

ОСНОВЫ ЭЛЕКТРОТЕХНИКИ И ЭЛЕКТРОНИКИ



МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ
УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ПРОФЕССИОНАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ
«ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ - УЧЕБНО-НАУЧНО-
ПРОИЗВОДСТВЕННЫЙ КОМПЛЕКС»

В.Т. Еременко, А.А. Рабочий, А.П. Фисун,
И.И. Невров, А.В. Тютякин, А.Е. Георгиевский

ОСНОВЫ ЭЛЕКТРОТЕХНИКИ И ЭЛЕКТРОНИКИ

Рекомендовано ФГБОУ ВПО «Госуниверситет - УНПК»
для использования в учебном процессе в качестве учебника
для высшего профессионального образования

Орел 2012

УДК 621.3+621.38](075)

ББК 31.2я7+32.85я7

075

Рецензенты:

доктор технических наук, профессор кафедры
«Электроника, вычислительная техника и информационная безопасность»
Федерального государственного образовательного
учреждения высшего профессионального образования
«Государственный университет - учебно-научно-
производственный комплекс»
А.И. Суздальцев,

доктор технических наук, профессор кафедры
«Радиотехника и электроника»
Академии Федеральной службы охраны Российской Федерации
Б.Р. Иванов,

доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой
«Компьютерные технологии и системы»,
проректор по информатизации
Государственного образовательного учреждения
высшего профессионального образования
«Брянский государственный технический университет»
В.И. Аверченков

075

Основы электротехники и электроники: учебник для высшего профессионального образования / В.Т. Еременко, А.А. Рабочий, А.П. Фисун и др.; под общ. ред. В.Т. Еременко. – Орел: ФГБОУ ВПО «Госуниверситет - УНПК», 2012. – 529 с.

ISBN 978-5-93932-465-6

Учебник в доступной форме дает представление о законах и методах расчёта электрических цепей и принципах действия электрических устройств, свойствах и характеристиках основных полупроводниковых элементов, способах создания и применения элементарных базовых функциональных узлов, составляющих основу современных электронных средств. Приведены сведения о принципах действия и устройстве некоторых (наиболее распространенных) электрических, электромеханических и электронных средств.

В учебнике используется максимально упрощенный математический аппарат, поэтому для понимания и освоения излагаемого материала достаточно знаний, полученных в объеме изучаемых дисциплин «Физика» и «Математика».

Предназначен студентам, обучающимся техническим специальностям по направлениям 210200, 210300, 210400, 210700, связанным с использованием, разработкой и эксплуатацией информационных управляющих систем и электронных средств в автоматизированных системах любых отраслей народного хозяйства.

УДК 621.3+621.38](075)

ББК 31.2я7+32.85я7

ISBN 978-5-93932-465-6 © ФГБОУ ВПО «Госуниверситет - УНПК», 2012

СОДЕРЖАНИЕ

Введение.....	9
Часть 1. Основы электротехники.....	11
1. Основные положения теории электрических цепей.....	11
1.1. Ток, ЭДС и напряжение в электрической цепи	11
1.2. Схемы замещения электрической цепи.....	14
1.3. Эквивалентные схемы источников электрической энергии	17
1.4. Мощность в цепи с источником ЭДС.....	19
1.5. Классический метод анализа и расчёта электрических цепей.....	20
2. Электрические цепи переменного тока.....	26
2.1. Пассивные элементы цепей переменного тока	26
2.2. Описание цепей переменного тока с помощью линейных интегро-дифференциальных уравнений.....	32
2.3. Основы символического метода расчёта электрических цепей.....	35
2.4. Реакция элементов электрической цепи на синусоидальные (гармонические) воздействия	40
2.5. Мощности в цепи синусоидального тока.....	43
2.6. Многофазные электрические цепи	45
3. Общие методы описания электрических цепей.....	50
3.1. Частотные характеристики электрической цепи	50
3.2. Описание электрических цепей на основе передаточных функций	53
3.3. Электрические фильтры	57
3.4. Представление электрической цепи в виде двухполюсника	60
3.5. Четырёхполюсник в электрической цепи.....	68
4. Переходные процессы в электрических цепях	76
4.1. Ступенчатая функция	77
4.2. Единичная импульсная функция	79
4.3. Переходные и импульсные характеристики цепей	80
4.4. Электрические цепи для передачи импульсных сигналов.....	83
5. Магнитные цепи и трансформаторы	91
5.1. Основные понятия магнитной цепи	91
5.2. Трансформаторы.....	98
5.3. Безобмоточные трансформаторы.....	106
6. Электрические двигатели.....	107
6.1. Конструктивные особенности двигателя переменного тока	107

6.2. Общий принцип действия двигателя переменного тока	108
6.3. Способы создания вращающегося магнитного поля.....	108
6.4. Двигатели переменного тока с вращающимся магнитным полем	111
6.5. Электрические машины постоянного тока	119
7. Электрические системы питания для электронных устройств....	122
7.1. Классификация систем питания.....	122
7.2. Основные характеристические параметры источников вторич- ного электропитания (ИВЭП).....	123
7.3. Типовые структурные схемы ИВЭП	124
7.4. Системы бесперебойного питания (СПБ) электронных средств	126
Часть 2. Основы полупроводниковой электроники	128
8. Физические основы работы полупроводниковых приборов	131
8.1. Электропроводимость полупроводников.....	131
8.2. Электрические переходы	137
8.3. Смещение р – n-перехода.....	141
8.4. Емкость р – n-перехода	144
8.5. Пробой р – n-перехода	145
8.6. Полупроводниковые диоды.....	147
9. Биполярные транзисторы	150
9.1. Структура и принцип действия биполярного транзистора ...	150
9.2. Физическая нелинейная модель транзистора и эквивалентные схемы	153
9.3. О способах включения биполярных транзисторов.....	156
9.4. Основные режимы работы транзистора	158
9.5. h-параметры биполярного транзистора	159
9.6. Основные параметры биполярных транзисторов	161
9.7 Транзисторы с инжекционным питанием	163
10. Полевые транзисторы.....	164
10.1. Транзистор с управляющим р – n-переходом.....	164
10.2. МДП(МОП)- транзисторы	168
10.3. МДП- транзисторы со встроенным каналом	172
10.4. Способы включения полевого транзистора	174
10.5. Полевой транзистор как четырёхполюсник.....	174
10.6. МДП- структуры специального назначения	175
10.7. Нанотранзисторы	177
11. Электронные приборы с отрицательным	

