n* входных сигналов:

$$u_{вых} = -\frac{1}{n} (u_{вх1} + u_{вх2} + u_{вх3} + \dots + u_{вхn}). \quad (4.37)$$

6. Схема сложения-вычитания. Ранее было показано, что входное напряжение можно подавать на различные входы OY через соответствующие резисторы. Это позволяет получить на выходе усиленную разность входных напряжений. В схеме усилителя (рис. 4.56, в) одновременно подается несколько напряжений на инвертирующий и неинвертирующий входы OY .

Общее выражение для рассматриваемого усилителя достаточно громоздко, поэтому воспользуемся найденным ранее для дифференциального усилителя условием (4.35), согласно которому для получения на выходе усилителя сигнала разности входных напряжений необходимо, чтобы:

$$\frac{R_{OC}}{R_{вх.и}} = \frac{R}{R_{вх.н}},$$

где $R_{вх.и}$, $R_{вх.н}$ - сопротивление соответственно инвертирующего и неинвертирующего входов.

Применительно к схеме на рис. 4.56, в резисторы превратились в параллельное включение нескольких резисторов. Тогда, суммируя проводимости соответствующих резисторов, перепишем условие (4.35) в следующем виде:

$$\begin{aligned} \frac{1}{R_{вх.и}} &= \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \dots + \frac{1}{R_n}; \\ \frac{1}{R_{вх.н}} &= \frac{1}{R_{n+1}} + \frac{1}{R_{n+2}} + \dots + \frac{1}{R_m}; \end{aligned} \quad (4.38)$$

$$\frac{R_{OC}}{R_1} + \frac{R_{OC}}{R_2} + \frac{R_{OC}}{R_3} + \dots + \frac{R_{OC}}{R_n} = \frac{R}{R_{n+1}} + \frac{R}{R_{n+2}} + \dots + \frac{R}{R_m}.$$

Выходное напряжение рассматриваемого усилителя запишем как:

$$u_{вых} = -\frac{R_{OC}}{R_1} u_1 - \frac{R_{OC}}{R_2} u_2 - \dots - \frac{R_{OC}}{R_n} u_n + \frac{R_{OC}}{R_{n+1}} u_{n+1} + \dots + \frac{R_{OC}}{R_m} u_m. \quad (4.39)$$

7. Неинвертирующий сумматор представлен на рис. 4.57, а.

Если при выборе резисторов схемы руководствоваться условием $R = R_{OC}$, то для схемы справедливо выражение:

$$u_{вых} = \frac{R}{R_1} u_{вх1} + \frac{R}{R_2} u_{вх2}. \quad (4.40)$$

8. Интегратор. Устройство, выходной сигнал которого пропорционален интегралу по времени от его входного сигнала, называется интегратором. Простейшая схема интегратора, выполненная на OY , приведена на рис. 4.57, б. Данная цепь является инвертирующим усилителем, в цепь обратной связи которого включен конденсатор.

Передаточная функция интегратора имеет следующий вид:

$$W(p) = \frac{Z_{OC}}{Z_{ex}} = \frac{1}{\frac{Cp}{R}} = \frac{1}{RCp}. \quad (4.41)$$

Аналогичное выражение может быть получено, если записать уравнение по первому правилу Кирхгофа для суммы токов инвертирующего входа ОУ:

$$\frac{u_{ex}}{R} = -C \frac{du}{dt}; \quad u_{вых} = -\frac{1}{RC} \int u_{ex} dt. \quad (4.42)$$

9. Дифференциатор. Устройство, выходное напряжение которого пропорционально скорости изменения входного напряжения, называется дифференциатором (рис. 4.57, в).

Передаточная функция дифференциатора имеет вид:

$$W(p) = \frac{Z_{OC}}{Z_{ex}} = -\frac{R}{\frac{1}{Cp}} = -RCp. \quad (4.43)$$

Аналогичное выражение может быть получено, если записать уравнение по первому правилу Кирхгофа для суммы токов инвертирующего входа ОУ:

$$-C \frac{du_{ex}}{dt} = \frac{u_{вых}}{R}; \quad u_{вых} = -RC \frac{du_{ex}}{dt}. \quad (4.44)$$

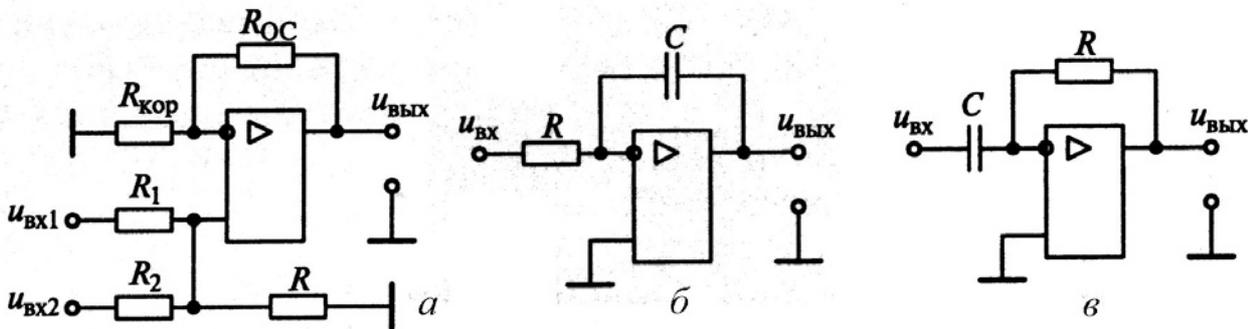


Рис. 4.57. Преобразователи аналоговых сигналов:
а - неинвертирующий сумматор; б - интегратор; в - дифференциатор

4.4. Импульсные и автогенераторные устройства

4.4.1. Основные характеристики импульсных сигналов

Передаваемые сигналы могут носить непрерывный и импульсный характер. Для импульсного сигнала характерна прерывистая структура (сигналы разделены паузами). Различают два вида импульсов: видеоимпульсы, характеризующиеся формой, параметрами импульсного сигнала, временными параметрами, спектром, расположенным в первичной полосе частот вблизи нулевой частоты; радиоимпульсы - высокочастотный сигнал, модулированный по амплитуде кратковременными импульсами заданной формы, имеющий спектр,

расположенный симметрично относительно высокой частоты (носителя) и имеющий удвоенную полосу частот по сравнению с полосой модулирующего видеоимпульса (рис. 4.58).

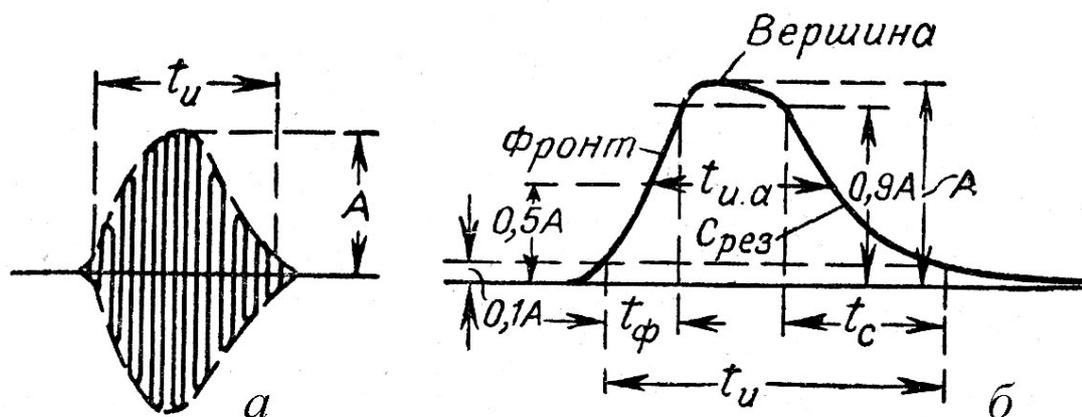


Рис. 4.58. Одиночные импульсы
a - радиоимпульс; *б* - видеоимпульс; *A* - амплитуда импульса;
 t_u и $t_{u.a}$ - длительность и активная длительность импульса;
 t_ϕ и t_c - длительность фронта и среза.

Пунктиром показана огибающая радиоимпульса, представляющая собой модулирующий импульс.

Импульсы могут иметь различную форму. Для удобства исследований реальные импульсы заменяют близкими по форме простыми геометрическими фигурами: прямоугольником, треугольником, трапецией, кривой колокольной формы и т. д. (рис. 4.59).

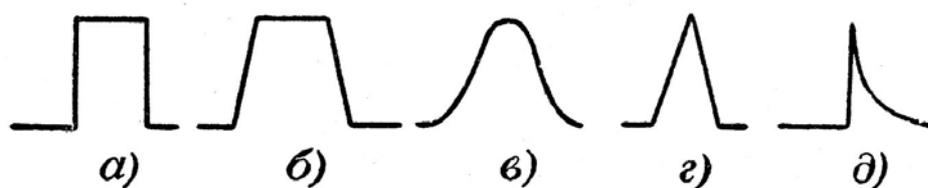


Рис. 4.59. Идеализированные формы применяемых импульсов:
a - прямоугольный; *б* - трапецеидальный; *в* - колокольный;
г - треугольный; *д* - экспоненциальный

В импульсе различают фронт, вершину и срез. Импульсы определенной формы характеризуются амплитудой A и длительностью t_u . В практике используются следующие определения длительности импульса и отдельных его частей (рис. 4.58, *б*):

- активная длительность $t_{u.a}$ импульса, измеренная на уровне $0,5 A$;
- длительность импульса t_u , измеренная на уровне $0,1 A$;

- длительность фронта t_{ϕ} , отсчитанная между уровнями (0,1...0,9) A ;
- длительность среза t_c , отсчитанная между уровнями (0,1...0,9) A .
- период следования T_u - время повторения чередующихся импульсов;
- частота следования $f_u = \frac{1}{T_u}$;
- частота повторения $F_u = \frac{1}{T_u}$;
- длительность паузы T_n между импульсами;
- скважность $q = \frac{T_u}{t_u}$ - отношение периода к длительности импульса;
- коэффициент заполнения $K_z = t_u/T_u = 1/q_u$ - отношение длительности импульса к периоду следования (рис. 4.60).

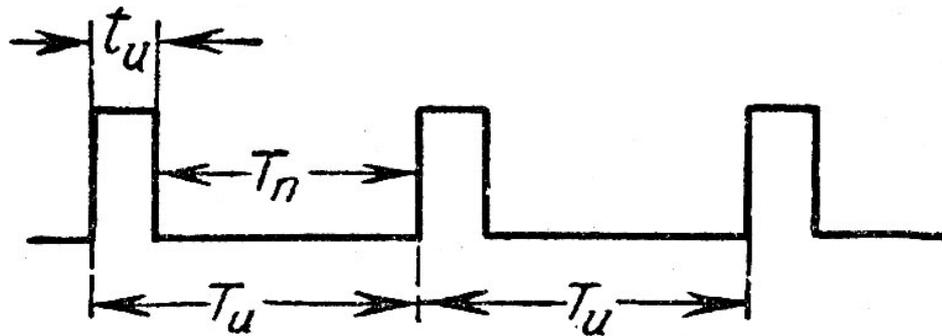


Рис. 4.60. Периодическая последовательность прямоугольных импульсов

Для импульсных последовательностей, где интервалы между импульсами не строго постоянны, можно говорить о средней частоте повторения $F_{u.cр}$ и средней скважности $q_{cр}$.

4.4.2. Спектральный состав импульсного процесса

Периодическая последовательность импульсов может быть представлена спектром, т. е. суммой бесконечно большого числа синусоидальных колебаний (гармоник), имеющих определенные амплитуды и фазы.

Разложение в спектр основано на математическом представлении периодических функций тригонометрическим рядом Фурье.

Спектр обычно изображается графически в виде зависимости амплитуд и фаз колебаний от частоты. Каждая гармоника (частотная составляющая) амплитудного спектра представляется ординатой на оси частот, длина которой в некотором масштабе изображает амплитуду этой гармоники (рис. 4.61).

Частоты отдельных гармоник амплитудного спектра отличаются на величину частоты повторения импульсов F_u . Каждая гармоника спектра может быть выделена узкополосным фильтром, настроенным на частоту этой гармоники.

При графическом изображении амплитудных спектров по вертикали откладывают не величину амплитуды составляющих, а отношение амплитуд гармоник к удвоенному значению частоты повторения.

Огибающая построенного таким путем амплитудного спектра является графическим изображением амплитудной спектральной функции (или спектральной плотности) $S(\omega)$ или $S(f)$, где $f = \frac{\omega}{2\pi}$. Вид спектральной функции $S(\omega)$ определяется формой импульсов и не зависит от частоты их следования.

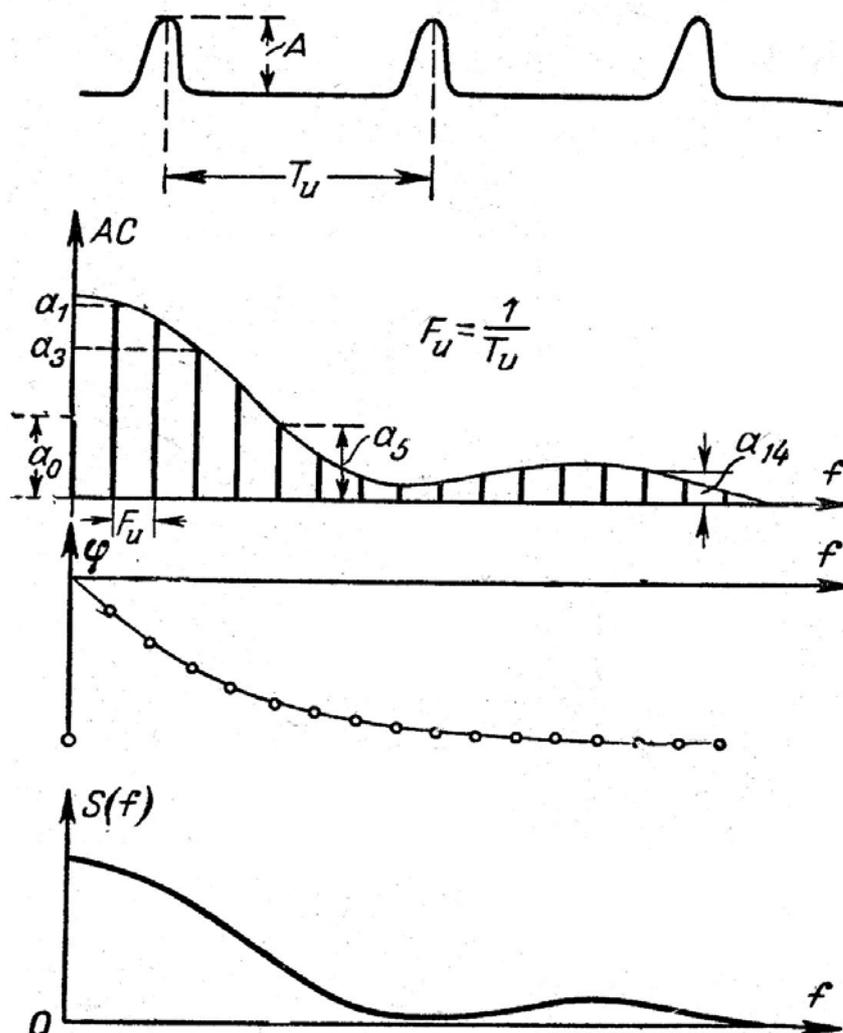


Рис. 4.61. Последовательность импульсов и ее амплитудный (AC) и фазовый (φ) спектр, $S(f)$ - спектральная функция

Периодическая последовательность импульсов может быть представлена бесконечной суммой гармонических колебаний, кратных частоте повторения:

$$a_0 = a_1 \cos(2\pi F_u t + \varphi_1) + a_2 \cos(2 - 2\pi F_u t + \varphi_2) + \\ + a_3 \cos(3 - 2\pi F_u t + \varphi_3) + \dots + a_n \cos(N - 2\pi F_u t + \varphi_n);$$

Амплитуды этих гармоник $a_1, a_2, a_3, \dots, a_n$ вместе с главной составляющей a_0 представляют амплитудные составляющие спектра; фазы $\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3, \dots, \varphi_n$ - фазовые составляющие. Для получения спектральной функции $S(f)$ необходимо ординаты огибающей AC отнести к величине $2a_0$.

Масштаб спектральной функции по оси частот зависит от длительности импульсов. С увеличением частоты следования импульсов при сохранении их формы и длительности частотный интервал между гармониками спектра уменьшается, спектр становится более «редким». Амплитуды отдельных гармоник при этом увеличиваются; однако спектральная функция остается неизменной.

При уменьшении частоты интервал между отдельными гармониками сокращается; спектр становится более густым. Если период увеличить до бесконечности (перейти к одиночному импульсу), то частотные интервалы между гармониками уменьшаются до нуля, а число их возрастает до бесконечности. Спектр становится сплошным: он содержит колебания всех частот. Форма спектральной функции при этом переходе изменяться не будет. Спектральные функции одиночного импульса и периодической последовательности импульсов данной длительности одинаковы.

Изменение длительности импульса приводит к пропорциональному растягиванию (при укорочении импульсов) или сжатию (при удлинении импульсов) спектральной функции $S(\omega)$ вдоль оси частот. Чем короче импульс, тем шире его спектр.

Спектральная функция импульсов прямоугольной формы:

$$S(\omega) = U_u \frac{|\sin \pi f t_u|}{\pi f} = U_u \frac{\left| \sin \frac{\omega t_u}{2} \right|}{\frac{\omega t_u}{2}}. \quad (4.45)$$

Практически удобно пользоваться относительной или нормированной спектральной функцией:

$$g(\omega) = \frac{S(\omega)}{S(0)}, \quad (4.46)$$

где $S(0)$ - значение $s(\omega)$ при $\omega = 0$. Для прямоугольных импульсов $S(0) = U_u t_u$ и

$$g(\omega) = \frac{\left| \sin \frac{\omega t_u}{2} \right|}{\frac{\omega t_u}{2}}. \quad (4.47)$$

Относительная спектральная функция обращается в нуль на частотах $f = \frac{1}{t_u}, \frac{2}{t_u}, \frac{3}{t_u}, \dots, \frac{k}{t_u}$. Величина каждого последующего максимума меньше предыдущего; они относятся как 1, 0,21, 0,13 и т. д. (рис. 4.62).

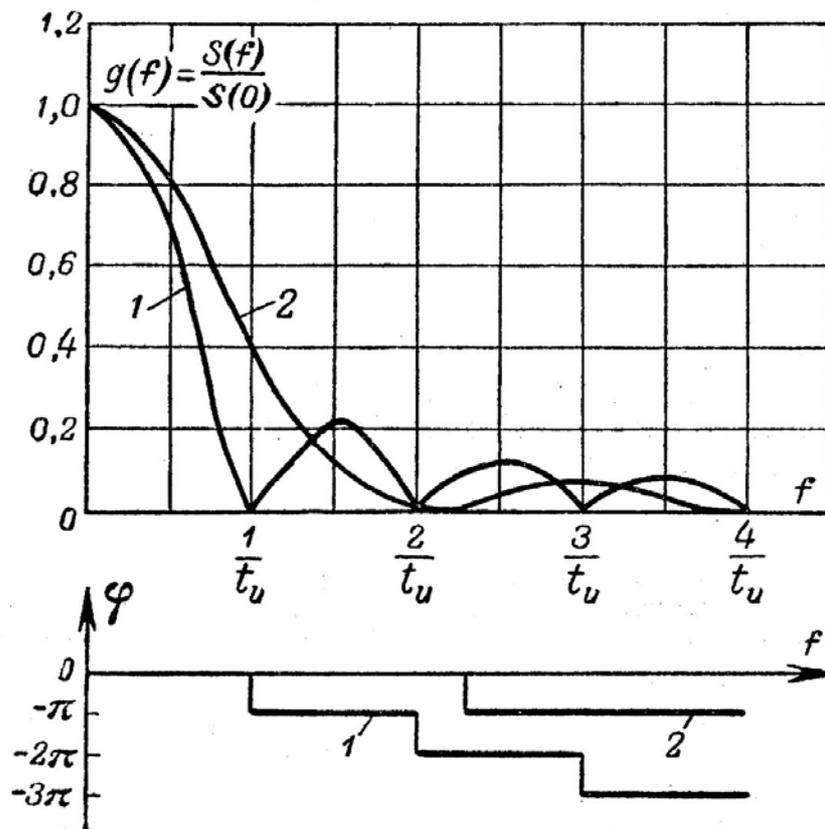


Рис. 4.62. Амплитудный и фазовый спектры импульсов прямоугольной и треугольной формы длительностью t_u :

1 – прямоугольный импульс; 2 - треугольный импульс

Фазовый спектр прямоугольных импульсов представляет ступенчатую кривую, изменяющуюся скачком на величину π в точках, где амплитудная спектральная функция проходит через нуль. Это означает, что фазы гармоник всех четных лепестков кривой $S(\omega)$ равны нулю (совпадают с фазой 1-й гармоники). Фазы гармоник всех нечетных лепестков противоположны фазам 1-й гармоники.

Для практически неискаженного прохождения импульса через линейную электрическую цепь необходимо пропустить через эту цепь гармоники спек-

тра, определяющие в основном форму импульса без существенного изменения их амплитудных и фазовых соотношений. Импульс проходит через линейную цепь с малыми искажениями, когда активная ширина Δf_{cn} его спектра не превосходит полосы пропускания B линейной цепи; при этом фазовая характеристика цепи в полосе частот, равной Δf_{cn} , должна быть практически линейной.

Под активной шириной спектра Δf_{cn} импульса понимается диапазон частот от $f_{\min} = 0$ до $f_{\max} = \Delta f_{cn}$, в котором заключено 95% всей энергии спектра.

Оценка величины Δf_{cn} по заданным активным длительностям импульса и фронта производится по универсальному графику на рис. 4.63.

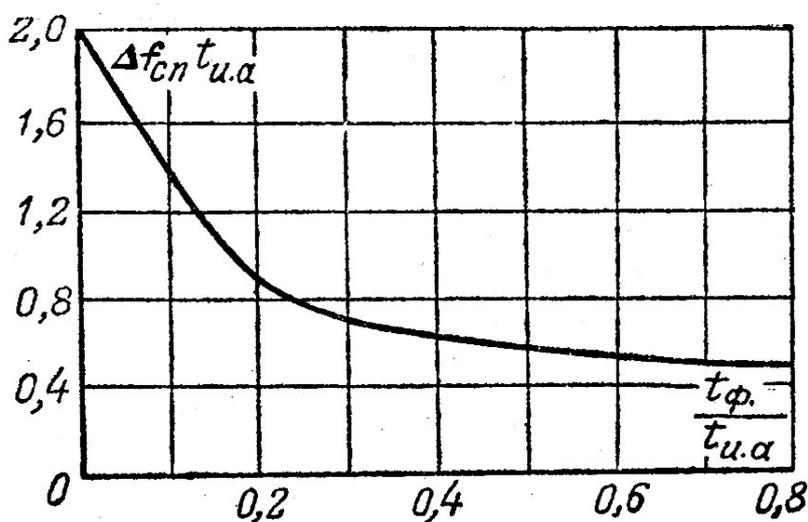


Рис. 4.63. Универсальный график для определения активной ширины Δf_{cn} спектра импульса по заданным $t_{u.a}$ и t_ϕ

Величина Δf_{cn} равна полосе частот, в пределах которой сосредоточено 95% энергии спектра. График справедлив для импульсов любой гладкой формы (без наложенных высокочастотных колебаний).

Если для идеализированного прямоугольного импульса ($t_\phi = 0$) всю энергию, содержащуюся во всех гармониках спектра, принять за единицу, то в полосе частот от $f = 0$ до $f = 2/t_u$ заключено 95% энергии (рис. 4.64). Поэтому полоса пропускания устройств, предназначенных для неискаженного пропускания таких импульсов, должна быть порядка $f = 2/t_u$.

Спектр периодической последовательности радиоимпульсов при условии, что длительность импульса значительно больше периода несущей, состоит из несущей f_0 , справа и слева от которой симметрично располагаются гармоники, повторяющие спектр импульса и расположенные на интервалах F_u .

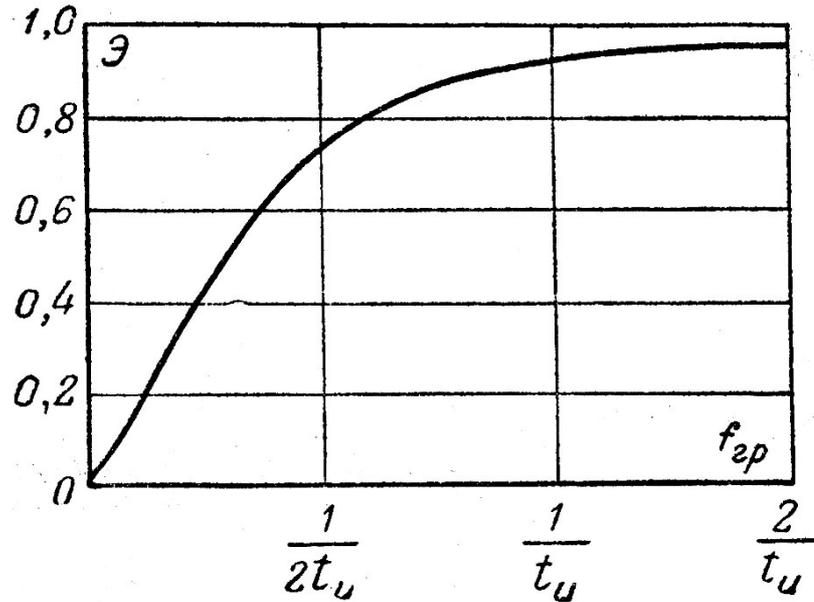


Рис. 4.64. Зависимость энергии \mathcal{E} в спектре прямоугольного импульса от граничной частоты f_{gp}

Построение спектра такой последовательности осуществляется простым переносом начала координат амплитудного спектра видеоимпульса в точку, соответствующую частоте несущей f_0 ; полученная картина дополняется по другую сторону несущей аналогичным спектром до получения симметрии относительно вертикальной оси (рис. 4.65). Активная ширина $2\Delta f_{cn}$ спектра импульса в 2 раза больше активной ширины спектра соответствующего ему видеоимпульса.

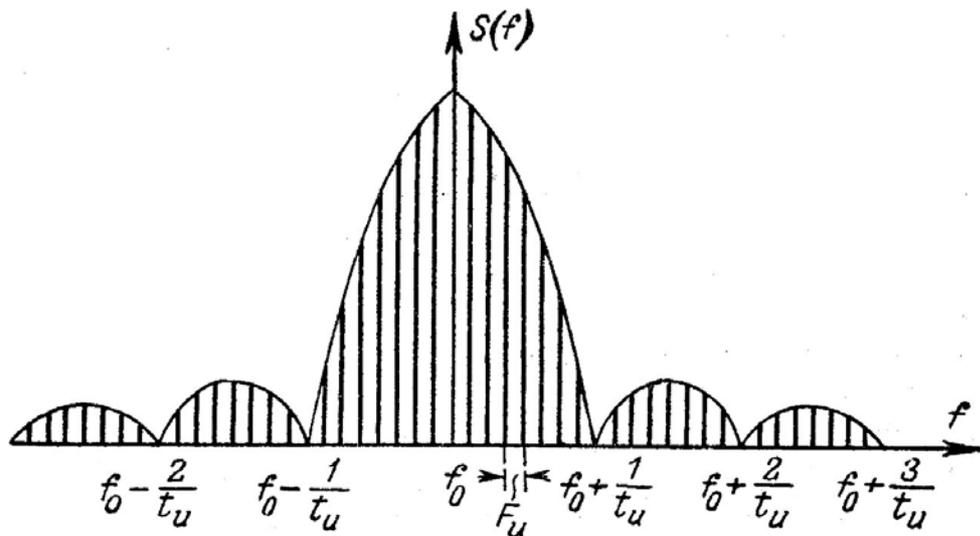


Рис. 4.65. Спектр последовательности прямоугольных радиоимпульсов длительностью t_u , следующих с частотой F_u при условии, что период заполнения $t_3 = 1/f_0 \ll t_u$, F_u - частота повторения; f_0 - частота заполнения импульса.

Для практически неискаженного пропускания радиоимпульса через линейную цепь также необходимо, чтобы полоса B пропускания этой цепи не была меньше активной ширины спектра радиоимпульса.

Электронные устройства по принципу управления подразделяют на два класса: непрерывные и дискретные (прерывистые). В устройствах первого класса управляющие воздействия проявляют себя непрерывно, преобразуя каждое из мгновенных значений регулируемого параметра. В устройствах второго класса реализуются дискретные управляющие воздействия, получаемые за счет их квантования по уровню или времени. Квантованием называют представление непрерывного сигнала $x(t)$ его значениями в отдельных точках.

Квантование по уровню (рис. 4.66, *a*) - это преобразование непрерывного сигнала $x(t)$ в ступенчатый, изменяющийся в соответствии с заданными уровнями (независимо от времени).

Квантование по времени (рис. 4.66, *б*) - это преобразование непрерывного сигнала $x(t)$ в дискретную последовательность сигналов, каждый из которых соответствует заданному моменту времени (независимо от уровня).

Различают также электронные устройства, в которых наблюдается квантование сигналов и по времени, и по уровню. Если при этом сигнал, квантованный по уровню, преобразуется в цифровую форму, то это цифровой преобразователь.

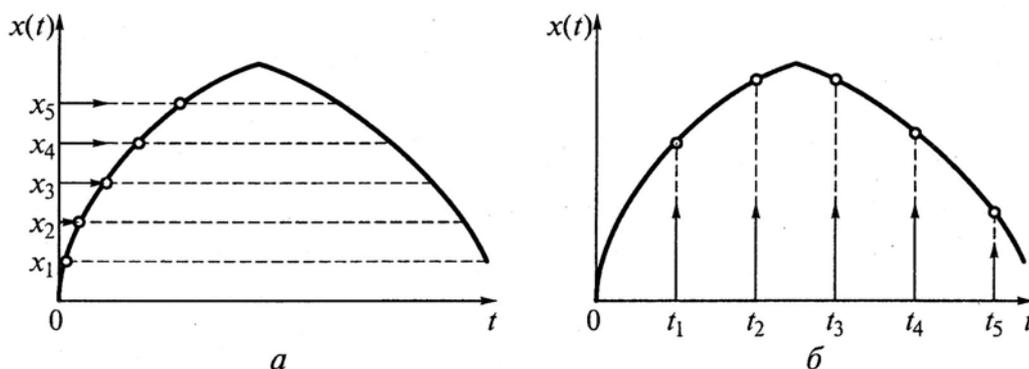


Рис. 4.66. Квантование сигналов:
a - по уровню; *б* - по времени

Достоинства импульсных устройств следующие:

1. В импульсных устройствах полезная P_u (в импульсе) и средняя P_{cp} мощности связаны соотношением:

$$P_u = qP_{cp}. \quad (4.48)$$

При большой скважности ($q \gg 1$) можно получить существенное превышение мощности в импульсе над средним ее значением. Это способствует улучшению массогабаритных показателей отдельных элементов импульсных устройств (по сравнению с установками непрерывного режима работы).

2. В импульсных электронных устройствах усилительные приборы (транзисторы), как отмечалось выше, используют в специфическом режиме ключа (классе D), при котором в конечных режимах отсечки и насыщения они рассеивают малую тепловую мощность. Это способствует существенному повышению коэффициента использования прибора:

$$K_{ис} = \frac{P_n}{P_{K.max}}, \quad (4.49)$$

где $P_n = I_n U_n$ - полезная мощность нагрузочного устройства; $P_{K.max} = I_n U_{n2}$ - мощность, рассеиваемая в выходной цепи усилителя; I_n - ток нагрузки; U_n и U_{n2} - напряжения соответственно нагрузочного устройства и выходной цепи усилителя.

Как видно из (4.49), при $U_n > U_{n2}$ имеется возможность обеспечить в импульсном устройстве многократное превышение полезной мощности нагрузочного устройства над мощностью, рассеиваемой в элементах усилителя. Это позволяет применять в импульсных устройствах маломощные операционные и другие усилители для управления существенно большими полезными мощностями. Кратность повышения мощностей может достигать в транзисторных установках 10... 20.

3. Импульсные устройства функционируют в дискретном режиме. Переход от непрерывного управления к дискретному улучшает помехозащищенность, которая у непрерывных систем невелика.

4. Импульсные устройства характеризуются применением однотипных элементов в каналах обработки, передачи и хранения информации. Эти элементы легко изготовить средствами интегральной технологии, обеспечивающей их повышенную надежность, малогабаритность, дешевизну и т. п.

Указанные достоинства импульсных устройств обусловили их широкое использование во многих областях электроники (радиолокации, телевидении, вычислительной технике), метрологии и т.п.

Расчет импульсного устройства связан с выявлением переходных токов и напряжений, наблюдаемых в его элементах при периодических коммутациях, обусловленных импульсными воздействиями. Для выполнения этой задачи можно использовать как классический, так и операторный метод расчета в сочетании с одним из следующих способов: индукции (решения «шаг за шагом»); наложения (суперпозиции решений), т.е. замены каждого из импульсов соответствующими воздействиями положительного и отрицательного знаков; суммирования действий каждого из импульсов. Анализируя работу импульсных устройств, оценивают временные параметры импульсного воздействия.

Одна из причин широкого внедрения импульсных устройств в технику - высокая информационность параметров импульсных сигналов. На практике для этой цели используют изменения следующих параметров: длительности импульса (время-импульсные системы), частоты импульсов (частотно-

импульсные системы), амплитуды импульсов (системы с поразрядным управлением).

4.4.3. Электронные ключи и простейшие формирователи импульсных сигналов

Особенности работы транзисторного ключа следуют из его способности устойчиво функционировать в состояниях отсечки и насыщения, рассеивая при этом минимальное значение мощности в транзисторе (рис. 4.67, а).

Действительно, как видно из графика выходной характеристики (рис. 4.67, б) биполярного транзистора, в состоянии насыщения (точка $A_{нс}$) ток коллектора в резисторе R_K максимален, а напряжение на транзисторе мало. Очевидно, что в этом случае рассеиваемая в выходной цепи мощность прибора $P_{Тнс}$ мала, поскольку:

$$P_{Тнс} = I_{Кнс} U_{нс} \cong \left(\frac{U_n}{R_K} \right) U_{нс}, \quad (4.50)$$

где $I_{Кнс}$ и $U_{нс}$ - значения коллекторного тока и напряжения на транзисторе в режиме насыщения.

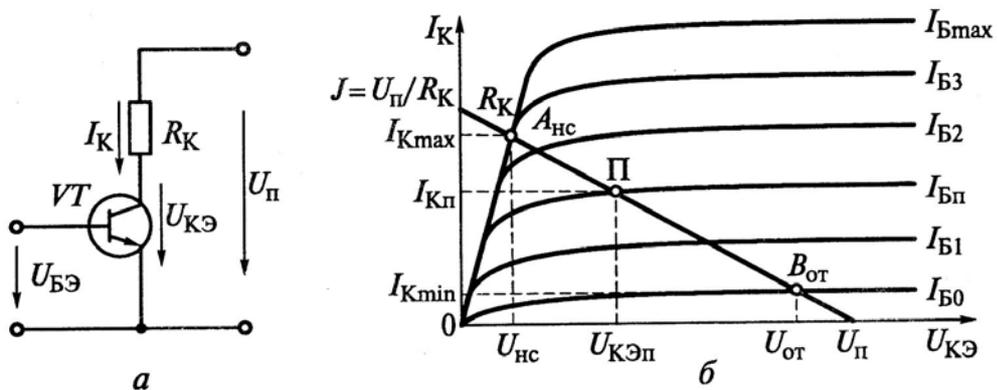


Рис. 4.67. Биполярный транзисторный ключ:
а - электрическая схема; б - выходная характеристика

В состоянии отсечки (точка $B_{от}$) ток коллектора в резисторе R_K предельно мал, а выходное напряжение транзистора соизмеримо с U_n . Поэтому и в режиме отсечки рассеиваемая в транзисторе мощность $P_{Т.от}$ также мала, т.е.

$$P_{Т.от} = I_{К.от} U_{от} \cong I_{К.от} U_n, \quad (4.51)$$

где $I_{К.от}$ и U_n - значения коллекторного тока и напряжения на транзисторе в режиме отсечки.

К основным показателям электронных ключей относят: остаточное выходное напряжение $U_0 = U_{нс}$ и сопротивление $R_0 = R_{нс}$ для замкнутого состояния ключа (насыщения); токи утечки входной $I_{1ут}$ и выходной $I_{2ут}$ цепей; рабочий диапазон изменений входных сигналов ΔU_1 или ΔI_1 , который обеспечивает управляющие воздействия ключа; временные параметры прямого и обратного переключений ключа и др.

Управляющими сигналами в ключах могут быть как импульсы, так и уровни напряжений (потенциалов). В связи с этим различают два типа ключевых устройств: импульсные и потенциальные. Указанные сигналы в ключах кодируют в двоичной системе счисления по следующему принципу: низкому уровню или отсутствию импульса соответствует 0 (нуль), высокому уровню или действию импульсного сигнала - 1 (единица). В некоторых случаях применяют обратный код. Элементарный ключ имеет один вход и один выход. В общем случае число входов и выходов ключевого устройства не ограничено.

Транзисторный ключ можно представить состоящим из собственно транзистора VT и трех резисторов: цепи базы R_B , коллектора R_K и нагрузки R_H (рис. 4.68). Нагрузочный резистор R_H можно подключить не только к выходу VT (рис. 4.68, а), но и непосредственно в коллекторную цепь (рис. 4.68, б, в). Состоянию ключа «замкнут» или «разомкнут» могут отвечать различные режимы работы транзистора. Так, для схем рис. 4.68, б, в, относящихся к неинвертирующим, состоянию «замкнут» отвечает режим насыщения транзистора VT , а «разомкнут» - режим отсечки.

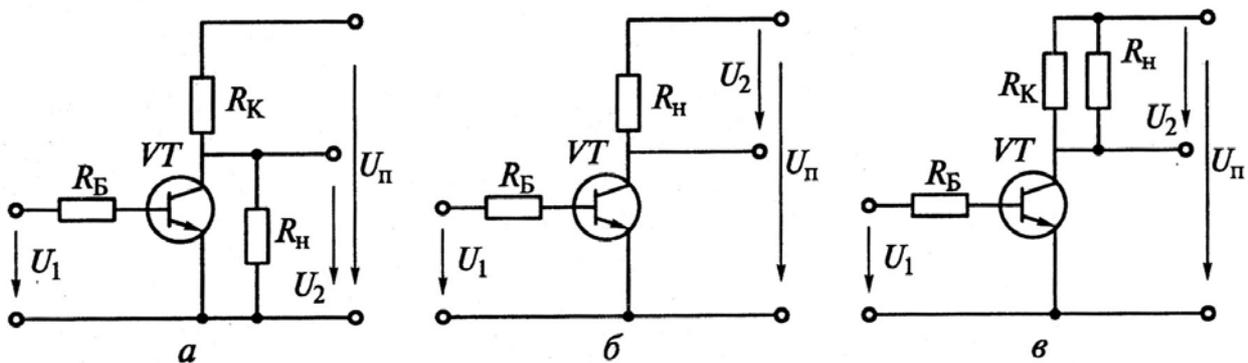


Рис. 4.68. Схемы подключения нагрузочного резистора к транзисторному ключу:

а - к выходу транзистора; б - в коллекторную цепь последовательно;
в - в коллекторную цепь параллельно

В то же время для схемы, приведенной на рис. 4.68, а, состоянию ключа «замкнут» соответствует режим отсечки, а «разомкнут» - режим насыщения. Поэтому такие схемы называют инвертирующими. Заметим, что установившееся состояние ключевого устройства в отношении понятий «замкнут» и «ра-

зомкнут» содержит элемент условности, а потому нуждается в конкретизации применительно к используемой схеме импульсного устройства. Более того, сами понятия режимов отсечки и насыщения транзисторного ключа имеют также условный характер, особенно для транзисторов интегрального исполнения. Так, например, при коллекторном токе $I_K \geq (0,97...0,99)I_{K.нс}$ интегральный транзисторный ключ полагают находящимся в режиме насыщения, соответственно при $I_K \leq (0,01...0,03)I_{K.нс}$ - в режиме отсечки. Такой режим отсечки интегральных ключей (фактически активный режим) обуславливается трудностями принудительного запираения транзисторов. Для этого необходимы дополнительные источники энергии, которые сложно применять в интегральной электронике.

В транзисторных ключах применяют как биполярные, так и полевые транзисторы. Особенно широкое распространение получили интегральные ключи с транзисторами в микроэлектронном исполнении.

Статические показатели электронных ключей удобно представлять в графической форме в виде передаточных характеристик ключа, т. е. зависимостей выходного напряжения U_2 от входного сигнала U_1 . Представленная на рис. 4.69 передаточная характеристика неинвертирующего ключа (низким значениям $U_{1н}$ входного напряжения соответствуют малые значения $U_{2н}$ выходного напряжения и наоборот) отвечает схемам, показанным на рис. 4.68, б, в. Входные U_1 и выходные U_2 напряжения (рис. 4.69) могут принимать в ключе устойчивые значения $U_{1в}$, $U_{2в}$, отвечающие координатам рабочих точек $B_{от}$ и $A_{нс}$ используемого транзистора.

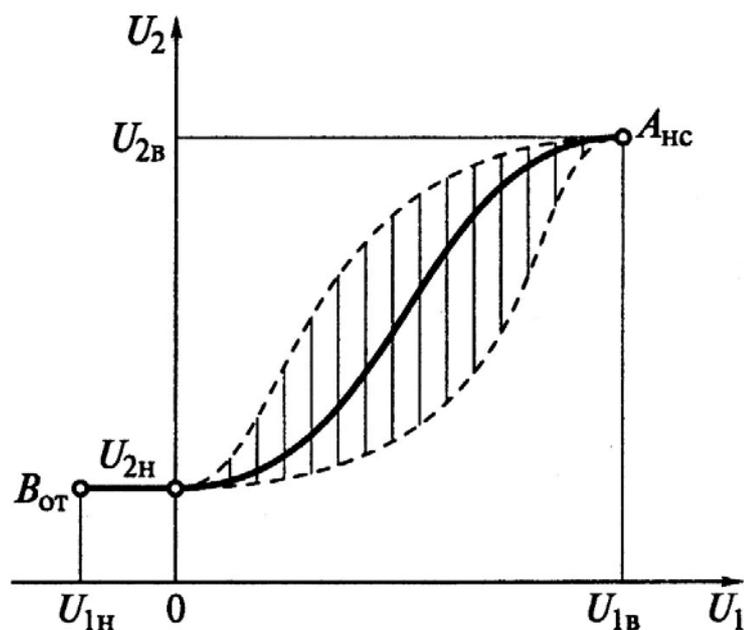


Рис. 4.69. Передаточная характеристика транзисторного ключа

Важнейшей особенностью ключевых устройств является то, что они не критичны к виду передаточной характеристики на участке между рабочими точками $B_{от}$ и $A_{нс}$. Возможный разброс передаточной характеристики показан на рис. 4.69 заштрихованной областью. Как видно на рисунке, любая «деформация» участка переключений передаточной характеристики ключевого устройства не оказывает существенного влияния на значение выходного сигнала, определяемого указанными точками.

Это подтверждает внутреннюю устойчивость ключевых (а следовательно, импульсных и цифровых) устройств к воздействию различных дестабилизирующих факторов (помех).

Динамические показатели ключей покажем на примере анализа переходных процессов в простейшей схеме (рис. 4.68, а). Пусть входное напряжение $u_1(t)$, а также вызванный им базовый ток $i_B(t)$ транзистора VT изменяются скачком (рис. 4.70, а, б).