дифференциальным сопротивлением.....	181
11.1. Туннельный и обращённый диоды	182
11.2. Двухбазовый диод (однопереходный транзистор)	183
11.3. Лавинный транзистор	185
11.4. Динисторы и тиристоры	188
12. Компоненты оптоэлектроники.....	193
12.1. Излучающие диоды.....	195
12.2. Фоторезисторы	196
12.3. Фотодиоды	199
12.4. Фототранзисторы	201
12.5. Оптроны.....	202
13. Краткая характеристика индикаторов и лазеров	204
13.1. Вакуумные люминисцентные индикаторы (ВЛИ).....	205
13.2. Электролюминесцентные индикаторы (ЭЛИ)	206
13.3. Жидкокристаллические индикаторы (ЖКИ).....	207
13.4. Полупроводниковые знаковосинтезирующие индикаторы (ППЗСИ)	209
13.5. Дисплеи.....	210
13.6. Лазеры.....	212
Часть 3. Основы аналоговой схемотехники электронных средств	216
14. Электронные усилительные устройства	216
14.1. Общие сведения об усилителях электрических сигналов ..	216
14.2. Основные параметры и характеристики усилителей	218
14.3. Усилительные каскады на биполярных транзисторах.....	224
14.4. Усилительные каскады на полевых транзисторах	234
14.5. Режимы работы усилительных каскадов	238
15. Усилители мощности и усилители постоянного тока.....	240
15.1. Усилители с трансформаторным включением нагрузки	240
15.2. Безтрансформаторные двухтактные усилители.....	242
15.3. Усилители постоянного тока (УПТ).....	243
15.4. Дифференциальный усилитель (ДУ).....	247
15.5. Некоторые схемные решения, используемые в ДУ	252
16. Операционные усилители (ОУ)	255
16.1. Общие сведения	255
16.2. Идеальный ОУ	257
16.3. Основные параметры и характеристики ОУ.....	259
16.4. Обратные связи (ОС) в усилительных устройствах	263
16.5. Примеры использования ОУ и ОС в некоторых схемах....	267
16.6. Области применения ОУ в электронных схемах	273

17. Генераторы электрических колебаний и электронные ключи....	274
17.1. Общие сведения	274
17.2. Генераторы гармонических сигналов.....	276
17.3. Кварцевые генераторы	279
17.4. Генераторы колебаний прямоугольной формы (мультивибраторы)	279
17.5. Импульсные сигналы.....	284
17.6. Электронные ключи.....	286
17.7. Использование МОП-ключей в электронных устройствах с переключаемыми конденсаторами.....	294
Часть 4. Основы цифровой схемотехники электронных средств....	300
18. Основы теории логических (переключательных) функций.....	300
18.1. Логические функции и элементы.....	301
18.2. Аксиомы, законы, тождества и теоремы алгебры логики (булевой алгебры)	305
18.3. Представление и преобразование логических функций ...	307
18.4. Понятие о минимизации логических функций	309
18.5. Структура и принцип действия логических элементов	313
18.6. Основные параметры и характеристики логических элементов.....	317
19. Комбинационные логические устройства.....	322
19.1. Шифраторы и дешифраторы	322
19.2. Мультиплексоры и демультимплексоры.....	325
19.3. Сумматоры	328
19.4. Цифровой компаратор	330
19.5. Преобразователи кодов	331
19.6. Арифметико-логическое устройство	333
20. Триггеры и цифровые автоматы	334
20.1. Триггерная схема на двух усилительных каскадах	334
20.2. RS-триггеры на логических элементах	336
20.3. Разновидности RS-триггеров	342
20.4. JK-триггеры.....	347
20.5. D-триггер и T-триггер.....	348
20.6. Несимметричные триггеры	352
20.7. Цифровые автоматы	355
21. Регистры и счётчики.....	359
21.1. Общие сведения о регистрах.....	359
21.2. Сдвиговые регистры	362

21.3. Синхронные сдвиговые регистры с обратными связями	365
21.4. Функциональные узлы на основе регистров сдвига	367
21.5. Электронные счётчики	375
22. Запоминающие электронные устройства	381
22.1. Основные параметры и виды ЗУ	381
22.2. Статические ОЗУ	383
22.3. Динамические ОЗУ	385
22.4. Энергонезависимые ОЗУ	386
22.5. Основные структуры оперативных запоминающих устройств (ОЗУ).....	388
22.6. Постоянные запоминающие устройства (ПЗУ)	390
22.7. Структурная схема РПЗУ-ЭС (EPROM).....	396
22.8. Постоянные запоминающие устройства типа РПЗУ-УФ..	397
22.9. Условные обозначения микросхем и сигналов управления запоминающими устройствами (примеры УГО ЗУ).....	398
22.10. Флэш-память	399
ЧАСТЬ 5. Электронные приборы формирования, обработки и отображения информации	403
23. Преобразователи цифра-аналог и аналог-цифра	403
23.1. Цифро-аналоговые преобразователи (ЦАП)	403
23.2. Основные принципы построения аналого-цифровых преобразователей (АЦП).....	409
24. Электронные средства с программируемой структурой.....	419
24.1. ПЛИМ, ПМЛ и БМК.....	420
24.2. Микропроцессоры.....	423
24.3. Микроконтроллеры.....	428
24.4. Понятия о программировании микроконтроллеров	429
25. Электромеханические устройства ввода, вывода и обработки информации	430
25.1. Общие положения	430
25.2. Накопители на магнитном носителе.....	431
25.3. Внешние запоминающие устройства (ВЗУ) на оптических носителях.....	443
25.4. Клавиатуры и манипуляторы	460
25.5. Принтеры.....	481
26. Электронные приборы отображения информации.....	499
26.1. Общие сведения	499
26.2. Электронно-лучевые индикаторы.....	501

26.3. Вакуумно-люминесцентные индикаторы.....	505
26.4. Электролюминесцентные индикаторы.....	506
26.5. Полупроводниковые приборы отображения информации.....	509
26.6. Газоразрядные приборы	512
26.7. Жидкокристаллические приборы	518
27. Направления и перспективы развития электроники	522
Литература	525

ВВЕДЕНИЕ

Всеобщая электрификация, электронизация и компьютеризация производства и быта требует от современного человека знания основ электротехники и электроники, пронизывающих все сферы нашей жизни и деятельности.

Специалист в любой технической или научной области, тем более связанный с разработкой и применением электронных средств, должен уверенно ориентироваться в мире электротехники и электроники.

Авторы учебника пытаются помочь читателю, утвердившемуся в намерении разобраться в основных положениях и возможностях электротехники и электроники, Это необходимо для того, чтобы создать прочный запас знаний для дальнейшего более глубокого изучения конкретных вопросов, при выборе профессии, связанной, в основном, с электронной техникой, в частности, автоматикой и компьютерными информационными системами. Электроника развивается столь стремительно, что специалисту, связанному с разработкой и эксплуатацией электронных средств и систем, приходится пополнять свои знания постоянно. Базой такого пополнения может быть только понимание основ электроники и электротехники.

В учебнике используется максимально упрощенный математический аппарат, поэтому для освоения излагаемого материала достаточно знаний в объёме курсов физики и математики и сведений о простейших методах расчёта электрических цепей.

Основное внимание уделено изложению принципов действия, свойств и характеристик как элементарных электронных приборов (диодов, транзисторов, микросхем и т.п.), так и электронных устройств и средств, их использующих.

Учебник состоит из пяти частей, тематически связанных между собой.

Часть 1 «Основы электротехники» даёт элементарные сведения о методах расчёта электрических цепей и принципах действия основных электрических устройств, необходимые для последующего изучения основ электроники и схемотехники электронных средств, рассматриваемых в последующих частях.

В части 2 раскрываются, в основном, принципы действия и характеристики дискретных электронных приборов. Части 3 и 4 посвящены основам схемотехники простейших электронных средств (аналоговых и цифровых). В части 5 кратко рассматриваются свойства и характеристики более сложных электронных средств обработки информации, широко распространённых на практике.

Авторы надеются, что учебник будет полезен также студентам, обучающимся по техническим специальностям, связанным с использованием компьютерных технологий, разработкой и эксплуатацией информационных, управляющих систем и электронных средств в различных отраслях народного хозяйства.

ЧАСТЬ 1. ОСНОВЫ ЭЛЕКТРОТЕХНИКИ

1. ОСНОВНЫЕ ПОЛОЖЕНИЯ ТЕОРИИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ

1.1. Ток, ЭДС и напряжение в электрической цепи

Электрической цепью называется «совокупность устройств и объектов, образующих путь для электрического тока, электромагнитные процессы в которых могут быть описаны с помощью понятий об *электродвижущей силе, токе и напряжении*»[6].

Из этого определения следует, что в общем случае электрическая цепь представляет собой соединение источников электрической энергии и потребителей этой энергии (нагрузки). Обычно соединение источника и нагрузки осуществляется металлическими проводниками, хорошо проводящими электрический ток.

Из курса физики [34] известно, что электрический ток можно представить состоящим из двух составляющих:

$$i = i_n + i_{см}, \quad (1.1)$$

где i – полный ток;

i_n – ток проводимости, обусловленный движением носителей заряда;

$i_{см}$ – ток смещения, вызванный изменениями электрического смещения D .

Электрическое смещение D характеризует способность веществ к поляризации и определяется напряженностью электрического поля E .

Для большинства веществ $D = \varepsilon_a E$, где ε_a – абсолютная диэлектрическая проницаемость.

Напряженность электрического поля E есть величина, измеряемая силой F действующей в данной точке поля на единичный положительный заряд q :

$$E=F/q. \quad (1.2)$$

Напряженность электрического поля измеряется в вольтах, деленных на метр (В/м).

Ток проводимости определяется скоростью изменения электрического заряда во времени

$$i_n = \frac{dq}{dt}, \quad (1.3)$$

где i_n – ток проводимости, измеряется в амперах (А);

q – перемещаемый заряд, измеряется в кулонах (К);

t – время, измеряется в секундах (сек.)

В электрических цепях существуют оба вида токов. Ввиду малости токов *смещения* в пространстве, окружающем соединительные проводники и элементы электрической цепи, этими токами в большинстве случаев пренебрегают, считая, что все токи смещения сосредоточены в элементах цепи. Известно также [21], что ток смещения в конденсаторе равен току проводимости проводника, соединенного с этим конденсатором. Учитывая отмеченные выше допущения, в дальнейшем изложении ток в электрической цепи будем понимать как *ток проводимости*.

Прохождение электрического тока в электрической цепи связано с преобразованием или потреблением энергии. Количество энергии, затрачиваемой на перемещение единицы заряда на участке цепи из одной точки проводника в другую, называется *напряжением*:

$$u=dw/dq, \quad (1.4)$$

где u – напряжение, измеряемое в вольтах (В);

w – энергия, измеряемая в джоулях (Дж).

Напряжение на участке цепи можно рассматривать как разность электрических потенциалов на концах этого участка:

$$u_{12}=\varphi_1 - \varphi_2, \quad (1.5)$$

где φ_1 – потенциал первой точки участка цепи;

φ_2 – потенциал второй точки участка цепи.

Электрическим потенциалом называется величина, определяемая отношением потенциальной энергии заряда в данной точке электрического поля к величине этого заряда [21]:

$$\varphi = w/q, \quad (1.6)$$

где w – потенциальная энергия заряда;

q – величина этого заряда.

Используя выражение (1.6) можно получить выражение энергии, затраченной на перемещение заряда q на участке цепи с напряжением u к моменту времени t :

$$\omega = \int_0^t u i dt .$$

Скорость изменения энергии во времени называется *мощностью* электрической цепи.

$$\rho = \frac{d\omega}{dt} = ui . \quad (1.7)$$

Мощность ρ измеряется в ваттах ($Вт$).

Источник электрической энергии – это устройство, преобразующее другие виды энергии, например химическую, механическую, тепловую в электрическую. Источник электрической энергии характеризуется величиной и направлением электродвижущей силы (ЭДС).

Электродвижущей силой называется величина, измеряемая работой сторонних (неэлектрических) сил источника при переносе единицы положительного заряда в своей внутренней цепи от вывода с меньшим потенциалом к выводу с большим потенциалом [21].

Следует заметить, что ЭДС может возникать не только вследствие разделения зарядов в источнике под действием сторонних сил, но и вследствие явления *электромагнитной индукции*. Это явление возникает при изменении магнитного потока Φ , проходящего через площадь контура, образованного проводником с током согласно *закону Фарадея–Максвелла* [21]:

$$e = - \frac{d\Phi}{dt} , \quad (1.8)$$

где e – ЭДС электромагнитной индукции.

В электрических цепях за *условно положительное направление тока* принимают направление движения положительных зарядов в электрической цепи [34]. Анализ электрической цепи можно проводить при произвольном выборе одного из двух возможных направлений тока в качестве положительного. Для однозначного определения

знака напряжения между двумя точками электрической цепи одной точке приписывают положительную полярность, а другой – отрицательную. Условно положительные направления обозначают с помощью стрелок для токов и знаков «+», «-» или стрелок для напряжений.

Примером простейшей электрической цепи может служить, например, соединение аккумулятора и лампы накаливания, показанное на рис. 1.1.

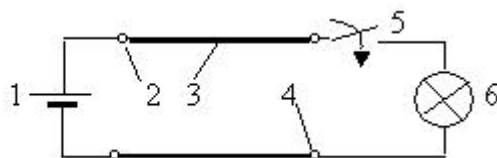


Рис. 1.1. Изображение простейшей электрической цепи

- 1 – источник ЭДС (аккумуляторная батарея);
- 2 – выводы (зажимы) источника; 3 – соединительные провода;
- 4 – зажимы нагрузки.

Нагрузка показана в виде последовательного соединения выключателя 5 и лампы накаливания 6.

1.2. Схемы замещения электрической цепи

В теории электрических цепей для анализа процессов, связанных с преобразованием, распределением и передачей электрической энергии, используют идеализированное изображение электрической цепи, называемое *схемой замещения* (эквивалентной схемой).

Схема замещения служит расчетной моделью реальной электрической цепи. В этой схеме элементы реальной цепи изображаются

с помощью условных графических обозначений (УГО). Примеры УГО некоторых элементов электрической цепи показаны на рис.

1.2.

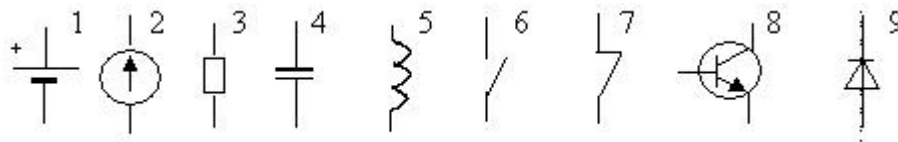


Рис. 1.2. Условные графические обозначения некоторых элементов электрических цепей:

- 1 – источник ЭДС; 2 – идеальный источник ЭДС; 3 – резистор;
 4 – конденсатор; 5 – катушка индуктивности;
 6,7 – соответственно замыкающий и размыкающий контакты;
 8 – биполярный транзистор; 9 – полупроводниковый диод.