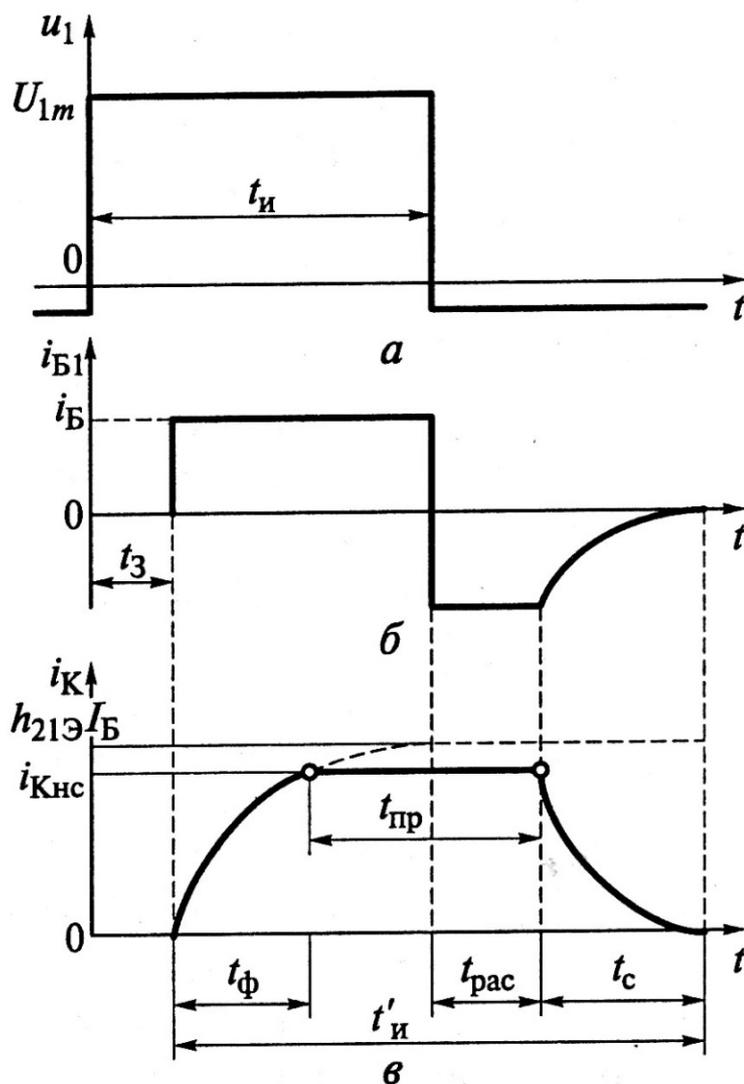


Рис 4.70. Переходные процессы в транзисторном ключе: а - входное воздействие; б - ток базы; в - выходной ток

Рассматривая ток i_B как управляющее воздействие, покажем на графике изменение переходного тока i_K коллектора (рис. 4.70, в) на отрезке времени t'_u , который можно представить состоящим из следующих интервалов.

1. Задержки t_3 , обусловливаемой процессом накопления носителей, необходимым для отпирания эмиттерного перехода транзистора. Длительность t_3 составляет единицы наносекунд (нс) и определяется частотными свойствами прибора и интенсивностью управляющего воздействия.

2. Формирования фронта t_ϕ , т.е. нарастающего коллекторного тока при заданном токе базы. Этот временной интервал определяется эквивалентной постоянной времени коллекторной цепи τ и степенью насыщения транзистора $q_{нс}$. Для участка нарастания тока коллектора по экспоненциальному закону (рис. 4.70, в) имеют:

$$i_K = h_{21Э} I_B \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right). \quad (4.52)$$

При $t = t_\phi$ ток коллектора $i_K = i_{Кнс}$. Тогда

$$i_{Кнс} = h_{21Э} I_B \left(1 - e^{-\frac{t_\phi}{\tau}} \right), \quad (4.53)$$

откуда

$$e^{-\frac{t_\phi}{\tau}} = 1 - \frac{I_{Кнс}}{h_{21Э} I_B}. \quad (4.54)$$

Логарифмируя полученное выражение, получают:

$$t_\phi = \tau \ln \left(\frac{h_{21Э} I_B}{h_{21Э} I_B - I_{Кнс}} \right) = \tau \ln \frac{1}{1 - \frac{1}{q_{нс}}}, \quad (4.55)$$

где $\tau = h_{21Э} \left[\frac{1}{(2\pi f_\alpha) + C_K R_K} \right]$; - коэффициент передачи тока в схеме

ОЭ; f_α - граничная частота усиления транзистора в схеме с общей базой.

С учетом того, что для высокочастотных транзисторов $\frac{1}{2\pi f_\alpha} \ll C_K R_K$,

постоянная времени коллекторной цепи $\tau \cong h_{21Э} C_K R_K$. Степень насыщения транзистора:

$$q_{нс} = \frac{h_{21Э} I_B}{I_{Кнс}}. \quad (4.56)$$

3. Поддержания неискаженной прямоугольной формы импульса за время $t_{пр}$. Это время определяется продолжительностью t_u управляющего импульса и интенсивностью процессов накопления (t_z и t_ϕ) и рассасывания носителей заряда рис. 4.70, в).

Время рассасывания $t_{рас}$ характеризуется тем, что после окончания действия управляющего импульса накопленные ранее в базе носители заряда не могут мгновенно ее покинуть. Поэтому базовый ток, обусловленный наличием этих зарядов, хотя и изменил свое направление рис. 4.70, б), способствует тому, чтобы транзистор относительно нагрузочного устройства продолжал оставаться включенным.

4. Формирования среза (заднего фронта) t_c (рис. 4.70, в), т.е. времени спада коллекторного тока от значения, равного $I_{Кнс}$ до $I_{КБобр}$ (практически равного нулю). Временной интервал t_c трудно поддается расчету, поэтому на практике пользуются эквивалентной постоянной времени коллектора $\tau \cong h_{21Э} C_K R_K$. Тогда, полагая для времени среза нижний уровень сигнала равным $0,1 I_{Кнс}$ (рис. 4.58, б), для большинства практических случаев имеем:

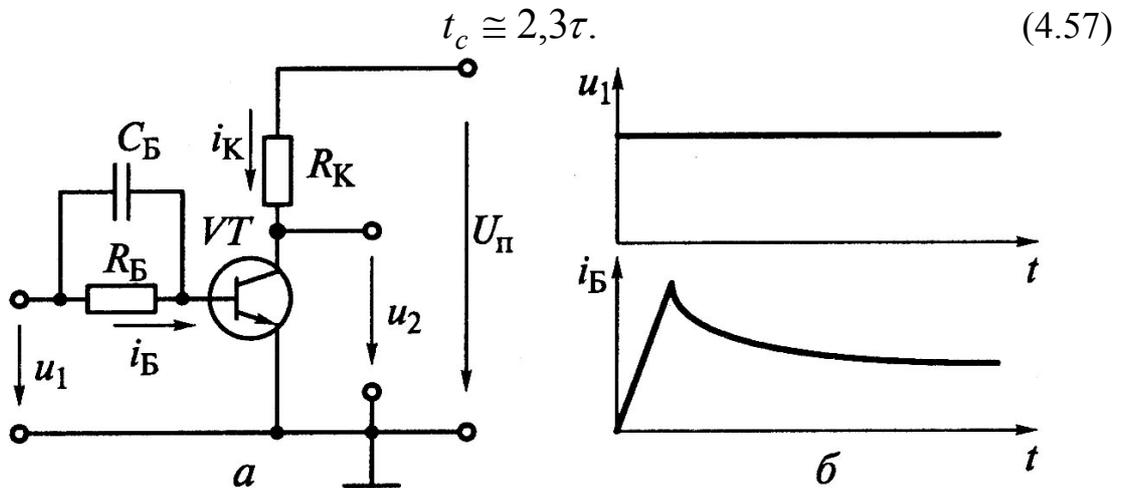


Рис. 4.71. Ключ формирования базисного тока транзистора:
а - схема; б - временные диаграммы процесса

Анализ переходных процессов в рассматриваемом транзисторном ключе позволяет сделать вывод, что в зависимости от t_z и $t_{рас}$ длительность выходного импульса t'_u будет отличаться от длительности управляющего импульса t_u . Как правило, $t'_u > t_u$. Улучшение динамических характеристик ключей, т.е. снижение времени включения, рассасывания и выключения, может быть дос-

тигнуто использованием высокочастотных транзисторов, а также увеличением амплитуд управляющего воздействия. Последнее наиболее просто достигается шунтированием резистора R_B конденсатором небольшой емкости C_B (рис. 4.71, а). В этом случае при коммутации имеет место резкий скачок базового тока (рис. 4.71, б), обусловленный тем, что резистор R_B по высокочастотной составляющей входного сигнала коротко замкнут конденсатором C_B . Это вызывает ускорение (форсирование) переходных процессов в цепи. В дальнейшем по мере зарядки конденсатора C_B его действие плавно нейтрализуется, способствуя снижению тока базы до нормального уровня.

Аналогичный процесс формирования будет наблюдаться при запираании ключа из-за скачка обратного базового тока, вызываемого разрядом конденсатора C_B .

4.4.4. Транзисторные триггеры

Триггер (англ. trigger - спусковой механизм, курок) - это бесконтактное устройство с двумя устойчивыми состояниями (электронный переключатель), способное под воздействием управляющего сигнала переходить скачком из одного состояния в другое. Его широко применяют в цифровых электронных устройствах.

Принцип работы и особенности транзисторного триггера рассмотрим на примере симметричного триггера с перекрестной положительной обратной связью (*ПОС*) и триггера Шмитта.

Симметричный триггер с перекрестной *ПОС*. Схема триггера (Рис. 4.72) имеет каналы *ПОС*, ускоряющие процессы принудительного переключения транзисторов. Действие *ПОС* достигается гальванической связью коллектора одного транзистора с базой другого.

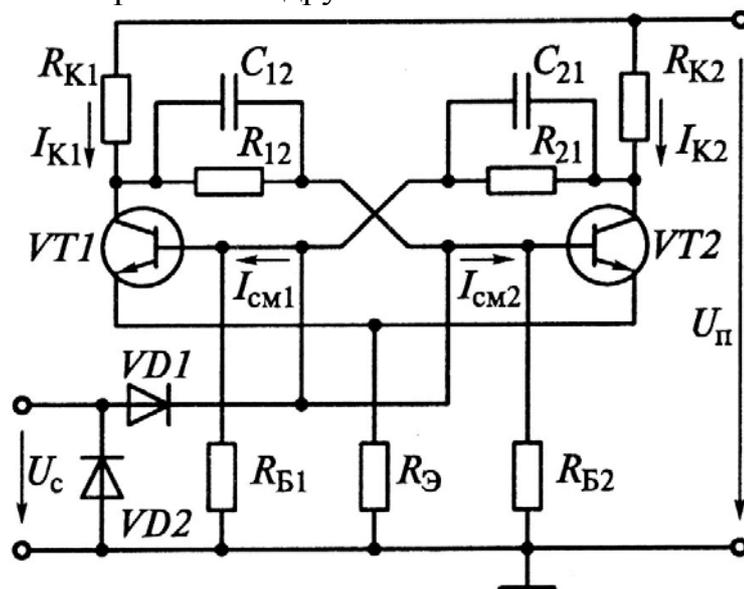


Рис. 4.72. Схема симметричного триггера с перекрестной *ПОС*

С этой целью используют резисторы R_{12} и R_{21} . Для повышения эффективности *ПОС* в переходных режимах (форсирования токов баз) указанные резисторы шунтируют конденсаторами C_{12} и C_{21} .

Механизм работы рассматриваемого триггера определяется невозможностью обеспечения абсолютной симметрии его схемы в исходном состоянии (при отсутствии управляющего сигнала $u_{см}$). Поэтому при подключении источника питания U_n в управляющих цепях транзисторов токи $I_{см1}$ и $I_{см2}$ следующие:

$$I_{см1} \cong \frac{U_n - I_{K2}R_{K2}}{R_{21} + \frac{R_{B1}R_{ex1}}{R_{B1} + R_{ex1}}}; \quad I_{см2} \cong \frac{U_n - I_{K1}R_{K1}}{R_{12} + \frac{R_{B2}R_{ex2}}{R_{B2} + R_{ex2}}}, \quad (4.58)$$

где R_{B1} и R_{B2} - входные сопротивления соответственно транзисторов *VT1* и *VT2*.

Эти токи вызывают смещение входных цепей транзисторов *VT1* и *VT2* (за счет падения напряжения на резисторах R_{B1} и R_{B2}) в прямом направлении, а следовательно, отпирание обоих приборов. Однако из-за отсутствия абсолютной симметрии схемы один из транзисторов должен опередить другой в этом процессе открывания. В свою очередь любое незначительное нарушение синхронизма вызывает мгновенное действие механизма *ПОС*, что приводит к форсированному отпиранию опережающего и запиранию отстающего транзисторов. В результате этого в исходном состоянии рассматриваемого триггера один из транзисторов всегда открыт, а другой закрыт.

Действие системы управления триггером заключается в одновременном воздействии сигналом $u_{см}$ на базовые цепи обоих транзисторов. В этом случае ранее закрытый транзистор начинает открываться, вызывая одновременно действие *ПОС*, которая и обеспечивает соответствующее переключение триггера в новое состояние. При подаче следующего импульсного сигнала $u_{см}$ происходит (согласно указанным причинам) переключение триггера в другое устойчивое состояние и т.д.

Быстродействующий триггер Шмитта с комбинированной ОС. Электрическая схема триггера (рис. 4.73) содержит три канала обратной связи: два *ПОС* и один *ООС*. Каналы *ПОС* в отличие от обычного триггера являются несимметричными. Первый канал *ПОС*-1 соединяет коллектор транзистора *VT1* с базой *VT2* через точки а и а' (как в обычных триггерах). Вторым каналом *ПОС*-2 связывает транзисторы *VT1* и *VT2* через общий для эмиттерных цепей резистор $R_{э}$. Механизм действия *ПОС*-2 состоит в том, что при переключении триггера в одном транзисторе (запираемом) наблюдается снижение эмиттерного тока, а в другом (отпираемом) - увеличение.

Изменения эмиттерного тока транзисторов $VT1$ и $VT2$ определяются соответственно выражениями:

$$\Delta i_{\mathcal{E}1} \cong h_{1\mathcal{E}} \Delta i_{B1}, \quad \Delta i_{\mathcal{E}2} \cong h_{2\mathcal{E}} \Delta i_{B2},$$

где $h_{1\mathcal{E}}$ и $h_{2\mathcal{E}}$ - коэффициенты передачи тока соответственно транзисторов $VT1$ и $VT2$ под действием управляющего импульса.

Поскольку изменения тока Δi_{B2} имеют принудительный характер (из-за гальванической связи коллектора $VT1$ с базой $VT2$), можно полагать $\Delta i_{B2} \cong h_{1\mathcal{E}} \Delta i_{B1}$, откуда $\Delta i_{\mathcal{E}2} \cong h_{1\mathcal{E}} h_{2\mathcal{E}} \Delta i_{B1}$.

Следовательно, абсолютные изменения эмиттерного тока транзистора $VT2$ существенно больше, чем транзистора $VT1$. Поэтому, рассматривая действие канала $ПОС-2$ в режимах переключения триггера, можно отметить преобладающую роль эмиттерного тока транзистора $VT2$ в создании напряжения смещения на резисторе $R_{\mathcal{E}}$. Так как $\Delta i_{\mathcal{E}1}$ и $\Delta i_{\mathcal{E}2}$ имеют противоположные направления, то при любых переключениях триггера канал $ПОС-2$ будет ускорять процесс перехода прибора $VT1$ из одного состояния в другое.

В установившемся режиме работы триггера ток через резистор $R_{\mathcal{E}}$ равен току транзистора, находящегося в состоянии насыщения.

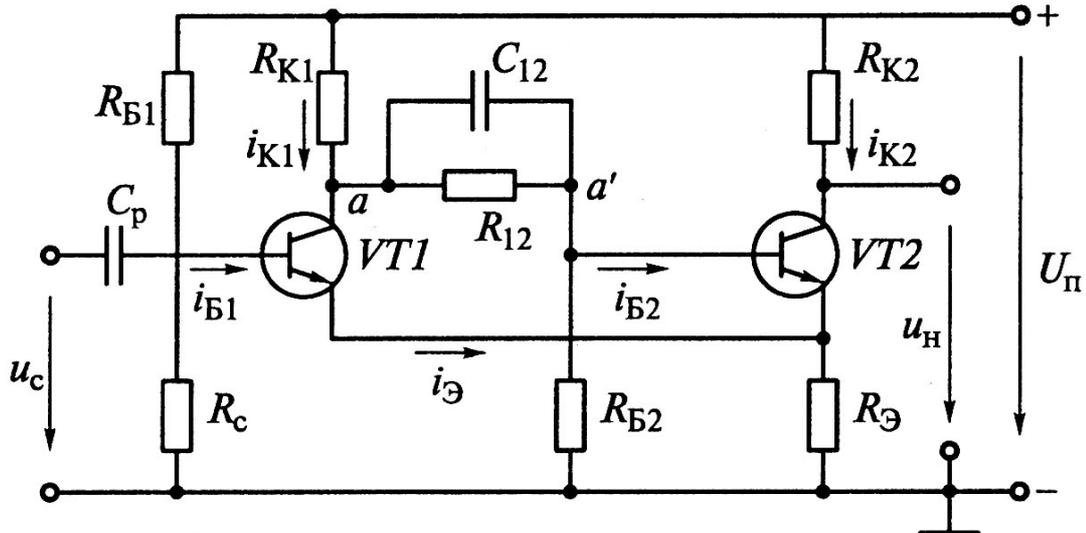


Рис. 4.73. Схема быстродействующего триггера Шмитта

Падение напряжения на $R_{\mathcal{E}}$ и обуславливает наличие $ООС$, которая, дополнительно воздействуя на закрытый транзистор, способствует надежному удержанию его в состоянии отсечки.

Проанализируем работу схемы (рис. 4.73), полагая транзистор $VT1$ закрытым (режим отсечки), а $VT2$ открытым (режим насыщения). Пусть в этот момент на вход триггера подается положительный импульс управляющего напряжения u_{cm} . Поступая во входную цепь транзистора $VT1$, управляющий импульс выводит прибор из закрытого состояния (в выходной цепи $VT1$ воз-

растает ток). При этом немедленно срабатывают оба механизма положительной обратной связи (*ПОС-1* и *ПОС-2*), вызывая интенсивное переключение триггера в противоположное состояние: насыщение транзистора *VT1* и отсечка *VT2*. В новом установившемся состоянии механизм *ООС* обеспечивает устойчивый режим отсечки транзистора *VT2*. При поступлении на вход триггера импульса отрицательной полярности происходит обратное переключение схемы и т.д.

Особенности триггера Шмитта заключаются в следующем:

1. Выходные режимы устройства связаны с цепью транзистора *VT2*, не имеющей непосредственного контакта с элементами управления. Поэтому представляется возможным изменять в достаточно широких пределах значение сопротивления резистора R_{K2} для обеспечения заданной амплитуды выходного сигнала.

2. Триггер может работать устойчиво и на емкостную нагрузку, поскольку по указанной выше причине эта емкость не оказывает влияния на процессы переключения транзисторов.

Триггер Шмитта с комбинированной *ОС* находит применение в качестве быстродействующего переключателя, в котором даже слабые сигналы обеспечивают его работу в релейном режиме.

4.4.5. Основы теории автогенераторов. Баланс амплитуд и фаз

Автогенератор - это устройство, предназначенное для генерации периодических сигналов заданной формы и частоты, возникающих в результате самовозбуждения. Принцип его работы основан на преобразовании энергии постоянного тока источника питания в колебания переменного тока.

Различают два класса автогенераторов: гармонических сигналов (напряжения и тока) и релаксационные, предназначенные для формирования импульсных сигналов различной формы. Основное требование к автогенераторам - обеспечение стабильности выходных сигналов по форме и частоте.

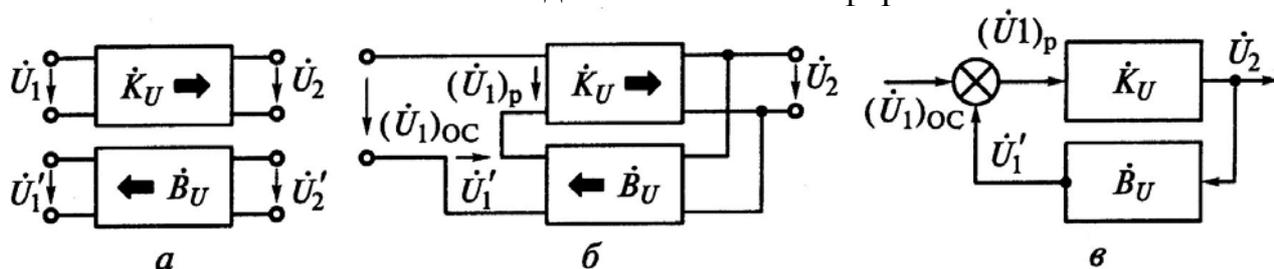


Рис. 4.74. Автогенератор:

a - условные обозначения исходных четырехполюсников;

б - схема реализации *ПОС*;

в - условная схема усилительного устройства с сумматором

Работа автогенератора основана на реализации положительной обратной связи, поскольку любое усилительное устройство с *ПОС* может при выполнении условий самовозбуждения функционировать в качестве автогенератора.

Рассмотрим условия самовозбуждения автогенератора (баланс амплитуд и фаз). Пусть имеются два четырехполюсника (рис. 4.74, *а*):

первый - с комплексным коэффициентом усиления \dot{K}_U , действующим в прямом направлении (показано стрелкой), т.е.

$$\dot{K}_U = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = K_U e^{j\varphi_K},$$

где $K_U = U_2/U_1$ - модуль коэффициента возбуждения;

$\varphi_K = \psi_2 - \psi_1$ - сдвиг фаз между выходным и входным напряжениями усилителя;

второй - с комплексным коэффициентом передачи \dot{B}_U , действующим в обратном направлении, т.е.

$$\dot{B}_U = \frac{\dot{U}'_1}{\dot{U}'_2} = B_U e^{j\varphi_B},$$

где $B_U = U'_1/U'_2$ - модуль коэффициента передачи;

$\varphi_B = \psi'_1 - \psi'_2$ - сдвиг фаз между выходным и входным напряжениями четырехполюсника \dot{B}_U .

Соединив оба четырехполюсника, образуем усилительное устройство (рис. 4.74, *б*) со встроенным каналом обратной связи. При этом обеспечим суммирование выходного сигнала четырехполюсника \dot{B}_U с входным сигналом \dot{K}_U , т.е. реализацию *ПОС*. В этом случае для результирующего сигнала на входе усилительного устройства:

$$(\dot{U}_1)_p = (\dot{U}_1)_{OC} + \dot{U}'_1, \quad (4.59)$$

где $(\dot{U}_1)_{OC}$ - входной сигнал усилительного устройства с *ПОС*;

$\dot{U}'_1 = \dot{B}_U \dot{U}_2$ - сигнал обратной связи.

Для наглядного отображения всех сигналов, воздействующих на вход усилителей с *ОС*, применяют специальный схемный элемент, именуемый сумматором. Графически его изображают в виде кружка диаметром 6 мм с четырьмя симметрично расположенными секторами, служащими для указания направлений передачи сигналов. Сектор для отрицательной *ОС* закрашивают черным цветом, а для положительной - оставляют не закрашенным. На рис. 4.74, *в* показана рассматриваемая система с *ПОС*, использующая сумматор, с соответствующими обозначениями воздействий, что облегчает ее анализ.

Правило знаков для сумматора: сигналы, направленные к сумматору, записываются со знаком «плюс» (при отсутствии закрашенных секторов в местах их входа); выходящие из сумматора сигналы имеют знак «минус». Так, для схемы, представленной на рис. 4.74, в, $(\dot{U}_1)_{OC} + \dot{U}'_1 - (\dot{U}_1)_p = 0$. Отсюда соотношение (4.59) можно записать в виде:

$$(\dot{U}_1)_{OC} = (\dot{U}_1)_p - \dot{U}'_1. \quad (4.60)$$

Разделив правую и левую части выражения (4.60) на выходной сигнал U_2 , получают:

$$\frac{(\dot{U}_1)_{OC}}{\dot{U}_2} = \frac{(\dot{U}_1)_p}{\dot{U}_2} - \dot{B}_U;$$

или

$$\frac{1}{(\dot{K}_U)_{OC}} = \frac{1}{\dot{K}_U} - \dot{B}_U, \quad (4.61)$$

где $(\dot{K}_U)_{OC}$ - фактический коэффициент усиления системы с ПОС.

Из выражения (4.61) имеем:

$$(\dot{K}_U)_{OC} = \frac{\dot{K}_U}{1 - \dot{B}_U \dot{K}_U}. \quad (4.62)$$

Для генерирования периодических импульсов необходимо обеспечить в системе (рис. 4.74, б, в) режим, при котором знаменатель в формуле (4.62) обратится в нуль. Выполнение этого условия приведет к лавинообразному нарастанию выходного сигнала из-за высокой эффективности канала ПОС. Однако наличие нелинейных эффектов препятствует безграничному росту выходного сигнала, и в системе устанавливается режим автоколебаний выходного напряжения. Таким образом, режиму автоколебаний отвечает условие:

$$\dot{B}_U \dot{K}_U = 1$$

т.е. произведение комплексных значений коэффициента усиления \dot{K}_U и коэффициента передачи \dot{B}_U имеет действительное значение и равно единице.

Поскольку \dot{B}_U и \dot{K}_U - комплексные числа, указанное условие можно представить в виде двух известных соотношений: баланса фаз и баланса амплитуд.

Баланс фаз, при котором произведение:

$$\dot{B}_U \dot{K}_U = B_U e^{j\varphi_B} K_U e^{j\varphi_K} = B_U K_U e^{j\Delta\varphi},$$

имеет действительное значение при

$$\Delta\varphi = \varphi_B + \varphi_K = \pi \cdot n, \quad (4.63)$$

где n равно нулю или любому четному числу.

Тогда

$$\dot{B}_U \dot{K}_U = B_U K_U e^{j\pi n} = B_U K_U.$$

Баланс амплитуд, при котором достигается нулевое значение для знаменателя в формуле (4.62), имеет следующий вид: $\dot{B}_U \dot{K}_U = 1$ откуда

$$\dot{B}_U = \frac{1}{\dot{K}_U}. \quad (4.64)$$

Выполнение условий баланса фаз и амплитуд приводит к лавинообразному изменению любых приращений выходного сигнала в системе ПОС.

4.4.6. Принципы обеспечения баланса фаз в автогенераторах.

Автогенераторы LC и RC типов

Автогенераторы гармонических колебаний широко используют в измерительной технике. Различают следующие основные типы автогенераторов: низкочастотные (до 100 кГц), высокочастотные (от 100 кГц до 10 МГц), ультравысокочастотные (свыше 10 МГц).

Основными функциональными элементами автогенератора являются: активный элемент, а именно усилитель для обеспечения баланса амплитуд; фазосдвигающая цепь, обеспечивающая баланс фаз. Простейший автогенератор гармонических колебаний может быть реализован на одностранзисторном усилителе, снабженном цепью $ПОС$ для обеспечения баланса фаз. При нормальном использовании транзистора фаза выходного сигнала оказывается сдвинутой относительно входного воздействия на π . В то же время баланс фаз (4.63) требует сдвига фаз $\Delta\varphi = \pi n$ ($n = 0, 2, 4, \dots$). Поэтому можно получить одностранзисторный автогенератор, если за счет внешней фазосдвигающей цепи обеспечить в нем дополнительный сдвиг фаз выходного сигнала на π .

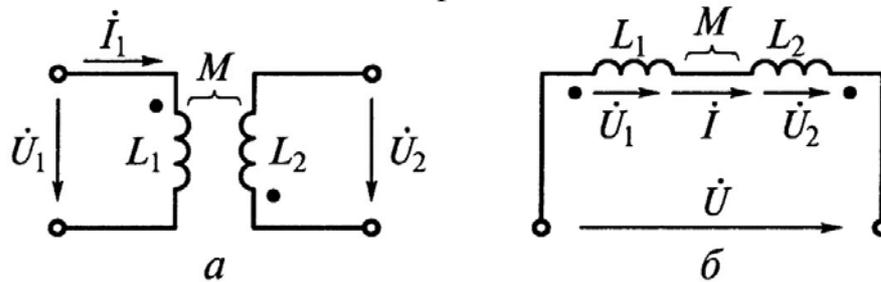


Рис. 4.75. Схемы трансформаторной связи:

a - с использованием обмоток воздушного трансформатора;

б - со встречным включением обмоток в последовательной схеме

В реальных автогенераторах фазовый сдвиг в канале обратной связи осуществляют двумя способами: посредством трансформаторной связи, реализующей LC -схемы, и с помощью резистивно-емкостной связи в RC -схемах. При этом возможны два вида трансформаторной связи: с использованием обмоток воздушного трансформатора (рис. 4.75, *a*) и со встречным включением

обмоток в последовательной схеме (рис. 4.75, б). Однако в обоих случаях входное \dot{U}_1 и выходное \dot{U}_2 напряжения в схемах направлены навстречу друг другу, а потому сдвиг фаз $\varphi = \psi_2 - \psi_1 = \pi$.

Для реализации резистивно-емкостной связи RC -контур (Г-образную ячейку) питают переменным током (рис. 4.76, а), получая ненулевой сдвиг фаз между напряжением \dot{U}_R и входным сигналом \dot{U}_1 . Полагая $\dot{U}_R = \dot{U}_1$ и выбирая значение $x_C = \frac{1}{\omega C} = \sqrt{3}R$, получим сдвиг фаз (рис. 4.76, б)

$|\varphi| = \arctg \frac{x_C}{R} = \arctg \sqrt{3} = \frac{\pi}{3}$. Поэтому для обеспечения требуемого значения $\varphi = \pi$ используют комбинацию трех Г-образных ячеек (рис. 4.76, в).

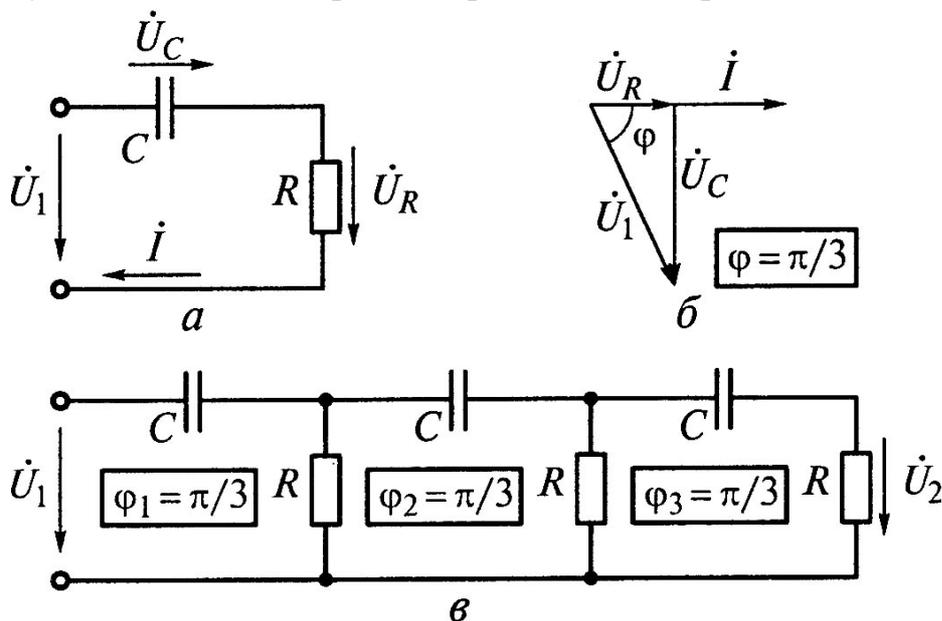


Рис. 4.76. Резистивно-емкостная связь:
 а - схема Г-образной ячейки; б - векторная диаграмма RC -контура;
 в - схема трехзвенной комбинации Г-образных ячеек

Транзисторные генераторы LC -типа широко применяют в электронных средствах для генерирования синусоидальных сигналов, получаемых за счет использования в цепи $ПОС$ параллельного колебательного контура.

Электромагнитные процессы в RLC -контуре определяются дифференциальным уравнением второго порядка. Разряд предварительно заряженного конденсатора до напряжения U_0 в реальном RLC -контуре (рис. 4.77, а) носит характер затухающих колебаний. При высоких добротностях колебательных контуров, используемых в генераторах, осциллограмма изменения тока $i(t)$ имеет почти синусоидальный характер с плавным уменьшением амплитуды

колебаний (рис. 4.77, б). Коэффициент затухания этих колебаний $\alpha = \frac{R}{2L}$, а

частота $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$.

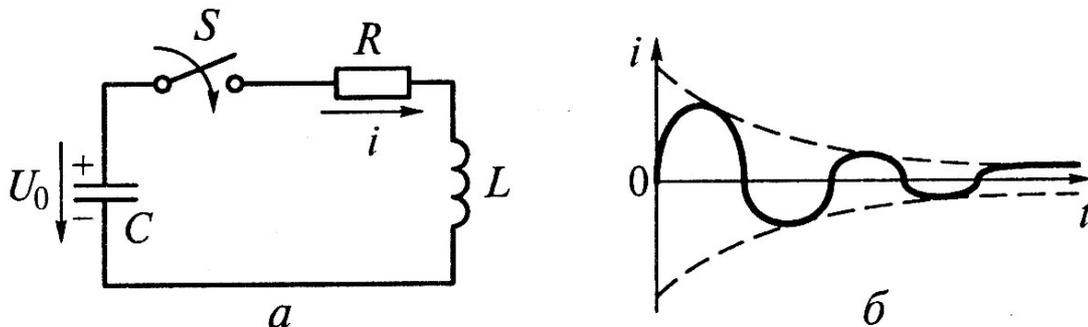


Рис. 4.77. Последовательный колебательный контур:
а - схема; б - временная диаграмма колебаний тока

Включив колебательный контур в цепь обратной связи транзисторного усилительного каскада и обеспечив баланс амплитуд и фаз, можно получить автогенератор почти синусоидальных колебаний. На рис. 4.78 приведена схема простейшего автогенератора с колебательным $L_K C_K$ -контуром и индуктивной обратной связью.

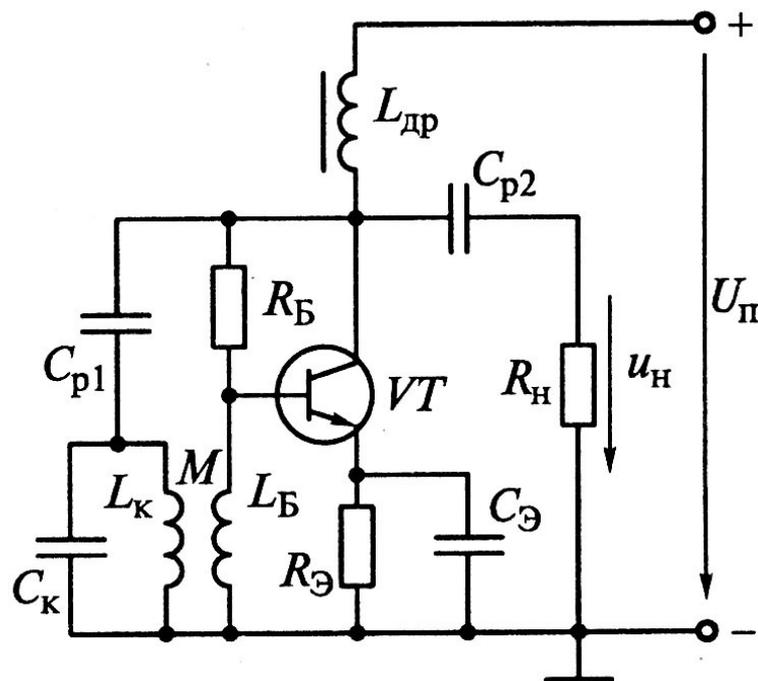


Рис. 4.78. Схема автогенератора с колебательным контуром в базовой цепи транзистора

В колебательном контуре, включенном по переменному току параллельно выходным выводам генератора, под действием напряжения питания возник-

кают затухающие синусоидальные колебания (см. рис. 4.77, б). Индуктивная связь дросселей L_B и L_K обеспечивает передачу сигнала обратной связи с дополнительным сдвигом фаз (входного и выходного сигналов) на угол $\alpha = \pi$, что позволяет обеспечить в схеме баланс фаз. При выполнении условия (4.64), т.е. достаточном коэффициенте усиления каскада, выполняется баланс амплитуд, что приведет к генерации устойчивых синусоидальных колебаний выходного напряжения.

Рассмотренные выше LC -генераторы оказываются малоэффективными при низких частотах из-за необходимости применения в колебательных контурах L и C элементов больших номиналов. Поэтому при низких частотах более предпочтительны автогенераторы RC -типа.

На рис. 4.79 приведена простейшая схема однокаскадного автогенератора RC -типа. Трехзвенная RC -цепь в контуре OC обеспечивает в схеме требуемый баланс фаз для генерации гармонических колебаний в выходной цепи транзистора VT .

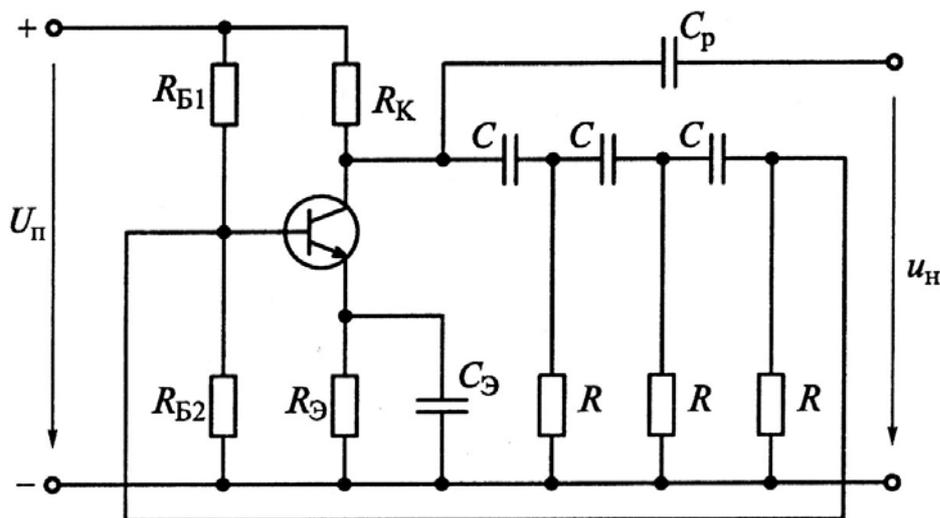


Рис. 4.79. Схема автогенератора с резистивно-емкостной обратной связью

4.4.7. Блокинг-генераторы и мультивибраторы

Блокинг-генератор представляет собой неинвертирующий трансформаторный усилитель, выход которого замкнут на вход. С помощью блокинг-генератора можно получить почти прямоугольные импульсы с амплитудой, близкой к напряжению E_K источника коллекторного питания. При наличии третьей повышающей обмотки трансформатора можно получить импульсы с амплитудой, большей напряжения E_K .

Скважность импульсов блокинг-генератора может изменяться в пределах от нескольких единиц до нескольких сотен, а иногда и тысяч. Транзисторные блокинг-генераторы генерируют импульсы с длительностью от несколь-

ких десятых долей микросекунды до нескольких десятков и сотен микросекунд. Максимальная длительность импульсов зависит от индуктивности намагничивания трансформатора и емкости храниющего конденсатора, а минимальная в основном определяется постоянной времени транзистора.

Транзисторный блокинг-генератор может быть использован как генератор импульсов почти прямоугольной формы сравнительно большой мощности, как делитель частоты следования импульсов и как формирователь импульсов, имеющих небольшую (до 2-5) скважность.

В блокинг-генераторе на транзисторе с общим эмиттером (рис. 4.80, а) осуществляется положительная обратная связь с коллектора на базу, а времязадающий конденсатор C_B включен в цепь базы транзистора. Базовое сопротивление R_B с целью повышения стабильности периода колебаний T (рис. 4.80, б) целесообразно включать между базой транзистора и отрицательным полюсом коллекторной батареи. Рассматриваемый генератор называют блокинг-генератором с отрицательным смещением. Резистор R_1 служит для ограничения тока коллектора и стабилизации длительности импульса, а резистор R_2 - для ограничения тока базы, регулировки, а также стабилизации длительности импульса.

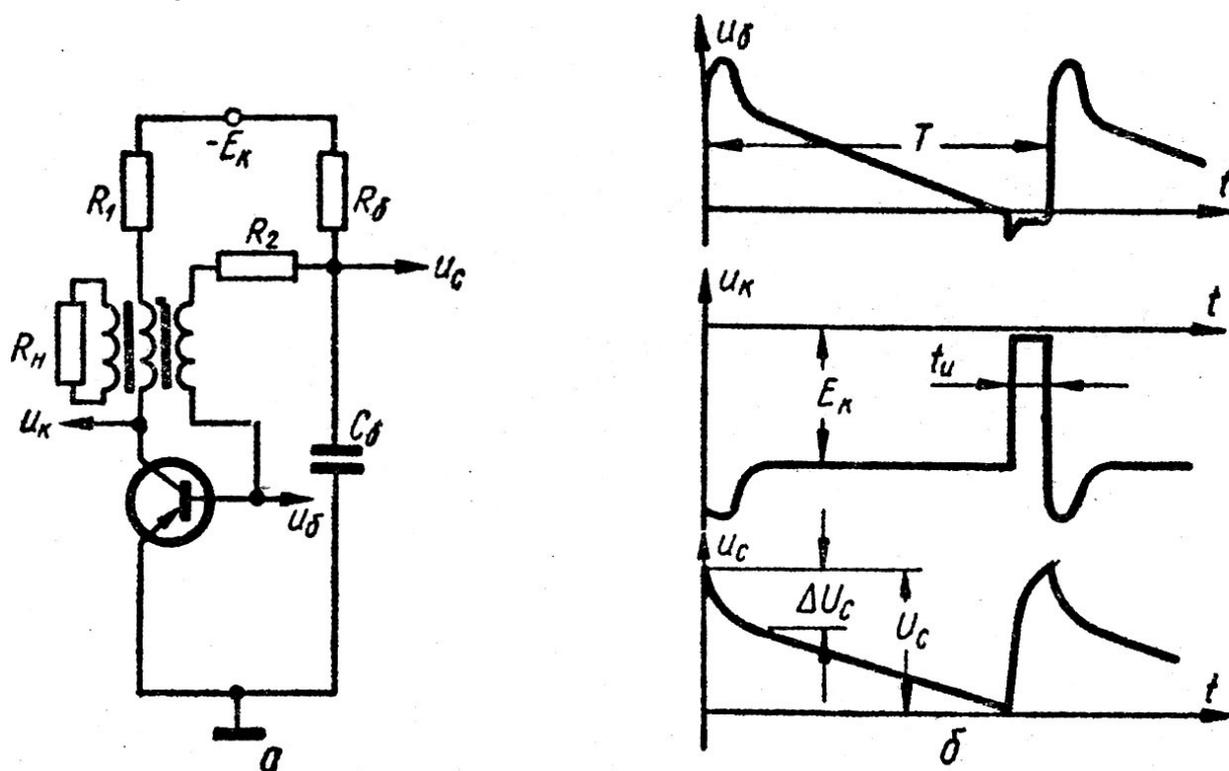


Рис. 4.80. Блокинг-генератор на транзисторе с общим эмиттером: а - принципиальная схема; б - временные диаграммы напряжений.

При малой (до 1000 пф) емкости время заряда базового конденсатора составляет небольшую часть длительности импульса. При большой (свыше 20-

15 тыс. пф) емкости конденсатор заряжается в течение всей стадии формирования импульса, и импульс базового тока приобретает треугольную форму.

Выражение длительности импульса с учетом времени жизни носителей может быть найдено из уравнения, содержащего трансцендентные функции (показательные, логарифмические, тригонометрические и обратные тригонометрические) от неизвестного переменного:

$$\frac{qE_K R'_H \beta_{cp} \omega_\beta}{R'_H r + R'_H R_K + r R_K} \left[\frac{1}{n - \omega_\beta} e^{-\omega_\beta t_u} - e^{-nt_u} - \right. \\ \left. - \frac{m}{n \omega_\beta} (1 - e^{\omega_\beta t_u}) \right] = \frac{E_K}{R_K} - \frac{E_K R'_H}{R_K (R'_H r + R'_H R_K + r R_K)} \times \quad (4.65) \\ \times \frac{1}{nC} \left(1 - e^{-nt_u} \frac{R'_H R_K}{R'_H r + R'_H R_K + r R_K} \right),$$

где $C = \frac{C_{\bar{6}}}{q^2}$; $r = q^2 (r_{\bar{6}} + r_2 + R_2)$; $R_K = r_1 + r_K + R_1$;

$$\frac{1}{n} = \tau = rC + \frac{R'_H R_K}{R'_H + R_K} C; \quad \frac{1}{m} = \tau_L = \frac{L_m (R'_H R_K)}{R'_H + R_K};$$

$$\tau'_C = C \frac{R'_H R_K}{R'_H + R_K};$$

$$R'_H = R_H \left(\frac{w_K}{w_H} \right)^2 - \text{приведенное к коллекторной обмотке сопротивление}$$

нагрузки; $q = \frac{w_K}{w_B}$ - коэффициент трансформации; $r_{\bar{6}}$ - сопротивление участка

база - эмиттер насыщенного транзистора; r_K - сопротивление участка коллектор - эмиттер насыщенного транзистора; r_1 и r_2 - активные сопротивления коллекторной и базовой обмоток трансформатора; L - индуктивность намагничивания трансформатора.