Соединительные проводники, если не учитывается их собственное сопротивление, в схемах замещения показываются тонкими линиями. Выходящие и входящие зажимы устройств в схеме замещения обычно не показываются.

Существует большое количество видов электрических цепей, различающихся структурой, формой передаваемых электрических сигналов, мощностью, составом элементов. В любой электрической цепи происходит передача электромагнитным полем электрической энергии от источника к приемнику (потребителю). Наиболее точный анализ электромагнитных явлений в электрической цепи должен осуществляться на основе системы векторных дифференциальных уравнений Максвелла в частных производных [47]. В этой системе электромагнитное поле описывается локальными значениями электрического смещения D , магнитной индукции B , плотности электрического тока Y , напряженности электрического поля E , напряженности магнитного поля H .

С целью упрощения локальные векторные параметры электромагнитного поля во многих случаях можно заменить интегральными скалярными значениями ЭДС, напряжения и тока. При этом состояние электрических цепей можно описать обыкновенными дифференциальными уравнениями, а в некоторых случаях преобразовать систему дифференциальных уравнений в систему алгебраических, что существенно упрощает анализ электрических цепей. В дальнейшем изложении используется именно такой упрощенный подход к анализу процессов в электрических цепях.

Пример схемы замещения для электрической цепи, изображенной на рис. 1.1, показан на рис. 1.3.

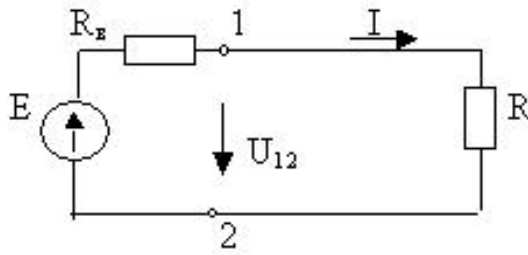


Рис. 1.3. Схема замещения
электрической цепи рис. 1.1

В схеме замещения источник электрической энергии заменяется источником ЭДС E с внутренним сопротивлением R_g , а нагрузка (лампа накаливания) – резистором с сопротивлением R . Сопротивление соединительных проводов и выключателя чаще всего не учитывается, однако их можно учесть в сопротивлении нагрузки. В схеме замещения можно стрелками указать выбранные произвольно условно положительные направления токов и напряжений (см. рис. 1.3).

Расчёт электрической цепи по схеме замещения сводится обычно к нахождению приближенных значений токов и напряжений, существующих в реальной электрической цепи. Например, для схемы замещения (см. рис. 1.3) при указанных условиях в замкнутой цепи будет протекать ток I , величина которого, согласно *закону Ома*, определяется по выражению

$$I = E / (R_g + R). \quad (1.9)$$

Напряжение на выводах источника при протекании тока может быть определено по выражению

$$U_{12} = E - IR_g, \quad (1.10)$$

где IR_g – падение напряжения на внутреннем сопротивлении источника ЭДС;

U_{12} – напряжение на выводах источника ЭДС.

По выражению (1.10) можно сделать вывод, что при *отсутствии тока в цепи напряжение на выводах источника равно величине ЭДС, а при наличии внутреннего сопротивления и протекании тока это напряжение меньше ЭДС и будет уменьшаться с ростом тока.*

Если считать, что соединительные провода не имеют сопротивления, внутреннее сопротивление источника не изображать, то на эквивалентной схеме можно показать одно сопротивление нагрузки R ,

и простейшая схема примет вид, показанный на рис. 1.4., где ток I и напряжение $U = IR$ дополнительно изображены стрелками, показывающими выбранные для них положительные направления.

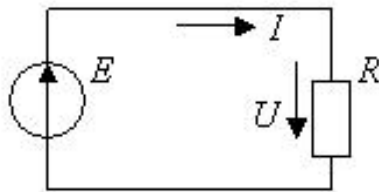


Рис. 1.4. Упрощённое изображение электрической цепи

1.3. Эквивалентные схемы источников электрической энергии

Источник энергии с известной ЭДС E и внутренним сопротивлением R_g может быть представлен ещё одним способом, часто используемым в расчётах электрических цепей. Доказательство представлено ниже [50].

Для цепи (см. рис. 1.3) справедливо соотношение (см. 1.9):

$$E = (R_g + R) I = U + R_g I \quad (1.11)$$

Преобразуем выражение (1.11), поделив его на R_g :

$$J = I + U G_g = I + I_g, \quad (1.12)$$

где G_g – внутренняя проводимость источника энергии;

$J = E / R_g$ – ток в цепи источника при $R = 0$ (коротком замыкании его зажимов);

$I_g = U / R_g = U G_g$ – ток, равный отношению напряжения на зажимах источника энергии к его внутреннему сопротивлению;

$I = U / R = U G$ – ток приемника; $G = 1 / R$ – проводимость приемника.

Уравнению (1.12) соответствует эквивалентная схема рис. 1.5.

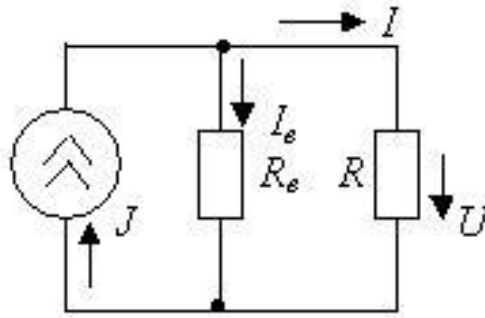


Рис. 1.5. Преобразованная эквивалентная схема электрической цепи

В схеме появился элемент, изображение которого отличается от изображения источника ЭДС и является изображением источника энергии, называемого идеальным источником тока.

Источником тока называют источник энергии, создающий электрический ток, величина которого не зависит от величины сопротивлений, подключённых к его зажимам [7].

Сопротивление R_e , подключенное к зажимам источника тока (см. рис. 1.5), играет роль внутреннего сопротивления реального источника тока.

Если $R_e \rightarrow \infty$, то $J = I$, а источник энергии называют *идеальным источником тока*. Считается, что его внутреннее сопротивление равно бесконечности, а величина его тока не зависит от нагрузки. Такая идеализация источника энергии во многих случаях существенно упрощает расчёты электрических цепей.

Источники ЭДС и тока называют *активными* элементами электрических схем, а сопротивления и проводимости – *пассивными*.

В теории электрических цепей наряду с понятием идеального источника тока часто используется понятие «*идеальный источник ЭДС*». Идеальным считается источник ЭДС, внутреннее сопротивление которого равно нулю, а напряжение на его зажимах не зависит от величины сопротивления нагрузки. В этом случае такой источник ЭДС можно изобразить так, как показано на рис. 1.4, а внутреннее сопротивление R_e в схеме замещения будет отсутствовать.

Для электрической цепи с источником ЭДС важной характеристикой является *внешняя характеристика* – зависимость напряжения на выводах источника от величины тока в цепи. В случае идеального источника ЭДС напряжение на выводах источника остается неизменным при изменении тока. Для реального источника это условие не соблюдается, так как увеличивается падение напряжения на внутреннем сопротивлении R_e (рис. 1.3), может увеличиваться значение R_e ,

уменьшаться ЭДС. Внешние характеристики цепи с источником ЭДС показаны на рис 1.6.

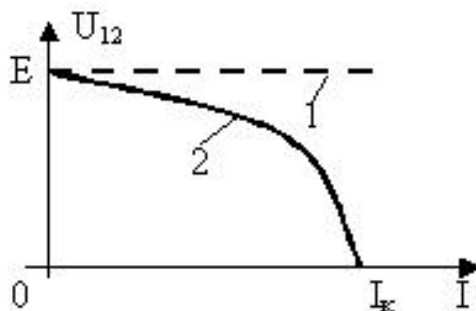


Рис. 1.6. Внешние характеристики электрической цепи с источником ЭДС:

1 – для идеального источника ЭДС; 2 – для реального источника ЭДС

Ток I_{κ} , при котором напряжение на выводах источниках ЭДС становится равным нулю, называют *током короткого замыкания*.

1.4. Мощность в цепи с источником ЭДС

Мощность в электрической цепи характеризует интенсивность энергетических процессов – это количество преобразуемой энергии в единицу времени. Источник энергии развивает мощность P_u , определяемую, согласно (1.7), как произведение величины ЭДС на ток:

$$P_u = EI. \quad (1.13)$$

В сопротивлении нагрузки и во внутреннем сопротивлении источника происходит превращение электрической энергии в тепловую, т.е. энергия источника расходуется на нагрев этих сопротивлений (обычно эту энергию называют тепловыми потерями). Этот факт отражается в условии, называемом *балансом мощностей*:

$$P_u = P_n + P_{вн}, \quad (1.14)$$

где P_n , $P_{вн}$ – соответственно мощность нагрева сопротивления нагрузки и внутреннего сопротивления источника.

Согласно *закону Джоуля – Ленца* [21], мощность электрического тока пропорциональна сопротивлению электрической цепи и квадрату тока, протекающего в этой цепи. Тогда справедливо равенство

$$EI = I^2(R_{вн} + R_n), \quad (1.15)$$

где $I^2 R_{вн} = P_{вн}$ – мощность внутренних тепловых потерь источника;

$I^2 R_n = P_n$ – мощность энергии, потребляемой сопротивлением нагрузки (мощность потребителя, потребляемая мощность, мощность нагрузки).

Используя *закон Ома*, можно получить различные выражения для определения мощности электрического тока, потребляемой сопротивлением нагрузки:

$$P_n = I^2 R_n = U_n I = U_n^2 / R_n = U_n^2 G_n, \quad (1.16)$$

где $G_n = 1/R_n$ – *проводимость* – величина обратная сопротивлению, измеряется в сименсах (*сим.*)

U_n – напряжение на нагрузке, $U_n = I R_n$.

Из равенства (1.15), учитывая (1.9), можно заметить, что мощность нагрузки зависит от соотношения величин сопротивления нагрузки и внутреннего сопротивления источника. Практически важное значение имеет соотношение, при котором мощность, отдаваемая источником в нагрузку, будет максимальной. Легко доказать, что таким соотношением является равенство $R_n = R_{вн}$.

1.5. Классический метод анализа и расчёта электрических цепей

Как отмечалось ранее, реальные электрические цепи отличаются множеством видов, способами соединений, параметрами, назначением, мощностью и составом элементов. В схемах замещения с помощью УГО обычно отражают вид и параметры элементов и способ их соединений.

В зависимости от способа соединений различают *неразветвлённые* и *разветвлённые* электрические цепи. В неразветвлённой цепи все элементы соединены последовательно один за другим и через них протекает один и тот же ток (см., например, рис. 1.4). В разветвлённой цепи появляются *ветви* и *узлы* (см., например, рис. 1.5). В электрической цепи произвольной конфигурации можно выделить *участки цепи*, содержащие цепи обоих или одного из двух способов соединения.

В разветвленных электрических цепях «*ветвью*» электрической цепи называется такой ее участок, который состоит только из

последовательно включенных источников ЭДС или тока и (или) сопротивлений, по которому протекает один и тот же ток.

Узел – место (точка) соединения 3-х и более ветвей. Расчёт тока и падений напряжения в неразветвлённой цепи или в ветви разветвлённой цепи производится с помощью закона Ома (см., например рис. 1.3, формула 1.9).

Расчёт электрической цепи произвольной конфигурации осуществляется с помощью 1-го и 2-го законов Кирхгофа [26].

1-й закон Кирхгофа применяется к узлам и формулируется следующим образом: *сумма токов, подходящих к узлу, равна сумме токов, отходящих от узла.* При этом нужно условиться, например, записывать токи, направленные к узлу со знаком «-», а направленные от узла со знаком «+». Источники тока, присоединенные к узлу, также должны быть учтены, например:

$$\sum I - \sum J = 0, \quad (1.17)$$

где $\sum I$ – алгебраическая сумма токов в узле от источников ЭДС;

$\sum J$ – сумма токов источников тока, причем правило знаков такое же. Уравнение (1.17) можно записать несколько иначе:

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

В этом случае следует условиться, что токи источников тока (ИТ), направленные к узлу, записаны в уравнении (1.18) со знаком «плюс», а направленные от узла – со знаком «минус».

Второй закон Кирхгофа применяется к контурам электрической цепи и формулируется следующим образом. *В любом замкнутом контуре алгебраическая сумма напряжений на сопротивлениях, входящих в этот контур, равна алгебраической сумме ЭДС, действующих в этом контуре.*

Уравнение, соответствующее формулировке второго закона Кирхгофа, можно записать в следующем виде:

$$\sum U = \sum E. \quad (1.19)$$

где $\sum U = \sum r I$ – алгебраическая сумма напряжений (падений напряжений) на сопротивлениях r ;

$\sum E$ – алгебраическая сумма ЭДС.

Следует обратить внимание на то, что *любой замкнутый контур* – это может быть контур, в который входит не несколько, а

лишь одна ветвь цепи, причём *мысленное замыкание* контура может быть сделано по любому пути *вне* схемы.

При расчете цепей по второму закону Кирхгофа нужно принять направление обхода контуров и расставить стрелки токов, ЭДС и напряжений. В уравнение (1.19) должны входить с положительным знаком те напряжения и ЭДС, стрелки которых совпадают с выбранным направлением обхода контура.

Часто используется вторая формулировка второго закона Кирхгофа: *в любом контуре алгебраическая сумма напряжений на зажимах ветвей, входящих в этот контур, равна нулю:*

$$\sum U = 0. \quad (1.20)$$

При этом положительные направления стрелок для напряжений выбираются произвольно, а в уравнение (1.20) подставляются со знаком «+» те напряжения, направления стрелок которых совпадают выбранным направлением обхода контура.