Уравнение (4.65) справедливо при обычно выполняемых неравенствах $\tau_L \gg \tau_\beta$; $\tau_L > \tau$.

Коэффициент перед величиной e^{-nt_u} в левой части много больше коэффициента перед этой же величиной в правой части выражения (4.65). Поэтому последнее можно переписать в таком виде:

$$\frac{\omega_{\beta}}{m - \omega_{\beta}} \left(e^{-\omega_{\beta} t_u} - e^{-n t_u} \right) - \frac{m}{n} \left(1 - e^{\omega_{\beta} t_u} \right) = \frac{R'_H r + R'_H R_K + r R_K}{q \beta_{cp} R'_H (R'_H + R_K)}. \quad (4.66)$$

Из выражения (4.66) получаем следующее выражение для определения длительности импульса блокинг-генератора:

$$t_u = \tau_{\beta} \ln \frac{\frac{\omega_{\beta}}{n - \omega_{\beta}} + \frac{m}{n}}{e^{-n t_u} \frac{\omega_{\beta}}{n - \omega_{\beta}} + \frac{m}{n} + \frac{R'_H r + R'_H R_K + R_K r}{q \beta_{cp} R'_H (R'_H + R_K)}}. \quad (4.67)$$

Мультивибратор - это релаксационный генератор импульсов, выполненный в виде двухкаскадного усилительного устройства с каналами *ПОС* между каскадами. Различают два вида мультивибраторов: автоколебательные (не обладают состоянием устойчивого равновесия) и ждущие (обладают состоянием устойчивого равновесия, при выводе из которого сначала переходят в другое устойчивое состояние, а затем самопроизвольно возвращаются в первоначальное).

Принцип функционирования автоколебательных транзисторных мультивибраторов основан на действии каналов перекрестной *ПОС*, связывающих между собой каскады с транзисторами *VT1* и *VT2* (рис. 4.81, *a*). Используя в каналах *ПОС* реактивные элементы (например, времязадающие конденсаторы C_{12} и C_{21}) и соблюдая в системе условия баланса фаз и амплитуд, можно обеспечить в устройстве автоколебательный режим с периодическим переключением транзисторов для генерирования импульсов $u_H(t)$.

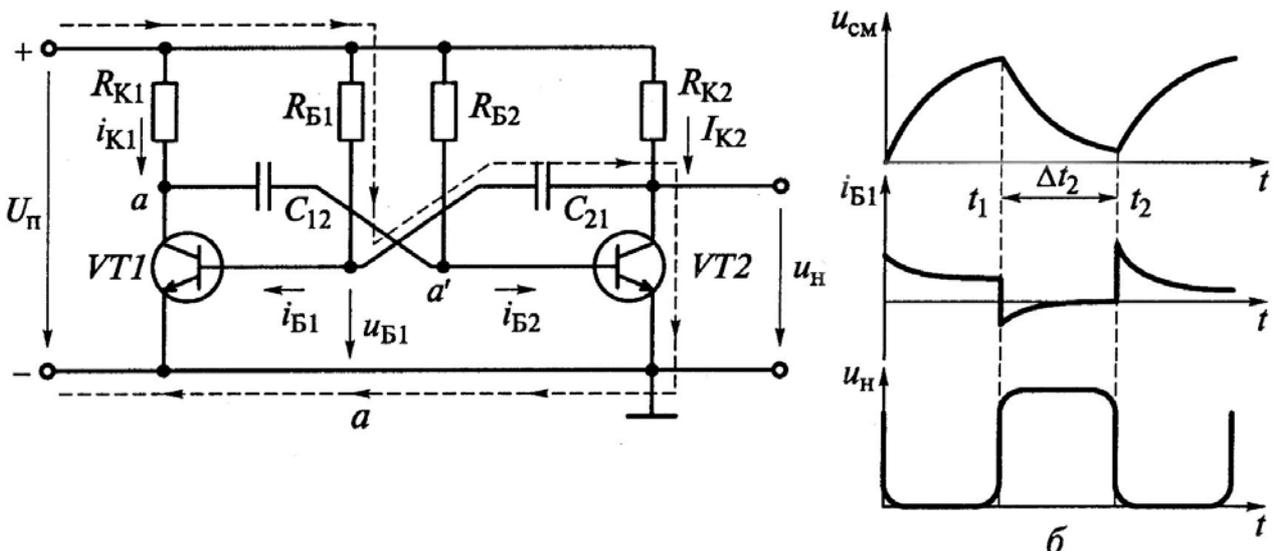


Рис. 4.81. Простейший мультивибратор на транзисторах:
a - схема; *б* - временные диаграммы процессов

Анализ физических процессов в мультивибраторе выполняют на схеме простейшего базового варианта (рис. 4.81, *a*). Предполагают устройство сим-

метричным и находящимся в следующем исходном состоянии: транзистор $VT1$ открыт (в состоянии насыщения), а $VT2$ закрыт (в состоянии отсечки). Для удобства состояние насыщения транзистора условно обозначают знаком «плюс», а отсечки - знаком «минус», т.е. $VT1^+$ и $VT2^-$.

Механизм действия канала $ПОС-1$ (от транзистора $VT1$ к $VT2$). В исходном состоянии ($VT1^+$ и $VT2^-$) будет проявлять себя воздействие коллекторной цепи $VT1$ на потенциал базы $VT2$, т.е. точки a' . В момент $t = 0$ (рис. 4.81, б) низкий потенциал точки a открытого транзистора $VT1^+$ способствует принудительному удержанию $VT2^-$ в закрытом состоянии. При плавном запираании $VT1$ ($t > 0$) повышается соответственно потенциал точки a , способствуя отпираанию транзистора $VT2$ из-за наличия тока базы $i_{б2}$. Следовательно, механизм $ПОС-1$ способствует принудительному отпираанию транзистора $VT2$.

Механизм действия канала $ПОС-2$ (от транзистора $VT2$ к $VT1$). Так как в базовую цепь транзистора $VT1^+$ включен конденсатор C_{21} , то с момента времени $t = 0$ начинается его зарядка (полярность напряжения показана на C_{21}) с плавным снижением зарядного, а следовательно, и базового тока $i_{б1}$. Это действие механизма $ПОС-2$ (коллектор $VT2$ - база $VT1$) приводит к плавному запираанию открытого транзистора $VT1$.

В момент $t = t_1$ вновь вступает в действие канал $ПОС-2$ благодаря разрядке конденсатора C_{21} по выходной цепи открывающегося транзистора $VT2$ через выход $VT1$ (путь разрядки показан стрелками). Нетрудно заметить, что действие конденсатора C_{21} вызовет эффективное запираание транзистора $VT1$.

Между тем с момента $t = t_1$ по мере запираания транзистора $VT1$ начнет вновь проявлять себя действие канала $ПОС-1$, который за счет повышения потенциала точки a будет ускорять переключение открывающегося транзистора $VT2$ в состояние насыщения. В результате этого к моменту $t = t_2$ мультивибратор полностью переключается в новое неустойчивое состояние VT^- и $VT2^+$ с последующим обратным переключением транзисторов и т.д.

Высокую стабильность генерируемых импульсов обеспечивают интегральные мультивибраторы с применением операционных усилителей. На рис. 4.82, а приведена схема соединений внешних элементов, подключаемых к ОУ для реализации мультивибратора двухполярных прямоугольных импульсов. Входные зажимы ОУ подключают к внутренней диагонали моста, состоящего из трех резисторов $R_1...R_3$ и конденсатора C . Внешняя диагональ моста подключена к выходным зажимам ОУ, а потому находится под действием периодических сигналов переменной полярности. Переключения ОУ наблюда-

ются при соизмеримости уровней напряжений на его инвертирующем и неинвертирующем входах.

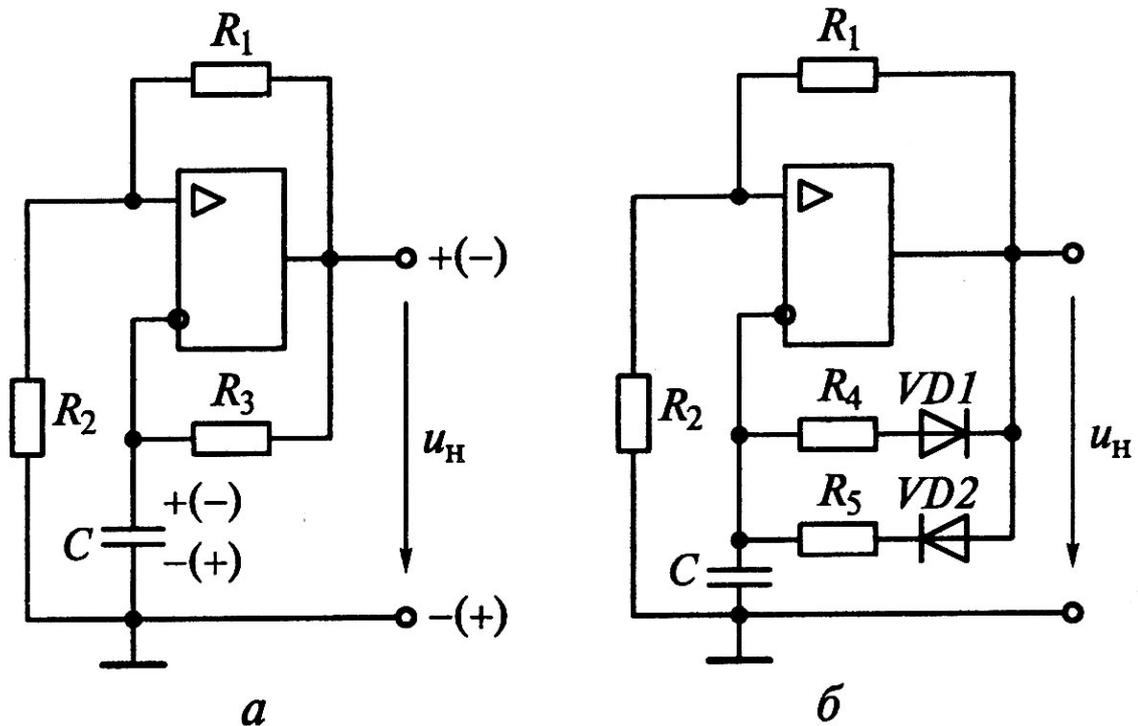


Рис. 4.82. Мультивибратор на операционном усилителе: а - схема симметрирования; б - принципиальная схема

Мультивибратор работает по следующему принципу. Пусть на выходе OU сформировался сигнал положительной полярности, соответствующий представленному на схеме направлению напряжения $u_n(t)$. Этот сигнал вызовет заряд конденсатора C (полярность напряжения показана на рис. 4.82, а) через резистор R_3 , и положительный потенциал на инвертирующем входе OU начнет повышаться. В момент совпадения уровней напряжений на входах OU он переключится и полярность выходного напряжения изменится на противоположную (обозначена в круглых скобках). Цепь $ПОС$, реализуемая резисторами R_1 и R_2 , мгновенно уменьшит потенциал на инвертирующем входе OU . Одновременно начнется перезарядка конденсатора C через выходную цепь с плавным снижением потенциала на инвертирующем входе. В момент совпадения уровней напряжений на входах OU он вновь переключится, и процесс повторится, обеспечивая формирование на выходе двухполярных прямоугольных импульсов $u_n(t)$. Схема легко симметрируется, если вместо резистора R_3 использовать диодные звенья с соответствующими значениями резисторов R_4 и R_5 (рис. 4.82, б).

4.5. Основы цифровой электроники

4.5.1. Области применения цифровой техники

Основной элементной базой современной дискретной техники является интегральная микроэлектроника. Огромные успехи, достигнутые интегральной полупроводниковой микроэлектронной технологией, позволили создать приборы, по всем параметрам превосходящие изделия сходного назначения, собранные на отдельных компонентах. Переход к интегральным микросхемам существенно изменил способы построения электронной аппаратуры, поскольку изделия микроэлектроники представляют собой законченные функциональные узлы, будь то логические элементы для выполнения простейших операций или процессоры вычислительных машин, состоящие из многих миллионов элементов.

Развитие и совершенствование электронно-вычислительной техники, устройств радиовещания и телевидения, радиоаппаратуры и всевозможных систем автоматики в значительной степени определяются внедрением в них цифровой техники. Это обусловлено определенными преимуществами цифровых устройств по сравнению с аналоговыми: более высокой надежностью; стабильностью параметров при воздействии дестабилизирующих факторов; высокой точностью обработки информации; значительным сокращением трудоемкости и упрощением операций регулировки и настройки; возможностью создания микросхем с очень высокой степенью интеграции.

Особенно широкое применение нашли цифровые устройства в электронно-вычислительной технике. Все узлы ЭВМ содержат элементы цифровой техники. На их базе реализуются устройства, которые производят арифметические и логические преобразования поступающей информации. С помощью элементов цифровой техники осуществляется запоминание и хранение информации, управление вычислительным процессом, ввод и вывод информации в ЭВМ.

Значительно расширилась возможность построения малогабаритных вычислительных устройств с появлением микропроцессоров - стандартных универсальных, программируемых больших интегральных схем. Применение встроенных однокристальных микроконтроллеров позволяет придать разнообразным устройствам «разумный» характер и значительно расширить их функциональные возможности.

Принципиально новые возможности открывает применение цифровых интегральных схем в радиовещании и радиосвязи. Так, использование цифровых синтезаторов частоты позволило существенно снизить аппаратные затраты и повысить фазовую стабильность генерируемых сигналов. Обработка сигналов цифровыми методами позволяет обеспечить высокую точность, стабильность параметров и получить характеристики, не достижимые аналоговыми методами. В любом радиоприемном тракте используются пассивные *RLC*-

фильтры, которые в идеальном случае должны иметь прямоугольную форму амплитудно-частотной характеристики (АЧХ). Обеспечение очень высокой прямоугольности АЧХ фильтра на аналоговых элементах практически невозможно. Цифровые же фильтры позволяют реализовать произвольную форму АЧХ, в том числе и сколь угодно близкую к прямоугольной.

Цифровая схемотехника интенсивно используется в радиоприемной аппаратуре, главным образом в системах управления. В частности, беспойсковая настройка приемника на любую из принимаемых частот осуществляется набором на пульте управления соответствующего кода, предварительно занесенного в устройство памяти. Используя электронные таймеры, также выполняемые на цифровых интегральных микросхемах, можно обеспечить последовательную перестройку радиоприемника по любой, заранее заданной программе. При этом указанная программа может долговременно храниться в памяти и при отключенном питании. Программирование работы во времени может осуществляться в любых радиотехнических устройствах, в том числе устройствах бытовой радиоаппаратуры. Реализовано также управление режимом работы приемника (коэффициентом усиления, полосой пропускания, диаграммой направленности антенны). Все указанные регулировки могут быть осуществлены как дистанционные с выносного пульта управления. Благодаря использованию цифровых устройств в радиовещательных приемниках обеспечиваются принципиально новые потребительские удобства. Возможно отображение на встроенном в приемник дисплее всей информации, необходимой для контроля и эксплуатации аппаратуры: заданного режима работы, выбранного поддиапазона частот и частоты настройки, текущего времени и характера принимаемой программы (речь, музыка, моно, стерео и т. д.), полосы пропускания приемника и напряженности поля принимаемого сигнала. Вместо механических переключателей в бытовой аппаратуре широко используются электронные переключатели с сенсорным управлением.

Цифровое телевидение позволяет повысить качество передачи сигналов благодаря существенному уменьшению накоплений искажений в цифровых линиях связи по сравнению с аналоговыми, а также за счет применения специальных способов кодирования, обнаруживающих и исправляющих ошибки передачи информации. Сигналы, представленные в цифровой форме, практически не подвержены амплитудным и фазовым искажениям, что позволяет передавать аудиовизуальную информацию на большие расстояния с сохранением ее высокого качества. В результате использования методов и устройств цифровой техники становится возможным длительный бесподстроечный режим работы электронной аппаратуры, а это имеет большое значение для повышения технологичности производства.

При использовании различных стандартов цветного телевидения существенно упрощается обмен телевизионными программами в результате применения цифровых преобразователей телевизионных сигналов. За счет использо-

вания цифровых устройств на экране телевизора может формироваться дополнительная буквенно-цифровая и графическая информация.

Значительно упрощается производство телевизоров с цифровыми блоками, так как, в принципе, возможна полная автоматизация процесса наладки телевизора, вплоть до создания самонастраивающихся (по заданной программе) устройств. Значительно выигрывают и пользователи цифровых телевизионных приемников, так как при этом существенно повышается надежность телевизора, улучшается качество вещания и появляются новые функциональные возможности, например получение на экране телевизора нескольких изображений, получаемых по различным программам.

Помимо радио и телевидения, цифровая техника широко применяется в технике аудио и видео записи, радиоспортивной и радиоизмерительной аппаратуре, в робототехнике и в устройствах автоматики, в игровых автоматах. Использование цифровых методов радиоизмерений позволяет повысить точность и автоматизировать процесс измерений, обеспечить непосредственное отображение результатов измерений в цифровой форме.

В то же время устройства цифровой техники практически бесподстрочны. Отдельные серии цифровых микросхем являются чрезвычайно надежными и не выходят из строя практически при любых ошибках в монтаже радиоустройства. Это также является неоспоримым преимуществом цифровых интегральных схем, обуславливающим их широкое использование в промышленности. В качестве активных элементов цифровых микросхем сейчас применяются два типа транзисторов: биполярные и полевые (униполярные). Последние имеют структуру металл - окисел - полупроводник (МОП) или, как ее еще называют, металл - диэлектрик - полупроводник (МДП). Цифровые микросхемы на биполярных и полевых транзисторах существенно различаются по многим показателям, и развитие их идет самостоятельными путями. Биполярные транзисторы интегральных микросхем по принципу действия и свойствам подобны высокочастотным кремниевым $n - p - n$ -дискретным транзисторам. Полевые транзисторы в микросхемах, напротив, обладают специфическими свойствами.

Способ соединения транзисторов между собой в пределах одного элемента определяет их логический базис или, проще, логику. Из логических интегральных схем на биполярных транзисторах в настоящее время наибольшее распространение имеют: транзисторно-транзисторная логика (ТТЛ) в нескольких модификациях, эмиттерно-связанная логика (ЭСЛ), или, как ее еще называют, логика на переключателях тока (ПТТЛ), и в меньшей мере - диодно-транзисторная логика (ДТЛ). Логические элементы на биполярных транзисторах, применявшиеся на ранних этапах развития микросхемотехники: с непосредственной связью (НСТЛ), резисторно-транзисторная логика (РТЛ), резисторно-емкостная логика (РЕЛ) - сейчас морально устарели и в новых разработках не используются. Из новых направлений следует отметить инжекционно-интегральную логику (ИИЛ, или I^2L), на основе которой создаются микро-

схемы большой степени интеграции высокого быстродействия и с малым потреблением энергии.

Микросхемы на основе полевых транзисторов также широко используются в настоящее время. Наиболее распространены и перспективны схемы, основанные на совместном включении пары транзисторов с каналами разных видов проводимости, так называемые комплементарные структуры (КМОП-структуры).

Для удобства разработчиков аппаратуры и по технологическим признакам цифровые интегральные схемы выпускают сериями. Серией называют совокупность микросхем различного функционального назначения, которые имеют согласованные электрические и временные параметры для совместного использования. Микросхемы одной серии изготавливают по единой технологии, и они имеют сходное конструктивное исполнение. В состав современных развитых серий входят десятки типов микросхем - от логических элементов до функционально законченных узлов: счетчиков, регистров, сумматоров, запоминающих устройств, арифметико-логических узлов, микропроцессоров и других.

4.5.2. Основы теории цифровых устройств

4.5.2.1. Системы счисления и двоичные коды

Всякое число представляется набором цифр. Способ представления чисел цифрами характеризует систему счисления (код). Наибольшее распространение получили позиционные системы счисления, в которых число, эквивалентное записанной цифре, определяется как значением этой цифры, так и ее положением (позицией) среди других цифр. Основание системы - это число, равное количеству цифр, необходимых для выражения всех чисел в пределах одного разряда. Десятичная (децимальная) система счисления - типичный пример позиционной системы.

Положительное число из i разрядов в позиционной системе с основанием a может быть представлено как:

$$N_a = x_{i-1}a^{i-1} + x_{i-2}a^{i-2} + \dots + x_1a^1 + x_0a^0, \quad (4.68)$$

где x - любая цифра от 0 до $a-1$; здесь первый член представляет собой старший разряд числа, а последний - младший.

В десятичной системе, например, число 573 можно представить как: $573_{10} = 5 \cdot 10^2 + 7 \cdot 10^1 + 3 \cdot 10^0$.

В цифровой аппаратуре применяют приборы, которые имеют два рабочих состояния. Здесь наиболее удобными оказались двоичные (бинарные) коды. Существует ряд двоичных кодов, каждый из которых обладает определенными свойствами. В цифровой технике наибольшее применение получил так

называемый натуральный двоичный код, в котором i -разрядное число представляется как

$$N_2 = x_{i-1}2^{i-1} + x_{i-2}2^{i-2} + \dots + x_12^1 + x_02^0. \quad (4.69)$$

Здесь x может иметь два значения, 0 и 1.

Порядок счета в натуральном двоичном коде совпадает с порядком счета внутри каждого десятичного разряда, что упрощает взаимный перевод чисел десятичного и двоичного кодов. Этот двоичный код называют еще кодом 8421 - по весовым коэффициентам (или короче - весам) первых четырех разрядов числа. В дальнейшем при упоминании двоичного кода подразумевается код 8421.

В табл. 4.5 приведены десятичные числа от 0 до 15 и их эквиваленты в коде 8421.

Из таблицы следует, что для представления десятичных цифр от 0 до 9 (одного десятичного разряда) требуется четыре двоичные цифры, т.е. двоичные числа длиннее эквивалентных десятичных.

Таблица 4.5. – Перевод десятичных чисел в двоичные

Код		Код		Код	
десятичный	8421	десятичный	8421	десятичный	8421
0	0000	6	0110	11	1011
1	0001	7	0111	12	1100
2	0010	8	1000	13	1101
3	0011	9	1001	14	1110
4	0100	10	1010	15	1111
5	0101				

Двоичные числа, представленные в таблице, и им подобные характеризуют прямой код. Кроме этого применяются и другие коды, с помощью которых упрощаются арифметические действия. К ним относятся, в частности, обратный и дополнительный коды.

Двоичное число в обратном коде отличается от числа в прямом коде тем, что в каждом разряде имеет 0 вместо 1 и наоборот. Дополнительный код числа образуется из обратного кода добавлением 1 к младшему разряду. Так, десятичному числу 9 в обратном двоичном коде соответствует число 0110, а в дополнительном 0111.

Широко применяется двоично-десятичный код, в котором цифры каждого разряда десятичного числа представляются четырехразрядным двоичным числом (тетрадой). Так, число $N_{10}=573$ в двоично-десятичном коде имеет вид $N_2 = 010101110011$. Основное достоинство двоично-десятичного кода - в простоте взаимного перевода десятичных и двоичных чисел, так как непосредственное схемное преобразование десятичных чисел в двоичные и наоборот связано с большими аппаратными затратами. Это важный момент с точки зрения взаимодействия человека с машиной, поскольку в большинстве случаев цифровая информация, подлежащая переработке и преобразованию, задается в десятичном коде и в этом же коде должны быть представлены окончательные результаты. Главный недостаток двоично-десятичного кода - громоздкость и избыточность, так как шесть двоичных комбинаций (от $1010_2=10_{10}$ до $1111_2=15_{10}$) при этом не используются.

4.5.2.2. Булева алгебра

Математический аппарат, описывающий действия дискретных устройств, базируется на алгебре логики, или, как ее еще называют по имени автора - английского математика Джорджа Буля (1815-1864 г.), булевой алгебре. В практических целях первым применил его американский ученый Клод Шеннон в 1938 г. при исследовании электрических цепей с контактными выключателями.

Булева алгебра оперирует двоичными переменными, которые условно обозначаются, как 0 и 1, и подчиняются условию: $x = 1$, если $x \neq 0$, и $x = 0$, если $x \neq 1$. В ее основе лежит понятие переключательной, или булевой, функции вида $f(x_1, x_2, \dots, x_n)$ относительно аргументов x_1, x_2, \dots, x_n , которая, как и ее аргументы, может принимать только два значения - 0 и 1. Как частный случай, двоичные переменные могут постоянно сохранять одно из значений - 0 либо 1. Логическая функция может быть задана словесно, алгебраическим выражением и таблицей, которая называется таблицей истинности.

Действия над двоичными переменными производятся по правилам логических операций. Между обычной, привычной нам алгеброй и алгеброй логики имеются существенные различия в отношении количества и характера операций, а также законов, которым они подчиняются.

Простейших логических операций три: отрицание (инверсия, операция НЕ), логическое умножение (конъюнкция, операция И) и логическое сложение (дизъюнкция, операция ИЛИ). Более сложные логические преобразования можно свести к указанным операциям.

Операция отрицания выполняется над одной переменной и характеризуется следующими свойствами: функция $y = 1$ при аргументе $x = 0$ и $y = 0$, если $x = 1$. Обозначается отрицание чертой над переменной, с которой производится операция: $y = \bar{x}$ (игрек равен не икс). Соответственно, $\bar{\bar{y}} = y$.

Операция логического умножения (конъюнкция) для двух переменных характеризуется табл. 4.6 и обозначается следующим образом: $0 \cdot 0 = 0$; $0 \cdot 1 = 0$; $1 \cdot 0 = 0$; $1 \cdot 1 = 1$, т. е, нулевое значение хотя бы одного из аргументов обеспечивает нулевой результат операции. Операция может быть распространена на большее число переменных.

Таблица 4.6

x_1	x_2	y
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Таблица 4.7

x_1	x_2	y
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

Операцию логического сложения (дизъюнкции) определяет табл. 4.7. Обозначают ее таким способом: $y = x_1 \vee x_2$, либо $y = x_1 + x_2$. Первый способ предпочтителен, так как позволяет отличать логическое сложение от арифметического. Для двух переменных $0 \vee 0 = 0$; $0 \vee 1 = 1$; $1 \vee 0 = 1$; $1 \vee 1 = 1$, т. е. равенство хотя бы одного аргумента логической единице определяет единичное значение всей функции.

Дизъюнкция, как и конъюнкция, может осуществляться со многими переменными.

Совокупность различных значений переменных называют набором. Булева функция n аргументов может иметь до $N = 2^n$ наборов. Поскольку функция принимает только два значения, общее число булевых функций n аргументов равно $2^N = 2^{2^n}$. Таким образом, функция одного аргумента может иметь четыре значения: $y = x$; $y = \bar{x}$; $y = 1$ (константа 1); $y = 0$ (константа 0).

Два аргумента дают 16 значений функции (табл. 4.8).

4.5.2.3. Законы булевой алгебры

Булева алгебра базируется на нескольких аксиомах, из которых выводят основные законы для преобразований с двоичными переменными. Обоснованность выбора этих аксиом подтверждается таблицами истинности для рассмотренных операций. Каждая аксиома представлена в двух видах, что вытекает из принципа дуальности (двойственности) логических операций, согласно которому операции конъюнкции и дизъюнкции допускают взаимную замену, если одновременно поменять логическую 1 на 0, 0 на 1, знак \vee на \cdot , а \cdot на \vee .

Таблица 4.8. Набор логических функций двух переменных

Аргументы				Функция	Название функции
$x_1 \dots 0$	0	1	1		
$x_2 \dots 0$	1	0	1		
0	0	0	0	$y = 0$	Константа 0
0	0	0	1	$y = x_1 \cdot x_2$	Конъюнкция, операция И
0	0	1	0	$y = x_1 \cdot x_2 = x_1 \overline{\rightarrow} x_2$	Запрет по x_2
0	0	1	1	$y = x_1$	Тождественность (тавтология) x_1
0	1	0	0	$y = x_1 \cdot x_2 = x_2 \overline{\rightarrow} x_1$	Запрет по x_1
0	1	0	1	$y = x_2$	Тождественность (тавтология) x_2
0	1	1	0	$y = x_1 x_2 \vee x_1 \bar{x}_2 = x_1 \oplus x_2$	Исключающее ИЛИ (сумма по модулю 2)
0	1	1	1	$y = x_1 \vee x_2 = x_1 + x_2$	Дизъюнкция, операция ИЛИ
1	0	0	0	$y = \overline{x_1 \vee x_2} = x_1 \downarrow x_2$	Стрелка Пирса (операция ИЛИ-НЕ)
1	0	0	1	$y = x_1 x_2 \vee x_1 \bar{x}_2 \bar{x}_2 = x_1 \sim x_2$	Равнозначность, эквивалентность
1	0	1	0	$y = \bar{x}_2$	Инверсия x_2
1	0	1	1	$y = x_1 \vee \bar{x}_2 = x_2 \rightarrow x_1$	Импликация от x_2 к x_1
1	1	0	0	$y = \bar{x}_1$	Инверсия x_1
1	1	0	1	$y = x_1 \vee \bar{x}_2 = x_1 \rightarrow x_2$	Импликация от x_1 к x_2
1	1	1	0	$y = \overline{x_1 x_2} = x_1 / x_2$	Штрих Шеффера (операция И - НЕ)
1	1	1	1	$y = 1$	Константа 1

Аксиомы операции отрицания: $\overline{0} = 1; \overline{1} = 0$.

Аксиомы операций конъюнкции и дизъюнкции:

$$\begin{array}{l}
1. \\
2. \text{ а)} \\
3.
\end{array}
\left| \begin{array}{l}
0 \cdot 1 = 1; \\
1 \cdot 0 = 0 \cdot 1 = 0; \\
1 \cdot 1 = 1;
\end{array} \right.
\begin{array}{l}
\text{ б)} \\
0 \vee 1 = 1 \vee 0 = 1; \\
0 \vee 0 = 0.
\end{array}$$

Аксиома 1, б не имеет аналога в двоичной арифметике, где $1+1=10$ (здесь цифры и знаки имеют обычный арифметический смысл).

Таблица 4.9. – Законы булевой алгебры

	Конъюнкция	Дизъюнкция
1	Переместительный закон	
	$x_1 \cdot x_2 = x_2 \cdot x_1$	$x_1 \vee x_2 = x_2 \vee x_1$
2	Сочетательный закон	
	$x_1(x_2 x_3) = (x_1 x_2)x_3 = x_1 x_2 x_3$	$x_1 \vee (x_2 \vee x_3) = (x_1 \vee x_2) \vee x_3 = x_1 \vee x_2 \vee x_3$
3	Закон повторения (тавтологии)	
	$x \cdot x = x$	$x \vee x = x$
4	Закон обращения	
	Если $x_1 = x_2$, то $\bar{x}_1 = \bar{x}_2$	
5	Закон двойной инверсии	
	$\overline{\bar{x}} = x$	
6	Закон нулевого множества	
	$x \cdot 0 = 0$	$x \vee 0 = x$
7	Закон универсального множества	
	$x \cdot 1 = x$	$x \vee 1 = 1$
8	Закон дополнительности	
	$x \cdot \bar{x} = 0$	$x \vee \bar{x} = 1$
9	Распределительный закон	
	$x_1(x_2 \vee x_3) = x_1 x_2 \vee x_1 x_3$	$x_1 \vee (x_2 \cdot x_3) = (x_1 \vee x_2) \cdot (x_1 \vee x_3)$
10	Закон поглощения	
	$x_1 \vee x_1 x_2 = x_1$	$x_1(x_1 \vee x_2) = x_1$
11	Закон склеивания	
	$(x_1 \vee x_2) \cdot (x_1 \vee \bar{x}_2) = x_1$	$x_1 x_2 \vee x_1 \bar{x}_2 = x_1$
12	Закон инверсии (закон Де Моргана)	
	$\overline{x_1 x_2} = \bar{x}_1 \vee \bar{x}_2$	$\overline{x_1 \vee x_2} = \bar{x}_1 \cdot \bar{x}_2$
	Или, после инвертирования левых и правых частей	
	$x_1 x_2 = \overline{\bar{x}_1 \vee \bar{x}_2}$	$x_1 \vee x_2 = \overline{\bar{x}_1 \cdot \bar{x}_2}$

Законы булевой алгебры вытекают из аксиом и также имеют две формы выражения: для конъюнкции и дизъюнкции. Здесь они приводятся без доказа-

тельств. Их правильность легко проверить по таблицам истинности либо путем подстановки 0 и 1 вместо соответствующих значений переменных.

4.5.2.4. Взаимное соответствие булевых функций и логических схем

Двоичные переменные, входящие в логические уравнения, можно представить двумя различными электрическими сигналами. Путем преобразований этих сигналов получают другие, тоже двоичные, сигналы, которые соответствуют результатам определенных логических операций. Имея запись булевой функции $y = f(x_1, x_2, \dots, x_n)$, можно составить развернутую электрическую схему, которая будет преобразовывать логические сигналы x_1, x_2, \dots, x_n согласно указанной функции.

Устройства, выполняющие в аппаратуре логические операции, называют логическими элементами. Логические элементы различаются между собой характером реализуемой функции, числом входов (по числу одновременно действующих переменных), числом выходов и другими признаками. Работа их оценивается только с точки зрения логики, без учета практического воплощения (технической базы, способа питания и т. п.).

Входы и выходы логических элементов в зависимости от уровня сигнала, при котором воспринимается или вырабатывается определенное значение двоичной переменной, подразделяются на прямые и инверсные. На прямом входе (выходе) двоичная переменная имеет значение логической 1, когда сигнал на этом входе (выходе) имеет значение, принятое за 1. На инверсном входе (выходе) двоичная переменная имеет значение 1, когда уровень сигнала на этом входе (выходе) соответствует состоянию, принятому за 0.

На логические входы можно подавать постоянные логические уровни 1 и 0 (константа 1 и константа 0) согласно законам универсального и нулевого множества. Входы, равноценные в логическом отношении (которые можно менять местами без ущерба для выполняемой функции), допускают объединение по закону повторения; при этом они действуют как один вход.

На принципиальных схемах логические элементы согласно ГОСТ 2.743-82 «Обозначения условные графические в схемах. Элементы цифровой техники» изображают прямоугольником (так называемое основное поле), в верхней части которого указывают символ функции: & для И, 1 для ИЛИ. Входы показывают с левой стороны прямоугольника, выходы - с правой. Допускается другая ориентация прямоугольника, при которой входы располагают сверху, а выходы снизу. Инверсные входы и выходы выделяются индикатором логического отношения - небольшим кружком у вывода. Выводы питания и общий обычно не показывают. Это обстоятельство всегда следует иметь в виду при разборе прохождения токов на входах и выходах микросхем. Когда это нужно, шины, не несущие логической информации (в том числе питания и общие), подводят к левой или правой стороне прямоугольника и помечают звездочкой.

Для примера преобразуем на основе законов булевой алгебры функцию $y = x_1x_2(x_3 \vee x_1x_3)$. Раскроем скобки:

$$y = x_1x_2(x_3 \vee x_1x_3) = x_1x_2x_3 \vee x_1x_2\bar{x}_1\bar{x}_3.$$

Так как $x_1\bar{x}_1 = 0$, то $y = x_1x_2x_3 \vee 0 = x_1x_2x_3$.

Схемное воплощение функции в заданном и преобразованном виде показано на рис. 4.83. Варианты *а* и *б* логически равноценны.

Проектирование различных устройств осуществляется с помощью специальных методик. Они сводятся к последовательным формальным процедурам, которые могут быть реализованы на ЭВМ.

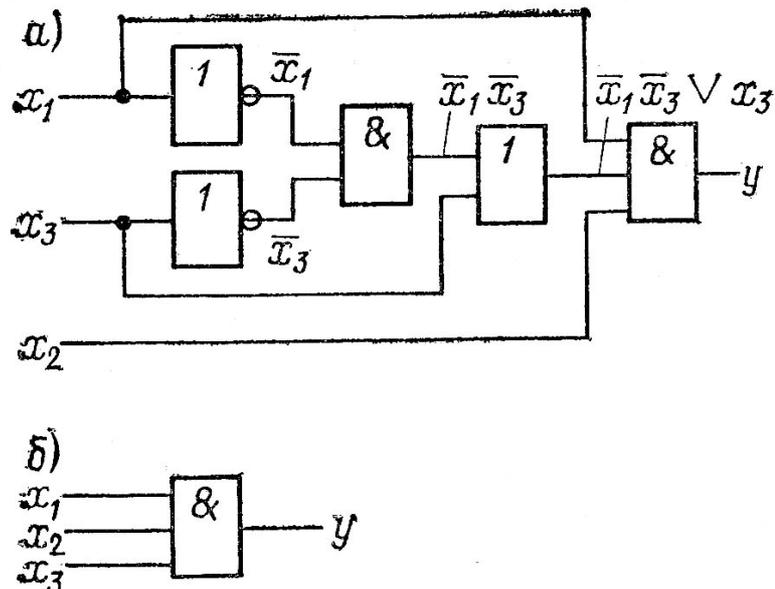


Рис. 4.83. Схемное представление функции:
а - в заданном виде; *б* - в преобразованном

Различные логические элементы выпускаются промышленностью в виде самостоятельных изделий, а также как составная часть более сложных устройств. Широко используются логические элементы, совмещающие несколько операций, например И-НЕ, ИЛИ-НЕ, И-ИЛИ-НЕ, И-ИЛИ, исключающее ИЛИ и др.

4.5.2.5. Логическое соглашение

В современных цифровых устройствах логические состояния представляются двумя уровнями напряжения (потенциалов): высоким, близким к напряжению источника питания, и низким, близким к нулю. Это так называемая потенциальная система представления информации, для которой характерны непосредственная связь между отдельными элементами схемы. Длительность потенциальных сигналов определяется частотой смены информации, а переключающими импульсами служат перепады напряжения от одного уровня к другому.

Два уровня напряжения, характеризующие логические состояния, определяются просто как более высокий H (англ. high - высокий) и низкий L (low - низкий). Эти два значения называют логическими уровнями. Существуют два рода так называемых логических соглашений в зависимости от того, каким уровнем напряжения кодировать логическую 1 (и соответственно логический 0). В соглашении положительной логики более высокий уровень напряжения (H) соответствует логической 1, а низкий (L) - логическому 0. В соглашении отрицательной логики - наоборот. Элемент, выполняющий логические функции, можно оценивать с позиций как положительной, так и отрицательной логики. Его функциональная роль в обоих случаях будет различной. Это важное положение, которым часто пользуются на практике, вытекает из законов Де Моргана. В табл. 4.10 в виде примера приведена таблица истинности для какого-то двухвходового элемента, выраженная в уровнях сигналов. По правилам положительной логики ($H=1$) элемент выполняет операцию И (табл. 4.11), а в отрицательной логике ($H=0$) он действует как элемент ИЛИ (табл. 4.12), что и следует из законов Де Моргана.

Таблица 4.10

x_1	x_2	y
L	L	L
L	H	L
H	H	H
H	L	H

Таблица 4.11

x_1	x_2	y
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Таблица 4.12

x_1	x_2	y
1	1	1
1	0	1
0	1	1
0	0	0

$$\text{Действительно, } y = x_1 x_2 = \overline{\overline{x_1 x_2}} = \overline{\overline{x_1} \vee \overline{x_2}}.$$

С учетом сказанного элементы, выполняющие логические операции, допускается изображать на схемах в двух логически эквивалентных формах. Имея изображение логического элемента, его эквивалентную форму можно получить, проделав следующие преобразования: а) в основном поле изображения элемента символ операции & заменить на символ 1 либо наоборот; б) все прямые входы заменить инверсными, а инверсные - прямыми; в) все прямые выходы заменить инверсными, а инверсные - прямыми.

На рис. 4.84 представлены графические обозначения некоторых элементов в двух видах логики. Изображения в одном горизонтальном ряду относятся к одному и тому же элементу.

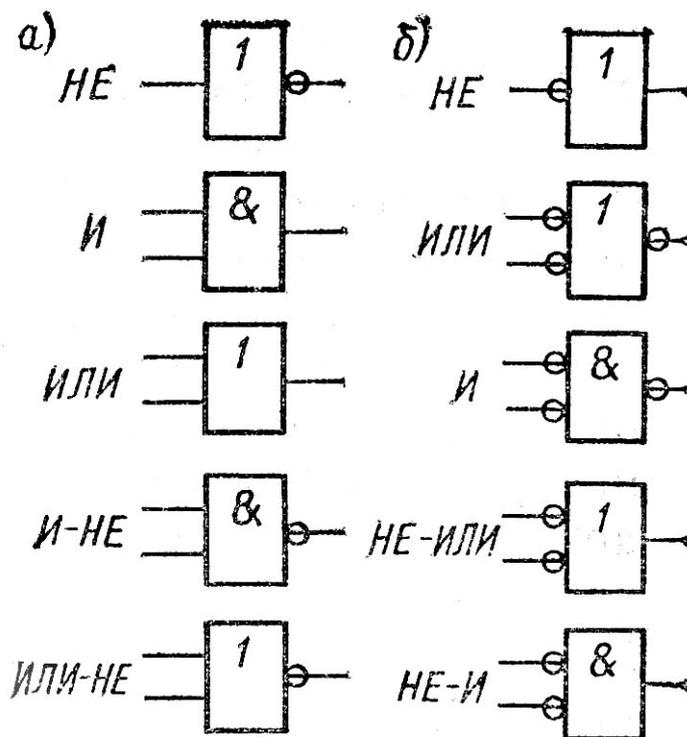


Рис. 4.84. Эквивалентные формы представления логических элементов:
a – в положительной логике; *б* – в отрицательной логике

Соглашение положительной логики имеет преимущественное применение. В каталогах, справочниках, заводских этикетках логические функции цифровых интегральных схем также даются для положительной логики.

Следует обратить внимание на одно обстоятельство. Многие разработчики аппаратуры на принципиальных схемах логические свойства элементов всегда показывают так, как они даны в справочниках. Между тем с точки зрения наглядности и удобства чтения для тех случаев, когда переключающим сигналом служит логический 0, лучше изображать элементы в отрицательной логике.

4.5.3. Разновидности функциональных схем

4.5.3.1. Комбинационные и последовательностные устройства

Логические элементы, о которых говорилось выше, представляют лишь небольшую часть устройств, выполняющих обработку и преобразование двоичных сигналов. В общем случае устройства, оперирующие с двоичной (дискретной) информацией, подразделяются на два больших класса: комбинационные схемы (дискретные автоматы без памяти) и последовательностные устройства (дискретные автоматы с памятью).

Все комбинационные схемы (логические устройства) характеризуются отсутствием памяти. Память - свойство системы сохранять в течение требуемого времени значения сигналов, характеризующих внутреннее состояние цифрового устройства. Сигналы на выходах комбинационного устройства в любой момент времени однозначно определяются сочетанием сигналов на входах и не зависят от его предыдущих состояний. Схемным признаком таких устройств служит отсутствие цепей обратной связи, т.е. замкнутых петель для прохождения сигналов с выходов на входы. Примерами комбинационных схем могут служить логические элементы, электронные ключи, шифраторы, дешифраторы, мультиплексоры, демультиплексоры, большинство арифметических устройств.

Последовательностные устройства обладают памятью, и при смене информации на входах для предсказания сигналов на выходах необходимо знать и состояние, в котором устройство было до этого. Последовательностные устройства организуются из комбинационных устройств путем их надлежащего включения. Показателем принадлежности схемы к последовательностному типу служит наличие в ней обратных связей. Простейшими последовательностными устройствами являются триггеры. К этому же классу относятся счетчики, регистры, запоминающие устройства.

Работу схем, реализующих переключательные функции, принято рассматривать в безразмерном дискретном времени (лат. *discretus* - разделенный, прерывистый), для чего реальное время разбивается на интервалы, которые нумеруются, начиная с какого-то момента. Каждый такой промежуток времени называют тактовым интервалом или просто тактом.

Дискретное время складывается из отдельных тактов, длительность которых для характеристики работы устройства не имеет значения. Продолжительность отдельных тактов может быть различной, на работе устройства это не скажется.

Обновление информации на выходах происходит в момент начала нового такта. Временные задержки, обусловленные переходными процессами, обычно не учитывают, однако, когда частота смены тактов велика и соизмерима с предельным быстродействием устройства, с ними приходится считаться.

В последовательностных устройствах за счет памяти функция внешних переходов определяется состоянием входов и выходов в двух соседних тактах - до и после воздействия входных сигналов. Эту пару тактов принято обозначать t^n и t^{n+1} . У сигналов, действующих в определенные такты, к наименованию вывода добавляют и номер такта. Так, запись $Q^n = 1$ означает, что на выводе Q в интервале времени $t^n \leq t < t^{n+1}$ действует сигнал логической 1.