В теории электрических цепей различают два основных типа задач:

1) Задача анализа: известна конфигурация и параметры элементов цепи, требуется определить токи, напряжения и мощности для всех или некоторых участков цепи.

2) Задача синтеза: заданы токи и напряжения, найти конфигурацию цепи и выбрать ее элементы.

Задача синтеза, как правило, сложнее задачи анализа и требует большего объема знаний и опыта. Задача анализа решается при помощи законов Ома и Кирхгофа, использование которых считается классическим методом расчёта любых электрических цепей. Рекомендуется [26] придерживаться следующей последовательности решения задачи анализа:

- выбрать произвольные положительные направления токов во всех ветвях электрической цепи;
- определить количество неизвестных токов;
- выбрать направления обходов для контуров;
- составить уравнения 1-го закона Кирхгофа для узлов;
- составить уравнения 2-го закона Кирхгофа для контуров;
- решив систему уравнений, найти значения токов и напряжений;
- по найденным значениям определить мощности и энергетические показатели (при необходимости).

Общее число уравнений должно соответствовать числу неизвестных токов, причём число уравнений, составленных по первому закону Кирхгофа, должно быть на единицу меньше числа узлов в разветвлённой схеме.

Рассмотрим примеры расчётов электрических цепей разного вида с использованием описанных выше законов:

1) для неразветвлённого участка электрической цепи (рис. 1.7).

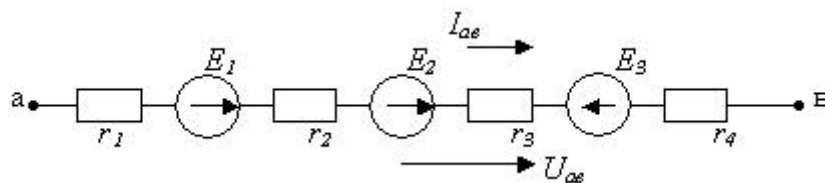


Рис. 1.7. Неразветвлённый участок электрической цепи

Полагаем для упрощения, что значения ЭДС, напряжения между узлами (a, b) и сопротивлений заданы, требуется определить ток ветви.

Выбираем направление тока, расставляем стрелки тока и напряжения и составляем уравнение второго закона Кирхгофа для мысленного контура $a - r_1 - E_1 - r_2 - E_2 - r_3 - E_3 - r_4 - b - a$, причём контур мысленно замыкаем по пути ($b - a$), проходящем вне электрической цепи:

$$I_{ав} (r_1 + r_2 + r_3 + r_4) - U_{ав} = E_1 + E_2 - E_3 . \quad (1.21)$$

Из уравнения (1.21) определяем величину тока:

$$I_{ав} = (U_{ав} + \sum E) * q_{ав} , \quad (1.22)$$

где $q_{ав} = 1 / r_{ав}$ – проводимость участка цепи $ав$;

$r_{ав} = r_1 + r_2 + r_3 + r_4$ – суммарное сопротивление участка ;

$U_{ав} = \varphi_a - \varphi_b$ – напряжение между зажимами рассматриваемого участка (разность потенциалов), определяемое по выбранному направлению тока;

$\sum E = E_1 + E_2 - E_3$ – алгебраическая сумма ЭДС, действующих на том же участке (ЭДС, стрелка которой совпадает с выбранным направлением тока, считается положительной).

Формулу (1.22), полученную путём использования второго закона Кирхгофа, можно трактовать как *закон Ома для участка цепи с ЭДС*.

Если значение тока, полученное после расчета, окажется отрицательным, то это означает, что действительное направление тока противоположно выбранному. Напряжения на резисторах (падения напряжений) определяются по закону Ома:

$$U_i = I_{ав} r_i, (i = 1-4);$$

2) для разветвлённой электрической цепи (рис. 1.8).

Анализ конфигурации цепи показывает, что схема имеет шесть ветвей, четыре узла и три *независимых* контура. *Независимым считается контур, в который входит хотя бы одна ветвь, не вошедшая в другие контуры.*

Число неизвестных токов (по числу ветвей) – шесть, следовательно должно быть составлено шесть уравнений, из них по первому закону Кирхгофа можно составить три уравнения, так как узлов в схеме – четыре.

Расставляем стрелки токов, выбрав (для удобства) их направления согласно со стрелками ЭДС, намечаем направления обхода выбранных независимых контуров (показано пунктиром на рис.

1.8)

и составляем систему уравнений.

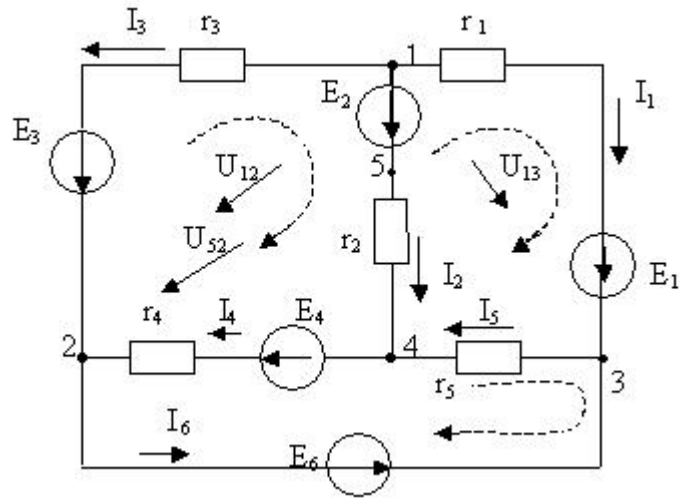


Рис. 1.8. Схема разветвлённой электрической цепи

Уравнения для узлов:

$$\text{узел 1:} \quad I_1 + I_2 + I_3 = 0;$$

$$\text{узел 2:} \quad I_6 - I_3 - I_4 = 0;$$

(1.23)

$$\text{узел 4:} \quad I_4 - I_5 - I_2 = 0.$$

Направления обхода контуров желательно выбирать одинаковыми во всех контурах. С учётом этого составляем уравнения второго закона Кирхгофа (контурные уравнения):

$$- I_3 r_3 + I_2 r_2 + I_4 r_4 = E_2 + E_4 - E_3;$$

$$- I_2 r_2 + I_1 r_1 + I_5 r_5 = E_1 - E_2;$$

(1.24)

$$- I_4 r_4 - I_5 r_5 = - E_4 - E_6.$$

Решение системы (1.23, 1.24) из шести уравнений даст значения шести неизвестных токов.

В расчетах электрических цепей часто приходится определять напряжение между двумя произвольными точками схемы. В этом случае удобно использовать вторую формулировку 2-го закона Кирхгофа, форма записи которого имеет вид $\sum U = 0$. Например, нужно определить напряжение U_{52} (см. рис. 1.8). Записываем уравнение для мысленного контура 2 -1- 5- 2, изобразив стрелку искомого напряжения:

$$U_{52} - I_3 r_3 = E_2 - E_3 .$$

Аналогично для контура 5- 4 -2 - 5: $I_2 r_2 + I_4 r_4 - U_{52} = E_4$.

Из каждого составленного уравнения можно определить иско-
мое напряжение при известных остальных величинах.

На основании рассмотренных законов разработаны многочис-
ленные методы расчета сложных электрических цепей (см. [7],
[26]).