В некоторой литературе вместо символов t^n и t^{n+1} применяют t^{n-1} и t^n ; противоречия в этих обозначениях нет.

4.5.3.2. Микросхемы с тремя выходными состояниями

Устройства, оперирующие с дискретной информацией, при высоком уровне выходного напряжения имеют малое сопротивление между выводом «выход» и шиной питания. В противоположном состоянии у выхода небольшое сопротивление по отношению к общей шине. В обоих случаях выходной вывод имеет определенный электрический потенциал, который воздействует на входы последующих приборов.

Существует категория микросхем, способных принимать и третье состояние, при котором оконечные транзисторы бывают заперты, что равносильно отключению микросхемы от нагрузки. На этом основании третье состояние называют еще высокоимпедансным. Перевод в высокоимпедансное состояние осуществляется по специальному входу. В зависимости от конкретного типа микросхемы отключение выхода может осуществляться сигналами высокого или низкого уровня.

С тремя состояниями выхода выпускаются микросхемы различного функционального назначения, как комбинационного, так и последовательного типов.

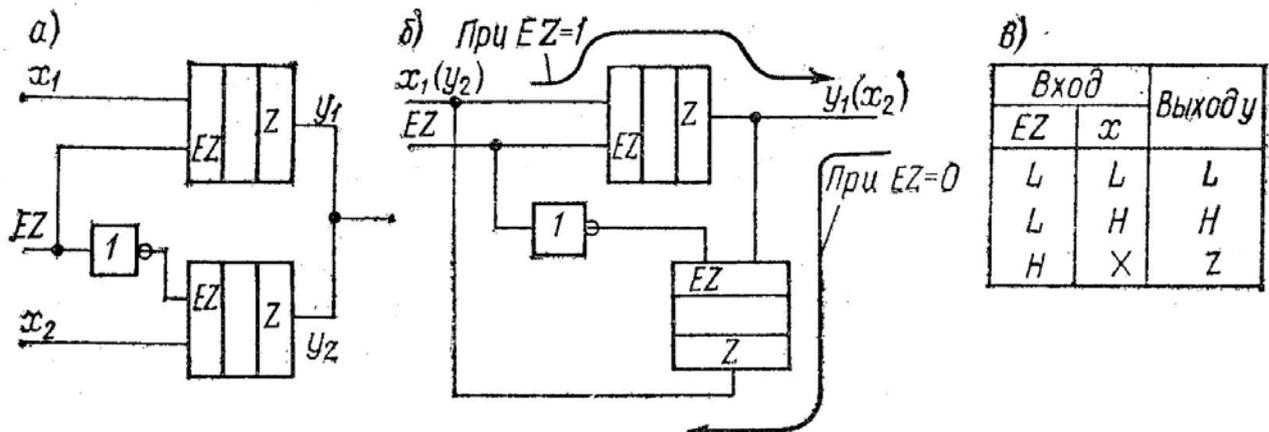


Рис. 4.85. Примеры применения приборов с тремя выходными состояниями: а - работа на общую нагрузку; б - двусторонняя передача информации; в - таблица истинности одного элемента: L - напряжение низкого уровня; H - напряжение высокого уровня; X - любое состояние (L или H)

При поочередном действии таких приборов их выходы можно соединять между собой и подключать к общей нагрузке. Таким способом удастся уплотнить каналы передачи данных, а также создавать магистрали с двунаправленными потоками информации (рис. 4.85). Буквы EZ - это метка третьего состояния, а не конъюнкция двух сигналов.

Высокоимпедансное состояние само по себе не является логическим, но входной сигнал, создающий его, может определять логический уровень на выходе системы, в которую входит данная микросхема. Так, к примеру, схема, изображенная на рис. 4.85, б реализует функцию $y = x_1 \cdot EZ \vee x_2 \cdot \overline{EZ}$.

4.5.3.3. Параметры микросхем

Каждая цифровая микросхема обладает не только переключательными, но и другими свойствами и оценивается рядом параметров, обусловленных внутренней структурой и конструктивным исполнением. Некоторые из этих параметров касаются конкретной микросхемы, другие характеризуют все изделия данной серии. Если в условиях эксплуатации эти параметры будут выдержаны, завод-изготовитель гарантирует нормальную работу микросхемы. Значения параметров, как правило, задаются с запасом и не исчерпывают физических возможностей микросхемы, однако превышать их не следует, особенно те, от которых зависят работоспособность и надежность приборов.

Оценивают микросхемы по следующим основным параметрам: быстродействию, напряжению питания, потребляемой мощности, коэффициенту разветвления по выходу, коэффициенту объединения по входу, помехоустойчивости, энергии (работе) переключения, надежности, стойкости к климатическим и механическим воздействиям.

Быстродействие характеризуется максимальной частотой смены входных сигналов, при которой еще не нарушается нормальное функционирование. Это один из важнейших параметров, так как определяет время обработки информации.

Инерционность полупроводниковых приборов и паразитные емкости служат причиной того, что каждое переключение сопровождается переходными процессами, отчего фронты импульсов растягиваются. Когда частота смены входных сигналов невелика, можно считать, что переключение происходит мгновенно, а при повышенных частотах приходится считаться с искажениями импульсов. Фронты искаженных прямоугольных импульсов представляют собой участки кривых, но для простоты их принято заменять отрезками прямых.

Для оценки временных свойств микросхем существует несколько параметров. На практике обычно пользуются так называемой задержкой распространения сигнала, которая представляет собой интервал времени между входным и выходным импульсами, измеренными на уровне 0,5. Времена задержки распространения сигнала при включении $t_{зд.p}^{1,0}$ и при выключении $t_{зд.p}^{0,1}$ близки, но не равны. Обычно пользуются усредненным параметром:

$$t_{зд.p.ср} = 0,5(t_{зд.p}^{1,0} + t_{зд.p}^{0,1}) \quad (4.70)$$

который называют средним временем задержки распространения (рис. 4.86).

Иногда пользуются близкими параметрами - временем задержки включения $t_{зд}^{1,0}$ и выключения $t_{зд}^{0,1}$. Они измеряются на уровнях 0,1 и 0,9 соответственно.

Применительно к последовательностным устройствам (триггерам, счетчикам и др.) используются некоторые дополнительные временные параметры, обусловленные принципом действия, как-то: время задержки переключения,

максимальная частота переключений и некоторые другие. Коэффициент разветвления по выходу (коэффициент нагрузки) $K_{раз}$ характеризует нагрузочную способность микросхемы. Этот параметр определяет максимальное число входов элементов данной серии, которым можно нагружать выходы микросхемы без нарушения ее нормального функционирования.

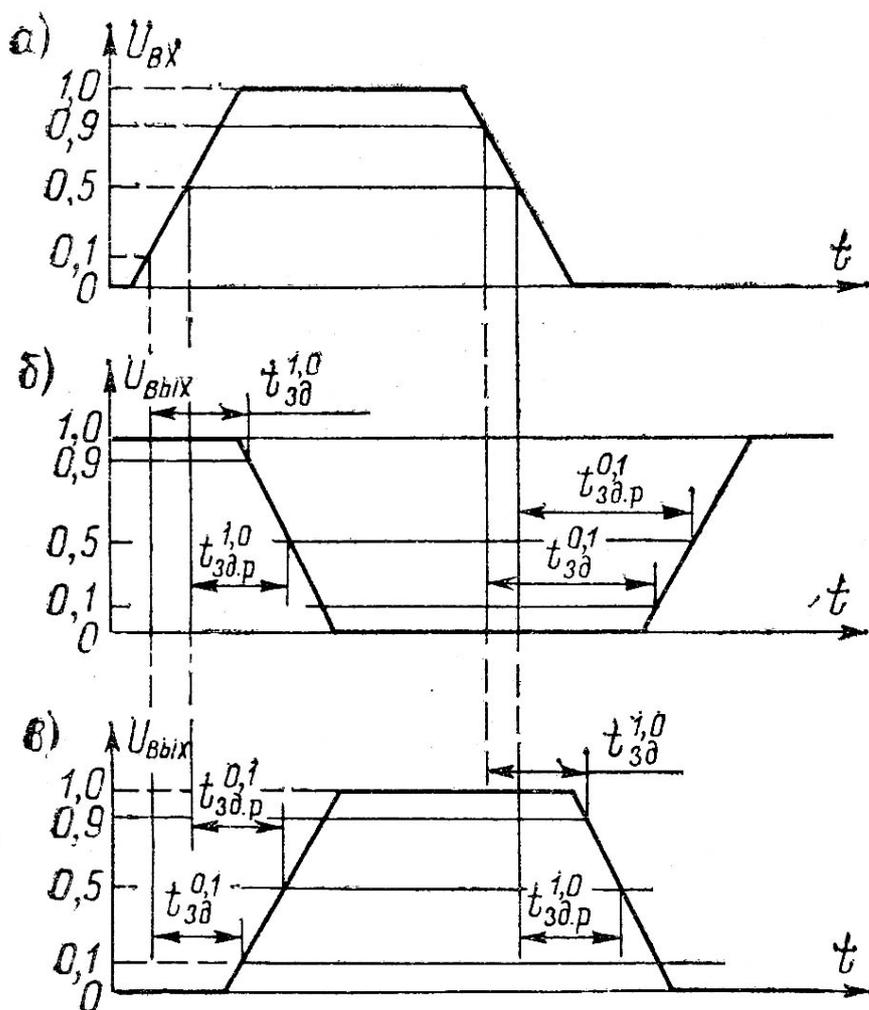


Рис. 4.86. Оценка задержки сигналов:
 а - входной импульс; б - выходной импульс с инверсией;
 в - выходной импульс без инверсии

Коэффициент объединения по входу $K_{об}$ определяет число логических входов, которые имеет микросхема. Для простейших логических элементов это число равноценных входов по И либо ИЛИ. Логические элементы массового производства выпускаются с 2, 3, 4 и 8 входами. Когда возникает необходимость в большем числе входов, применяют специальные микросхемы - расширители (экспандеры) либо используют несколько однотипных логических элементов, которые соединяют с учетом законов булевой алгебры.

Более сложные устройства содержат и другие входы: адресные, установочные, разрешающие, входы синхронизации и т.д. По отношению к предыдущим каскадам каждый такой вход обычно представляет такую же нагрузку, как и логические (информационные) входы.

Помехоустойчивость или, как ее еще называют, шумовой иммунитет определяет допустимое напряжение помех на входах микросхемы и непосредственно связана с ее передаточной характеристикой. В общем случае этот параметр оценивается по нескольким показателям. В зависимости от продолжительности помехи различают статическую и динамическую помехоустойчивость. Статическую помехоустойчивость связывают с помехами, длительность которых больше времени переходных процессов, а динамическую - с кратковременными помехами. Для обоих видов помехоустойчивости может учитываться воздействие напряжения низкого и высокого уровней.

Статической помехоустойчивостью по низкому уровню считают разность:

$$U_{ном}^0 = \left| U_{вых.маx}^0 - U_{вх.маx}^0 \right|, \quad (4.71)$$

где $U_{вых.маx}^0$ - максимальное допустимое напряжение низкого уровня на выходе нагруженной микросхемы; $U_{вх.маx}^0$ - максимальное допустимое напряжение низкого уровня на входе нагружающей микросхемы.

Помехоустойчивость по высокому уровню определяют как:

$$U_{ном}^1 = \left| U_{вых.мин}^1 - U_{вх.мин}^1 \right|, \quad (4.72)$$

здесь $U_{вых.мин}^1$ - минимальное напряжение высокого уровня на выходе нагруженной микросхемы; $U_{вх.мин}^1$ - минимальное допустимое напряжение высокого уровня на нагружающем входе.

Статическая помехоустойчивость служит основным показателем защищенности микросхем от помех. В справочниках приводят одну величину, $U_{ном}^0$ или $U_{ном}^1$, ту, что меньше.

Динамическая помехоустойчивость выше статической, так как при кратковременных помехах сказываются паразитные емкости и инерционные процессы в микросхеме. Динамическая помехоустойчивость в справочных данных не указывается, потому что зависит не только от типа микросхемы, но и от условий ее работы.

Энергия (работа) переключения определяется как $A = P_{ном} t_{зд.р.ср}$. Параметр характеризует качество разработки и исполнения микросхемы. Для большинства семейств цифровых микросхем энергия переключения находится в пределах 0,1...500 пДж. Чем меньше этот параметр, тем выше качество разработки. С другой стороны, для микросхем с высокой помехоустойчивостью большая энергия переключения является благом, так как импульсы помех даже

большой амплитуды, но недостаточной энергии не создадут ложных срабатываний.

Надежность характеризуется тремя взаимосвязанными показателями: интенсивностью отказов λ , наработкой на отказ T и вероятностью безотказной работы $P(t)$ в течение заданного времени t . В интегральных микросхемах отсутствует перегрев, они мало подвержены вибрациям и ударам, технология производства обеспечивает высокое качество продукции, и поэтому их надежность во много раз выше, чем у изделий, собранных из отдельных деталей.

Интенсивность отказов определяется в ходе испытаний большой партии изделий и характеризуется выражением $\lambda = n/Nt$, где n - число отказов в ходе испытаний; t - время испытаний, ч; N - число испытываемых изделий в партии. Интенсивность отказов для современных микросхем $\lambda = 18^{-8} \dots 10^{-9}, \text{ч}^{-1}$. По этому параметру можно вычислить и остальные показатели надежности: $T = 1/\lambda$, ч, и $P(t) = e^{-\lambda t}$; приняв $\lambda = 10^{-8} \text{ч}^{-1}$, а $t = 15000 \text{ч}$, можно найти, что вероятность безотказной работы составит $P(t) = 0,998$, т.е. 99,8 %, а это исключительно высокий показатель надежности.

Стойкость микросхем к механическим и климатическим воздействиям очень высока. Они способны нормально работать при интенсивных механических нагрузках (вибрация, удары, центробежные силы) и в неблагоприятных климатических условиях: при повышенной влажности (до 98 % при 25 °С) и в большом температурном диапазоне (от -10 до +70°С для микросхем широкого применения и от -60 до +125°С - специального).

4.5.5. Условные обозначения серий цифровых микросхем

По конструктивно-технологическому исполнению все цифровые ИС делятся на группы. По характеру выполняемых функций в аппаратуре ИС подразделяются на подгруппы (например, логические элементы, триггеры и т. д.) и виды внутри подгрупп (например, триггеры универсальные, счетные, с задержкой и т.д.). Разделение цифровых ИС на подгруппы и виды по функциональному назначению приведено в табл. 4.13.

По принятой системе ГОСТ 17021-75 обозначение ИС должно состоять из четырех элементов. Первый - цифра (1, 5, 7), обозначающая конструктивно-технологическое исполнение ИС; второй - цифры, обозначающие порядковый номер серии микросхемы от 000 до- 999 либо от 00 до 99. Первые два элемента определяют номер серии ИС. Третий элемент - две буквы, соответствующие подгруппе и виду по функциональному назначению, ■ четвертый - порядковый номер ИС по функциональному признаку в данной, серии. Буквы К, КМ, КР перед условным обозначением микросхем характеризуют условия их приемки на заводе-изготовителе и особенности конструктивного исполнения.

Таблица 4.13. Буквенная маркировка цифровых интегральных микросхем

Подгруппа и вид ИС	Обозначение
Формирователи:	
импульсов прямоугольной формы	АГ
импульсов специальной формы	АФ
прочие	АП
Схемы вычислительных средств:	
схемы сопряжения с магистралью	ВА
схемы синхронизации	ВБ
схемы управления вводом-выводом (схемы интерфейса)	ВВ
контроллеры	ВГ
микро-ЭВМ	ВЕ
специализированные схемы	ВЖ
времязадающие схемы	ВИ
комбинированные схемы	ВК
микропроцессоры	ВМ
схемы управления прерыванием	ВН
прочие	ВП
функциональные расширители (в том числе расширители разрядности данных)	ВР
микропроцессорные секции	ВС
схемы управления памятью	ВТ
схемы микропрограммного управления	ВУ
функциональные преобразователи информации (арифметические, тригонометрические, логарифмические, быстрого преобразования Фурье и др.)	ВФ
Генераторы:	
прямоугольных сигналов	ГГ
сигналов специальной формы	ГФ
Схемы арифметических и дискретных устройств:	
арифметическо-логические устройства	ИА
шифраторы	ИБ
дешифраторы	ид
счетчики	ИЕ

Продолжение табл. 4.13

Подгруппа и вид ИС	Обозначение
комбинированные	ИК
полусумматоры	ИЛ
сумматоры	ИМ
прочие	ИП
регистры	ИР
Коммутаторы и ключи:	
напряжения	КН
прочие	КП
тока	КТ
Логические элементы:	
элемент И - НЕ	ЛА
элемент И -НЕ/ИЛИ -НЕ	ЛБ
расширители	ЛД
элемент ИЛИ - НЕ	ЛЕ
элемент И	ЛИ
элемент И - ИЛИ - НЕ/И -ИЛИ	ЛК
элемент ИЛИ	ЛЛ
элемент ИЛИ - НЕ/ИЛИ	ЛМ
элемент НЕ	ЛН
прочие	ЛП
элемент И - ИЛИ - НЕ	ЛР
элемент И - ИЛИ	ЛС
Преобразователи сигналов:	
уровня (согласователи)	ПУ
код - код	ПР
Схемы запоминающих устройств (ЗУ):	
ассоциативные ЗУ	РА
матрицы постоянных ЗУ	РВ
постоянные ЗУ (масочные)	РЕ
матрицы оперативных ЗУ	РМ
прочие	РП

Окончание табл. 4.13

Подгруппа и вид ИС	Обозначение
постоянные ЗУ с возможностью многократного электрического перепрограммирования	РР
постоянные ЗУ с возможностью однократного программирования	РТ
оперативные ЗУ	РУ
постоянные ЗУ с ультрафиолетовым стиранием и электрической записью информации	РФ
Триггеры:	
универсальные (типа JK)	ТВ
динамические	ТД
комбинированные	ТК
Шмитта	ТЛ
с задержкой (типа D)	ТМ
прочие	ТП
с отдельным запуском (типа RS)	ТР
счетные (типа T)	ТТ
Многофункциональные схемы:	
цифровые	ХЛ
комбинированные	ХК
Цифровые матрицы	ХМ
Прочие	ХП

Иногда в конце условного обозначения добавляется буква, определяющая технологический разброс электрических параметров данного типоминиала. Например, запись КР1533ЛА3 обозначает, что имеем микросхему широкого применения (К), в пластмассовом корпусе (Р), полупроводниковую (1), серии 533, выполняющую функцию логического элемента И-НЕ, порядковый номер в подгруппе – 3.

4.6. Микропроцессорные средства

4.6.1. Терминология

Серия интегральных микросхем - совокупность типов микросхем, которые могут выполнять различные функции, имеют единое конструктивно-технологическое исполнение и предназначены для совместного применения.

Микропроцессорная интегральная микросхема - микросхема, выполняющая функцию микропроцессора (микроконтроллера) или его части.

Микропроцессорная секция - микропроцессорная интегральная микросхема, реализующая часть микропроцессора (микроконтроллера) и обладающая средствами простого функционального объединения с однотипными или другими микропроцессорными секциями для построения законченных микропроцессоров, микроконтроллеров или микро-ЭВМ.

Однокристалльный микропроцессор (ОМП) - микропроцессор, выполненный в виде большой интегральной схемы.

Однокристалльная микро-ЭВМ (ОЭВМ) - микро-ЭВМ, выполненная в виде большой интегральной схемы.

Однокристалльная микросистема - управляющая микропроцессорная система, выполненная в виде одной большой интегральной микросхемы.

Микропроцессорный комплект интегральных микросхем - совокупность микропроцессорных и других интегральных микросхем, совместимых по архитектуре, конструктивному исполнению и электрическим параметрам и обеспечивающих возможность совместного применения.

Микропроцессорный набор - совокупность микропроцессорных и других интегральных микросхем микропроцессорного комплекта ИС, номенклатура и количество которых необходимы и достаточны для построения конкретного изделия вычислительной или управляющей техники.

Секционированный микропроцессорный комплект - микропроцессорный комплект, состоящий из микропроцессорных секций.

Комплект однокристалльного микропроцессора - микропроцессорный комплект микросхем, в котором каждое из основных функциональных устройств, включая микропроцессор, выполнено в виде одной большой интегральной микросхемы с встроенным системным интерфейсом.

Микропроцессор - программно-управляемое устройство, осуществляющее процесс обработки цифровой информации и управления им, построенное на одной или нескольких интегральных микросхемах.

Центральный микропроцессор - микропроцессор, непосредственно осуществляющий процесс обработки данных в однопроцессорной системе или организацию работы неоднородной мультипроцессорной системы.

Периферийный микропроцессор (сопроцессор) - микропроцессор, выполняющий под управлением центрального микропроцессора определенную функцию в микропроцессорной системе.

Специализированный микропроцессор - микропроцессор, структура которого оптимизирована для решения определенного класса задач.

Арифметический микропроцессор - специализированный микропроцессор, структура которого оптимизирована для выполнения арифметических операций.

Разрядность микропроцессора - число разрядов регистров арифметического логического устройства (АЛУ) микропроцессора.

Адресное пространство микропроцессора - совокупность адресов внутренних регистров, внутренних ЗУ и регистров периферийных устройств, для обращения к которым достаточно содержимого регистра адреса микропроцессора.

Оперативное запоминающее устройство (ОЗУ) - внутреннее запоминающее устройство, обеспечивающее возможность оперативного изменения информации, используемое для записи, хранения и выдачи информации, в том числе во время выполнения программы, и имеющее длительность цикла обращения, соизмеримую с длительностью цикла выполнения микропроцессором основных операций.

Постоянное запоминающее устройство (ПЗУ) - запоминающее устройство с неизменяемым содержимым памяти.

Программируемое постоянное запоминающее устройство (ППЗУ) - постоянное запоминающее устройство, в которое информация заносится однократно потребителем не в составе изделия и не может быть впоследствии изменена.

Репрограммируемое постоянное запоминающее устройство (РПЗУ) - постоянное запоминающее устройство, в котором информация может неоднократно изменяться при помощи специальных средств стирания и записи.

Энергонезависимое оперативное запоминающее устройство - оперативное запоминающее устройство, в котором информация сохраняется при отключении электропитания.

Магистраль - совокупность соединительных линий и схем, обеспечивающих требуемые параметры передаваемых по линиям электрических сигналов, по которым информация передается от одного или одного из нескольких источников информации к одному из нескольких или к нескольким приемникам.

Двунаправленная магистраль - магистраль, по линиям связи которой сигналы могут передаваться в любом направлении, но не одновременно.

Однонаправленная магистраль - магистраль, по каждой из линий связи которой сигналы могут передаваться только в одном направлении.

Базовый кристалл микросхемы - кристалл интегральной микросхемы с определенным набором сформированных в нем не соединенных между собой двоичных логических элементов и (или) узлов из них, используемый для создания интегральных микросхем путем изготовления избирательных межэлементных соединений.

Матричная микросхема - интегральная микросхема, изготовленная путем соединения элементов базового кристалла микросхемы между собой и с контактными площадками по индивидуальной схеме.

Регистр общего назначения (РОН) - программно доступный для пользователя регистр микропроцессора.

4.6.2. Классификация микропроцессоров и микропроцессорных комплектов микросхем

Микропроцессорные интегральные микросхемы, производимые в РФ, могут быть классифицированы по следующим признакам.

По технологии изготовления - микропроцессоры, полученные на основе:

p-МДП - технологии - серии К145ИК18, К145ИК19, К1814;

n-МДП - технологии - серии КР580, КР581, К1801, К1809, КМ1810, КН1811, КМ1813, КР1816;

КМДП - технологии - серии КР587, К588;

ТТЛДШ - технологии-серии К589, КР1802, КМ 1804;

И²Л-технологии - серии К583, К584, КА1808;

ЭСЛ - технологии - серия К1800.

По типу архитектуры микропроцессоры можно разделить на секционные и однокристалльные, а также однокристалльные микро-ЭВМ.

Секционный микропроцессор предназначен для обработки нескольких разрядов данных (часть микропроцессора); он обладает средствами достаточно простого функционального объединения с однотипными или другими микропроцессорными секциями для построения законченных микропроцессоров и микро-ЭВМ. Управление таким микропроцессором осуществляется микропрограммным способом. К секционным МПК микросхем следует отнести серии К583, К584, КР587, К589, К1800, КР1802, КМ 1804.

Однокристалльный микропроцессор - программно управляемое устройство с фиксированной системой команд, осуществляющее процесс обработки цифровой информации с фиксированной разрядностью и управления им, построенное на одной интегральной микросхеме. Как правило, для расширения функциональных возможностей однокристалльного микропроцессора его дополняют другими типами микросхем. Однокристалльный микропроцессор является ядром МПК. К однокристалльным микропроцессорам следует отнести серии КР580, КР581, К588, К1801, КА1808, КМ 1810, КН1811.

Однокристалльная микро-ЭВМ - микросхема, содержащая, кроме микропроцессора с фиксированной разрядностью, оперативную и (или) постоянную память. К однокристалльным микро-ЭВМ следует отнести серии К145ИК18, К145ИК19, КМ1813, К1814, КР1816.

По назначению различают универсальные и специализированные микропроцессоры. Универсальные МП могут быть использованы в различных видах вычислительной техники и цифровой автоматики. На специализированных

МП может быть построен лишь определенный класс аппаратуры. К универсальным следует отнести МПК серий КР580, КР581, К583, К584, КР587, К588, К589, К1800, К1801, КР1802, КМ 1804, К1809, КМ 1810, КН1811 КМ1813, КР1816, к специализированным - КН5ИК18, К145ИК19, КА1808, К1814.

По разрядности данных, обрабатываемых микросхемой, все МПК можно разделить на:

- 2-разрядные - серия К589;
- 4-разрядные-серии К145ИК18, К145ИК19, К584, КР587, К1800, КМ 1804, К1814;
- 8-разрядные - серии КР580, К583, КР1802, КР1816, КМ1813;
- 16-разрядные - серии КР581, К588, К1801, К1809, КМ1610, КН1811.

По виду обрабатываемой информации микропроцессоры могут быть разделены на цифровые и аналоговые. В цифровых МП прием, обработка и выдача информации ведутся в цифровой форме. В аналоговых МП информация поступает на вход в аналоговой форме, а затем преобразуется в цифровую и в таком виде обрабатывается микропроцессором. Результаты обработки преобразуются в аналоговую форму и поступают на выход. Из рассмотренных аналоговым следует считать МП серии КМ1813, все остальные - цифровые.

По виду временной организации работы микропроцессорные комплекты микросхем подразделяются на синхронные и асинхронные. В синхронных МП начало и конец выполнения команд задаются устройством управления. Время выполнения команд при этом не зависит от их вида и величин операндов.

В асинхронных микропроцессорах начало выполнения каждой следующей команды определяется по сигналу фактического окончания выполнения предыдущей операции.

По числу одновременно выполняемых программ микропроцессоры разделяются на одно- и много- или мультипрограммные. В однопрограммных МП выполняется одна программа, переход к исполнению следующей программы происходит после завершения предыдущей. В много- или мультипрограммных микропроцессорах одновременно выполняются несколько программ.

4.6.3. Однокристалльные микроЭВМ семейства МК48

1.1. Общие сведения об однокристалльных микроЭВМ семейства МК48

Семейство МК48 включает ряд моделей ОМЭВМ, функциональный состав и технические характеристики которых отражают как различие в идеологическом подходе к применению ОМЭВМ, так и прогресс технологии СБИС. Все модели, входящие в семейство МК48, являются полностью совместимыми по системе команд, назначению и разводке выводов, совокупности основных функциональных устройств из базового набора семейства.

Первое поколение отечественных ОМЭВМ семейства МК48 - БИС КМ1816ВЕ48 и КР1816ВЕ35 являются функционально-конструктивными аналогами БИС соответственно 8748 и 8035 фирмы Intel, США, выполнены по *n* -

канальной МОП - технологии, что обусловило следующие ограничения: уровень интеграции до 18 тыс. транзисторов на кристалле, частота следования тактовых сигналов - 6,0 МГц, объем внутренней памяти ОЗУ - 64 байта, ППЗУ - 1 Кбайт и минимальное время цикла - 2,5 мкс.

Второе поколение - БИС КР1816ВЕ49, КР1816ВЕ39 (аналоги БИС 8049 и 8039 фирмы Intel) выполнено по n-канальной МОП - технологии с пропорциональным масштабированием, что позволило повысить уровень интеграции до 36 тыс. транзисторов на кристалле, частоту следования тактовых сигналов до 11,0 МГц, увеличить объем ОЗУ до 128 байт, ПЗУ - до 2 Кбайт и снизить минимальное время цикла до 1,36 мкс.

Третье поколение семейства МК48 - БИС ОМЭВМ серии К1830: КР1830ВЕ48, КР1830ВЕ35 (аналоги БИС 80С48, 80С35 фирмы Intel) выполнено по КМОП - технологии, что позволило на порядок уменьшить ток потребления по сравнению с БИС КМ1816ВЕ48, КР1816ВЕ35 при сохранении остальных параметров.

ОМЭВМ КМ1816ВЕ48, КР1816ВЕ35, КР1830ВЕ48 и КР1830ВЕ35 полностью идентичны в части структурной реализации. При этом в БИС КМ1816ВЕ48 программная память размещается во внутреннем ППЗУ с ультрафиолетовым стиранием, а в БИС КР1830ВЕ48 - во внутреннем ПЗУ масочного типа. Таким образом, оперативность программирования ППЗУ позволяет использовать ОМЭВМ КМ1816ВЕ48 при создании контроллеров единичных экземпляров или мелкосерийных изделий. Потребители БИС КР1830ВЕ48 лишены такой возможности, так как программирование ПЗУ осуществляется в процессе изготовления БИС по данным "прошивки" заказа потребителя.

В микросхемах КР1816ВЕ35 и КР1830ВЕ35 в отличие от БИС КМ1816ВЕ48, КР1830ВЕ48 память программ реализуется только за счет подключения внешней памяти любого типа (ОЗУ, ППЗУ, ПЗУ) общим объемом до 4 Кбайт. Эта особенность позволяет использовать их в качестве отладочного варианта, когда память программ реализуется в ОЗУ, что позволяет легко модифицировать отлаживаемые программы.

ОМЭВМ КР1816ВЕ49 и КР1816ВЕ39 имеют одну и ту же структуру, одинаковые схемотехнические решения и технические характеристики, за исключением памяти программ: ОМЭВМ КР1816ВЕ49 имеет внутреннюю память программы объемом 2 Кбайт, выполненную в виде масочного ПЗУ, а ОМЭВМ КР1816ВЕ39 может использоваться только с внешним ЗУ программ. Реализация программной памяти КР1816ВЕ49 в виде ПЗУ обуславливает целесообразность применения этих ОМЭВМ только для изделий средне- и крупносерийного производства, что обеспечивает в этом случае низкую стоимость ОМЭВМ. В качестве отладочной модели, а также при разработке единичных экземпляров изделий целесообразно использовать ОМЭВМ КР1816ВЕ39 с внешней программной памятью.

В общем виде основные отличительные особенности ОМЭВМ семейства МК48 представлены в табл. 4.14.

Таблица 4.14 – Однокристалльные микроЭВМ серии МК48

Микросхемы	Аналог	Объем внутренней памяти программ, байт	Тип памяти программ, байт	Объем памяти данных, байт	Максимальная частота следования тактовых сигналов, МГц	Ток потребления, мА
КР1816ВЕ35	8035	Нет	внешн.	64	6,0	135,0
КР1816ВЕ48	8748	1К	УФППЗУ	64	6,0	135,0
КР1816ВЕ39	8039	Нет	внешн.	128	11,0	110,0
КР1816ВЕ49	8049	2К	ПЗУ	128	11,0	110,0
КР1830ВЕ35	80С35	Нет	внешн.	64	6,0	8,0
КР1830ВЕ48	80С48	1К	ПЗУ	64	6,0	8,0

В ОМЭВМ предусмотрена возможность расширения памяти программ до 4 Кбайт, памяти данных до 384 байт и увеличения числа линий ввода-вывода за счет подключения внешних кристаллов памяти программ, ОЗУ и БИС интерфейсов.

Ориентация ОМЭВМ на преимущественное применение в системах управления отразилась на структуре и функциональных характеристиках отдельных устройств. Так, например, процессорное устройство по эффективности вычислительных операций и способов адресации уступает 8-разрядному микропроцессору КР580ВМ80А, однако, оно реализует ряд логических операций над отдельными разрядами аккумулятора и портов ввода-вывода, что повышает его эффективность при выполнении алгоритмов управления.

Наличие трех 8-разрядных портов ввода-вывода P0, P1, P2 в ОМЭВМ решает проблему расширения как памяти программ, так и памяти данных, а также обеспечивает возможность обмена информацией с периферией.

Программист, работающий с ОМЭВМ семейства МК48, располагает двумя программно переключаемыми банками регистров общего назначения, каждый из которых содержит по 8 регистров и расположен на общем адресном пространстве ОЗУ. Нулевой банк РОНО занимает адреса 0...7, первый банк

РОН1 занимает адреса 24...31. Регистры активного в данный момент банка РОН прямо адресуются большим количеством инструкций.

Кроме того, все ячейки ОЗУ, включая стек, адресуются косвенно с использованием нулевого или первого регистров банка РОН.

Ячейки ОЗУ с адресами 8. . .23 могут использоваться в качестве стека с глубиной 8, каждому уровню которого соответствуют два байта. При обращении к подпрограмме один байт представляет младшие разряды адреса возврата, второй - содержит четыре старших разряда адреса возврата, а остальные полбайта сохраняют четыре старших разряда слова состояния программы.

4.6.4. Микроконтроллеры AVR и PIC

AVR - самая обширная производственная серия микроконтроллеров корпорации Atmel. Прогресс данной технологии наблюдался в снижении удельного энергопотребления (мА/МГц), расширения диапазона питающих напряжений (до 1,8 В) для продления ресурса батарейных систем, увеличении быстродействия до 16 млн. операций в секунду, встройкой реально-временных эмуляторов и отладчиков, реализации функции самопрограммирования, совершенствовании и расширении количества периферийных модулей, встройке специализированных устройств (радиочастотный передатчик, USB-контроллер, драйвер ЖКИ, программируемая логика, контроллер DVD, устройства защиты данных) и др.

Успех AVR-микроконтроллеров объясняется возможностью простого выполнения проекта с достижением необходимого результата в кратчайшие сроки, чему способствует доступность большого числа инструментальных средств проектирования, поставляемых, как непосредственно корпорацией Atmel, так и сторонними производителями. Ведущие сторонние производители выпускают полный спектр компиляторов, программаторов, ассемблеров, отладчиков, разъемов и адаптеров. Отличительной чертой инструментальных средств от Atmel является их невысокая стоимость.

Другой особенностью AVR-микроконтроллеров, которая способствовала их популяризации, это использование RISC-архитектуры, которая характеризуется мощным набором инструкций, большинство которых выполняются за один машинный цикл. Это означает, что при равной частоте тактового генератора они обеспечивают производительность в 12 (6) раз больше производительности предшествующих микроконтроллеров на основе CISC-архитектуры (например, MCS51). С другой стороны, в рамках одного приложения с заданным быстродействием, AVR-микроконтроллер может тактироваться в 12 (6) раз меньшей тактовой частотой, обеспечивая равное быстродействие, но при этом потребляя гораздо меньшую мощность. Таким образом, AVR-микроконтроллеры представляют более широкие возможности по оптимизации производительности/энергопотребления, что особенно важно при разработке приложений с батарейным питанием. Микроконтроллеры обеспечивают

производительность до 16 млн. операций в секунду и поддерживают флэш-память программ различной емкости: 1...256 кбайт. AVR-архитектура оптимизирована под язык высокого уровня Си, а большинство представителей семейства megaAVR содержат 8-канальный 10-разрядный АЦП, а также совместимый с IEEE 1149.1 интерфейс JTAG или debugWIRE для встроенной отладки. Кроме того, все микроконтроллеры megaAVR с флэш-памятью емкостью 16 кбайт и более могут программироваться через интерфейс JTAG.

Микроконтроллеры серий PIC16C5x, PIC16c71, PIC16c(F)84, производимые компанией Microchip Technology, относятся к семейству КМОП микроконтроллеров с внутренним ПЗУ, которые отличаются низкой стоимостью, высокой производительностью, 8-битовыми операциями с данными. Они основаны на RISC архитектуре и программируются всего через 33 команды, шириной в одно слово ПЗУ. Все команды выполняются за один цикл (200нс). PIC16C5x имеют характеристики, на порядок превосходящие конкурирующую продукцию но находятся в той же ценовой категории. Расширенные двенадцатибитные команды приводят к сжатию кода до 2:1 по сравнению с 8-битными микроконтроллерами этого же класса. Простота изучения и применения команд экономит время разработчика.

Контроллеры имеют встроенные устройства, присущие большинству прикладных систем, что позволяет снизить стоимость, потребляемую мощность и увеличить надежность конечного устройства. Например, встроенная схема сброса и запуска генератора позволяют избавиться от внешних RC схем. Предлагается четыре типа встроенных генераторов на выбор, включая экономичный LP (Low Power) и дешевый RC генераторы. Экономичный режим SLEEP, Watchdog таймер и устройство защиты кода программы снижают стоимость и увеличивают мощность плюс надежность вашей системы.

Микросхемы с ультрафиолетовым стиранием идеальны для процесса отработки программы. Одновременно существуют однократно программируемые (OTP) кристаллы. Здесь разработчик может извлечь полное преимущество из сочетания низкой цены и гибкости OTP версий.

Разработка на базе контроллеров PIC16C5x поддерживается ассемблером, программным симулятором-эмулятором (фирмы Microchip) и программатором. Существуют все эти средства для IBM, внутрисхемным RC и совместимых компьютеров.

Серия PIC16C5x подходит для широкого спектра приложений от схем высокоскоростного управления автомобильными и электрическими двигателями до экономичных удаленных приемопередатчиков, показывающих приборов и связанных процессоров. Наличие ПЗУ позволяет подстраивать параметры в прикладных программах (коды передатчика, скорости двигателя, частоты приемника и т.д.). Малые размеры корпусов, как для обычного, так и для поверхностного монтажа, делает эту серию микроконтроллеров пригодной для портативных приложений. Низкая цена, экономичность, быстрое действие, простота использования и гибкость ввода/вывода делает серию PIC16C5X привлека-

тельной даже в тех областях, где ранее не применялись микроконтроллеры. Например, таймеры, замена жесткой логики в больших системах, сопроцессоры.

4.6.5. Пример использования однокристалльной микроЭВМ в таксометре автомобиля

Помимо накопления текущей стоимости проезда, вычисленной согласно некоторому тарифу, таксометр должен также вычислять стоимость проезда при изменяющейся расценке. Он должен обладать способностью умножать тариф на некоторый коэффициент, определяемый временем суток и днем недели (наибольшие расценки - в вечернее время выходных дней), делить стоимость проезда при наличии нескольких пассажиров-попутчиков и т. д. В данном примере с целью его упрощения рассматриваются простейшие функции. Предполагается, что таксометр накапливает общую стоимость проезда, основываясь как на минимальной стоимости проезда, так и на тарифе, который вступает в действие после того, как пройден путь, при котором эта минимальная стоимость действовала. (Пассажиру тариф объявляется до того, как он вступает в действие.) Например, если минимальная плата за первую милю составляет 0,75 \$ и тариф при дальнейшем проезде 0,15 \$ за каждые пройденные 0,25 мили, то вначале фиксируется стоимость проезда 0,75 \$ до тех пор, пока такси не пройдет одну милю. В момент перехода на вторую милю к этой сумме прибавляется 0,15 \$. Когда такси пройдет 1,25 мили, к этой сумме вновь прибавляется 0,15 \$ и т.д. Система имеет стартовую кнопку, которая сбрасывает показания дисплея и инициирует новый цикл работы.

Система электронного таксометра показана на рис. 4.87. Для контроля пройденной дистанции используется индуктивный датчик, который выдает импульс на каждый оборот колеса (6,534 фута). Этот импульс усиливается и расширяется одновибратором. Для облегчения процедуры изменения констант при вычислениях используется диодная матрица. Можно было бы использовать для этой цели клавиатуру или наборные галетные диски, однако согласно стандартам США система, задающая тариф, должна быть защищена так, чтобы все изменения надежно контролировались.

Дистанция на диодной матрице представлена в виде числа оборотов колеса в двоичном коде. Например, если дистанция с минимальной оплатой составляет одну милю, или 808 оборотов колеса, то распайка диодов на диодной матрице должна соответствовать числу 328_{16} ($328_{16}=808_{10}$). Рассуждая аналогично, получаем, что 0,25 мили (оплачиваемый квант приращения дистанции) соответствует 202_{10} оборотам колеса, или, что тоже самое, числу оборотов, равному $0CA_{16}$. Стоимость проезда задается на входах в виде двоично-кодированного десятичного числа (BCD-код). Например, минимальная стоимость 0,75 \$ представляется в виде числа 075.

Стартовая кнопка обладает «дребезгом», вызывающим серию стартовых импульсов при включении; программа должна обеспечивать компенсацию дребезга (чтобы не ставить триггерную схему защиты). Для отображения стоимости проезда используются пять 7-сегментных индикаторов и буферные микросхемы.

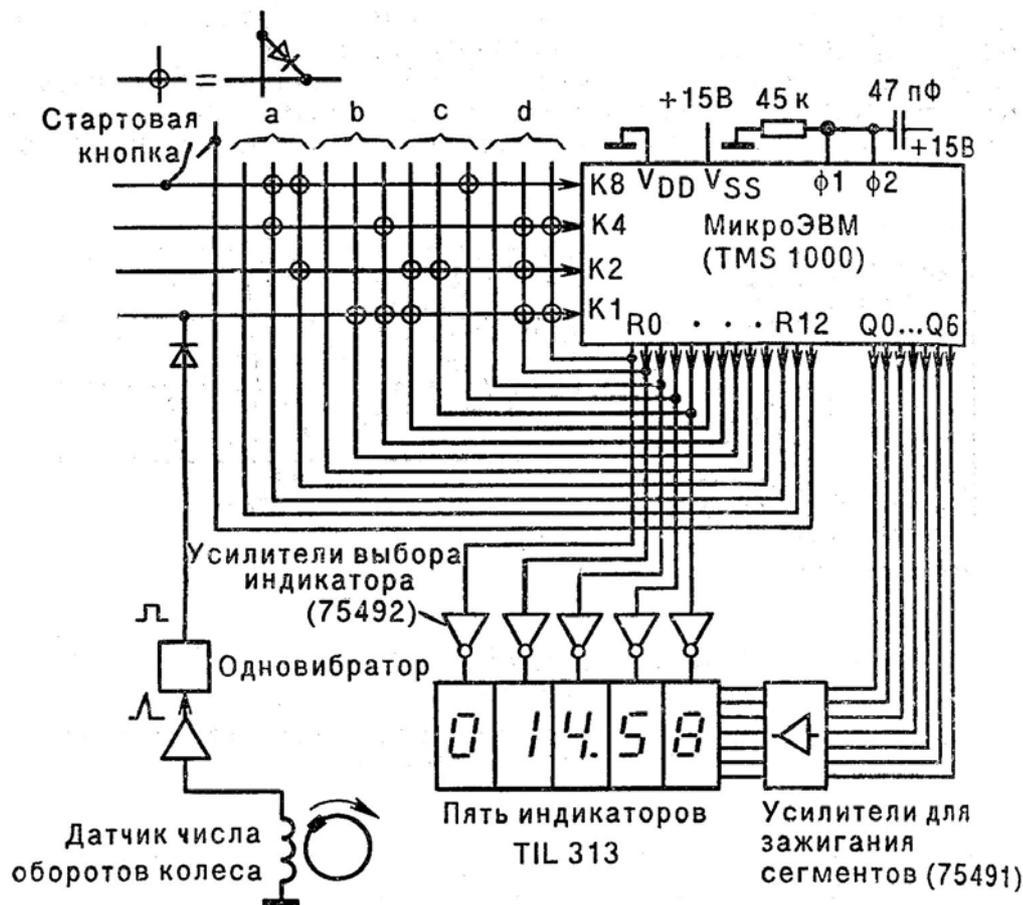


Рис. 4.87. Пример использования однокристалльной микроЭВМ в таксометре:

- a* - оплачиваемый квант приращения дистанции, распаян код $0CA_{16}$;
- b* - плата за приращение дистанции, распаян код 015_{10} ;
- c* - дистанция, соответствующая минимальной плате, распаян код 328_{16} ;
- d* - минимальная плата (при посадке в такси), распаян код 075_{10}

В процессе работы производится периодическая регенерация цифр дисплея и с помощью тех же (R0-R4) и других (R5-R12) выходов порта R сканирование множества 4-разрядных чисел, заданных с помощью диодов, а также опрос стартовой кнопки. Информация на выходах порта Q служит для подсветки нужных сегментов отображаемой цифры. При $R0=R1=\dots=R11=0$ воспринимается импульс с датчика; после окончания этого импульса можно переходить к опросу чисел, заданных на диодной матрице. Рабочая программа, хранящаяся во внутреннем ПЗУ, выполняется циклически, слежение за внешни-

ми объектами производится программно. Режим работы по прерыванию в данной микроЭВМ не предусмотрен.