Во многих случаях анализ состояния сложной цепи может быть
облегчен при использовании некоторых топологических понятий
и методов. К таким понятиям относятся, например, неориентирован-
ные и ориентированные графы, которые используются для характе-
ристики геометрической структуры схемы электрической цепи.
В графах линейными отрезками, называемыми *рёбрами*, изобра-

жают ветви схемы электрической цепи. Концевые точки ветвей называют узлами (вершинами).

Неориентированный граф для рассмотренной ранее схемы (см. рис. 1.8), будет иметь вид, представленный на рис. 1.9.

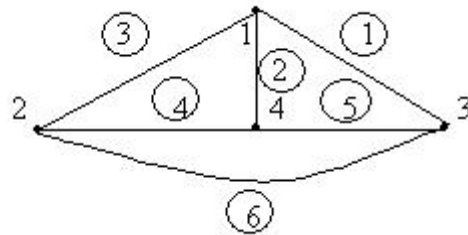


Рис. 1.9. Неориентированный граф для схемы рис. 1.8

Вершины графа имеют номера узлов исходной схемы. Номера ветвей указаны в кружках.

Направленный (ориентированный) граф имеет ветви, для которых указано определенное направление (ориентация). Обычно направление ветви выбирают по направлению токов (рис. 1.10)

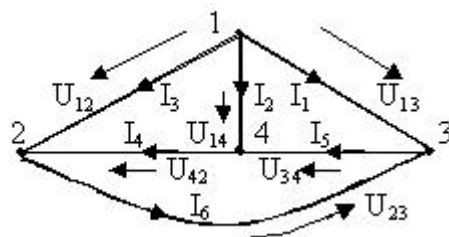


Рис. 1.10. Ориентированный граф для схемы рис. 1.8

Для ориентированного графа можно записать систему уравнений на основании 1-го и 2-го законов Кирхгофа во второй формулировке: по 1-му закону система узловых уравнений остаётся такой же (см. (1.23)).

По второму закону Кирхгофа:

$$\begin{array}{r}
 U_{14} + U_{42} - U_{12} = 0 \\
 U_{13} \quad - \quad U_{23} \quad - \quad U_{12} = 0
 \end{array}
 \left. \vphantom{\begin{array}{r} U_{14} + U_{42} - U_{12} = 0 \\ U_{13} \quad - \quad U_{23} \quad - \quad U_{12} = 0 \end{array}} \right\}$$

(1.25)

$$U_{23} + U_{34} + U_{42} = 0$$

Графы в некоторых случаях позволяют облегчить анализ цепей.

С целью сокращения числа уравнений, подлежащих решению при анализе электрической цепи, разработаны различные методы, широко используемые на практике. Из них наиболее известны метод узловых потенциалов и метод контурных токов [7].

2. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

2.1. Пассивные элементы цепей переменного тока

1. Активное сопротивление (R -элемент, резисторный элемент)

в цепи переменного тока, как и в цепи постоянного тока, характеризуется сопротивлением или проводимостью, определяемыми как отношения: для сопротивления – $R=u/i$, для проводимости –

$$G = 1/R = i / u, \quad (2.1)$$

где i , u – мгновенные значения тока и напряжения. Следует сразу отметить, что законы Ома и Кирхгофа действительны именно для мгновенных значений тока и напряжения [7].

В активном сопротивлении, согласно закону Джоуля – Ленца, электрическая энергия преобразуется в тепловую.

Скорость (интенсивность) преобразования (энергетическая характеристика) резисторного элемента определяется мощностью тепловых потерь:

$$P = dw / dt = u i = Ri^2 = G u^2.$$

(2.2)

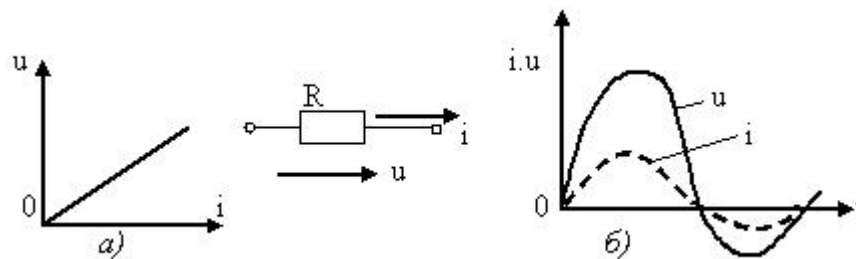


Рис. 2.1. Вольт-амперная характеристика (ВАХ) активного сопротивления (а), временные диаграммы тока и напряжения в цепи переменного тока – (б)

Как видно из выражения (2.2), мощность в R -элементе представляет собой квадратичную функцию тока или напряжения и не может быть отрицательной. R -элемент – прототип реального резистора. ВАХ резистора – линейная функция, и в цепи переменного тока форма тока и напряжения на резисторе совпадают (рис. 2.1, б).

2. Индуктивный элемент (ИЭ) (L - элемент).

Индуктивный элемент электрической цепи – это идеализированный элемент, в котором происходит только запасание магнитной энергии, связанное с протеканием тока. Потерь в идеальном индуктивном элементе нет (активное сопротивление равно нулю).

Основной параметр – *индуктивность* L (иногда сам элемент называют индуктивностью или катушкой индуктивности). В схемах индуктивный элемент изображают волнистой линией, подразумевая катушку с проводниковыми выводами для подключения к другим элементам электрической цепи (рис. 2.2).

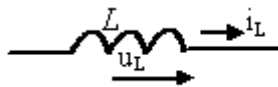


Рис. 2.2. Условное изображение линейного индуктивного элемента

Индуктивность измеряют в *генри* ($Гн$). Примером индуктивности может служить катушка, представляющая собой некоторое количество витков провода на диэлектрическом каркасе. Протекание тока i связано с возникновением *магнитного потока* Φ_k , образованного каждым витком. Общее *потокосцепление* Ψ для линейной цепи [7]:

n

$$\Psi = \sum \Phi_k = L i , \quad (2.3)$$

$$\kappa=1$$

где n – число витков, $[L] = \text{Гн}$, $[\Phi] = \text{вебер (Вб)}$.

Связь между током и напряжением в L -элементе устанавливается на основе закона электромагнитной индукции: при изменении магнитного потока, сцепленного с проводящим контуром, в контуре наводится ЭДС, равная скорости изменения потокосцепления и направленная так, чтобы ток, вызванный ею, стремился воспрепятствовать изменению магнитного потока:

$$u = - e = d\psi / dt = L di / dt. \quad (2.4)$$

Из этого выражения следует:

$$i = \psi / L = (1 / L) \int_{-\infty}^t u dt .$$

Приняв значение тока при $t = -\infty$ равным нулю, последнее выражение можно записать в виде суммы двух слагаемых:

$$0 \qquad t \qquad t$$

$$i = (1 / L) \int_{-\infty}^0 u dt + (1 / L) \int_0^t u dt = i(0) + (1 / L) \int_0^t u dt ,$$

(2.5)

$$-\infty \qquad 0 \qquad 0$$

где $i(0)$ – значение тока в момент $t = 0$, если до момента начала фиксации в элементе протекал ток i . Выражение (2.5) показывает, что для определения тока в индуктивном элементе нужно знать величину напряжения при $t > 0$ и величину тока в момент $t = 0$. Как изменялось напряжение до момента $t = 0$ не имеет значения.