4.6.6. Структура и функционирование 32-разрядного микропроцессора

Современные 32-разрядные микропроцессоры используются в качестве основной элементной базы высокопроизводительных компьютеров и другой сложной функциональной цифровой техники, широко применяемой в системах связи, управления, хранения и обработки информации. Мировым лидером в разработке и производстве микропроцессоров является фирма Intel (США), которая выпустила 32-разрядные семейства i386, i486, Pentium, Pentium Pro, за которыми последовали Pentium II, III и 4, включающие по несколько типов микропроцессоров этого класса.

Архитектура этих микропроцессоров строилась таким образом, чтобы обеспечить программную совместимость с ранее выпущенными типами процессоров. Таким образом, в каждом новом процессоре сохранялось ядро старой архитектуры еще со времен процессора 8080 (1974г). Поэтому обзор структуры процессора проведем на примере процессора 80486 (i486).

Микропроцессор i486 содержит на кристалле центральный процессор, блок процессора с плавающей точкой, устройство управления, диспетчер памяти, блок предвыборки команд и данных, интерфейс магистрали (рис. 4.88).

Центральный процессор включает арифметико-логическое устройство (АЛУ), восемь 32-разрядных регистров общего назначения (регистровый файл) и многоразрядный сдвигатель, используемый при арифметических и циклических сдвигах, операциях умножения и деления. Блок процессора с плавающей точкой по своей структуре и с точки зрения программного обеспечения соответствует арифметическому сопроцессору 80387. Он имеет собственные регистры данных и управления, работает параллельно с центральным процессором и обеспечивает обработку данных с плавающей точкой в соответствии со стандартом IEEE 754-1985.

Устройство управления включает дешифратор команд, которые поступают из блока предварительной выборки (очереди команд), и блок микропрограммного управления, содержащий ПЗУ микропрограмм. Устройство управления формирует последовательность микро команд, которые поступают на все блоки микропроцессора, обеспечивающие выполнение очередной команды и переход к следующей.

Диспетчер памяти (MMU - memory management unit) состоит из блока сегментации и блока страничной адресации. Он осуществляет двухступенчатое формирование физического адреса ячейки памяти: сначала в пределах сегмента, а затем в пределах страницы.

Диспетчер обеспечивает два режима работы микропроцессора; i486 - режим реальных адресов (реальный режим) и режим защищенных виртуальных адресов (защищенный режим). В реальном режиме i486 работает как

очень быстрый микропроцессор 8086. При этом реализуется расширенный набор команд и допускается увеличение разрядности операндов и адресов до 32. В защищенном режиме могут одновременно выполняться несколько задач (программ). Задачи изолированы и защищены одна от другой и от операционной системы микропроцессора i486. Специальный механизм обеспечивает переключение задач.

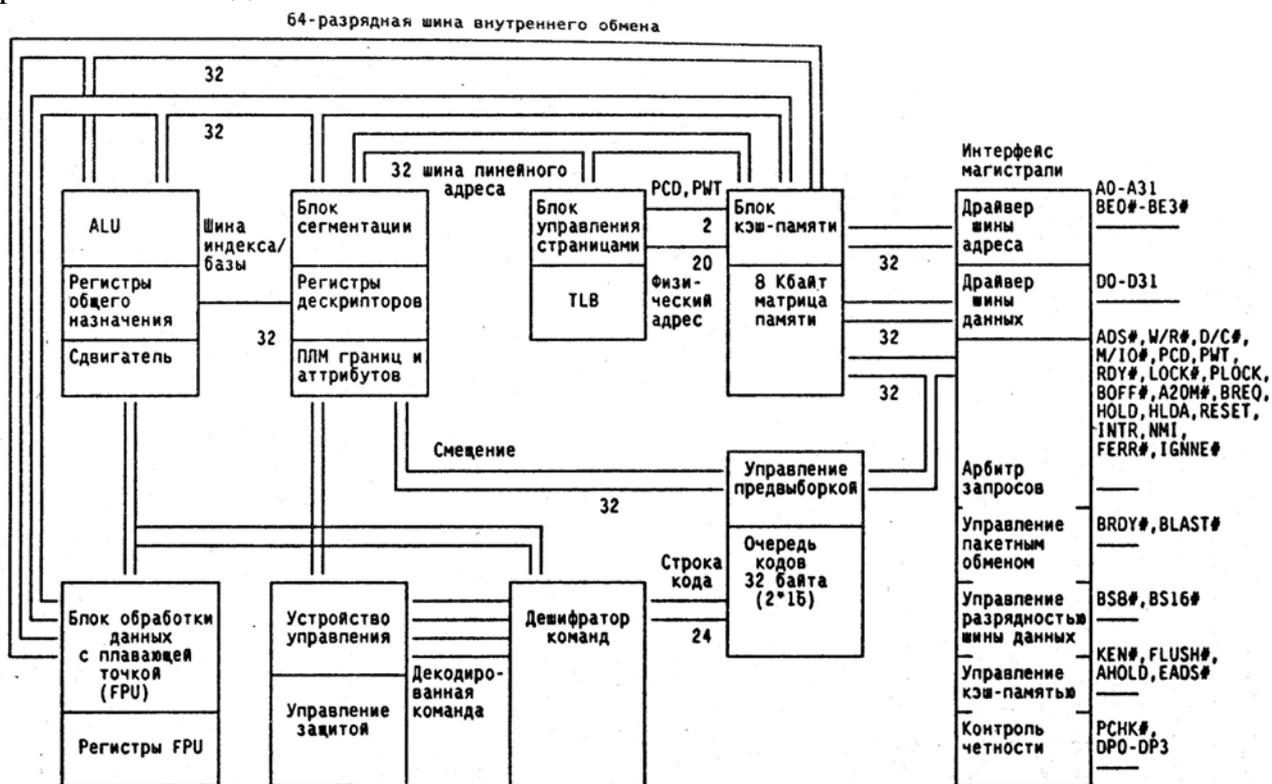


Рис. 4.88. Структура 32-разрядного микропроцессора

Для каждой выполняемой программы (задачи) устанавливается один из четырех уровней привилегий, дающих право вызова сегментов: уровень 0 - максимальные привилегии, позволяющие вызывать сегменты с любым уровнем защищенности; уровень 3 - минимальные привилегии, допускающие вызов сегментов только с минимальным уровнем защищенности 3; уровни 1, 2 имеют, соответственно, промежуточные привилегии. Устанавливаемые с помощью этих уровней правила обращения обеспечивают эффективную защиту сегментов от несанкционированного доступа. Предусмотрены также возможности управления доступом к устройствам ввода/вывода.

Сегментация является средством управления пространством логических адресов, она обеспечивает мобильность и повышает защищенность программ. Сегментированная память представляет собой набор блоков, характеризуемых определенными атрибутами, такими, как расположение, размер, тип (стек, программа, данные), характеристика защиты. В системе на основе микропроцессора i486 каждой задаче доступны до 16387 сегментов величиной до 4

Гбайт каждый. Следовательно, обеспечивается возможность использования до 64 Тбайт виртуальной памяти для каждой задачи.

Блок страничной адресации действует на более низком уровне, разбиение памяти на страницы возможно только в защищенном режиме. Каждый сегмент делится на страницы размером по 4 Кбайт, которые могут размещаться в любом месте памяти.

Наличие блоков сегментации и страничной адресации, их одно временное функционирование обеспечивают максимальную гибкость проектируемой системы. Сегментация полезна для организации в памяти локальных модулей и является инструментом программиста, в то время как страницы нужны системному программисту для эффективного использования физической памяти системы.

Блок предвыборки команд и данных включает устройство предвыборки команд и внутреннюю кэш-память. Первое осуществляет заполнение очереди команд длиной 32 байта, причем выборка байтов из памяти производится в промежутках между магистральными циклами команд. Внутренняя кэш-память размером 8 Кбайт позволяет существенно повысить производительность микропроцессора за счет буферизации в ней часто используемых команд и данных, сокращения числа обращений к внешней памяти. Она представляет собой 4-входовую ассоциативную память со стратегией сквозной записи. Внутренняя кэш-память имеет несколько режимов работы, обеспечивающих гибкость при выполнении рабочих программ и в процессе отладки. Заполнение строки кэш-памяти осуществляется быстрыми пакетными циклами. Отдельные страницы памяти могут быть закрыты для кэширования аппаратно или программно.

Интерфейс магистрали реализует протоколы обмена микропроцессора i486 с памятью, контроллерами ввода/вывода, другими активными устройствами системы. Обмен осуществляется с помощью 32-разрядной двунаправленной шины данных, 34-разрядной шины адреса и 32-разрядной шины управления.

Шина данных микропроцессора i486 двунаправленная, ее разрядность может изменяться в ходе работы. За один цикл могут быть переданы 8, 16 или 32 бита. Шина адреса включает тридцать адресных линий (A31-A2) и четыре линии выбора байтов (BE3#-BE0#). Сигналы выбора байтов определяют, какие байты 32-разрядной шины данных участвуют в текущем цикле обмена. Это позволяет без дополнительной аппаратуры согласовать 32-разрядную шину данных микропроцессора с байтной организацией памяти системы. Линии адреса A31-A2 являются двунаправленными, адрес вводится в микропроцессор в циклах закрытия строки кэш-памяти. Шина управления включает одиннадцать выводов, сигналы которых управляют циклами магистрали, и двадцать один вывод управления состоянием процессора, взаимодействием с другими активными устройствами магистрали.

Основными отличиями циклов магистрали микропроцессора i486 являются: машинный такт длительностью в один период внешнего синхросигнала, наличие механизма пакетной передачи для пересылки длинных операндов, улучшенный арбитраж магистрали, возможность организации 8-разрядной шины данных, контроль передаваемых данных по четности.

4.6.6.1. Регистры микропроцессора i486

Можно выделить следующие группы регистров:

Основные функциональные регистры: - регистры общего назначения; - указатель команд; - регистр флагов; - регистры сегментов.

Регистры процессора обработки чисел: с плавающей точкой (FPU) - регистры данных; - регистр тэгов; - регистр состояния; - указатели команд и данных FPU; - регистр управления FPU.

Системные регистры: - регистры управления микропроцессора; - регистры системных адресов.

Регистры отладки и тестирования.



Рис. 4.89. Основные функциональные регистры микропроцессора i486

Все 16-разрядные регистры микропроцессоров 8086, 80186 и 80286 входят в состав набора 32-разрядных регистров i486. Регистры первых двух групп используются при выполнении прикладных программ, регистры третьей группы - при выполнении системных программ, регистры четвертой группы - при отладке программ и тестировании микропроцессора. Системные регистры, регистры отладки и тестирования доступны только на уровне привилегий 0.

Набор основных функциональных регистров микропроцессора i486 (рис. 4.89) идентичен соответствующим регистрам МП 80386. Содержимое этих регистров определяется текущей задачей, т.е. в эти регистры автоматически загружается новое значение при переключении задач.

Регистры общего назначения. Восемь 32-разрядных регистров общего назначения предназначены для хранения данных и адресов (рис. 4.89), имеют имена EAX, EBX, ECX, EDX, ESI, EDI, EBP, ESP. Они поддерживают работу с данными разрядностью 1, 8, 16, < 32 и 64 бита, битовыми полями длиной от 1 до 32 бит и адресами размером 16 и 32 бита. Младшие 16 разрядов этих регистров доступны отдельно при использовании имен AX, BX, CX, DX, SI, DI, BP, SP. При операциях с байтами можно отдельно обращаться к младшему байту (разряды 0 - 7) и старшему байту (разряды 8-15) регистров AX, BX, CX, DX.

Младшие байты имеют имена AL, BL, CL, DL, старшие байты - AH, BH, CH, DH. Доступ к отдельным байтам обеспечивает дополнительную гибкость при операциях с данными.

4.6.7. Обзор современных платформ для настольных компьютеров

4.6.7.1. Платформа Intel для настольных компьютеров

На смену снятому с производства модельному ряду процессоров Intel Pentium 4, в настоящее время пришел модельный ряд двухъядерных процессоров на ядре Presler состоящий из четырех моделей: процессора Intel Pentium Processor Extreme Edition 955 и четырех процессоров семейства Intel Pentium D 9xx: 950, 940, 930 и 920. Чипсет Intel 975X Express (Glenwood)

Вместе с новым процессором Intel Pentium Processor Extreme Edition 955 компания Intel представила новый чипсет Intel 975X Express, который является логическим продолжением чипсета Intel 955X Express. Основное отличие чипсета Intel 975X Express от его предшественника 955X Express заключается в том, что в Intel 975X Express реализована поддержка двух графических карт, объединяемых по технологии CrossFire. При этом материнские платы на основе чипсета Intel 975X Express имеют по два слота с интерфейсом PCI Express x16. При использовании одной видеокарты PCI Express-слот работает в режиме x16, а в случае двух видеокарт каждый из слотов функционирует в режиме PCI Express x8.

Контроллер памяти чипсета Intel 975X Express поддерживает память DDR2-667 в двухканальном режиме, а шина памяти имеет пропускную способность 10,7 Гбайт/с, что делает ее сбалансированной с пропускной способностью процессорной шины. Всего поддерживается до 8 Гбайт памяти, причем реализована поддержка памяти с ECC. Кроме того, в контроллере памяти реализована технология оптимизации производительности памяти (Intel PAT). Частота FSB может составлять как 800, так и 1066 МГц.

В качестве южного моста используется концентратор ввода-вывода ICH7R, поддерживающий четырехканальный SATA RAID-контроллер с технологией Intel Matrix Storage, восьмиканальный звук аудиоформата Intel High Definition Audio, PCI-шину и шесть слотов шины PCI Express x1.

Каждое ядро процессора имеет микроархитектуру NetBurst. Отметим, что из семейства всех двухъядерных процессоров на ядре Presler процессор Intel Pentium Processor Extreme Edition 955 - единственный, поддерживающий технологию Hyper-Threading, что в совокупности обеспечивает обработку до четырех потоков. Поэтому с точки зрения операционной системы один такой физический процессор определяется как четыре логических процессора.

Каждое ядро процессора имеет собственный кэш второго уровня (L2) объемом 2 Мбайт, поэтому общий объем кэша L2 составляет 4 Мбайт.

Семейство двухъядерных моделей процессоров Intel Pentium D 9xx представлено четырьмя моделями.

Разница между процессорами серии Intel Pentium D 9xx заключается в тактовой частоте. Так, процессору Intel Pentium D 950 соответствует частота 3,4 ГГц, процессору Intel Pentium D 940 - 3,2 ГГц, процессору Intel Pentium D 930 - 3,0 ГГц, а процессору Intel Pentium D 920 - 2,8 ГГц.

Intel Pentium D процессор продолжает настольную линию изделий фирмы Интел. Pentium D процессор использует (FC-LGA4) технологию сокета, и включает LGA разъем с 775 контактами, названный как LGA775. Pentium D процессор, подобно процессору Intel Pentium 4 в сокете с 775 контактами, использует Intel NetBurst микроархитектура и поддерживает традицию совместимости с IA-32 программным обеспечением.

4.6.7.2. Процессоры Intel Core 2 Duo для мобильных платформ

Процессоры Core 2 основаны на принципиально иной по сравнению с Pentium 4 архитектуре. Процессоры на ядре Conroe, официально называемые Intel Core 2 Duo, являются дальнейшим развитием архитектуры Core, представленной в начале этого (2006) года в составе мобильной платформы Intel Centrino Duo. В свою очередь, процессор Core является переработанной версией процессора Pentium M, который был основой платформы Intel Centrino. Несколько менее очевиден тот факт, что сам Pentium M был мало связан с бывшим тогда на коне Pentium 4, а представлял собой продолжение Pentium III, адаптированное под актуальные потребности, – с широкой шиной, поддерж-

кой новых наборов инструкций и направленностью на минимальное энергопотребление. Таким образом, можно построить следующий эволюционный ряд: Pentium Pro - Pentium II - Pentium III - Pentium M – Core - Core 2.

Intel Core 2 – процессор двухъядерный. Поэтому в первую очередь следует отметить изменившуюся по сравнению с Pentium D идеологию. Вместо двух практически самостоятельных процессоров в одном сокете, имеется двухъядерный процессор: в Core 2 Duo, как и в первом Core Duo, используется общий кэш второго уровня, к которому оба ядра имеют равноправный доступ, а объём кэш-памяти увеличен до 4 Мбайт.

В Core 2 Duo реализованы следующие технологии:

1. Технология Intel Wide Dynamic Execution – повышает производительность и эффективность работы процессора, позволяя каждому ядру исполнять до четырех инструкций за такт с использованием эффективного 14-этапного конвейера.
2. Технология Intel Smart Memory Access – повышает производительность системы путем снижения задержек при доступе к памяти и таким образом оптимизирует использование доступной пропускной способности, благодаря чему процессор получает данные тогда, когда они требуются.
3. Технология Intel Advanced Smart Cache – общая кэш-память 2-го уровня сокращает энергопотребление, сводя к минимуму объём «трафика» в подсистеме памяти, и повышает производительность системы, обеспечивая одному из ядер доступ ко всей кэш-памяти при простое другого ядра.
4. Технология Intel Advanced Digital Media Boost – удваивает скорость выполнения команд, часто используемых в мультимедийных и графических приложениях.
5. Технология Intel 64 Technology – обеспечивает поддержку 64-разрядных вычислений, предоставляя, например, процессору доступ к большему объёму памяти.

Наиболее важно увеличение скорости исполнения инструкций, оптимизация работы с памятью, введение поддержки 64-разрядных вычислений и нового набора инструкций SSE4.

В новом процессоре достигнуто значительное снижение энергопотребления за счет внедрения следующих новых технологий:

1. Использование техпроцесса 65 нм.
2. Поддержка технологии Intel Enhanced SpeedStep – динамическое изменение тактовой частоты процессора в зависимости от текущих потребностей в вычислительной мощности.
3. Технология Ultra Fine Grained Power Control – возможность выключения тех блоков процессора, которые в данный момент не используются.
4. Снижение разрядности шины. В «лёгких» режимах большая часть пропускной способности шин не используется, поэтому разрядность их можно уменьшить без понижения производительности.

Таблица 4.15 - Сравнительное энергопотребление микропроцессоров

Процессор	Техпроцесс	Потребляемая мощность
Core 2 Extreme X6800	65 нм	75 Вт
Core 2 Duo E6700	65 нм	65 Вт
Pentium D 950	65 нм	115 Вт
Pentium D 840	90 нм	130 Вт
Athlon 64 FX-62	91 нм	125 Вт

Core 2 Duo выходит за рамки закона Мура, гласящего, что число транзисторов на кристалле удваивается каждые два года – количество транзисторов в нём меньше, чем у процессоров от AMD, и вдвое меньше, чем у Pentium D 900.

Таблица 4.16 – Количество транзисторов на кристалле процессора

Процессор	Площадь кристалла	Число транзисторов
Core 2 E6600/E6700/X6800	143 мм ²	291 млн.
Core 2 Duo E6300/E6400	111 мм ²	167 млн.
Pentium D 9xx	280 мм ²	376 млн.
Athlon 64 FX-62	230 мм ²	227 млн.

4.7. Электрические измерения и приборы

4.7.1. Основы теории электрических измерений

При эксплуатации электротехнических устройств постоянно возникает необходимость контроля и соответственно измерения электрических параметров: тока, напряжения, мощности, частоты и т.д. Для этой цели применяются различные измерительные приборы. Измерение - это определение значения физической величины опытным путем.

В зависимости от способа получения результатов измерения делят на два вида: прямые и косвенные.

Прямыми называют измерения, при которых искомое значение физической величины определяют непосредственно по показанию прибора.

Косвенными называют измерения, при которых искомое значение физической величины находят на основании известной зависимости между этой величиной и величинами, полученными в результате прямых измерений.

Из-за несовершенства средств и методов измерений, субъективных ошибок и случайных влияний результаты реальных измерений отличаются от дей-

ствительных значений величин. Разницу между показанием прибора и действительным значением измеряемой величины называют погрешностью прибора.

Погрешность прибора принято выражать в процентах по отношению к наибольшему показанию прибора. Например, если с помощью вольтметра со шкалой на 200 В измерялось напряжение 40 В, а вольтметр показал только 38 В, то погрешность измерения равна 2 В. По отношению к наибольшему показанию прибора (200 В) эта погрешность составляет 1%, хотя по отношению к измеряемому напряжению она равна 5%.

Абсолютная погрешность прибора есть разность между показанием прибора x_n и действительным значением измеряемой величины x_∂ :

$$\Delta x = x_n - x_\partial. \quad (4.73)$$

За действительное значение измеряемой величины принимается ее значение, найденное экспериментально (с помощью образцового прибора).

Точность измерения - степень близости результата измерения к истинному значению измеряемой физической величины. Точность измерения оценивается обычно не абсолютной, а относительной погрешностью, выраженной отношением абсолютной погрешности к действительному значению измеряемой величины:

$$\delta = \frac{\Delta x}{x_\partial}. \quad (4.74)$$

Вследствие того, что числовые значения погрешностей выражаются не более чем двумя значащими цифрами, во многих случаях допустимо абсолютную погрешность относить к показанию измерительного прибора:

$$\delta = x_n. \quad (4.75)$$

Если для измерения тока в некоторую цепь включить амперметр, причем выходное сопротивление цепи по отношению к зажимам амперметра равно R , а напряжение холостого хода по отношению к тем же зажимам U , то действительное значение тока в цепи (при $R_A \approx 0$) равняется $I_\partial = U/R$, а измеренное равно $I = U/(R + R_A)$. Относительная методическая погрешность при этом:

$$\delta_I = \frac{I - I_\partial}{I_\partial} = -\frac{R_A}{R + R_A}. \quad (4.76)$$

Для измерения напряжения на выходе устройства с выходным сопротивлением R и напряжением холостого хода U применяется вольтметр с внутренним сопротивлением R_V (U_V - напряжение на зажимах вольтметра), при этом относительная методическая погрешность измерения:

$$\delta_U = \frac{U_V - U}{U} = -\frac{R}{R + R_V}. \quad (4.77)$$

Относительная приведенная погрешность прибора есть отношение абсолютной погрешности к нормирующему значению:

$$\gamma = \frac{\Delta x}{x_H} = \frac{x_{\partial} - x_n}{x_B}, \quad (4.78)$$

где x_B - верхний предел измерения прибора.

Нормирующее значение для прибора с равномерной или степенной шкалой, как правило, принимается равным конечному значению рабочей части шкалы (верхнему пределу измерения), если нулевая отметка находится на краю или вне шкалы.

Класс точности прибора – это обобщенная характеристика прибора, определяемая пределами допускаемой основной погрешности и изменением показаний прибора под действием влияющих величин, а также другими свойствами прибора.

Зная класс точности прибора, можно найти предел допускаемой основной погрешности - наибольшую основную погрешность прибора, допущенного к применению. В зависимости от погрешности электроизмерительные приборы подразделяются на классы. Каждый класс обозначается значением погрешности, выраженной в процентах. Наиболее точные лабораторные приборы имеют класс 0,05; 0,1; 0,2 или 0,5. Хорошие технические приборы относятся к классу 1,0 или 1,5. Имеются также и менее точные приборы класса 2,5 или 4,0.

При измерении иногда допускаются ошибки в отсчете показаний прибора. Для этого следует пользоваться понятием о цене деления шкалы.

К примеру, миллиамперметр на 100 мА имеет шкалу на 20 делений. Тогда каждому делению соответствует 5 мА. Это и будет цена делений. Если стрелка такого прибора отклоняется на три деления, то, умножив число делений на цену одного деления, т.е. умножив 3 на 5, получим значение тока 15 мА.

При пользовании измерительным прибором всегда следует сначала определить цену деления.

Перед началом измерений необходимо ознакомиться с прибором. На шкале прибора, помимо делений с цифрами и букв, обозначающих сокращенной буквой вольты (V), амперы (A), ватты (W) и т.д., имеются другие условные обозначения, приведенные в табл. 4.17. Эти обозначения, как правило, наносятся в нижней части шкалы измерительного прибора. Здесь специальным знаком показана система прибора: магнитоэлектрическая, электромагнитная и т.п. Кроме того, на шкале имеется значок постоянного тока (горизонтальная черточка) или переменного тока (синусоида), а иногда и тот и другой.

Приборы постоянного тока нельзя применять для измерения в цепи переменного тока. Но зато некоторые приборы переменного тока можно использовать при измерениях постоянного тока.

Прибора магнитоэлектрической системы измеряют среднее значение (постоянную составляющую) измеряемой величины, т.е. применяются для измерений в цепях постоянного тока. Приборы электромагнитной системы, из-

меряют действующее значение измеряемой величины, поэтому применяются для измерений в цепях переменного тока.

Перед началом измерений, если стрелка прибора не стоит на нуле, то необходимо установить ее на нуль, вращая отверткой корректор, расположенный в нижней части корпуса прибора.

Таблица 4.17 - Условные обозначения на шкалах измерительных приборов

Обозначение	Расшифровка обозначения	Обозначение	Расшифровка обозначения
	Магнитоэлектрический прибор		Переменный и постоянный ток
	Электромагнитный прибор	1,5	Класс точности
	Электродинамический прибор		Изоляция испытана напряжением 2кВ
	Индукционный прибор		Вертикальное положение шкалы
	Постоянный ток Переменный ток		Горизонтальное положение шкалы

Следует обратить внимание на обозначения возле зажимов прибора. Например, на магнитоэлектрических приборах всегда показаны плюс и минус или один из этих знаков. Нужно подключать такие приборы с соблюдением полярности, иначе стрелка будет отклоняться в противоположную сторону.

4.7.2. Магнитоэлектрические и электромагнитные приборы

Наиболее распространенными системами электроизмерительных приборов являются магнитоэлектрическая и электромагнитная.

Магнитоэлектрические приборы являются наиболее чувствительными (способными измерять малые значения тока и напряжения - тысячные и миллионные доли) и достаточно точными.

Работа магнитоэлектрических приборов основана на взаимодействии магнитного поля и проводника с током. В этих приборах между полюсами 4 сильного постоянного магнита 1 укреплен, на двух полуосях, легкая рамка 2 с обмоткой из тонкой проволоки (рис. 4.90, а). Ток к рамке подводится с помощью двух спиральных пружин 3 (волосков). Для усиления магнитного поля внутри рамки помещен цилиндр 6 из мягкой стали и, следовательно, рамка может вращаться в воздушном промежутке между этим цилиндром и полюсными концами магнита. Чтобы уравновесить подвижную систему, к

рамке прикреплены стерженьки с грузиками 5. Они главным образом являются противовесом для стрелки. Когда через обмотку рамки проходит ток, то поле магнита действует на проводники рамки и поворачивает ее. Чем больше ток, тем больше поворачивается рамка, преодолевая противодействие пружинок.

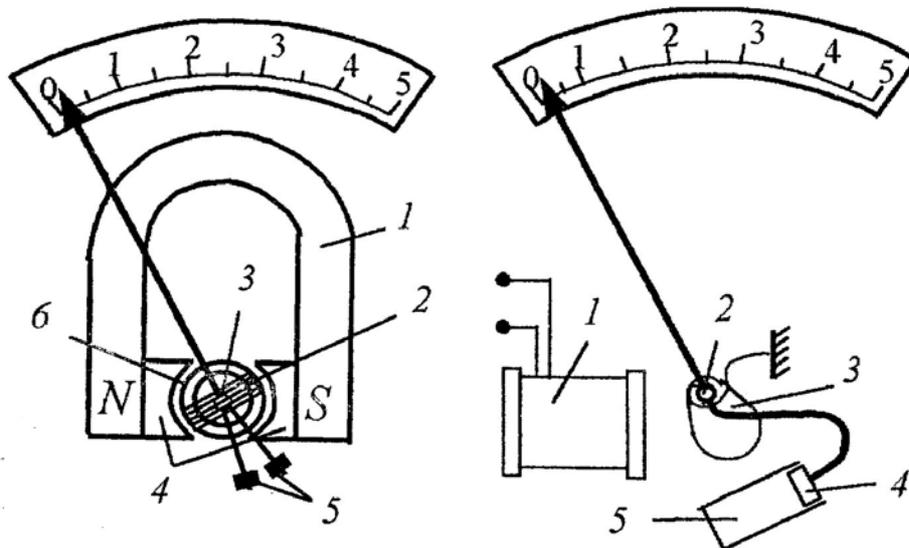


Рис. 4.90. Устройство приборов:
а - магнитоэлектрической системы; *б* - электромагнитной системы

Ток в обмотке рамки создает магнитное поле, которое взаимодействует с магнитным полем постоянного магнита. В результате возникает вращающий момент, стремящийся повернуть рамку. Пружинки (волоски) создают противодействующий момент. Поворот подвижной системы происходит до тех пор, пока вращающий момент не станет равен противодействующему моменту.

Если изменить направление тока, то рамка будет вращаться в противоположную сторону. Таким образом, магнитоэлектрические приборы пригодны только для измерения в цепях постоянного тока. Шкала этих приборов равномерная. Рамка имеет небольшое сопротивление, поэтому для измерений больших токов и напряжений необходимо в первом случае пользоваться шунтами, а во втором - добавочными резисторами.

Электромагнитные приборы относятся к числу наиболее простых электроизмерительных приборов (рис. 4.90, *б*). В приборах ток проходит по катушке 1 и создает магнитное поле, стремящееся втянуть внутрь катушки сердечник в виде пластинки из мягкой стали 3, укрепленной на оси 2 со стрелкой. Чем больше ток, тем сильнее втягивается сердечник и тем больше отклоняется стрелка. В нулевом положении подвижная система удерживается спиральной пружинкой.

Чтобы стрелка после отклонения не колебалась, в приборе обычно используется воздушный или магнитный успокоитель (демпферы).

Воздушный успокоитель состоит из трубки 5, в которой движется поршень 4 (рис. 4.90, *б*), соединенный с подвижной системой. Между поршнем и стенками трубки имеется воздушный зазор. Воздух сопротивляется движению

поршня и успокаивает подвижную систему. В магнитном успокоителе колебания тормозятся за счет взаимодействия вихревых токов с полем постоянных магнитов.

Шкала электромагнитных приборов неравномерная. В начале шкалы деления мелкие, затем они увеличиваются. Втягивание катушки в сердечник не зависит от направления тока. Поэтому электромагнитные приборы пригодны для измерений в цепях постоянного и переменного токов. Электромагнитные приборы обладают небольшой чувствительностью и их поэтому не изготавливают для измерения малых токов и напряжений.

4.7.3. Электродинамические и индукционные приборы

В приборах электродинамической системы вращающий момент создается взаимодействием токов в подвижной 2 и неподвижных 3 и 4 катушках (рис. 4.91). По конструкции они ближе похожи с приборами электромагнитной системы. Однако в их конструкции отсутствует электромагнит (ферромагнитные материалы). Подвижная катушка жестко крепится на одной оси с указательной стрелкой прибора 1. При этом вращательные движения катушки вокруг оси осуществляются внутри двух секций неподвижных катушек. На рис. 4.91 показаны также камера 5 и поршень 6 воздушного успокоителя.

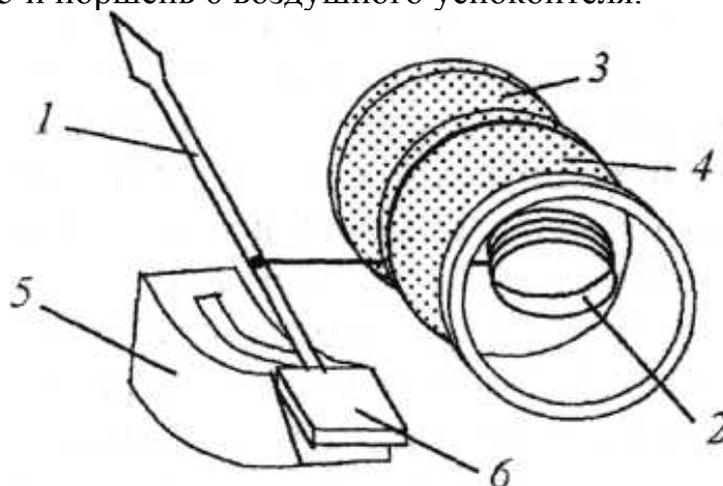


Рис. 4.91. Устройство прибора электродинамической системы

Угол поворота подвижной части при включении электродинамического прибора в цепь постоянного тока пропорционален произведению токов, проходящих через катушки. В цепи переменного тока средний за период вращающий момент и угол поворота подвижной части прибора зависят не только от действующих значений токов, но и от косинуса угла сдвига фаз между ними.

Приборы электродинамической системы используют в качестве амперметров, вольтметров и ваттметров, причем шкала амперметров и вольтметров квадратичная, а ваттметров - равномерная.

Электродинамические приборы из-за отсутствия ферромагнитных материалов в механизме являются одними из наиболее точных приборов (класс точности: 0,1; 0,2 и 0,5) и используются в качестве лабораторных.

К основным недостаткам этих приборов следует отнести высокую стоимость из-за сложности изготовления, относительно большое собственное потребление мощности (0,5...15 Вт) и влияние внешних магнитных полей на точность показаний.

Принцип работы индукционных приборов аналогичен принципу работы индукционных реле. Индукционный механизм этих приборов состоит из двух неподвижных магнитопроводов с обмотками и подвижного алюминиевого диска, укрепленного на оси. Магнитные потоки, создаваемые синусоидальными токами обмоток и притягивающие диск, смещены в пространстве. Индуцируемые в диске токи, взаимодействуют с потоками электромагнита, создают вращающееся магнитное поле, под влиянием которого диск вращается.

Обмотка одного электромагнита с большим числом витков (обмотка напряжения) включается параллельно нагрузке, а обмотка другого электромагнита (обмотка тока), с малым числом витков, включается в цепь последовательно с нагрузкой.

Вращение диска через червячную передачу и систему зубчатых колес передается счетному механизму. Таким образом, частота вращения диска прибора пропорциональна мощности контролируемой нагрузки.

Измерительные приборы на базе индукционных механизмов используются главным образом в качестве однофазных и трехфазных счетчиков электроэнергии переменного тока. Счетчики имеют классы точности: 1,0; 2,0 и 2,5.

4.7.4. Электронные и цифровые приборы

Электронные приборы представляют собой сочетание различных электронных преобразователей и магнитоэлектрического прибора и служат для измерения различных электрических величин. Принцип действия электронных аналоговых приборов основан на преобразовании измеряемой величины, поступающей от магнитоэлектрического прибора, в импульсы, которые поступают на измерительный механизм.

Современные электронные приборы имеют погрешность измерения 0,5...3 %.

Принцип действия цифровых измерительных приборов основан на преобразовании измеряемого непрерывного сигнала в электрический код, отображаемый в цифровой форме.

В общем случае цифровой прибор содержит входное устройство, аналого-цифровой преобразователь и цифровое отсчетное устройство.

Входное устройство предназначено для обеспечения большого входного сопротивления, изменения пределов измерения и определения полярности входного сигнала.

Аналого-цифровой преобразователь преобразует аналоговую величину в дискретный сигнал в виде электрического кода, пропорционального измеряемой величине. Результат измерения регистрируется на табло цифрового отсчетного устройства.

Достоинством цифровых приборов являются: малая погрешность измерения (0,1...0,001 %) в широком диапазоне измерений; высокое быстродействие (до 500 измерений в секунду); выдача результатов в цифровом виде; возможность совместно работать с ЭВМ.

К недостаткам цифровых приборов следует отнести: сложность конструкции (низкая надежность); высокая стоимость.

Таким образом, при эксплуатации электротехнических устройств постоянно возникает необходимость контроля и соответственно измерения параметров электроэнергии.

Приборы магнитоэлектрической системы предназначены для измерений в цепях постоянного тока, а приборами электромагнитной системы можно производить измерения как в цепях переменного, так и в цепях постоянного тока. Однако приборы электромагнитной системы имеют ниже класс точности в сравнении с приборами магнитоэлектрической системы.

Приборами электродинамической системы также производят измерения в цепях переменного и постоянного тока. Они имеют класс точности выше, чем у приборов электромагнитной и магнитоэлектрической систем, однако имеют высокую стоимость.

Высокую стоимость также имеют электронные и цифровые приборы, но эти приборы имеют самый высокий класс точности в сравнении с рассматриваемыми системами приборов.

4.7.5. Измерение тока и напряжения

Приборы для измерения тока и напряжения -это амперметры и вольтметры, имеют одинаковые по устройству измерительные механизмы, но отличаются параметрами измерительных схем и различным образом включаются в измерительную цепь.

Амперметр включают в цепь последовательно с потребителем электроэнергии R (рис. 4.92, *а*), а вольтметр параллельно (рис. 4.92, *б*). Амперметр ни в коем случае нельзя включать параллельно источнику тока, так как вследствие малого сопротивления прибора произойдет КЗ и прибор сгорит.

Для увеличения (расширения) пределов измерения амперметров в цепях постоянного тока применяются шунты.

Шунтом называется сопротивление, которое присоединяется параллельно выводам амперметра (параллельно внутреннему сопротивлению прибора), чтобы увеличить диапазон измерений (рис. 4.92, *в*).

Измеряемый ток I разделяется между шунтом ($R_{Ш}, I_{Ш}$) и амперметром (R_A, I_A) обратно пропорционально их сопротивлениям.

Сопротивление шунта:

$$R_{Ш} = \frac{R_A I_A}{I - I_A}. \quad (4.79)$$

Для увеличения диапазона измерений в n раз шунт должен иметь сопротивление:

$$R_{Ш} = \frac{R_A}{n - 1}. \quad (4.80)$$

Если амперметр предназначен для постоянной работы с шунтом, то шкалу его градуируют сразу в значениях измеряемого тока с учетом шунтирования.

Для изменения пределов измерения вольтметра в цепях постоянного тока последовательно с измерительным механизмом включается добавочный резистор (рис. 4.92, з). Это расширяет пределы измерения напряжения. Для расширения пределов измерения вольтметра в n раз, необходимо чтобы добавочный резистор имел сопротивление:

$$R_D = R_V (n - 1), \quad (4.81)$$

где R_V - сопротивление вольтметра.

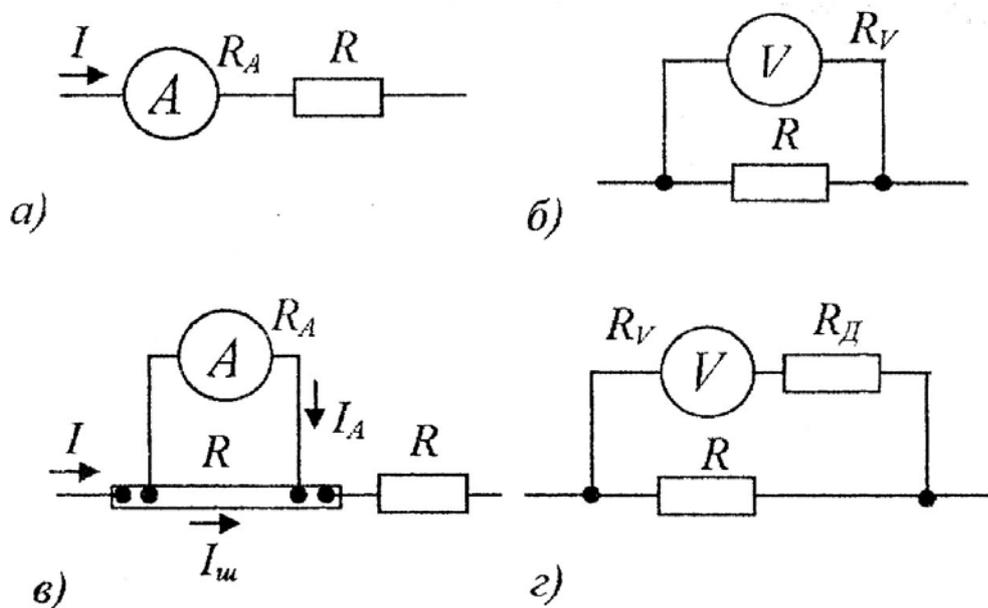


Рис. 4.92. Схемы включения амперметров и вольтметров в контролируемую цепь

В цепях переменного тока высокого напряжения в целях безопасности, а также для расширения пределов измерения измерительные приборы включаются через измерительные трансформаторы напряжения и тока.

Измерительный трансформатор напряжения по устройству не отличается от силовых трансформаторов. Его первичную обмотку включают в цепь измеряемого напряжения, а вторичную обмотку подключают к вольтметру. С учетом значения коэффициента трансформации и показаний вольтметра определяется значение напряжения контролируемой цепи.

Измерительный трансформатор тока служит для преобразования токов больших значений (до десятков тысяч ампер) в токи малых значений (до 5 А). При этом первичную обмотку трансформатора тока включают в контролируемую цепь последовательно, а вторичную обмотку замыкают на амперметр.

4.7.6. Измерение мощности и учет электроэнергии

Мощность в электрических цепях измеряют прямым и косвенным способами. При прямом измерении используют ваттметры, при косвенном - амперметры и вольтметры.

Как правило, в цепях постоянного тока применяется косвенный метод измерения мощности (рис. 4.93, а). Однако для определения полной мощности цепи переменного тока также могут применяться амперметры и вольтметры.

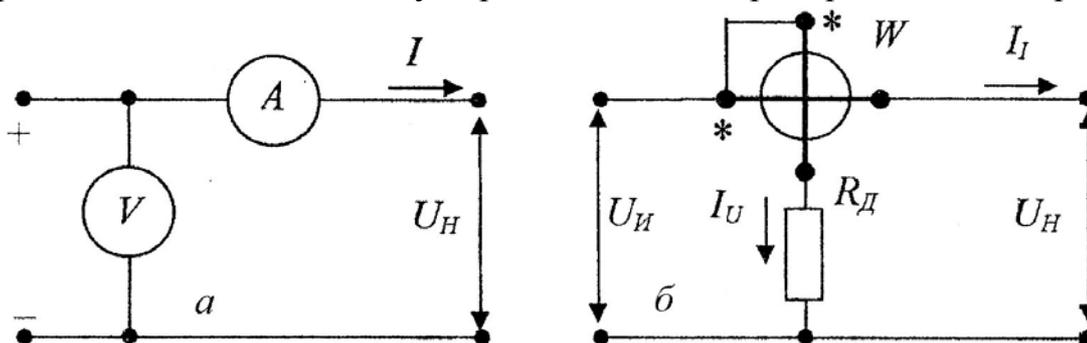


Рис. 4.93. Измерение мощности: а - косвенным способом; б - схема включения ваттметра в однофазную измерительную цепь

Активную мощность измеряют ваттметрами, как правило, электродинамической системы. Ваттметр имеет две измерительные цепи: тока (неподвижная катушка, включаемая как амперметр в контролируемую цепь) и напряжения (подвижная катушка с добавочным резистором, включаемая в цепь, как и вольтметр - параллельно электроприемнику). Вращающий момент измерительного механизма ваттметра пропорционален произведению токов его цепей I_1 и I_U и косинусу углу сдвига фаз между ними.

Во избежание неправильного подключения ваттметра в контролируемую цепь начало измерительных цепей ваттметров отмечают знаком звездочки (рис. 4.93, б). Эти выводы называются генераторными и они должны быть подключены к одному полюсу источника электроэнергии.

Мощность трехфазного тока при равномерной нагрузке измеряют одним однофазным ваттметром. Мощность, потребляемая тремя фазами, будет в три

раза больше измеренной. В четырехпроводной системе, а также несимметричной трехпроводной, мощность может быть измерена тремя однофазными ваттметрами, каждый из которых измеряет мощность одной из фаз (рис. 4.94, а).

При неравномерной нагрузке фаз мощность потребителя при трехпроводной системе может быть измерена двумя однофазными ваттметрами, включенными по схеме показанной на рис. 4.94, б. При такой схеме включения мощность потребителя равна алгебраической сумме показаний ваттметров.

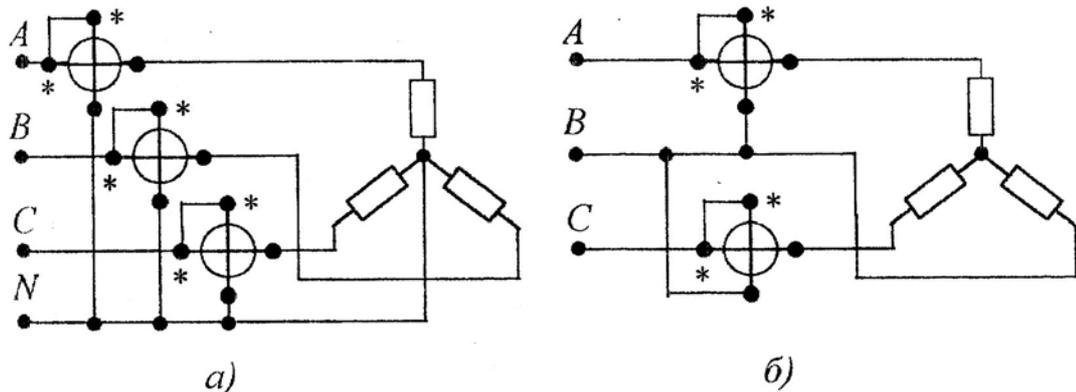


Рис. 17.4. Схемы включения ваттметров в трехфазную цепь

Если стрелка одного из ваттметров (рис. 4.94, б) смещается влево от нуля, нужно изменить направление тока в цепи напряжения этого прибора и определить мощность как разность показаний ваттметров.

Для учета электроэнергии применяются индукционные счетчики. Их подключают в контролируемую электрическую цепь по тем же схемам, что и ваттметры.

Для расширения пределов измерения ваттметров и счетчиков в их токовые цепи включают шунты или измерительные трансформаторы тока, а в цепи напряжения добавочные резисторы или трансформаторы напряжения.

4.7.7. Измерение сопротивлений, индуктивности и емкости

Сопротивления R , индуктивности L и емкости C определяют методами прямого и косвенного измерения.

Электрические сопротивления электротехнических устройств можно условно разделить на малые (до 1 Ом), средние (от 1 Ом до 10^5 Ом) и большие (выше 10^5 Ом). Для измерения малых и средних сопротивлений применяют совместное включение амперметра и вольтметра (косвенный метод). Для измерения средних сопротивлений используются также омметры (прямой метод). Кроме того, для измерения больших сопротивлений используются мегаомметры (прямой метод).

Используя косвенный метод амперметра-вольтметра, измеряемое сопротивление R_x определяют из соотношения $R_x = U_V / I_A$, где U_V и I_A - показания вольтметра и амперметра. Для измерения малых сопротивлений используют схему, показанную на рис. 4.95. а, так как вольтметр имеет большое внутреннее сопротивление. При измерении средних сопротивлений приборы включают в цепь так, как показано на рис. 4.95. б, так как амперметр имеет малое внутреннее сопротивление.

Для измерения средних сопротивлений используются омметры, состоящие из магнитоэлектрического измерительного прибора, добавочного резистора и батареи.

Для измерения сопротивления изоляции используют мегомметры. Мегомметр состоит из логометрического измерительного прибора (логометра) и встроенного магнитоэлектрического генератора с напряжением 500 и 1000 В, приводимого в действие вручную. Благодаря использованию логометра показания прибора не зависят от скорости вращения рукоятки привода генератора.

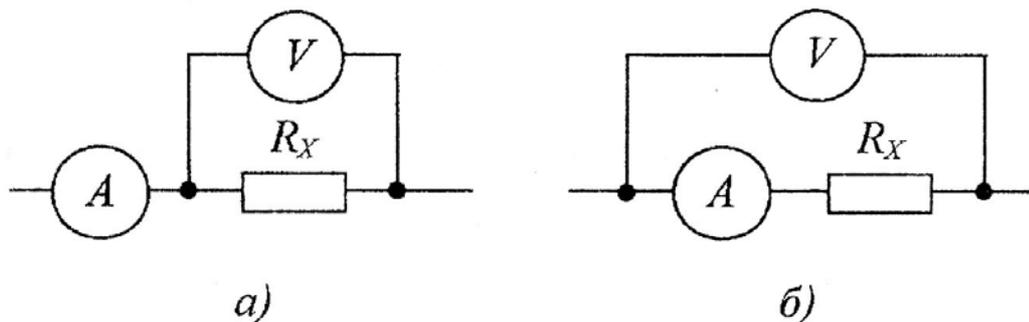


Рис. 4.95. Схемы измерения сопротивлений косвенным методом

С большой точностью малые и средние сопротивления измеряют методом сравнения с образцовым сопротивлением. На рис. 4.96 приведена схема измерительной цепи, состоящая из источника питания E , образцового резистора R_o , измеряемого сопротивления R_x , переключателя Π на две позиции, амперметра A , регулировочного резистора R_p и вольтметра V .

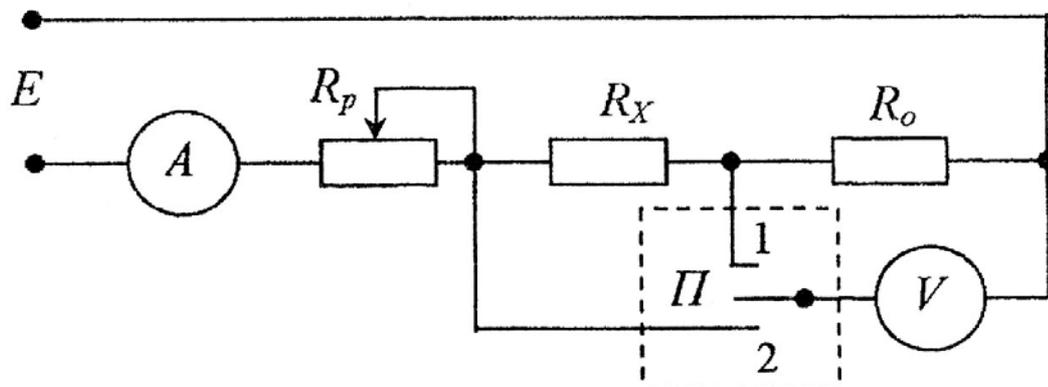


Рис. 4.96. Схема для измерения малых сопротивлений методом сравнения с образцовым сопротивлением

При двух положениях переключателя определяют напряжения U_1 и U_2 . Затем вычисляется сопротивление по формуле:

$$R_x = R_o \frac{U_1}{U_2}. \quad (4.82)$$

Для измерения сопротивлений косвенным методом применяются измерительные мосты. Измерительный мост состоит из четырех плеч и двух диагоналей (рис. 4.97). В одно плечо моста включают неизвестное сопротивление R_x , а в другие резисторы R_1, R_2, R_3 . В одну диагональ включают источник ЭДС E , в другую - нуль-индикатор $НИ$.

Мост находится в равновесии при нулевом отклонении указателя $НИ$. Это имеет место, если соблюдается условие равновесия моста:

$$R_x R_2 = R_1 R_3. \quad (4.83)$$

Точность измерения измерительными мостами определяется чувствительностью нуль-индикатора (магнитоэлектрического гальванометра).

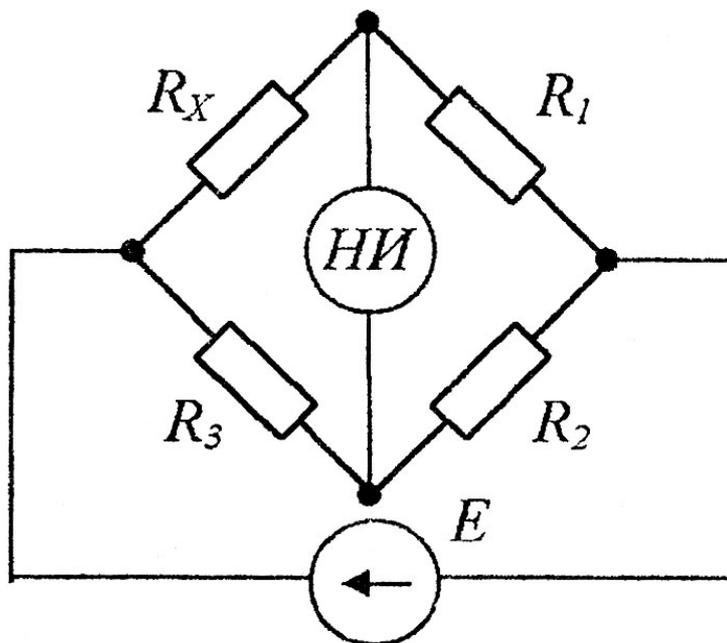


Рис. 4.97. Схема измерительного моста постоянного тока

Для измерения индуктивности и емкости используют специальные цифровые приборы. Однако индуктивность и емкость можно определить косвенными методами с использованием амперметра, вольтметра и ваттметра (рис. 4.98).

Результаты измерений действующих значений тока I и напряжения U , активной мощности P позволяют вычислить полное сопротивление:

$$Z_x = \frac{U}{I}; \quad (4.84)$$

активное сопротивление:

$$R = \frac{P}{I^2}; \quad (4.85)$$

реактивное сопротивление

$$X = \sqrt{Z_x^2 - R^2}. \quad (4.86)$$

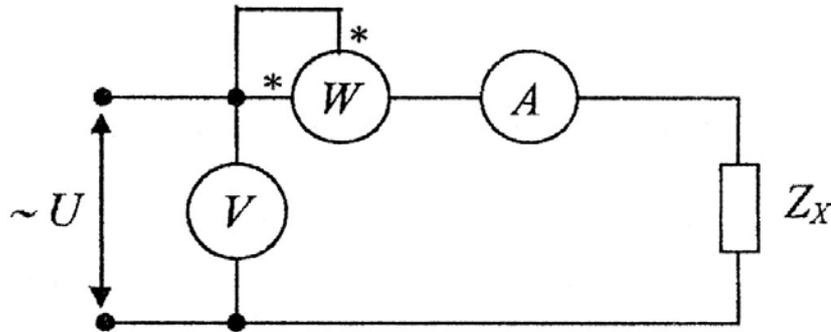


Рис. 4.98. Схема измерения емкости и индуктивности

Если измеряемой величиной является индуктивность, то она определяется по формуле:

$$L_x = \frac{x_L}{\omega}, \quad (4.87)$$

если емкость:

$$C_x = \frac{1}{\omega X_C}. \quad (4.88)$$

Таким образом, рассмотренные схемы и способы измерений электрических параметров цепи позволят в зависимости от наличия тех или иных измерительных приборов применять прямые или косвенные методы измерений.

Как правило, прямые измерения имеют более высокую точность результатов измерений, поскольку для измерения используется один прибор.

4.7.8. Электрические измерения неэлектрических величин

Современная электроизмерительная техника располагает совершенными и удобными в экспериментальном отношении методами измерений электрических величин, таких, как ток и напряжение, индуктивное, емкостное и омическое сопротивления электрической цепи, фаза и частота переменного ЭДС и т.п. Благодаря существенным преимуществам электрических методов измерений (высокая точность и чувствительность, обеспечение дистанционности измерений и пр.) получили широкое распространение косвенные методы измерений, заключающиеся в однозначном преобразовании измеряемой неэлектрической величины в электрическую с последующим определением последней.

Преобразование неэлектрических величин в электрические осуществляется с помощью устройств, которые принято называть датчиками или преобразователями. Тип и конструкция датчика определяются необходимым преобразованием, т.е. преобразуемой входной неэлектрической и выходной электрической величинами, а также условиями его работы.

Входными неэлектрическими величинами датчиков могут быть механические величины (линейные и угловые перемещения, скорость, ускорение, сила и моменты сил, упругость, частота колебаний, размеры, вес и объем различных тел), физические величины (температура, количество тепла, теплоемкость, тепловое сопротивление, магнитные свойства материала, цвет, освещенность, световой поток, сила света, интенсивность излучения), химические величины (концентрация вещества и его количество) и органические величины (связанные с физиологическими процессами).

Выходными электрическими величинами датчиков обычно являются активное, индуктивное или емкостное сопротивления, ток, ЭДС или падение напряжения, частота и фаза переменного тока.

Важнейшей характеристикой всех типов датчиков является их чувствительность S , определяемая как отношение приращения выходной величины ΔM датчика к соответствующему приращению входной величины ΔN :

$$S = \frac{\Delta M}{\Delta N}. \quad (4.89)$$

Чувствительность датчиков с линейной зависимостью выходной величины от входной является величиной постоянной. У нелинейных датчиков чувствительность изменяется с изменением входной величины.

Датчик должен обеспечивать возможность получения непрерывной зависимости выходной величины от измеряемой входной, достаточную чувствительность и необходимую точность преобразования, необходимый диапазон изменений измеряемой величины, удобное согласование с измерительной аппаратурой. Он не должен оказывать существенного обратного влияния на измеряемую неэлектрическую величину и должен быть малоинерционным.

Электрическая величина на выходе датчика, характеризующая входную неэлектрическую величину, должна быть преобразована с помощью измерительной схемы в наиболее удобный для измерения вид. На выходе измерительной схемы электрическая величина измеряется с помощью измерителя, роль которого может выполнять электрический прибор или другое устройство, выполняющее измерительные функции. Таким образом, электрический прибор для измерения неэлектрической величины в общем случае состоит из датчика, измерительной схемы и измерителя. Он может быть использован как самостоятельный прибор или же, как составная часть системы автоматического регулирования различных процессов.

4.7.8.1. Омические датчики

Реостатные датчики представляют собой переменное сопротивление (рис. 19-1, а), подвижной контакт которого механически связан с объектом преобразуемого перемещения (линейного или углового). Выходной электрической величиной такого датчика является омическое сопротивление.

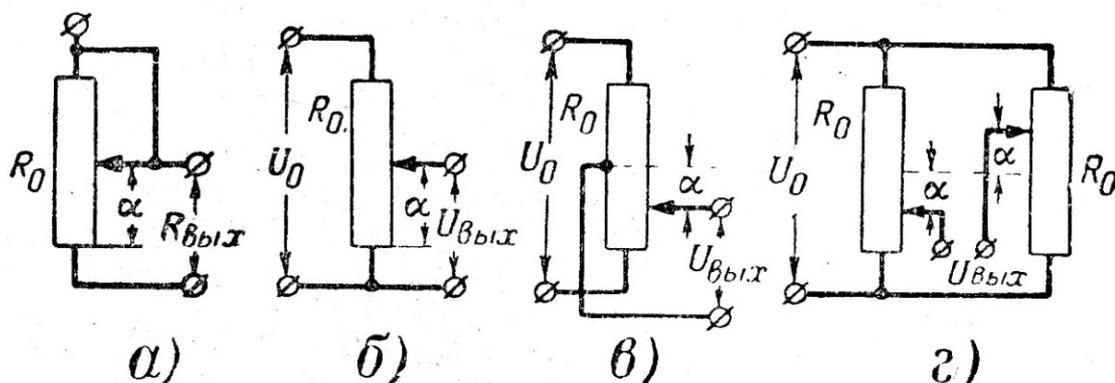


Рис. 4.99. Схемы реостатных датчиков:

- а - реостатный датчик; б - потенциметрический датчик; в - потенциметрический датчик, фиксирующий величину и направление перемещения;
- г - потенциметрический датчик удвоенной чувствительности, фиксирующий величину и направление перемещения

Часто реостатный датчик включается в электрическую цепь делителем напряжения. В этом случае его называют потенциметрическим датчиком. Выходной величиной такого датчика будет падение напряжения между подвижным и одним из неподвижных контактов (рис. 4.99, б).

Зависимость выходного напряжения $U_{вых}$ от величины перемещения подвижного контакта α соответствует закону изменения сопротивления вдоль потенциометра между неподвижным и подвижным контактами. У потенциометров с линейно изменяющимся сопротивлением выбор неподвижного контакта не влияет на закономерность изменения выходного напряжения. У потенциометров же с нелинейной закономерностью изменения сопротивления при смене положения неподвижного контакта меняется и закономерность изменения выходного напряжения датчика.

В обычно используемых датчиках с линейно изменяющимся сопротивлением выходное напряжение изменяется пропорционально величине смещения скользящего контакта:

$$U_{вых} = \frac{U_0}{\alpha_{max}} \alpha. \quad (4.90)$$

Чувствительность такого потенциметрического датчика определяется выражением:

$$S = \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{\Delta \alpha} = \frac{U_0}{\alpha_{\text{max}}}. \quad (4.91)$$

Она может быть повышена за счет увеличения питающего напряжения U_0 . Предел увеличения чувствительности определяется допустимой мощностью рассеяния на сопротивления датчика P_{max} :

$$S_{\text{max}} = \frac{\sqrt{P_{\text{max}} R_0}}{\alpha_{\text{max}}}. \quad (4.92)$$

При больших величинах сопротивления датчика R_0 предел увеличения чувствительности ограничивается электрической прочностью конструкции датчика.

Чувствительность реостатных датчиков сравнительно невелика и составляет 3...5 В/мм. Точность преобразования с помощью реостатного датчика зависит от стабильности питающего напряжения, точности изготовления сопротивления датчика, его температурной стабильности и других факторов. Она может быть достаточно высокой (до 0,5%).

Достоинствами реостатных датчиков являются их высокая стабильность и точность преобразования, простота конструкции, малый вес и габариты, возможность питания постоянным и переменным током, простота регулировки. Наличие подвижного контакта ограничивает срок службы датчиков и ухудшает надежность их работы.

Реостатные датчики используются в системах автоматического регулирования, аналоговых счетно-решающих и других устройствах, а также для измерения механических перемещений, геометрических размеров, уровня жидкостей и т. п.

Проволочные тензометрические датчики. Принцип их действия основан на свойстве металлической проволоки изменять свое сопротивление при ее растяжении внешней силой. При растягивании проволоки ее сопротивление изменяется за счет увеличения длины, уменьшения сечения и изменения удельного сопротивления.

Относительное изменение сопротивления проволоки датчика $\Delta R/R_0$ зависит от относительного удлинения этой проволоки $\Delta l/l_0$ и определяется выражением:

$$\frac{\Delta R}{R_0} = \delta \frac{\Delta l}{l_0}. \quad (4.93)$$

Коэффициент δ называется относительной чувствительностью (тензо-чувствительностью) проволочного датчика. В табл. 4.18 приведены значения δ для некоторых материалов, из которых изготавливаются датчики.

Таблица 4.18 - Характеристика некоторых материалов, применяемых для изготовления проволочных датчиков

Материал	Относительная чувствительность $\delta = \frac{\Delta R/R_0}{\Delta l/l_0}$	Удельное сопротивление (при 20° С), ом-мм ² /м	Температурный коэффициент (при 18° С)
Константан	1,9...2,2	0,47...0,51	От -40 до +21
Нихром	2	0,9...1,7	150...170
Железо-хром-алюминиевый сплав № 2	2,8...2,9	1,35...1,55	7...20

Примечание. Величина δ зависит не только от состава сплава проволоки, но и от ее технологической обработки. Поэтому приведенные в таблице значения δ надо считать ориентировочными.

Проволочные датчики изготавливаются из тонкой проволоки (диаметром 0,02...0,05 мм) с высоким удельным сопротивлением. Конструктивно часто они представляют собой проволочную спираль (рис. 4.100, а), наклеенную специальным клеем на тонкую бумагу, которая затем наклеивается на испытываемую деталь. Эти датчики применяются также в виде ненаклеенной спирали (рис. 4.100, б), струны и других конструкций.

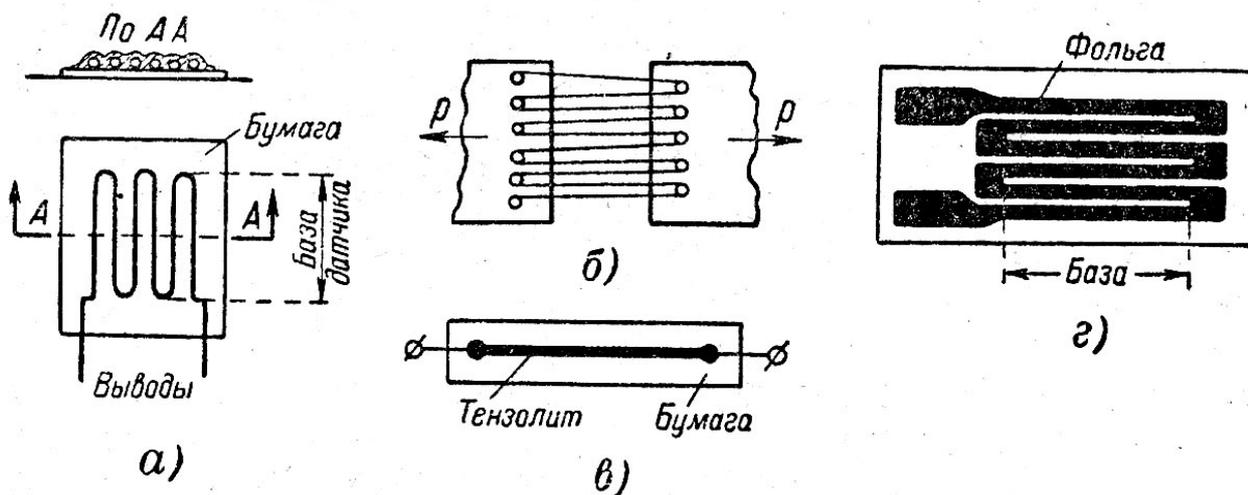


Рис. 4.100. Проволочные датчики

а - наклеенный; б - ненаклеенный; в - тензолитовый; г - фольговый.

Проволочные датчики используются при измерении малых перемещений, деформаций и вибраций (в манометрах, динамометрах, микрометрах и при испытаниях различных технических устройств). Градуировка их производится с помощью эталонных деталей, зависимость упругих деформаций которых от прилагаемых сил известна. Из партии изготовленных датчиков отбира-

ется несколько штук, и на калибровочной установке определяется их чувствительность. Затем подсчитывается средняя чувствительность, которая присваивается датчикам всей партии.

Ошибки преобразования с помощью проволочных датчиков обуславливаются зависимостью сопротивления проволоки датчика от температуры, нарушением крепления датчика на исследуемой детали и неточностью градуировки. Простейший метод компенсации температурных погрешностей проволочных датчиков состоит в том, что при преобразовании используются два датчика, которые включаются в смежные плечи мостовой измерительной схемы. При этом один из них наклеивается на испытываемую деталь, а другой не наклеивается, но оба они находятся в одинаковых температурных условиях. Изменение их сопротивления за счет окружающей температуры взаимно компенсируется в измерительной схеме. Точность преобразования проволочными датчиками составляет 1...2%.

Достоинства проволочных датчиков заключаются в том, что они позволяют исследовать весьма малые перемещения (максимальное относительное удлинение не превышает 0,3...0,5%), имеют малые габариты и вес, практически безынерционны, легко принимают форму исследуемой детали. К недостаткам их следует отнести малое изменение сопротивления датчика при изменении преобразуемой величины (менее 1%), что приводит к необходимости применения в схемах с проволочными датчиками стабильных усилителей, сильную зависимость величины сопротивления от температуры окружающей среды, малую мощность рассеяния датчиком.

Кроме обычных проволочных датчиков, находят применение также полупроводниковые датчики (тензолиты), которые изготавливаются в виде лент или проволок из полупроводников, содержащих связующие вещества (смолы), наполнитель (мел, тальк, кварц) и проводящие вещества (уголь, сажу, графит). Отрезок тензолита с отводами наклеивается на бумагу (рис. 4.100, в), а затем вместе с последней - на испытываемую деталь. Относительная чувствительность тензолитов δ на порядок выше, чем у проволочных датчиков.

Широко используются также фольговые датчики, у которых проволочная решетка делается из фольги (рис. 4.100, г). Такие датчики, имея большую теплоотдачу, позволяют пропускать через себя большие токи, в результате чего они могут применяться без усилителей.

Датчики контактного сопротивления основаны на явлении, что контактное сопротивление между поверхностями двух твердых тел зависит от величины давления одного тела на другое. Чем больше давление, тем меньше контактное сопротивление, и наоборот.

Контактное сопротивление между поверхностью твердых тел зависит также от материала этих тел и качества обработки соприкасающихся поверхностей. Наиболее существенные изменения контактного сопротивления при изменении давления происходят в случае использования в качестве таких тел электродных углей, удельное сопротивление которых $Q = 30...100$ ом-мм²/м.

Чувствительность контактных датчиков из угольных стержней определяется выражением:

$$S = \frac{\Delta R}{\Delta p}, \quad (4.94)$$

где ΔR - изменение контактного сопротивления;
 Δp - приращение силы давления.

Она может быть повышена за счет увеличения числа последовательно включенных шайб (рис. 4.101, а). Размеры шайб выбираются из расчета максимального давления 65 кг/см^2 и допустимой величины перегрева датчика:

$$\Theta_{уст} = \frac{I^2 R_{max}}{\mu S_{охл}} \leq t_{max} - t_{окр.max},$$

где $\Theta_{уст}$ - установившаяся температура датчика;

$\mu = 0,12 \dots 0,15$ - коэффициент теплоотдачи, Вт/дм^2 ;

$S_{охл}$ - боковая поверхность столбика, дм^2 ;

$t_{max} = 180 \dots 200^\circ \text{C}$ - допустимая температура нагрева;

$t_{окр.max}$ - максимально допустимая температура окружающей среды.

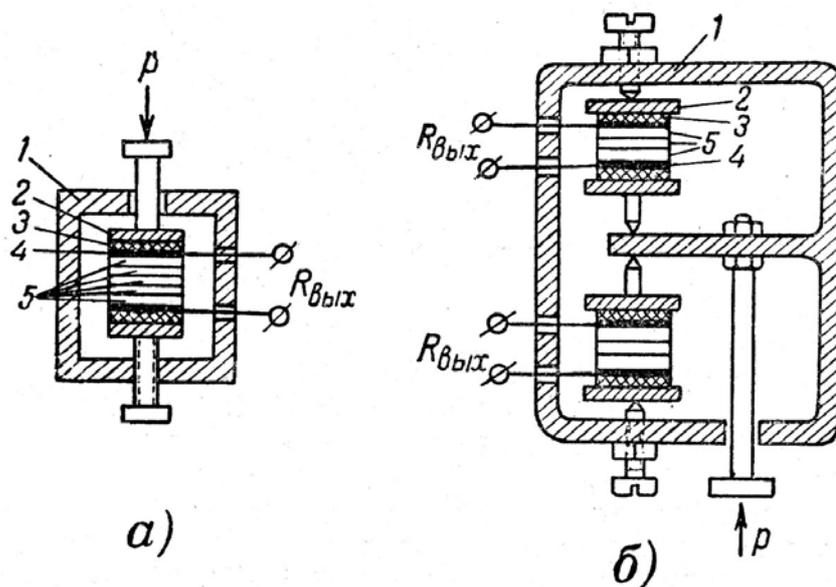


Рис. 4.101. Датчики контактного сопротивления:

а - обычный; б - дифференциальный; 1 - корпус; 2 - металлическая шайба; 3 - изоляционная прокладка; 4 - контактная пластина; 5 - угольные шайбы.

Датчики контактного сопротивления используются при исследовании различных механических давлений, малых перемещений, вибраций, ускорений и в других исследованиях. Наибольшее распространение они получили в качестве выходных органов регуляторов напряжения.

К недостаткам датчиков этого типа следует отнести зависимость их сопротивления от температуры и наличие гистерезиса. С целью компенсации температурного влияния применяются угольные датчики с двумя столбиками, которые включаются в смежные плечи мостовой схемы (рис. 4.101, б).

Термосопротивления. В этом типе датчиков используется свойство проводника изменять свое электрическое сопротивление с изменением его температуры. С помощью термосопротивления может быть осуществлено преобразование любой неэлектрической величины, влияющей на теплообмен проводника с окружающей средой, так как собственная температура термосопротивления определяется тепловым равновесием между ним и окружающей средой.

Материалом для термосопротивлений служат в основном металлы со сравнительно большим положительным температурным коэффициентом сопротивления (платина, никель, медь). Могут использоваться также и полупроводниковые материалы, имеющие более высокий температурный коэффициент сопротивления. Полупроводниковые термосопротивления (термисторы) имеют как отрицательный температурный коэффициент, так и положительный (позисторы).

Конструкция термосопротивления зависит от его назначения и условий применения. Термосопротивление может быть изготовлено в виде нити, катушки, спирали и пр.

Изменение сопротивления датчика ΔR может быть определено из следующего выражения:

$$\Delta R = R_0 \alpha \Delta t, \quad (4.95)$$

где R_0 - начальное сопротивление датчика;

α - температурный коэффициент сопротивления, показывающий относительное увеличение сопротивления при нагревании его на 1°C ;

Δt - изменение температуры датчика.

Чувствительность датчика:

$$S = \frac{\Delta R}{\Delta t} = R_0 \alpha. \quad (4.96)$$

Она может быть повышена за счет выбора материала датчика с большим коэффициентом α и за счет увеличения сопротивления датчика. Температурный коэффициент α остается приблизительно постоянным лишь в небольшом интервале температур.

Термосопротивления используются для измерения температур, для определения различных параметров газовой среды (скорость, вакуум, процентное содержание и т. д.).

Выбор материала термосопротивления определяется условиями работы датчика и диапазоном рабочих температур. Медные термосопротивления, например, могут хорошо работать в сухой атмосфере при отсутствии корродирующих газов в диапазоне изменения температур от -50 до $+150^\circ\text{C}$. В табл.

4.19 указаны некоторые материалы, из которых изготавливаются термосопротивления.

Таблица 4.19 - Некоторые проводниковые материалы, применяемые для изготовления термосопротивлений

Материал	Температурный коэффициент $\text{Ом}/1^\circ\text{С}$	Удельное сопротивление $\text{Ом} \cdot \text{мм}^2 / \text{м}$
Вольфрам	0,00421...0,00464	0,055...0,0612
Никель	0,00621...0,00634	0,118...0,138
Платина	0,00394...0,0056	0,098...0,106
Медь	0,00433	0,0156...0,017

Никелевые термосопротивления требуют хорошей изоляции от воздействия внешней среды. Их можно применять для измерения температур до 250°С . Платиновые термометры могут работать без изоляции от внешней среды при температурах от -190 до $+500^\circ\text{С}$. Через термосопротивления, используемые в качестве термометров, должен протекать минимальный ток с тем, чтобы нагрев термосопротивления за счет этого тока был наименьшим в сравнении с нагревом за счет испытываемой среды (обычно величина рабочего тока составляет $2...10$ мА). Погрешности проволочных термометров сопротивления обуславливаются нестабильностью электрических свойств материала сопротивления, условиями применения (глубина погружения, теплопроводность держателя) и другими причинами. Точность современных термометров сопротивления (вместе с индикаторным прибором) составляет $1...1,5\%$.

Полупроводниковые термосопротивления (термисторы) представляют собой смеси окислов некоторых металлов (Mn_2O_2 , Cu_2O_3 , Fe_2O_3 , Ni_2O , VO_2 и т.д.), спрессованные и спеченные при высокой температуре. Полупроводниковые материалы обладают большим отрицательным температурным коэффициентом (до $3...6\%$ на 1°С). Изменение сопротивления полупроводников в зависимости от температуры определяется соотношением:

$$R = R_\infty e^{\frac{B}{T}} = R_0 e^{B\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0}\right)}, \quad (4.97)$$

где R_∞ и B - постоянные для данного полупроводника коэффициенты;

R_0 - сопротивление термистора при температуре T_0 ;

T - температура термистора, К.

Термисторы более чувствительны и менее инерционны по сравнению с термосопротивлениями, имеют сравнительно высокое внутреннее сопротивление при малых габаритах, что делает их удобными при совместном использовании с электронными усилителями. Однако они имеют большой разброс по сопротивлению (до 20%), что является их существенным недостатком.

4.7.8.2. Электролитические датчики

Работа электролитических датчиков основана на свойстве электролитов (водные растворы солей, кислот и оснований) изменять свою удельную проводимость в зависимости от концентрации раствора.

Проводимость g электролита между двумя цилиндрическими электродами одинакового радиуса r с параллельными осями (рис. 4.102) определяется выражением:

$$g = \frac{2\pi\lambda l}{\ln \frac{d}{r}} = c\gamma, \quad (4.98)$$

где γ - удельная электропроводность электролита, зависящая от концентрации раствора;

$$c = \frac{2\pi l}{\ln \frac{d}{r}} - \text{коэффициент, характеризующий геометрические размеры}$$

датчика.

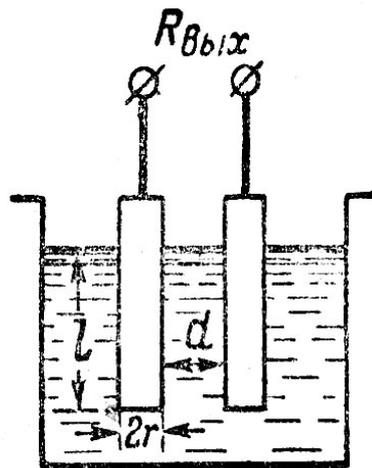


Рис 4.102. Электролитический датчик

Измерение сопротивлений электролитических датчиков производится на переменном токе (во избежание электролиза раствора во время измерения). Ошибки измерения с помощью электролитических датчиков вызываются нестабильностью температуры электролита. Для уменьшения влияния температуры на точность преобразования электролитического датчика в измерительную схему включается компенсирующее термосопротивление.

Контроль параметров растворов по измерению их электропроводности носит название кондуктометрического метода. Этот метод используется при контроле качества питательной воды в котельных установках (солемеры), в химической промышленности, пищевой промышленности и может найти широкое применение в других отраслях техники.

4.7.8.3. Контактные (релейные) датчики

Контактные датчики используются для фиксации (регистрации) определенных положений объектов при их механических перемещениях. По своей конструкции они бывают двухпредельными с одной парой контактов (рис. 4.103, *а*) и многопредельными с несколькими парами контактов (рис. 4.103, *б*).

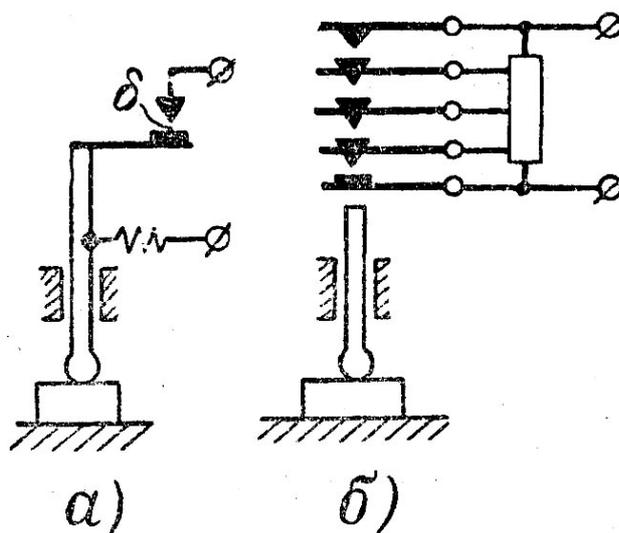


Рис. 4.103. Контактные датчики:
а - однопредельный; *б* - многопредельный.

Для увеличения чувствительности контактных датчиков в них применяется рычажная передача. Порог их чувствительности определяется минимальной величиной зазора δ между контактами и зависит от величины приложенного к контактам напряжения. Величина этого напряжения не должна превышать значения, при котором начнется произвольный разряд через межконтактный зазор.

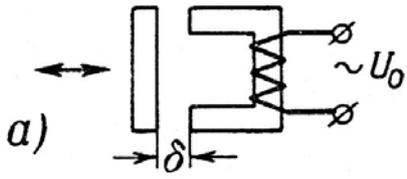
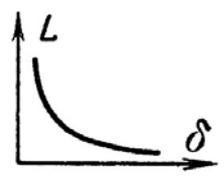
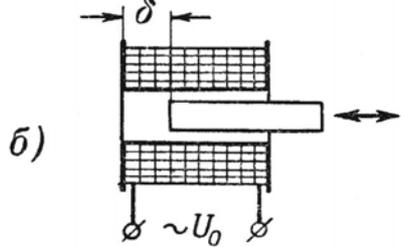
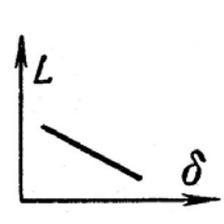
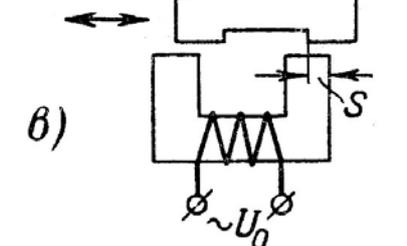
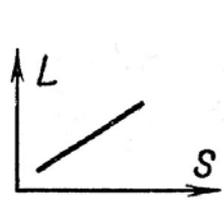
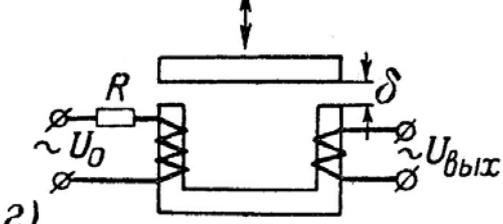
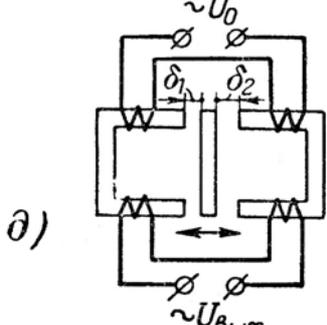
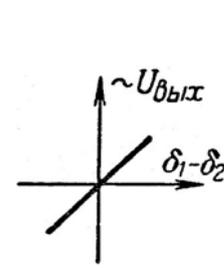
4.7.8.4. Индуктивные, емкостные и магнитоупругие датчики

Индуктивные датчики. Действие индуктивных датчиков основано на свойстве катушки индуктивности изменять свое сопротивление при введении в нее ферромагнитного сердечника или при изменении величины зазора в магнитном сердечнике, на котором помещена катушка. Преобразуемой величиной в этом случае может быть механическое перемещение (линейное или угловое), а выходной величиной датчика - изменение индуктивности катушки ΔL .

Индуктивные датчики с подвижным сердечником внутри катушки (табл. 4.20, *б*) используются для преобразования сравнительно больших перемещений (более 5...8 мм). Датчики же с изменяющимся зазором магнитопровода (табл. 4.20, *а* и *в*) служат для преобразования малых перемещений (до 2 мм при изменении длины зазора и до 8 мм при изменении его сечения).

Табл. 4.20. - Индуктивные датчики:

a - с изменяющейся величиной зазора; *б* - с перемещением сердечника; *в* - с изменяющейся площадью зазора; *г* - трансформаторный датчик; *д* - дифференциальный трансформаторный датчик

Конструкция	Характеристика преобразования	Допустимые перемещения, мм
 <p><i>a)</i></p>		0,1...2
 <p><i>б)</i></p>		до 50
 <p><i>в)</i></p>		до 8
 <p><i>г)</i></p>		до 2
 <p><i>д)</i></p>		до 4

Используются также двухтактные индуктивные датчики, обеспечивающие большой предел изменения преобразуемой величины, большую чувствительность и малую зависимость основных параметров датчика от внешних условий (температуры).

Широкое распространение получили трансформаторные датчики, представляющие собой устройства, в которых входное преобразуемое перемещение изменяет коэффициент взаимной индукции между первичной и вторичной обмотками (табл. 4.20, з). Разновидностью их являются дифференциальные трансформаторные датчики с двумя вторичными обмотками (табл. 4.20, д). Датчики этого типа позволяют получить более мощный выходной сигнал по сравнению с другими типами датчиков (например, проволочными).

Зависимость выходной величины датчика ΔL или ΔZ от входной $\Delta \delta$ и его чувствительность определяются конструктивными особенностями датчика. У датчиков, преобразующих механические перемещения, чувствительность определяется выражением:

$$S = \frac{\Delta L}{\Delta \delta} \text{ или } S = \frac{\Delta Z}{\Delta \delta}. \quad (4.99)$$

Погрешности индуктивных датчиков зависят от стабильности амплитуды и частоты питающего напряжения, а также от влияния окружающей температуры на геометрические размеры магнитопровода и датчика.

Индуктивные датчики применяются в основном для преобразования различных механических перемещений, исследования деформаций, контроля размеров и т. д. Динамические свойства индуктивных датчиков определяются инерционностью его подвижных элементов.

Емкостные датчики. Емкость конденсатора зависит от трех параметров: площади обкладок, расстояния между ними и диэлектрической постоянной среды между обкладками.

Так, например, емкость (в пикофарадах) плоского конденсатора (рис. 4.104, а) выражается следующим образом:

$$C = 0,88 \frac{\varepsilon s}{a}, \quad (4.100)$$

где ε - диэлектрическая проницаемость; s - площадь обкладок, см²; a - расстояние между обкладками, см.

Принцип действия емкостного датчика основан на том, что преобразуемая неэлектрическая величина воздействует на один из указанных параметров, изменяя тем самым емкость конденсатора.

В соответствии с числом параметров, определяющих емкость конденсатора, различают три типа емкостных датчиков: первый - с изменяющейся площадью обкладок; второй - с изменяющимся расстоянием между обкладками и третий - с изменяющейся диэлектрической постоянной.

Зависимость выходных величин от входных для указанных типов емкостных датчиков и их чувствительности приведены в табл. 4.21.

Таблица 4.21 - Характеристики емкостных датчиков

Изменяемый параметр конденсатора	Связь между изменениями входной и выходной величин	Чувствительность датчика
Площадь обкладок s	$\Delta C = 0,88 \frac{\varepsilon}{a} \Delta s$	$S_{\Pi} = 0,88 \frac{\varepsilon}{a}$
Расстояние между обкладками a	$\Delta C = 0,88 \frac{\varepsilon s}{a^2} \Delta a$	$S_{\delta} = 0,88 \frac{\varepsilon s}{a^2}$
Диэлектрическая проницаемость ε	$\Delta C = 0,88 \frac{\varepsilon}{a} \Delta s$	$S_{\varepsilon} = 0,88 \frac{s}{a}$

Из табл. 4.21 следует, что чувствительность емкостных датчиков тем больше, чем меньше расстояние между обкладками (для трех типов датчиков), чем больше площадь обкладок (у датчиков с переменными ε и a) и чем больше величина диэлектрической проницаемости (у датчиков с изменяющимися a и s).

Конструктивные выполнения датчиков могут быть различными. Минимальное расстояние между обкладками выбирается из расчета диэлектрической прочности.

Широко используются емкостные дифференциальные датчики (рис. 4.104, б). Они обладают большой чувствительностью и менее подвержены внешним воздействиям.

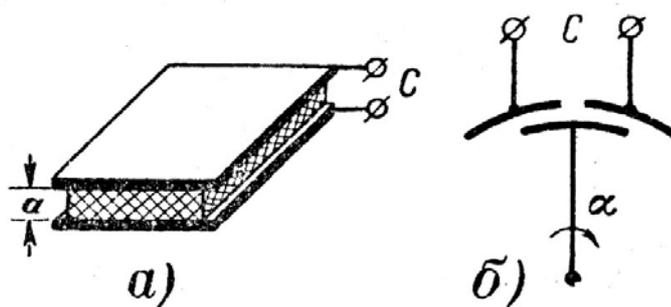


Рис. 4.104. Емкостные датчики:

a - устройство плоского датчика; *б* – дифференциальный датчик

Емкостные датчики малоинерционны. Чувствительность их очень высока и превосходит чувствительность всех других типов датчиков. Погрешность емкостных датчиков определяется влиянием температуры на геометрические размеры и диэлектрическую проницаемость диэлектрика, а также влажностью окружающей среды.

Основными схемами включения емкостных датчиков являются мостовые и дифференциальные схемы, а также схемы, построенные на использовании явления резонанса и метода биений.

Емкостные датчики могут быть использованы для преобразования механических перемещений (линейных и угловых), геометрических размеров деталей, расстояний между деталями, состава физических смесей, вибраций, измерения уровня жидкостей и других величин.

Магнитоупругие датчики. Ферромагнитные материалы обладают двумя следующими свойствами: 1) если брусок ферромагнитного материала подвергнуть намагничиванию, то его геометрические размеры (длина) изменятся; 2) если намагниченный брусок ферромагнитного материала подвергнуть действию внешней силы, то его намагниченность (магнитная проницаемость) изменится. Первое свойство называется магнитоупругостью, а второе магнитоупругим эффектом. Действие магнитоупругих датчиков основано на явлении магнитоупругого эффекта.

Магнитный датчик представляет собой магнитопровод с размещенной на нём катушкой индуктивности. Если магнитопровод подвергнуть действию сжимающей силы P (рис. 4.105), то его магнитная проницаемость изменится, что приведет к изменению полного электрического сопротивления Z катушки датчика.

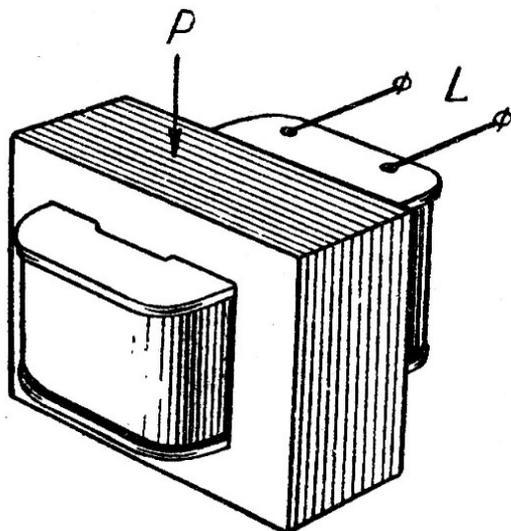


Рис. 4.105. Устройство магнитоупругого датчика

Таким образом, входной величиной датчика может быть механическое усилие, а выходной - полное сопротивление катушки. При питании катушки датчика переменным током выходной величиной может быть амплитуда тока, протекающего через катушку.

Чувствительность магнитоупругого датчика:

$$S = \frac{\Delta Z}{\Delta P} \quad (4.101)$$

зависит от магнитной чувствительности сердечника к давлению, а также от конструкции магнитопровода и катушки датчика. Конструкция датчика должна быть выполнена так, чтобы потоки рассеяния были сведены к минимуму. Наибольшей магнитной чувствительностью к давлению обладают магнитные материалы, имеющие большую магнитную проницаемость с большим значением магнитострикции при малой индукции насыщения. К ним относятся некоторые сорта пермаллоя, а также трансформаторная сталь.

Магнитоупругие датчики могут использоваться при исследовании статических, знакопеременных и быстроизменяющихся нагрузок.

4.7.8.5. Индукционные, термоэлектрические и пьезоэлектрические датчики

В индукционных датчиках используется явление электромагнитной индукции, заключающееся в том, что в проводнике, перемещаемом в магнитном поле перпендикулярно направлению магнитных силовых линий, наводится ЭДС, пропорциональная скорости движения проводника (аналогично наводится ЭДС при перемещении магнитного поля относительно проводника или же при изменении интенсивности магнитного поля вокруг проводника).

Индукционные датчики непосредственно могут применяться только для измерения скорости линейных и угловых перемещений (тахогенераторы). Особые конструкции тахогенератора позволяют измерять ускорения вращающихся валов.

Конструктивно датчики выполняются либо с катушкой, перемещаемой в неподвижном магнитном поле, либо с перемещаемым магнитным полем и неподвижной катушкой, либо с неподвижными катушкой и магнитным полем, но перемещаемым прерывателем магнитного потока.

Выходной величиной датчика является ЭДС (в вольтах), определяемая выражением:

$$E = kBlwv, \quad (4.102)$$

где k - коэффициент пропорциональности; B - магнитная индукция в воздушном зазоре магнитопровода, в котором перемещается проводник, Вб/м²; l - длина витка, м; w - число витков; v - составляющая скорости движения проводника, перпендикулярная направлению магнитных силовых линий, м/с.

Чувствительность датчика:

$$S_u = \frac{\Delta E}{\Delta v} = kBlw, \quad B \cdot c/м. \quad (4.103)$$

Она может быть повышена за счет увеличения магнитной индукции в зазоре магнитопровода и числа витков катушки. Для подгонки чувствительности применяются магнитные шунты.

У индукционных датчиков, измеряющих скорость углового перемещения, выходным параметром может быть частота выходного напряжения, при

этом чувствительность датчика, имеющего число пар магнитных полюсов p , равна:

$$S_f = \frac{\Delta f}{\Delta n} = p, \quad (4.104)$$

где Δn - приращение числа оборотов ротора датчика; Δf - приращение частоты выходного напряжения.

Для повышения чувствительности индукционных датчиков, выходной величиной которых является частота, необходимо изготавливать их с большим числом пар магнитных полюсов.

Для измерения скорости вращения или скорости возвратно-поступательного движения могут применяться импульсные датчики, основанные на явлении электромагнитной индукции. Выходной величиной таких датчиков является частота следования импульсов. Такой датчик представляет собой постоянный магнит, укрепленный на подвижном объекте, и сигнальную катушку, укрепляемую неподвижно (рис. 4.106, а).

Другой разновидностью импульсного датчика может быть такой датчик, у которого неподвижной является система из постоянного магнита, магнитопровода и сигнальной катушки; в качестве подвижной части используется диск из ферромагнитного материала с отверстиями (рис. 4.106, б).

Для преобразования малых линейных перемещений и исследования различного рода вибраций могут использоваться индукционные датчики с возбуждением (рис. 4.106, в) и вибрационные датчики (рис. 4.106, г).

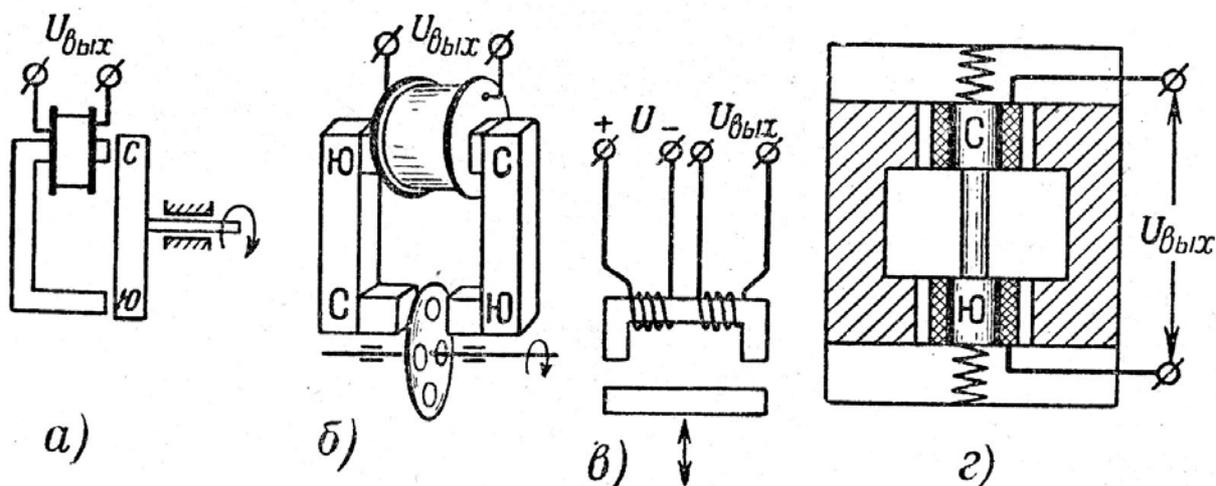


Рис. 4.106. Устройство индукционных датчиков:
 а и б - импульсные датчики; в - датчик с возбуждением;
 г - вибрационный датчик

Погрешности индукционных датчиков определяются: 1) изменениями магнитного поля с течением времени (эта погрешность устраняется периодической регулировкой магнитного шунта); 2) изменениями сопротивления обмоток и силы магнитного поля за счет нагрева (эта погрешность устраняется

применением термомагнитного шунта или термистора в цепи якоря). Погрешность их может быть сведена к величине 0,5...1,5 %.

Термоэлектрические датчики (термопары). Принцип действия термоэлектрических датчиков основан на явлении термоэлектрического эффекта, заключающегося в том, что если два разнородных проводника соединить одними концами в одной точке и место соединения нагреть, то на свободных «холодных» концах проводников появится ЭДС. Величина этой ЭДС зависит от материалов, из которых изготовлены элементы термопары, и от разности температур соединенных и свободных концов ($E = T_2 - T_1$).

Для сравнения материалов по термочувствительности определяют их термоЭДС в паре с платиной (принятой за эталон), поддерживая температуру свободных концов, равной 0° С. В табл. 4.22 приведены величины термоЭДС для некоторых материалов. Для термоэлектрических датчиков выбирают такие сочетания термоэлектродов, которые дают наибольшие значения термоЭДС.

К материалам, используемым для изготовления электродов термопар, предъявляются следующие требования: 1) механическая и химическая устойчивость при высоких температурах; 2) хорошая электропроводность; 3) постоянство термоэлектрических свойств; 4) однозначная зависимость термоЭДС от температуры.

Таблица 4.22 - ТермоЭДС некоторых материалов в паре с платиной при $T_2 = 100^\circ \text{C}$ и $T_1 = 0^\circ \text{C}$

Материал	ТермоЭДС, мВ	Материал	ТермоЭДС, мВ
Платина	0	Медь	+ 0,75
Кремний	+ 44,8	Цинк	+ 0,7
Теллур	+ 40	Иридий	+ 0,65
Сурьма	+ 4,86	Платинородий	+ 0,64
Хромель	+ 2,05	Олово	+ 0,42
Железо	+ 1,8	Алюмель	- 1,15
Молибден	+ 1,31	Константан	- 3,5
Вольфрам	+ 0,79	Копель	- 4

Примечание. Указанные в таблице цифры являются ориентировочными, так как термоЭДС зависит от незначительных примесей в материале проводников и от технологии их изготовления.

Чувствительность термопары:

$$S = \frac{\Delta E}{\Delta(T_2 - T_1)} \quad (4.105)$$

определяется из калибровочного графика или ориентировочно по табл. 4.22. В интервале температур, где зависимость термоЭДС от температуры нелинейна, величина чувствительности S будет переменной.

Для измерения температур до 1000°С включительно используются термопары из неблагородных металлов. Температуры до 1600°С измеряются термопарами из благородных металлов. Свыше 1600°С используются термопары из жароупорных материалов: уголь - карбид кремния (до 1800°С); вольфрам-молибден (до 2100°С). В табл. 4.23 приведены данные некоторых термопар.

Таблица 4.23 - Данные некоторых термопар

Тип термопары	Материал	Пределы измерения, °С
ТПП-II	Платинородий - платина	До 1 300 *
ТХ-VII	Хромель - алюмель	До 800
ТХК-XIII	Хромель - копель	До 600
Т-3	Хромель -копель	0-300
Т-180	Медь константановая (0 0,5)	От -200 до +50

* При кратковременном применении до 1600°С.

Предельная температура применения термопары зависит не только от свойств ее электродов, но и от конструкции приемной части датчика (армировки), длительности применения и свойств среды, в которой работает термопара.

Свободные концы электродов термопары соединяются с измерителем посредством проводов. Если материал соединительных проводов и материалы электродов термопары разнородны, то в местах соединения (точки m и n на рис. 4.107) будут создаваться термоЭДС, величины которых зависят от температуры среды, окружающей выводы термопары.

ТермоЭДС, наведенные на свободных («холодных») концах термопары, алгебраически складываются с основной термоЭДС, характеризующей измеряемую температуру, и тем самым вносят соответствующие искажения в измерения. При постоянстве температуры среды, окружающей головку с выводными зажимами, эти искажения могут быть учтены при градуировке термопары.

Если температура головки термопары изменяется, то погрешности измерения за счет термоЭДС, наводимых на выходных зажимах, не могут быть учтены при градуировке. В таких случаях к измерителю термопары прилагается график поправок на измерение в зависимости от температуры головки (зажимов измерителя) или же применяются специальные схемы соединения термопары с измерителем.

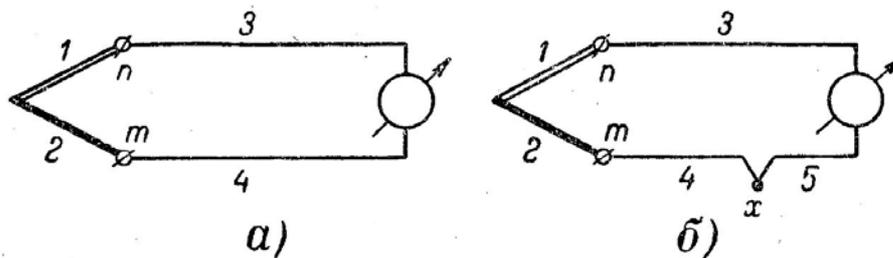


Рис. 4.107. Соединение термопары с прибором

Одна из таких схем приведена на рис. 4.107, б. Провода 3 и 5 здесь из такого же материала, что и 1 (электрод термопары), а провод 4 - из того же материала, что и 2 (второй электрод термопары). Спай x является «холодным». Его можно заключить в термостат и исключить, таким образом, погрешности.

Для уменьшения погрешности термопары за счет температуры свободных концов могут использоваться и другие схемы, например мостовая схема с компенсирующим термосопротивлением.

Инерционность термопар определяется их конструкцией, условиями теплообмена с окружающей средой. Постоянная времени термопар может находиться в пределах от единиц до нескольких сотен секунд.

Пьезоэлектрические датчики. В пьезоэлектрических датчиках используется эффект появления зарядов на гранях кристалла при его механической деформации. У кристаллов различают оптическую Z , электрическую X и механическую или нейтральную Y оси (рис. 4.108).

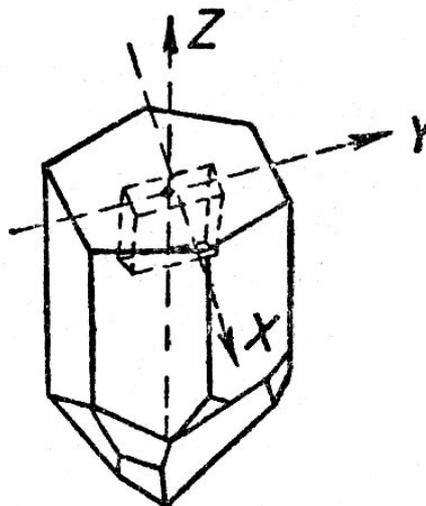


Рис. 4.108. Расположение осей в кристалле кварца и кварцевой пластинке

Если вырезать из кристалла пластинку, грани которой будут параллельны этим осям, то при действии механической силы вдоль электрической или механической осей на гранях, перпендикулярных электрической оси, появятся электрические заряды. Величина зарядов пропорциональна величине упругих напряжений и не зависит от размеров поверхности нагруженного кристалла. При действии силы вдоль оптической оси электрических зарядов не возникает.

С учетом указанных особенностей изготавливаются пьезоэлектрические датчики, основным элементом которых является пластина, вырезанная из кристалла. Наибольший пьезоэффект проявляется у кристаллов турмалина, кварца и сегнетовой соли. Получили также широкое распространение пьезоэлементы из поляризованной керамики титаната бария.

При силе, действующей на пластину вдоль электрической оси, величина разности потенциалов, образуемая между металлическими электродами, сжимающими пластину (рис. 4.109), может быть определена из выражения:

$$U = \delta_e \frac{P}{C + C_0}, \quad (4.106)$$

где δ_e - пьезомодуль, к/кг (для кварца $\delta_e = 2,1 \cdot 10^{-11}$, $e = 4,5$; для керамики титаната бария $\delta_e = 107 \cdot 10^{-11}$, $e = 1300$; для сегнетовой соли $\delta_e = 300 \cdot 10^{-11}$, $e = 200$); P - усилие, H ; C - емкость конденсатора, образуемого электродами и пластиной между ними, Φ ; C_0 - емкость измерительной схемы датчика, Φ .

Чувствительность датчика:

$$S = \frac{\delta_e}{C + C_0}. \quad (4.107)$$

Она может быть повышена за счет уменьшения емкости измерительной схемы. С этой целью датчик изготавливается из нескольких n включенных механически последовательно и электрически параллельно пластин (рис. 4.109, б).

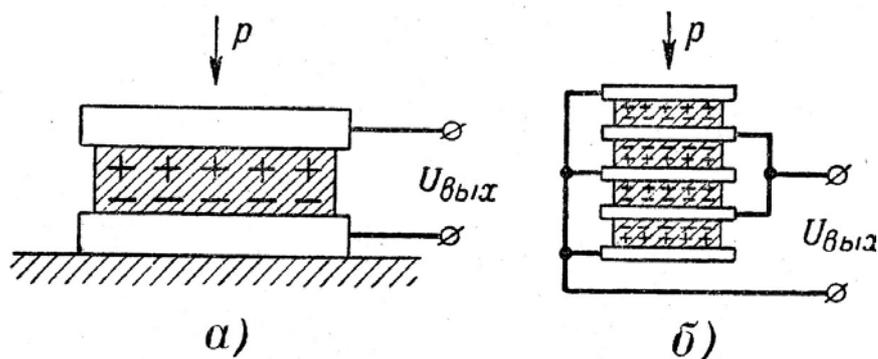


Рис. 4.109. Пьезоэлектрические датчики
 а - датчик с одной пластиной; б - датчик с несколькими пластинами.

Чувствительность такого датчика может быть определена из выражения:

$$S = \frac{\delta_e}{C + \frac{C_0}{n}}. \quad (4.108)$$

Пьезоэлектрические датчики практически безынерционны, поэтому они могут быть использованы для исследования динамических усилий. Для исследования статических режимов эти датчики не применяются из-за утечки зарядов через объемную и поверхностную проводимости пластины и сопротивление изоляции соединительных проводов.

Выходное напряжение пьезоэлектрического датчика может быть измерено только с помощью катодного вольтметра, практически не потребляющего мощности от цепи, к которой он подключается.

4.7.8.6. Фотоэлектрические датчики

Фотоэлектрическими датчиками называются устройства, изменяющие свои параметры при воздействии на них световой энергии. Достоинствами фотоэлектрических датчиков являются их простота, малые габариты, высокая чувствительность и отсутствие механической связи с преобразуемым процессом. Фотоэлектрические датчики называют также фотоэлементами.

Основные характеристики фотоэлектрических датчиков:

1. Световая характеристика - зависимость фототока от интенсивности падающего на фотоэлемент светового потока.

2. Спектральная характеристика - зависимость фототока от длины волны падающих лучей при постоянной освещенности.

3. Инерционная (частотная) характеристика - зависимость фототока от частоты изменения интенсивности падающего светового потока.

4. Вольтамперная характеристика - зависимость фототока от прикладываемого между электродами фотоэлемента напряжения при постоянном световом потоке.

Кроме указанных характеристик, фотоэлементы оцениваются по стабильности их параметров с течением времени (старение) и при изменении температуры рабочей среды.

Фотоэлементы находят широкое применение в качестве датчиков различных измерительных и регулирующих устройств для измерения и регулирования, температуры, уровней, перемещений и скоростей, для сортировки и отбраковки деталей и т. п.

Применяются три типа фотоэлементов: 1) фотоэлементы с запирающим слоем, или вентильные фотоэлементы; 2) фотоэлементы с внешним фотоэффектом; 3) фотосопротивления или фотоэлементы с внутренним фотоэффектом.

Вентильный фотоэлемент представляет собой устройство, состоящее из металлической подложки, тонкого слоя полупроводника и верхнего металлического полупрозрачного электрода. Технология изготовления фотоэлемента предусматривает образование запирающего слоя в районе подложки или же в районе полупрозрачного металлического электрода. При освещении полупроводника кванты света выбивают из полупроводника электроны, которые про-

ходят через запирающий слой и заряжают проводник отрицательно. Сам полупроводник и его металлическая обкладка (электрод) заряжаются положительно. Если замкнуть внешнюю цепь, то в ней потечет ток.

Таким образом, вентильный фотоэлемент при его освещении становится генератором электрической энергии, величина ЭДС которого зависит от интенсивности падающего светового потока.

Чувствительность фотоэлемента определяется как отношение приращения фототока к приращению светового потока:

$$S = \frac{\Delta I_{\Phi}}{\Delta \Phi}. \quad (4.109)$$

Она зависит от типа фотоэлемента и величины нагрузочного сопротивления. Для повышения чувствительности фотоэлементы могут быть включены электрически последовательно друг с другом.

Инерционность фотоэлементов этого вида различна. Так, например, если у селенового фотоэлемента (К-5 и др.) полоса пропускания частот составляет 0-100 Гц, то у сернисто-серебряного фотоэлемента (ФЭСС) она не превышает единиц герц.

В табл. 4.24 приведены основные данные некоторых типов вентильных фотоэлементов.

Таблица 4.24 - Параметры некоторых вентильных фотоэлементов

Тип фотоэлемента	Чувствительность (интегральная), до мкА/лм	Максимум спектральной характеристики, мк	Рабочая площадь, см ²
К-5	500	0,55	5
К-10	500	0,55	10
К-20	500	0,55	20
Сернистоталлиевый	10 000	0,95	2
ФЭСС-V-2	6 000...7 000	0,85	2
ФЭСС-V-3	6 000...7 000	0,85	3
ФЭСС-V-5	6 000...7 000	0,85	5
ФЭСС-V-10	6 000...7 000	0,85	10

Фотоэлементы с внешним фотоэффектом. Под действием света с поверхности металлов могут выбиваться электроны. Это явление, называемое внешним фотоэффектом, используется в фотоэлементах.

Если имитирующую поверхность использовать как границу электрического поля (электрод в вакууме), то при ее освещении в цепи (рис. 4.110) потечет ток, величина которого будет определяться интенсивностью освещения.

Фотоэлементы этого вида требуют дополнительных источников питания для создания внутри элемента электрического поля.

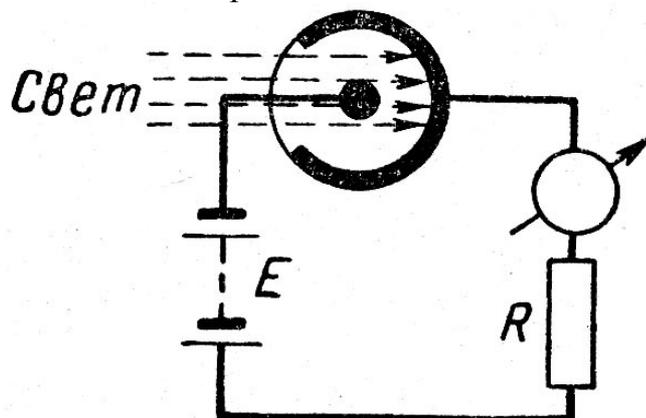


Рис. 4.110. Схема включения фотоэлемента с внешним фотоэффектом.

Вакуумные фотоэлементы практически безынерционны. Газонаполненные фотоэлементы более инерционны.

Фотосопротивления. Фотопреобразователи этого вида основаны на свойстве некоторых полупроводников изменять свою проводимость (сопротивление) при действии на них света. Это явление называется внутренним фотоэффектом.

Схематическое устройство фотосопротивления показано на рис. 4.111. Решетка из электродов сделана с целью увеличения чувствительности датчика.

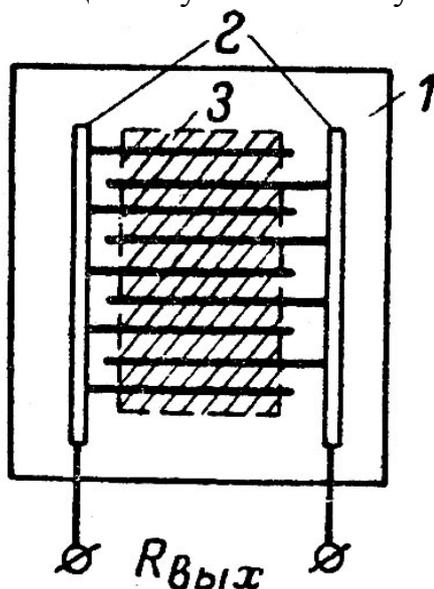


Рис. 4.111. Фотоэлемент с внутренним фотоэффектом (фотосопротивление)
1 - изоляционная пластина; 2 - электроды; фотоповерхность

Фотосопротивления удобно сочетаются с мостовой и усилительной схемами, позволяют создать высокочувствительные измерители интенсивности светового потока. Однако при изменении температуры и с течением времени они существенно изменяют свои параметры.

4.7.8.7. Датчик кислорода (лямбда-зонд)

Греческая буква λ (лямбда) в автомобилестроении обозначает коэффициент избытка воздуха в топливно-воздушной смеси. При оптимальном составе этой смеси, когда на 14,7 части воздуха приходится 1 часть топлива, $\lambda = 1$ (рис 4.112). Диапазон эффективной работы катализатора достаточно узок: $\lambda = 1 \pm 0,01$. Обеспечить такую точность возможно только с помощью систем питания с электронным (дискретным) впрыском топлива и при использовании в цепи обратной связи лямбда-зонда.

Избыток воздуха в смеси измеряется путем определения в выхлопных газах содержания остаточного кислорода (O_2). Поэтому лямбда-зонд стоит в выпускном коллекторе перед катализатором. Электрический сигнал датчика считывается электронным блоком управления системы впрыска топлива (ЭБУ), а тот в свою очередь оптимизирует состав смеси путем изменения количества подаваемого в цилиндры топлива.

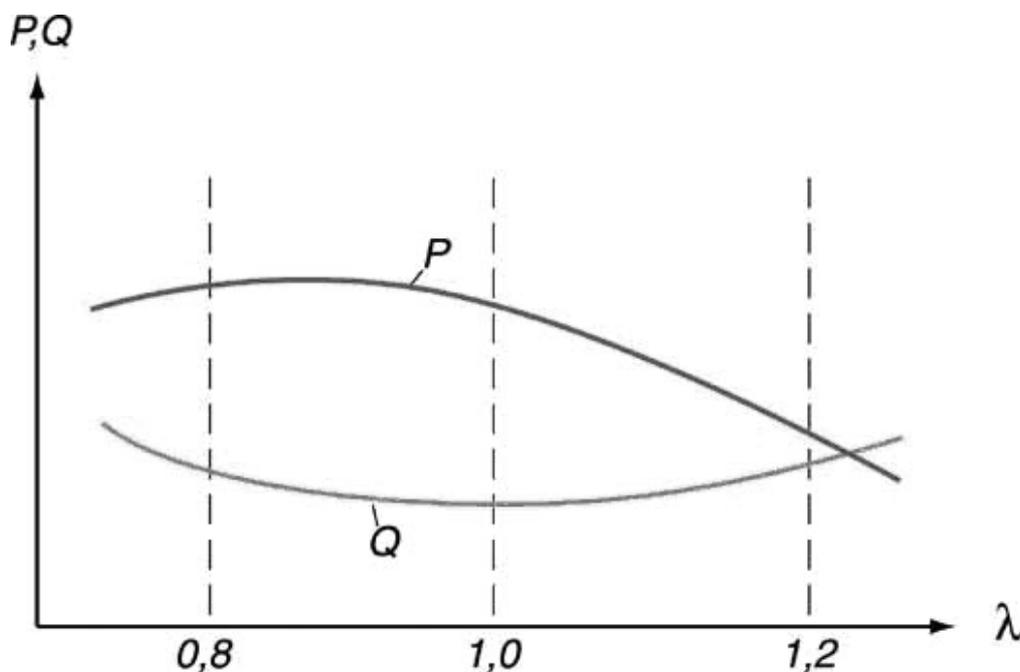


Рис. 4.112. Зависимость мощности двигателя (P) и расхода топлива (Q) от коэффициента избытка воздуха λ

Принцип работы. Лямбда-зонд действует по принципу гальванического элемента с твердым электролитом в виде керамики из диоксида циркония (ZrO_2). Керамика легирована оксидом иттрия, а поверх нее напылены токопроводящие пористые электроды из платины. Один из электродов омывается выхлопными газами, а второй – воздухом из атмосферы (рис. 4.114). Эффективное измерение остаточного кислорода в отработавших газах лямбда-зонд обеспечивает после разогрева до температуры $300...400^\circ C$. Только в таких условиях циркониевый электролит приобретает проводимость, а разница в коли-

честве атмосферного кислорода и кислорода в выхлопной трубе ведет к появлению на электродах лямбда-зонда выходного напряжения.

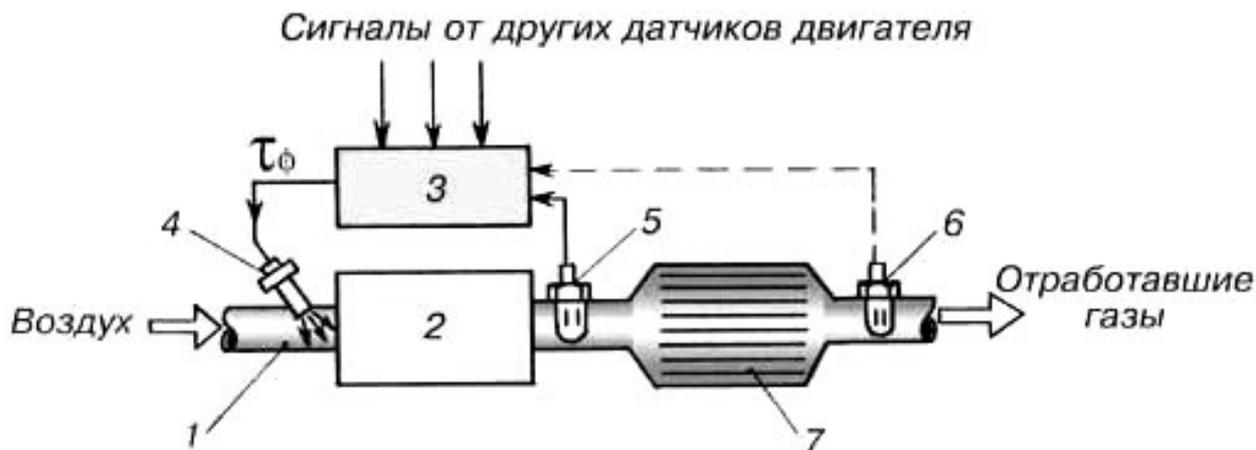


Рис. 4.113. Схема λ - коррекции с одним и двумя датчиками кислорода двигателя:

1 – впускной коллектор; 2 – двигатель; 3 – блок управления двигателем; 4 – топливная форсунка; 5 – основной лямбда-зонд; 6 – дополнительный лямбда-зонд; 7 – каталитический нейтрализатор.

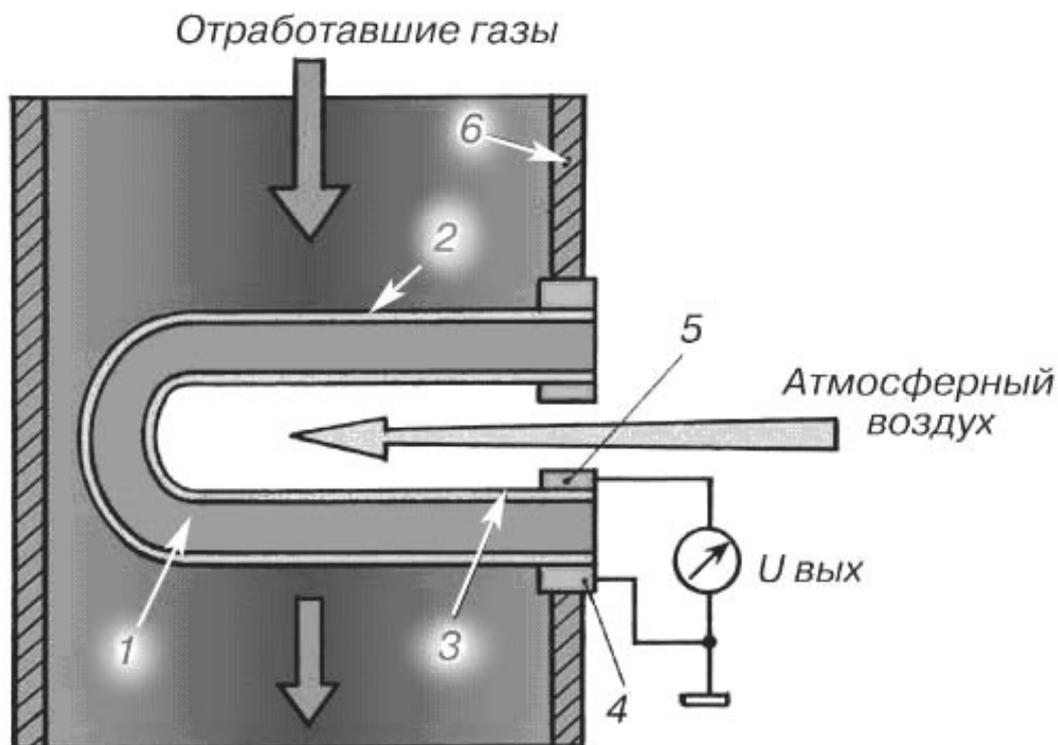


Рис. 4.114. Схема датчика кислорода на основе диоксида циркония, расположенного в выхлопной трубе:

1 – твердый электролит ZrO_2 ; 2, 3 – наружный и внутренний электроды; 4 – контакт заземления; 5 – сигнальный контакт; 6 – выхлопная труба

При пуске и прогреве холодного двигателя управление впрыском топлива осуществляется без участия этого датчика, а коррекция состава топливовоздушной смеси осуществляется по сигналам других датчиков (положения дроссельной заслонки, температуры охлаждающей жидкости, числа оборотов коленвала и др.). Особенностью циркониевого лямбда-зонда является то, что при малых отклонениях состава смеси от идеального ($0,97 \leq \lambda \leq 1,03$) напряжение на его выходе изменяется скачком в интервале 0,1...0,9 В.

Кроме циркониевых, существуют кислородные датчики на основе двуокиси титана (TiO_2). При изменении содержания кислорода (O_2) в отработавших газах они изменяют свое объемное сопротивление. Генерировать ЭДС титановые датчики не могут, они конструктивно сложны и дороже циркониевых, поэтому, несмотря на применение в некоторых автомобилях (Nissan, BMW, Jaguar), широкого распространения пока не получили.

5. ЭЛЕКТРОБЕЗОПАСНОСТЬ

5.1. Общие сведения

Электрический ток (ЭТ), при прохождении через человеческое тело, оказывает поражающее действие на организм. Это происходит при соприкосновении с отдельными частями электроустановок, находящихся под напряжением.

Степень поражения ЭТ зависит от длительности и частоты тока. Наиболее опасным является ток промышленной частоты (50 Гц), сила которого в 0,05 А и более является смертельной.

Наиболее опасное поражение возникает, когда ток проходит через мозг или сердце.

Сила тока I , проходящего через тело человека, попавшего под напряжение U , определяется согласно закону Ома сопротивлением тела человека R_q :

$$I = \frac{U}{R_q}. \quad (5.1)$$

Сопротивление человека изменяется в широких пределах – от нескольких тысяч до нескольких сотен Ом, т.к. оно зависит от многих факторов: состояния кожного покрова, площади поверхности соприкосновения тела с токоведущими частями и т.д.

Наименьшее сопротивление человек имеет в сырой запыленной среде, при высокой температуре окружающей среды, когда все тело покрыто потом и загрязнено. Поэтому даже низкие напряжения могут быть опасными для человека.

Так, например, при $R_q = 600$ Ом опасным является напряжение

$$U = I \cdot R_q = 600 \cdot 50 \cdot 10^{-3} = 30 \text{ В}. \quad (5.2)$$

На практике в наиболее тяжелых условиях можно считать безопасным напряжение ниже 12 В, в сухих, мало загрязненных помещениях – ниже 36 В.

По степени опасности все помещения делятся на три категории: без повышенной опасности, с повышенной опасностью и особо опасные.

К первой категории относятся помещения сухие, отапливаемые, с токопроводящими полами и относительной влажностью 60 %.

В помещениях с повышенной опасностью имеют место высокая влажность (более 75 %), токопроводящие полы и температура выше плюс 30°C.

Особо опасными являются помещения с влажностью, близкой к 100 %, с химически активной средой и т.п.

Токопроводящими считаются грязные или сырые деревянные, бетонные, железобетонные полы или полы из металлических плит. К непроводящим относятся сухие и чистые деревянные полы.

Безопасные условия эксплуатации электротехнических устройств обеспечиваются рядом мероприятий, предусмотренных техникой безопасности. Основными из них являются:

а) защита с помощью соответствующих ограждений всех токоведущих частей;

б) сооружение защитного заземления или зануления элементов оборудования, нормально не находящихся под напряжением, но могущих в аварийных случаях попасть под напряжение;

в) применение изолирующих подставок, резиновых рукавиц и бот, изолирующих штанг и т.п. -

5.2 Защитное заземление

Защитное заземление - преднамеренное электрическое соединение с землей частей электроустановки, которые могут оказаться под напряжением.

Защитное заземление (ЗЗ) предназначено для того, чтобы снизить значение напряжения на корпусах заземленного электрооборудования до уровня, безопасного для человека.

Защитное заземление применяется в случае, когда заводские сети трехфазного тока бывают трехпроводными, т.е. при отсутствии нейтрального провода. При этом нейтраль трансформатора трехпроводной сети изолирована - не соединена с землей (рис. 5.1).

На рис. 5.1 изображены производственный механизм (ПМ) 1, двигатель 2, прикрепленный с помощью фланца к механизму, заводская трехфазная сеть 3 и емкости C_A, C_B и C_C между каждым из линейных проводов сети и землей.

Провод сети и земля играют роль обкладок конденсатора, между которыми находится изолятор (воздух).

При значительной протяженности заводской сети, емкости C_A, C_B и C_C оказываются значительными, а емкостное сопротивление соизмеримым с сопротивлением тела человека.

В нормальных условиях все токоведущие части ПМ и двигателя изолированы от металлического корпуса и соприкосновение человека с ПМ не представляет опасности. Однако в случае пробоя изоляции электрический провод соединится с корпусом ПМ, и человек, коснувшийся этого корпуса, окажется соединенным с одним из проводов электрической сети (рису. 5.1, с проводом A). В результате этого образуется замкнутый контур (рис. 5.1, фаза $A - R_{\text{ч}}$ - земля C_B - фаза B), сила тока в котором в основном зависит от изоляции между ногами человека и землей. Если пол влажный и хорошо соединен с землей, то человек окажется под линейным напряжением $U_{\text{Л}}$ (рис. 5.1 напряжение U_{AB}), под действием которого по человеку протечет ток:

$$I_u = \frac{U_{Л}}{\sqrt{(R_u + R)^2 + X_C^2}}, \quad (5.3)$$

где R – сопротивление пола и других элементов, соединенных последовательно с телом человека, Ом.

В результате человек может быть поражен током.

Для устранения такой опасности корпус ПМ надежно соединяют с землей – заземляют (рис. 5.1, б).

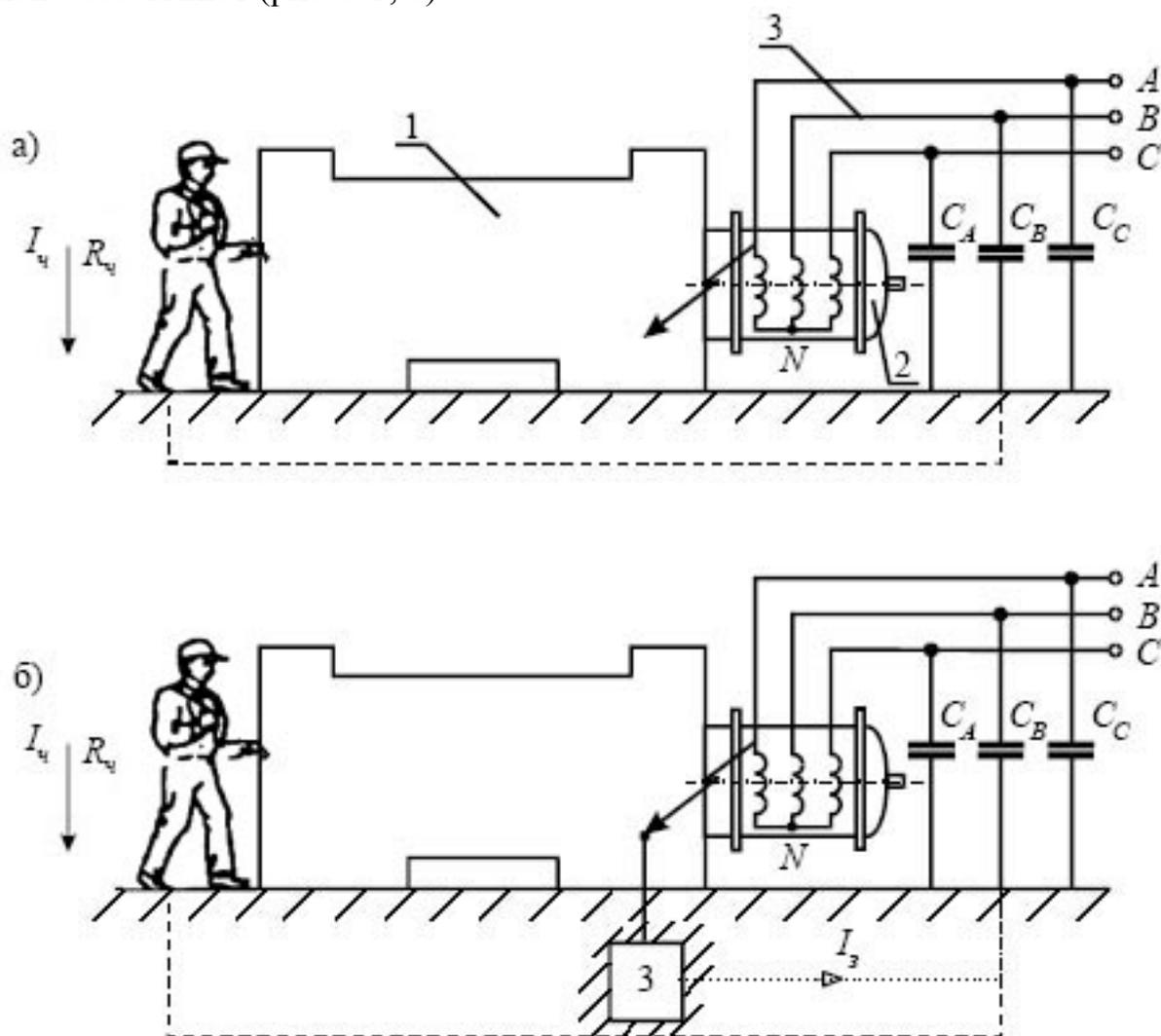


Рис. 5.1. Схемы электрической цепи при пробое изоляции и попадании человека под напряжение: *а* - при отсутствии заземления; *б* - при наличии заземления

Заземлитель 3 уложен в земле и имеет с ней хороший контакт. В этом случае тело человека и заземлитель оказываются включенными параллельно.

При выполнении заземления добиваются, чтобы его сопротивление было во много раз меньше внутреннего сопротивления источника. Обычно составляет 0,5...10 Ом в зависимости от уровня напряжения и мощности источника питания.

В качестве заземлителей в первую очередь используются естественные заземлители в виде проложенных под землей металлических коммуникаций (за исключением труб теплотрасс, трубопроводов для горючих и взрывчатых веществ), металлических конструкций зданий, соединенных с землей, свинцовых оболочек кабелей, обсадных труб артезианских колодцев, скважин и т.д.

В качестве естественных заземлителей подстанций и распределительных устройств рекомендуется использовать заземлители опор отходящих воздушных линий электропередачи, соединенных с заземляющим устройством подстанции или распределительным устройством с помощью грозозащитных тросов линий.

Если сопротивление естественных заземлителей удовлетворяет требуемым нормам допустимого сопротивления заземляющего устройства R_3 , то устройство искусственных заземлителей не требуется.

Нормируемые сопротивления заземляющих устройств в электроустановках до 1000 В: $R_3 \leq 2$ Ом в электроустановках напряжением 660/380 В, $R_3 \leq 4$ Ом - 380/220 В, $R_3 \leq 8$ Ом - 220/127 В, при условии, что удельное сопротивление грунта $\rho < 100 \text{ Ом} \cdot \text{м}$. При удельном сопротивлении грунта $\rho > 100 \text{ Ом} \cdot \text{м}$ разрешается увеличивать значения сопротивлений заземляющих устройств в $k = \rho/100$ раз, но не более чем в 10 раз.

Когда естественные заземлители отсутствуют или использование их не дает нужных результатов, применяются искусственные заземлители: стержни из угловой стали; стальные трубы; прутковая сталь.

Заземлители забивают в ряд или по контуру (рис. 5.2). Полосы (горизонтальные заземлители) соединяют с вертикальными заземлителями сваркой.

Магистраль заземления внутри зданий в электроустановках напряжением до 1000 В выполняют стальной полосой. Ответвления от магистрали могут выполняться круглой сталью.

Зануление - преднамеренное электрическое соединение с нулевым защитным проводником металлических не токопроводящих частей, которые могут оказаться под напряжением.

Нулевой защитный проводник - проводник, соединяющий зануляемые части с глухозаземленной нейтральной точкой источника электроэнергии.

В случае пробоя фазы на металлический корпус электрооборудования возникает однофазное короткое замыкание, приводит к быстрому срабатыванию защиты и тем самым автоматическому отключению поврежденной установки от питающей сети. Такой защитой являются автоматические выключатели или плавкие предохранители.

Быстрое отключение поврежденного устройства от сети приводит к тому, что прикосновение человека с оказавшимися под напряжением металлическими корпусами будет кратковременным, что значительно уменьшает опасность поражения.

Расчет зануления на безопасность прикосновения к корпусу при замыкании фазы на корпус сводится к расчету повторного заземления нулевого провода.

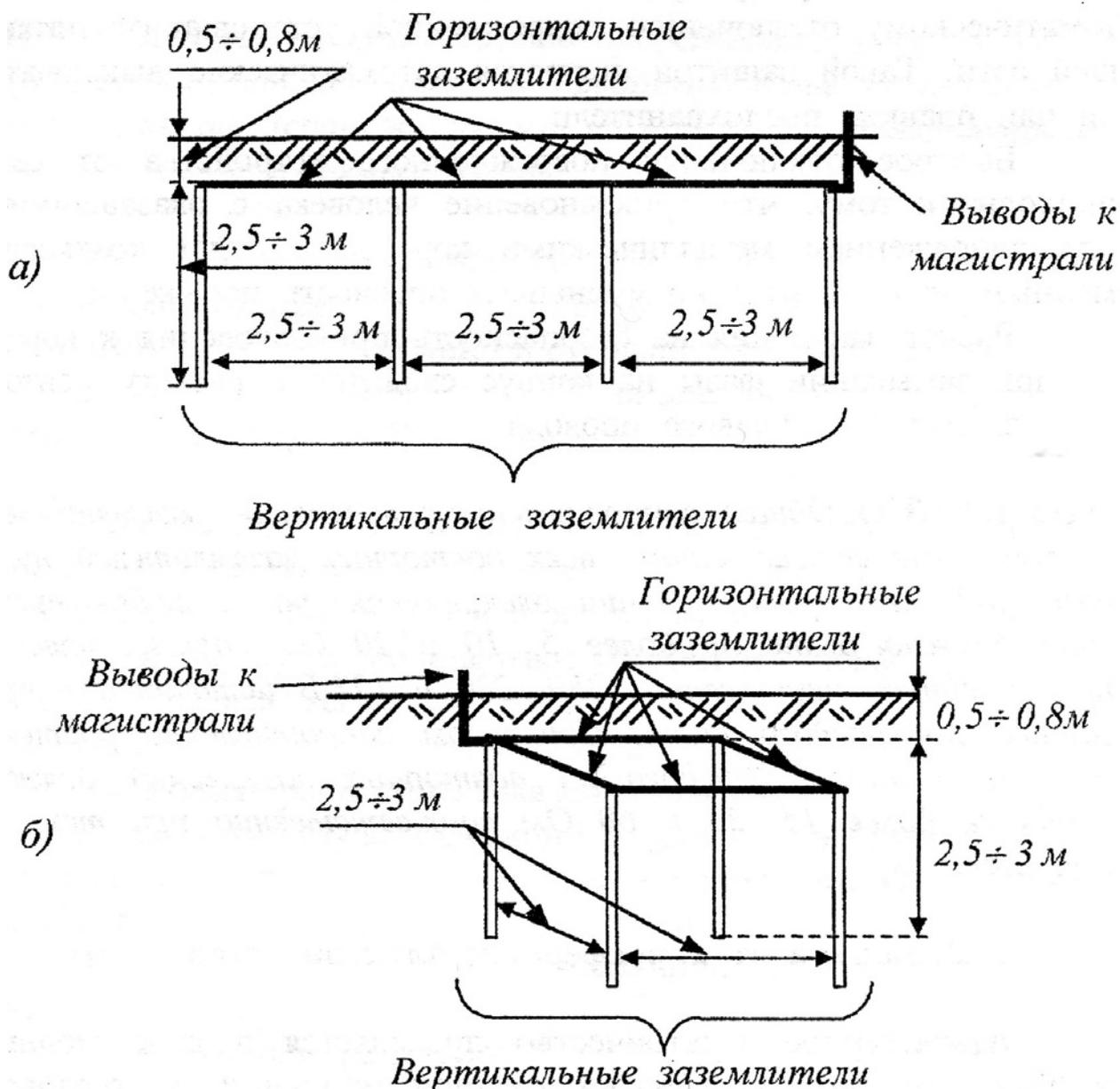


Рис. 5.2. Расположение вертикальных и горизонтальных заземлителей в земле: *а* - в ряд; *б* - по контуру

Общее сопротивление растеканию заземлителей, в том числе естественных, всех повторных заземлителей нулевого рабочего провода линии электропередачи в любое время года должно быть не более 5, 10 и 20 Ом соответственно при линейных напряжениях 380, 220 и 127 В источника напряжения однофазного тока. При этом сопротивление растеканию заземлителя каждого из повторных заземлений должно быть не более 15, 30 и 60 Ом соответственно при тех же напряжениях.

5.3. Защита от атмосферного электричества

Атмосферное электричество проявляется в виде молний, электростатической и электромагнитной индукции от грозового разряда. Все эти проявления опасны для жизни людей. Молния представляет собой разряд между разноименно заряженными облаками или между ними и землей, происходящий за тысячные доли секунды и сопровождается акустическим шумом, вследствие быстрого расширения нагретого воздуха, и протеканием тока в десятки километров и величиной 200 кА и более. В канале молнии температура может достигать несколько десятков тысяч градусов. Возможны поражения людей, как прямым попаданием молнии, так и вторичным проявлением грозового разряда, из-за удара молнии в возвышенные предметы (дерево, здание и т.д.). Возникающее большое шаговое напряжение на поверхности земли действует в радиусе 10...15 м от места удара (рис. 5.4).

Молниезащита представляет собой комплекс мероприятий, направленных на предотвращение прямого удара молнии в здание (сооружения) или на устранение опасных последствий, связанных с прямым ударом.

Эффективным средством защиты от прямых ударов молнии служит молниеотвод - устройство, рассчитанное на непосредственный контакт с каналом молнии и отводящее её ток в землю. Различают два типа зон защиты –А и Б. Зона защиты типа А обладает вероятностью защиты 99,5%, а типа Б - 95%.

Зона защиты молниеотвода - пространство, внутри которого здание или сооружение защищено от прямых ударов молнии с надежностью не ниже определенного значения.

В общем случае молниеотвод состоит из опоры, молниеприемника, непосредственно воспринимающего удар молнии, токоотвода, по которому ток молнии передается в землю, заземлителя, обеспечивающего растекание тока молнии в земле.

В некоторых случаях функции опоры, молниеприемника и токоотвода совмещаются, например, при использовании в качестве молниеотвода металлических труб или ферм.

Широкое распространение получили стержневые молниеотводы.

Молниеотводы разделяются на отдельно стоящие, обеспечивающие растекание тока молнии, минуя объект, и установленные на самом объекте. При этом растекание тока происходит по контролируемым путям так, что обеспечивается низкая вероятность поражения людей (животных), взрыва или пожара.

При установке молниеотводов на защищаемом объекте и невозможности использования в качестве токоотводов металлических конструкций здания токоотводы должны быть проложены к заземлителям по наружным стенам здания кратчайшими путями.

В качестве заземлителей молниезащиты допускается использовать все рекомендуемые заземлители электроустановок, за исключением нулевых проводов воздушных линий электропередачи напряжением до 1 кВ.

Ниже приводятся основные формулы для расчета зон защиты стержневых молниеотводов при их высоте, не превышающей 60 м.

Зона защиты одиночного стержневого молниеотвода высотой h представляет собой круговой конус (рис. 5.3), вершина которого находится на высоте $h_0 < h$. На уровне земли зона защиты образует круг радиусом r_0 . Горизонтальное сечение зоны защиты на высоте h_x представляет собой круг радиусом r_x .

$$\left. \begin{aligned} h_0 &= 0,85h; \\ r_0 &= (1,1 - 0,002h)h; \\ r_x &= (1,1 - 0,002h) \left(h - \frac{h_x}{0,85} \right) \end{aligned} \right\} \quad (5.4)$$

Габаритные размеры зоны Б:

$$\left. \begin{aligned} h_0 &= 0,92h; \\ r_0 &= 1,5h; \\ r_x &= 1,5 \left(h - \frac{h_x}{0,92} \right) \end{aligned} \right\} \quad (5.5)$$

Для зоны Б высота одиночного стержневого молниеотвода при известных значениях h_x и r_x может быть определена по формуле:

$$h = \frac{(r_x + 1,63h_x)}{1,5} \quad (5.6)$$

Таким образом, высота одиночного молниеотвода должна быть выбрана такой, чтобы в образованную зону защиты, а практически это цилиндр с габаритными размерами r_x и h_x , вписывалось все защищаемое здание, как в плане, так и фасад.

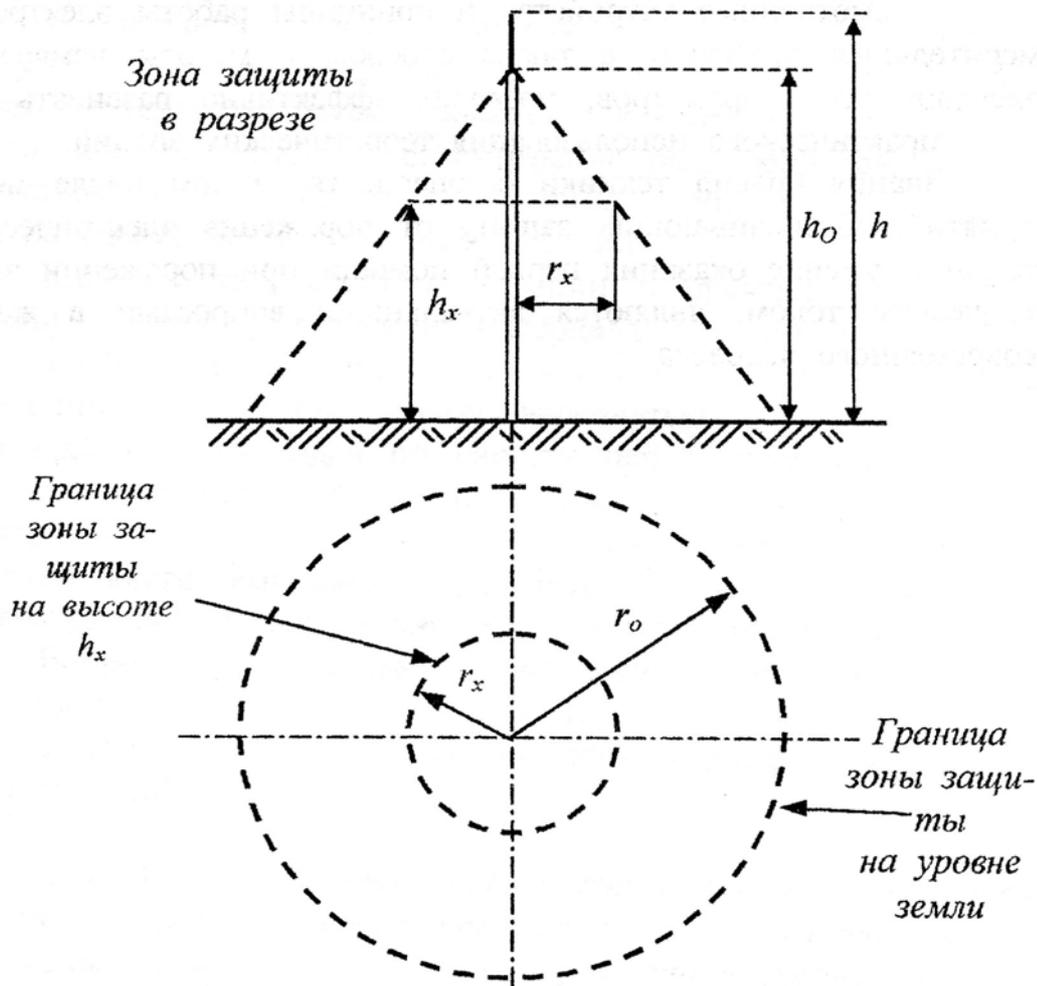


Рис. 5.3. Зона защиты одиночного стержневого молниеотвода

5.4. Понятие о шаговом напряжении

Опасные напряжения и токи могут возникать не только при касании к одной из фаз трехфазной цепи, но и к заземленным токоведущим шинам и проводам, оказавшимся под нерасчетным напряжением в результате аварии. Если человек подойдет к опорам высоковольтных линий электропередачи (ЛЭП) или трансформаторных установок в аварийных режимах работы последних, то может возникнуть опасное шаговое напряжение $U_{Ш}$ между ногами человека (рис. 5.4).

Например, при обрыве токонесущих проводников линий электропередач, в зоне соприкосновения проводника с землей, будет приложено фазное напряжение U_{ϕ} , которое будет вызывать выделение тепла на сопротивлении R_3 - сопротивление участка почвы, подвергнутое воздействию тока I_{ϕ} . Удельное сопротивление почвы ρ_n , $Ом \cdot м$, зависит от ее влажности, состава, физико-механических свойств и др. При этом приложенное фазное напряже-

ние U_ϕ , будучи приложенное к сопротивлению почвы R_3 , будет экспоненциально $U = f(l)$ убывать по мере удаления l от точки соприкосновения проводника с землей.

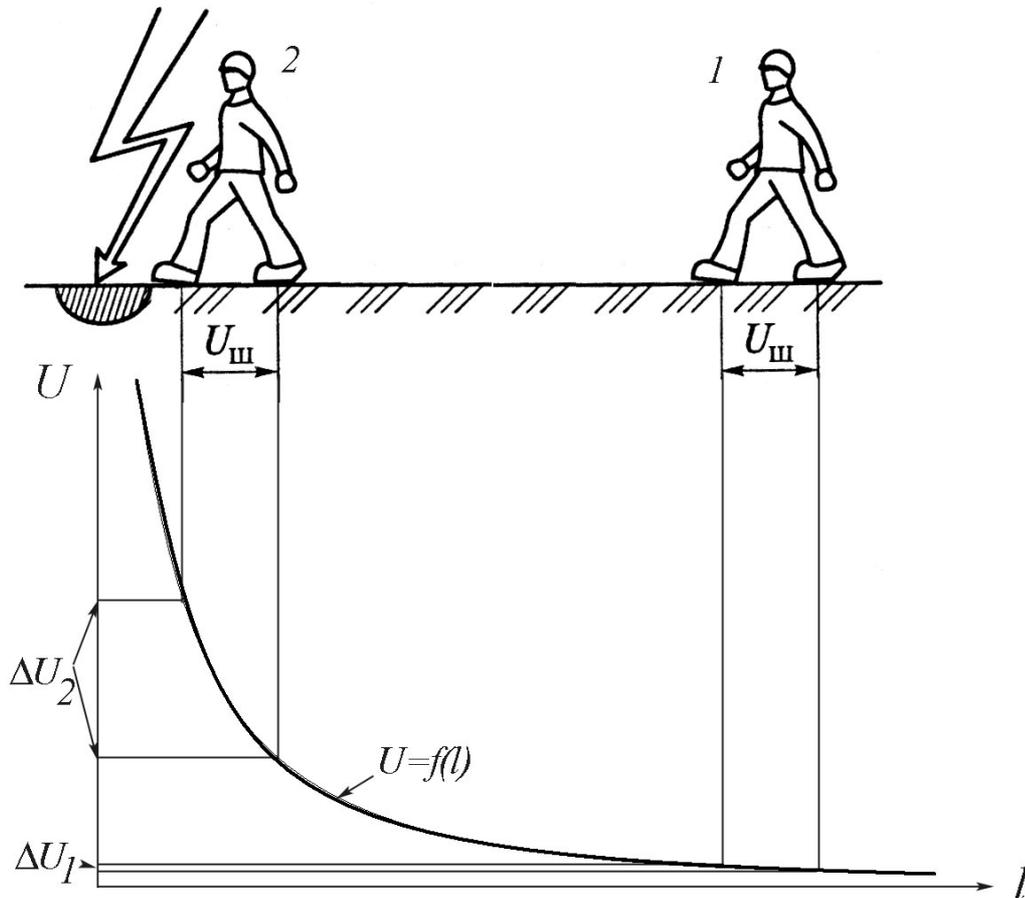


Рис. 5.4. Механизм возникновения шагового напряжения

Таким образом, в точке 1 приложенное к ногам человека напряжение ΔU_1 будет незначительно, но по мере приближения к точке соприкосновения провода с землей будет экспоненциально нарастать, что приведет к поражению человека напряжением ΔU_2 . Поэтому рекомендуется, увидев оборванный провод или почувствовав шаговое напряжение, немедленно удаляться прыжками от источника поражения, с тем, чтобы одновременно земли касалась только одна нога.

ЛИТЕРАТУРА

1. Алексеев А.Г., Войшвилло Г.В. Операционные усилители и их применение. – М.: Радио и связь, 1989. – 120 с.
2. Алиев Т.М., Тер-Хачатуров А.А. Измерительная техника. - М.: Высш. шк., 1991. - 384 с.
3. Григораш О.В., Курзин Н.И. Электротехника и электроника: Курс лекций. – Краснодар, 2003. – 212 с.
4. Жаворонков М.А. Электротехника и электроника: Учеб. пособие для студ. высш. учеб. заведений/ М.А. Жаворонков, А.В. Кузин. – М.: Изд. Центр «Академия», 2005. – 400 с.
5. Жеребцов И.П. Электрические и магнитные цепи: Основы электротехники. - Л.: Энергоатомиздат, 1982. - 216 с.
6. Зельдин Е.А. Цифровые интегральные микросхемы в информационно-измерительной аппаратуре. –Л.: Энергоатомиздат, 1986. – 280 с.
7. Касаткин А.С., Немцов М.В. Электротехника. - М.: Высш. шк. 2002. - 542 с.
8. Мальцева Л.А. и др. Основы цифровой техники/ Л.А. Мальцева, Э.М. Фромберг, В.С. Ямпольский. – М.: Радио и связь, 1986, - 128 с.
9. Органик Э. Организация системы Интел – 432/ М.: Мир, 1987. – 446 с.
10. Основы промышленной электроники /Под ред. В.В. Герасимова. – М.: Высш. шк., 1986. – 572 с.
11. Поликарпов А.Г., Сергиенко Е.Ф. Однотактные преобразователи напряжения в устройствах питания РЭА. – М.: Радио и связь, 1989. – 160 с.
12. Справочник по импульсной технике. / Яковлев В.Н., Воскресенский В.В., Генис А.А., Доронкин Е.Ф., Литвиненко О.Н., Мигулин И.Н., Сошников В.И., Цветков А.В. – Техника, Киев, 1973. – 712 с.
13. Справочник радиолюбителя / Под ред. А.А. Куликовского. – М.: Госэнергоиздат, 1963. – 500 с.
14. Токхайм Р.Л. Микропроцессоры: Курс и упражнения/ Пер. с англ., под ред. В.Н. Грасевича. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 336 с.
15. Шевкопляс Б.В. Микропроцессорные структуры. Инженерные решения: Справочник./ 2 изд. перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1990. – 512 с.
16. Wood A. Microprocessors: Your questions answered Butterworths & Co. Sevenoaks, 1982. – 184 p.
17. The Intel Data sheets: Intel Pentium D Processor/ Silicon Valley, 2006. – 26 p.

ПРИЛОЖЕНИЯ

Приложение 1 – Программа анализа нелинейных электрических цепей

```
10 CLS
20 PRINT "***Анализ электрических цепей***"
30 PRINT
40 GOTO 6000
1000 IF ABS(VR)>ABS(VI) GOTO 1050
1010 R=VR/VI:DE=VI+R*VR
1020 WR=(UR*R+UI)/DE
1030 WI=(UI*R-UR)/DE
1040 RETURN
1050 R=VI/VR:DE=VR+R*VI
1060 WR=(UR+UI*R)/DE
1070 WI=(UI-UR*R)/DE
1080 RETURN
1500 IF CS=0 THEN AL=90*SGN(SN):RETURN
1510 AL=180/3.14159*ATN(SN/CS)
1520 IF CS<0 THEN AL=AL+180
1530 IF AL>180 THEN AL=AL-360
1540 RETURN
1600 W=F*6.28319
1610 FOR I=1 TO U
1620 YR(I,U+1)=0:YI(I,U+1)=0
1630 IF I=IP THEN YR(I,U+1)=1
1640 IF I=IM THEN YR(I,U+1)=-1
1650 FOR J=1 TO U
1660 YR(I,J)=YY(I,J)+TT(I,J)
1670 YI(I,J)=YC(I,J)*W-YL(I,J)/W
1680 NEXT
1690 NEXT
2000 N=0
2010 N=N+1:K=N
2025 IF YR(K,N)=0 AND YI(K,N)=0 THEN K=K+1:GOTO 2025
2060 IF K=N GOTO 2120
2070 J=U+1
2080 FOR M=N TO J
2090 TR=YR(N,M):YR(N,M)=YR(K,M):YR(K,M)=TR
2100 TI=YI(N,M):YI(N,M)=YI(K,M):YI(K,M)=TI
2110 NEXT M
2120 FOR J=U+1 TO N STEP -1
2140 IF ABS(YR(N,N))>ABS(YI(N,N)) GOTO 2180
```

```

2150 R=YR(N,N)/YI(N,N):DE=YI(N,N)+R*YR(N,N)
2160 TR=(YR(N,J)*R+YI(N,J))/DE:TI=(YI(N,J)*R-YR(N,J))/DE
2170 GOTO 2200
2180 R=YI(N,N)/YR(N,N):DE=YR(N,N)+R*YI(N,N)
2190 TR=(YR(N,J)+YI(N,J)*R)/DE:TI=(YI(N,J)-YR(N,J)*R)/DE
2200 YR(N,J)=TR:YI(N,J)=TI
2210 NEXT J
2220 M=U+1
2230 FOR I=K+1 TO U
2235 IF N+1=M GOTO 2290
2240 FOR J=N+1 TO M
2250 TR=YR(I,J)-YR(I,N)*YR(N,J)+YI(I,N)*YI(N,J)
2260 YI(I,J)=YI(I,J)-YI(I,N)*YR(N,J)-YR(I,N)*YI(N,J)
2270 YR(I,J)=TR
2280 NEXT J
2290 NEXT I
2300 IF N<>U GOTO 2010
2310 FOR I=U TO 1 STEP -1
2320 AR(I)=YR(I,M)
2330 AI(I)=YI(I,M)
2340 FOR K=I-1 TO 1 STEP -1
2350 TR=YR(K,M)-YR(K,I)*AR(I)+YI(K,I)*AI(I)
2360 YI(K,M)=YI(K,M)-YR(K,I)*AI(I)-YI(K,I)*AR(I)
2370 YR(K,M)=TR
2380 NEXT K
2390 NEXT I
2400 RETURN
2500
PRINT"aR(IP)=";AR(IP);"AR(IM)=";AR(IM);"AI(IP)=";AI(IP);"ai(im)=";AI(IM)
3000 UR=AR(OP)-AR(OM):UI=AI(OP)-AI(OM)
3010 VR=AR(IP)-AR(IM):VI=AI(IP)-AI(IM)
3020 GOSUB 1000
3030 K=SQR(WR^2+WI^2)
3040 KL=INT(868.6*LOG(K+1E-30)+.5)/100
3050 CS=WR:SN=WI:GOSUB 1500
3060 PH=INT(AL*10+.5)/10
3070 PRINTF,K,KL,PH
3080 RETURN
3500 Z=SQR((AR(IP)-AR(IM))^2+(AI(IP)-AI(IM))^2)
3510 CS=AR(IP)-AR(IM):SN=AI(IP)-AI(IM)
3520 GOSUB 1500
3530 PH=INT (AL*10+.5)/10
3540 PRINT F, Z, PH

```

```

3550 RETURN
4000 INPUT I
4010 IF I>=0 AND I<=U THEN RETURN
4020 PRINT "??";: GOTO 4000
4500 PRINT"Начало";:GOSUB 4000:E1=I
4510 PRINT"Конец";:GOSUB 4000:E2=I
4520 PRINT"Значение (";UN$;")";:INPUT ZN
4530 IF ZN<>0 THEN RETURN
4540 IF E$<>"R" AND E$<>"L" THEN RETURN
4550 PRINT E$;"=0 Недопустимо."
4560 GOTO 4520
5000 PRINT"+";:GOSUB 4000:P=I
5010 PRINT"-";:GOSUB 4000:M=I
5020 RETURN
5500 Y=1/ZN
5510 YY(E1,E2)=YY(E1,E2)-Y:YY(E2,E1)=YY(E2,E1)-Y
5520 YY(E1,E1)=YY(E1,E1)+Y:YY(E2,E2)=YY(E2,E2)+Y
5530 RETURN
5600 Y=1/ZN*1000000!
5610 YL(E1,E2)=YL(E1,E2)-Y:YL(E2,E1)=YL(E2,E1)-Y
5620 YL(E1,E1)=YL(E1,E1)+Y:YL(E2,E2)=YL(E2,E2)+Y
5630 RETURN
5700 Y=ZN*1E-12
5710 YC(E1,E2)=YC(E1,E2)-Y:YC(E2,E1)=YC(E2,E1)-Y
5720 YC(E1,E1)=YC(E1,E1)+Y:YC(E2,E2)=YC(E2,E2)+Y
5730 RETURN
5800 PRINT"Из какого узла вытекает ток";:GOSUB 4000:SS=I
5810 PRINT"В какой узел втекает ток";:GOSUB 4000:DD=I
5815 PRINT"Ток управляется напряжением между узлами:"
5820 GOSUB 5000:CP=P:CM=M
5830 INPUT"Крутизна (A/V)";Y
5840 TT(DD,CP)=TT(DD,CP)-Y:TT(SS,CM)=TT(SS,CM)-Y
5850 TT(DD,CM)=TT(DD,CM)+Y:TT(SS,CP)=TT(SS,CP)+Y
5860 RETURN
5900 M=0:FOR I=LEN(C$) TO 1 STEP -1
5910 IF MID$(C$,I,1)="/" THEN M=I
5920 NEXT
5930 RETURN
6000 CLEAR 100:UU=INT((SQR((FRE(X)-100)*3/8+1)-1)/3)-1
6010 PRINT"Анализируемая цепь может содержать элементы"
6020 PRINT"R,L,C, а также зависимые источники тока, управляе-"
6030 PRINT"мые напряжением. Число узлов цепи не более";
6040 PRINT UU;CHR$(8)+", не"

```

```

6050 PRINT"считая общего узла, имеющего номер 0.":PRINT
6060 INPUT "Число узлов";U:IF U<2 OR U>UU GOTO 6060
6070 DIM YY(U,U),TT(U,U),YL(U,U),YC(U,U)
6080 DIM YR(U,U+1),YI(U,U+1),AR(U),AI(U)
6090 PRINT:INPUT"Элемент (R,L,C,I)";E$
6100 IF E$="R" THEN UN$="Ом":GOSUB 4500:GOSUB 5500
6110 IF E$="L" THEN UN$="мкГн":GOSUB 4500:GOSUB 5600
6120 IF E$="C" THEN UN$="пФ":GOSUB 4500:GOSUB 5700
6130 IF E$="I" THEN GOSUB 5800
6140 IF E$<> "." GOTO 6090
6150 MD$="K"
6160 INPUT"Команда ";C$
6170 IF C$="." GOTO 6090
6175 C$=C$+" "
6180 L$=LEFT$(C$,1)
6190 IF L$<>"k" AND L$<>"Z" GOTO 6310
6200 MD$=L$:C$=RIGHT$(C$,LEN(C$)-1)
6210 PRINT"Входное напряжение подается между узлами"
6220 GOSUB 5000:IP=P:IM=M
6230 IF MD$="Z" GOTO 6290
6240 PRINT" Выходное напряжение измеряется между узлами:"
6250 GOSUB 5000:OP=P:OM=M
6260 PRINT"Частота","Коэффициент передачи","Фаза"
6270 PRINT" Hz"," (raz) (db)","(grad.)"
6280 GOTO 6310
6290 PRINT" Частота ","Входное сопротивление"
6300 PRINT" (Hz)","Модуль (Ом) Фаза (град.)"
6310 F$=C$:D$="0":P$="1"
6320 GOSUB 5900
6330 IF M=0 GOTO 6420
6340 F$=LEFT$(C$,M-1):D$=F$
6350 C$=RIGHT$(C$,LEN(C$)-M)
6360 P$=C$
6370 GOSUB 5900
6380 IF M=0 GOTO 6420
6390 D$=LEFT$(C$,M-1)
6400 C$=RIGHT$(C$,LEN(C$)-M)
6410 P$=C$
6420 FO=VAL(F$):DF=VAL(D$):PT=VAL(P$)
6430 IF PT<=1 THEN PT=1.1
6440 FOR II=1 TO PT
6450 F=FO+DF*(II-1)
6455 IF F=0 THEN F=1E-30

```

```

6460 GOSUB 1600
6470 IF MD$="K" THEN GOSUB 3000
6480 IF MD$="Z" THEN GOSUB 3500
6490 NEXT

```

Приложение 2 – Программа расчета силовых трансформаторов

```

10 CLS
20 DIM DP(63), NP(63)
30 FOR I = 1 TO 63: READ DP(I): NEXT I
40 FOR I = 1 TO 63: READ NP(I): NEXT I
50 DATA
.04,.05,.06,.07,.08,.09,.1,.11,.12,.13,.14,.15,.16,.17,.18,.19,.20,.21,.22,.23,.24,.25,.26,
.27,.28,.29,.30,.32,.34,.36,
60 DATA .38,.44,.45,.50,.55,.6,.65,.7,.75,.8,.85,.9,.95,1
70 DATA
1.04,1.08,1.12,1.16,1.20,1.25,1.30,1.35,1.40,1.45,1.50,1.56,1.62,1.68,1.74,1.81,1.88,
1.95,2.02,
80 DATA
25100,18500,12600,10050,8200,6650,5650,4500,3900,3100,3000,2720,2400,2120,1
940,1750,1600,1420,1320,1220,1130,1050,960
90 DATA
900,850,800,750,650,580,520,470,430,335,280,225,195,170,148,126,112,102,91,81,
75
100 DATA 73,70,65,60,55,50,45,41,38,36,33,31,28,25,23,17,15,14,12
110 INPUT "Количество вторичных обмоток"; N
120 DIM U(N), I(N), Y(N), W(N), J(N), D(N), N(N)
130 PRINT : PRINT : PRINT "Первичная обмотка"
140 INPUT "Напряжение на первичной обмотке"; U(0)
150 FOR Z = 1 TO N
160 PRINT : PRINT : PRINT "Вторичная обмотка"; Z
170 PRINT "Напряжение [V] ": INPUT U(Z)
180 INPUT "Ток [A] "; I(Z)
190 NEXT Z
200 Y = 0
210 FOR X = 1 TO N
220 Y = Y + U(X) * I(X)
230 NEXT X
240 IF Y < 50 THEN Y = Y / .8: GOTO 270
250 IF Y < 150 THEN Y = Y / .85: GOTO 270
260 Y = Y / .9
270 SE = SQR(Y): PRINT : PRINT "Необходимо сечение"; INT(SE * 100) / 100;
"кв.см"

```

```

280 INPUT "Сечение вашего трансформатора, кв.см"; SM
290 IF SM < SE THEN PRINT TAB(5); "Это сечение меньше необходимого":
GOTO 280
300 PRINT : PRINT
310 B = 1.2
320 Y = Y / .9: PRINT "Предлагаемая индукция B=1.2Т, плотность тока 2.55
А/кв.мм"
321 INPUT "Если согласны -1, нет - 0"; YY
330 IF YY = 1 THEN 390
340 PRINT "Мощность вашего трансформатора"; INT(Y * 100) / 100;
CHR$(14); "[VA]"; CHR$(15)
350 PRINT : PRINT "Предлагаемая индукция B=1.2Т": PRINT "согласны? Да
или нет (1/0)": INPUT AK
360 PRINT : IF AK = 1 THEN 390
370 PRINT
380 INPUT "Введите индукцию вашего сердечника Т"; B
390 I(0) = Y / U(0): Y(0) = Y
400 S1 = 0
410 FOR X = 0 TO N
420 J(X) = 2.55: CLS
430 IF YY = 1 THEN 500
440 IF X = 0 THEN PRINT "Первичная обмотка": GOTO 460
450 PRINT "Вторичная обмотка"; X
460 PRINT "Напряжение"; U(X); "[V]"
470 PRINT "Ток "; INT(I(X) * 100) / 100; "[A]"
480 PRINT : PRINT "Предлагаемая плотность тока"; J(X); "А/кв.мм": PRINT
"Согласны ли вы?(1/0)": INPUT AK: PRINT : PRINT
490 IF AK = 0 THEN INPUT "Введите желаемую плотность"; J(X)
500 D(X) = .03558 * SQR(I(X) * 1000 / J(X))
510 IF D(X) > 2.02 THEN PRINT "Расчетный диаметр 'голого' провода";
INT(D(X) * 100) / 100; "mm"
520 R1 = ABS(D(X) - DP(1)): IP = 1
530 FOR Q = 1 TO 63
540 IF ABS(D(X) - DP(Q)) > R1 THEN 560
550 IP = Q: R1 = ABS(D(X) - DP(Q))
560 NEXT Q
570 PRINT
580 IF YY = 1 THEN 600
590 PRINT "Выбран стандартный диаметр провода"; DP(IP); "mm"
600 D(X) = DP(IP): N(X) = NP(IP)
610 K = 1
620 IF X > 0 THEN K = 1.08
630 W(X) = INT((U(X) * K) / (4.44 * 50 * B * SM) * 10000) + 1

```

```

640 IF YY = 1 THEN 700
650 PRINT "Количество витков"; W(X)
660 PRINT "Плотность тока"; J(X); "А/кв.мм"
670 S1 = S1 + W(X) / NP(IP)
680 PRINT : PRINT
690 PRINT "Нажмите ВК": INPUT A
700 NEXT
710 INPUT "Принтер Y/N"; P$: IF P$ = "y" OR P$ = "Y" THEN GOTO 950
720 PRINT TAB(12); STRING$(53, "=")
730 PRINT TAB(12); "I    Результаты расчета    I"
740 PRINT TAB(12); "I"; STRING$(51, "="); "I"
750 PRINT TAB(12); "I    Обмотка    I    Число    I    Диаметр I"
760 PRINT TAB(12); "I-----+-----I    I    I"
770 PRINT TAB(12); "I Напряжение,VI    Ток,А    I    витков    I    провода I"
780 PRINT TAB(12); "I-----I-----I-----I-----I"
790 FOR X = 0 TO N
800 I(0) = 1000! * I(0): I(0) = INT(I(0)) / 1000!
810 A$ = SPACE$(4): C$ = SPACE$(8): U$ = STR$(U(X))
820 I$ = STR$(I(X)): W$ = STR$(W(X)): D$ = STR$(D(X))
830 K$ = SPACE$(2)
840 PRINT TAB(12); "I"; LEFT$((A$ + U$ + C$), 13); "I"; LEFT$((A$ + I$ + C$),
13); "I"; LEFT$((A$ + W$ + C$), 13); "I"; LEFT$((K$ + D$ + C$), 9); "I"
850 NEXT X
860 PRINT TAB(12); "I"; STRING$(51, "-"); "I"
870 PRINT TAB(12); "I    Сечение    I    Расчетное    I    Принятое I"
880 PRINT TAB(12); "I    сердечника, кв.см    I"; LEFT$((A$ + STR$(SE) +
C$), 13); "I"; LEFT$((K$ + STR$(SM) + C$), 9); "I"
890 PRINT TAB(12); "I"; STRING$(51, "-"); "I"
900 M$ = " Wt"
910 PRINT TAB(12); "I    Мощность трансформатора    I"; LEFT$((SPACE$(10) +
STR$(INT(Y)) + M$ + C$), 23); "I"
920 PRINT TAB(12); STRING$(53, "=")
930 INPUT "Повторить Y/N"; A$
940 IF A$ = "y" OR A$ = "Y" THEN RUN ELSE run "radio"
950 LPRINT STRING$(53, "=")
960 LPRINT "I    Результаты расчета    I"
970 LPRINT "I"; STRING$(51, "="); "I"
980 LPRINT "I    Обмотка    I    Число    I    Диаметр I"
990 LPRINT "I-----+-----I    I    I"
1000 LPRINT "I Напряжение,VI    Ток,А    I    витков    I    провода I"
1010 LPRINT "I-----I-----I-----I-----I"
1020 FOR X = 0 TO N
1030 I(0) = 1000 * I(0): I(0) = INT(I(0)) / 1000

```

```

1040 A$ = SPACES$(4): C$ = SPACES$(8): U$ = STR$(U(X))
1050 I$ = STR$(I(X)): W$ = STR$(W(X)): D$ = STR$(D(X)): K$ = SPACES$(2)
1060 LPRINT "I"; LEFT$((A$ + U$ + C$), 13); "I"; LEFT$((A$ + I$ + C$), 13);
"I"; LEFT$((A$ + W$ + C$), 13); "I"; LEFT$((K$ + D$ + C$), 9); "I"
1070 NEXT X
1080 LPRINT "I"; STRING$(51, "-"); "I"
1090 LPRINT "I    Сечение        I Расчетное  II Принятое I"
1100 LPRINT "I  сердечника, кв.см    I"; LEFT$((A$ + STR$(SE) + C$), 13);
"I"; LEFT$((K$ + STR$(SM) + C$), 9); "I"
1110 LPRINT "I"; STRING$(51, "-"); "I": M$ = " Wt"
1120 LPRINT "I Мощность трансформатора  I"; LEFT$((SPACES$(10) +
STR$(INT(Y)) + M$ + C$), 23); "I"
1130 LPRINT STRING$(53, "=")
1140 GOTO 930

```

Приложение 3 – Программа расчета плоских теплоотводов

```

5 CLS
10 REM Программа моделирования теплоотводов
20 REM J.M. HOWELL
30 DEF FN A(X)=INT(X*100)/100
40 NX=3:NY=5:N=NX*NY
50 TAMB=25:KR=5.14E-14:KC=1.98E-06
60 DIM W(N),T(N),A(N,N),E(N),DT(N)
70 RESTORE
80 DATA "Алюминий",0.230,2.7,"Медь",0.377,8.9
90 DATA "Латунь",0.112,8.3,"Нержавеющая сталь",0.052,7.8
100 GOSUB 1490
110 FOR I=1 TO 4
120 READ M$,X,X
130 PRINT I;" ";M$
140 NEXT I
150 PRINT
160 INPUT "Выберите материал (1-4)";M
170 IF M<1 OR M>4 THEN GOTO 160
180 INPUT "Коэффициент теплопроводности (0.5-4)";E
190 IF E<.5 OR E>4 THEN GOTO 180
200 WI=0
210 PRINT :PRINT "Введите 0 для завершения"
220 INPUT "Введите мощность источника тепла (Ватты)";W
230 IF W<=0 THEN GOTO 340
240 PRINT "Координаты расположения (1-";NX;" ,1-";NY;" )";

```

```

250 INPUT I,J
260 IF I<1 OR I>NX OR J<1 OR J>NY THEN GOTO 310
270 K=I+J*NX-NX
280 W(K)=W(K)+W
290 WI=WI+W
300 GOTO 320
310 PRINT I;" ";J;" За краями пластины"
320 PRINT
330 GOTO 220
340 GOSUB 1490
350 PRINT "Размеры пластины"
360 INPUT "Длина (ММ)";Y
370 INPUT "Ширина (ММ) ";X
380 INPUT "Толщина материала (ММ) ";Z
390 PRINT
400 IF Z>0 AND X>=Z AND Y>=X THEN GOTO 430
410 PRINT "Введите правильные значения"
420 GOTO 360
430 REM DETERMINE HEAT TRANSFER PROPERTIES
440 RESTORE
450 FOR I=1 TO M
460 READ M$,KM,RHO
470 NEXT I
480 HX=KM*Y*Z/X*NX/NY
490 HY=KM*X*Z/Y*NY/NX
500 REM DEFINE DISSIPATION COEFFICIENT CONSTANTS
510 B4=(273+TAMB)^4
520 S=X/NX*Y/NY*E
530 REM FIND AVERAGE PLATE TEMPERATURE
540 T=5
550 GOSUB 1540
560 IF WI>NX*NY*H THEN T=T+.5:GOTO 550
570 PRINT "Средний перегрев =" ;T;"Град. С"
580 PRINT
590 REM FIND SLOPE OF HEAT LOSS CURVE
600 GOSUB 1540
610 H0=H
620 T=T+1
630 GOSUB 1540
640 DHDT=H-H0
650 REM SET UP JACOBIAN MATRIX
660 FOR I=1 TO NX
670 FOR J=1 TO NY

```

```

680 K=I+J*NX-NX
690 A=DHDT
700 IF I>1 THEN A(K-1,K)=HX:A=A+HX
710 IF I<NX THEN A(K+1,K)=HX:A=A+HX
720 IF J>1 THEN A(K-NX,K)=HY:A=A+HY
730 IF J<NY THEN A(K+NX,K)=HY:A=A+HY
740 A(K,K)=-A
750 NEXT J
760 NEXT I
770 PRINT "Факторизация Якобиана..."
780 REM PERFORM LU DECOMPOSITION ON JACOBIAN
790 FOR I=1 TO N-1
800 FOR J=I+1 TO N
810 A=-A(I,J)/A(I,I)
820 A(I,J)=A
830 FOR K=I+1 TO N
840 A(K,J)=A(K,J)+A(K,I)*A
850 NEXT K
860 NEXT J
870 NEXT I
880 PRINT "Решение..."
890 L=0
900 REM MAIN ITERATION LOOP START
910 REM FIND ERROR TERM
920 FOR I=1 TO NX
930 FOR J=1 TO NY
940 K=I+J*NX-NX
950 T=T(K)
960 GOSUB 1540
970 E=-H+W(K)
980 IF I>1 THEN E=E+HX*(T(K-1)-T)
990 IF I<NX THEN E=E+HX*(T(K+1)-T)
1000 IF J>1 THEN E=E+HY*(T(K-NX)-T)
1010 IF J<NY THEN E=E+HY*(T(K+NX)-T)
1020 E(K)=E
1030 NEXT J
1040 NEXT I
1050 REM SOLVE MATRIX EQUATION FOR DT
1060 FOR I=1 TO N-1
1070 FOR J=I+1 TO N
1080 E(J)=E(J)+A(I,J)*E(I)
1090 NEXT J
1100 NEXT I

```

```

1110 FOR I=N TO 1 STEP -1
1120 DT(I)=E(I)
1130 FOR J=N TO I+1 STEP -1
1140 DT(I)=DT(I)-DT(J)*A(J,I)
1150 NEXT J
1160 DT(I)=DT(I)/A(I,I)
1170 NEXT I
1180 REM COMPUTE NORM OF DT AND UPDATE T
1190 D2=0
1200 FOR I=1 TO N
1210 D2=D2+DT(I)*DT(I)
1220 T(I)=T(I)-DT(I)
1230 NEXT I
1240 DT=SQR(D2/NX/NY)
1250 REM LOOP MONITORING
1260 L=L+1
1270 PRINT "В приближении ";L;"Ошибка T=";DT
1280 IF DT >.02 THEN GOTO 900
1290 REM OUTPUT RESULTS
1300 GOSUB 1490
1310 PRINT M$;"Теплоотвод в воздух";TAMB;" Град. С"
1320 PRINT "Размер=";Y;"на";X;"на";Z;"ММ"
1330 PRINT "Вес=";X*Y*Z*RHO/1000;"Грамм"
1340 PRINT :PRINT "Источник тепловой мощности (Ватты)"
1350 FOR J=1 TO NY
1360 FOR I=1 TO NX
1370 PRINT TAB(I*12-11);FNA(W(I+J*NX-NX));
1380 NEXT I
1390 PRINT
1400 NEXT J
1410 PRINT :PRINT "TEMPERATURE DISTRIBUTION (DEG C)"
1420 FOR J=1 TO NY
1430 FOR I=1 TO NX
1440 PRINT TAB(I*12-11);FNA(T(I+J*NX-NX)+TAMB);
1450 NEXT I
1460 PRINT
1470 NEXT J
1480 INPUT"REPEAT (Y/N)";A$:IF A$="Y" OR A$="y" THEN RUN ELSE End
1490 REM PRINT TITLE
1500 CLS
1510 PRINT :PRINT "Тепловой расчет радиаторов"
1520 PRINT
1530 RETURN

```

```
1540 REM FIND HEAT LOSS H FOR TEMP RISE T
1550 A=T+TAMB+273
1560 HR=KR*(A*A*A*A-B4)
1570 HC=KC*SQR(SQR(ABS(T+TAMB)))*T
1580 H=(HR+HC)*S
1590 RETURN
```

Учебное издание

**Екутеч Руслан Измайлович, Паранук Арамбий Асланович,
Хрисониди Виталий Алексеевич**

ОБЩАЯ ЭЛЕКТРОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА

Подписано в печать 28.06.2019. Формат 60х90 1/16. Усл.печ.л.- 21,57.
Тираж 500 экз. Заказ

ISBN 978-5-91221-409-7



9 785912 214097 >

Издательство: Краснодарский ЦНТИ – филиал ФГБУ «РЭА» Минэнерго России
350058, г. Краснодар, ул. Старокубанская, д.116-а