Выражение (2.5) дает возможность построить диаграммы изменения напряжения, если известна диаграмма изменения тока в индуктивном элементе

(рис. 2.3).

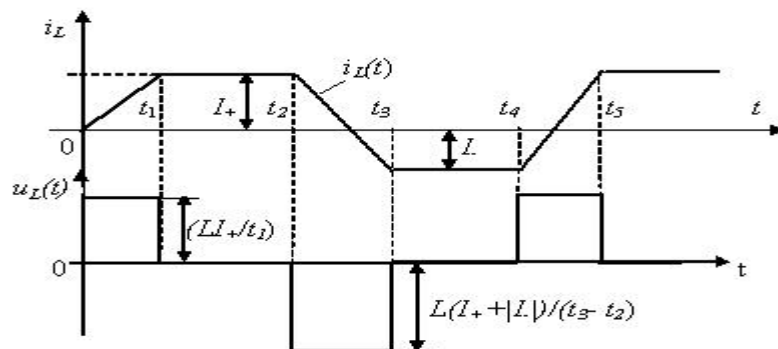


Рис. 2.3. Временные диаграммы изменения тока и

Для линейной цепи с индуктивным элементом временные диаграммы на рис. 2.3 можно рассматривать с другой точки зрения: если на индуктивный элемент подано напряжение $u_L(t)$ в виде прямоугольных импульсов, то оно вызывает ток $i_L(t)$, изменяющийся трапецеиально.

У индуктивных элементов существует очень важное свойство, обусловленное первым законом коммутации [7], согласно которому *ток через любую индуктивность непосредственно до момента коммутации равен току через ту же индуктивность непосредственно после момента коммутации*. Из этого следует, что в индуктивном элементе ток не может изменяться скачком при скачкообразном изменении напряжения на нём. Это обусловлено тем, что потокосцепление не может исчезнуть мгновенно, а амплитуда напряжения не может быть бесконечно большой.

Энергетическая характеристика индуктивного элемента определяется следующим выражением для мощности:

$$p_L = ui = Li \, di / dt. \quad (2.6)$$

Это выражение следует интерпретировать следующим образом: если знаки u и i совпадают, энергия в элементе запасается, p_L – положительна; если знаки не совпадают – мощность отрицательна,

что означает отдачу запасенной энергии. (Отметим, что в R -элементе u и i всегда имеют одинаковые знаки).

Энергия, запасаемая в индуктивности, всегда имеет знак положительный.

$$w_L = \int_{-\infty}^t Li (di / dt) = Li^2 / 2 . \quad (2.7)$$

3. Ёмкостный элемент (ЕЭ) (С-элемент показан на рис. 2.4).

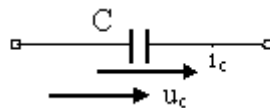


Рис. 2.4. Условное изображение

ёмкостного элемента

ЕЭ – это идеализированный элемент, в котором происходит только запасание электрической энергии, зависящей от напряжения, а потери и запасание магнитной энергии отсутствуют. Ёмкостный элемент является прототипом электрического конденсатора с хорошим диэлектриком. На обкладках конденсатора при приложе-

нии напряжения u_c образуется электрический заряд $q = C u_c$, где коэффициент

$C = q/u_c$ называется *ёмкостью*.

Единицей измерения ёмкости является *фарада* (Φ). Учитывая, что $I = dq / dt$, получим выражение для тока в ёмкостном элементе

$$I_c = C du_c / dt . \quad (2.8)$$

По выражению (2.8) видно, что ток в С-элементе определяется скоростью изменения напряжения. Из этого следует, что если напряжение на ёмкостном элементе не изменяется, то ток через него не проходит. Это означает важный факт: *для постоянного тока ёмкостный элемент – это разрыв цепи*. Если ток в ёмкостном элементе считать заданным, то

$$u_c = q / C = (1 / C) \int_{-\infty}^t i dt = u(0) + (1 / C) \int_0^t i dt , \quad (2.9)$$

где $u(0) = q(0) / C$ – начальное напряжение на элементе (при $t = 0$).

По выражению (2.9) видно, что напряжение на ЕЭ определено значениями тока при $t > 0$ и напряжением в момент $t = 0$, а изменение тока до момента $t = 0$ не имеет значения (сравнить с индуктивным элементом).

ЕЭ обладает очень важным свойством: *напряжение на ёмкостном элементе не может измениться скачком при скачкообразном изменении тока*. Выражение (2.9) позволяет построить диаграммы изменения токов и напряжений для ёмкостного элемента, например, для случая импульсного изменения тока (рис. 2.5).

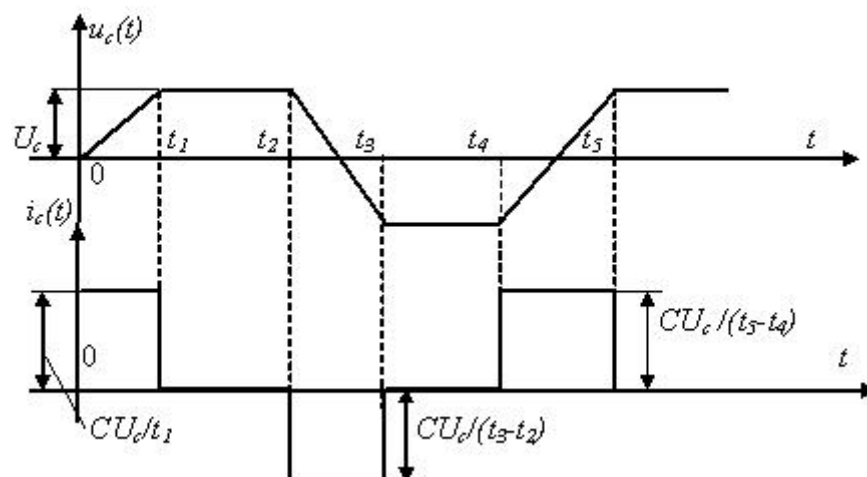


Рис. 2.5. Временные диаграммы токов и напряжений

Невозможность скачкообразного изменения напряжения на ёмкостном элементе при скачкообразном изменении тока в нём обусловлена *вторым законом коммутации*, согласно которому *напряжение на ёмкостном элементе непосредственно до момента коммутации равно напряжению на этом элементе непосредственно после момента коммутации*.

Энергетические соотношения для ЕЭ определяются выражением для мощности:

$$p_c = u_c i_c = C u_c du_c / dt. \quad (2.10)$$

Мощность положительна, когда энергия поступает от источника в ЕЭ, и отрицательна, когда запасённая энергия отдается обратно источнику. Энергия, запасаемая ёмкостным элементом

t

u

$$w_c = \int_{-\infty}^0 C u_c du_c / dt = \int C u_c du_c = C u^2 / 2. \quad (2.11)$$

Сводная таблица соотношений для рассмотренных элементов электрической цепи переменного тока приведена ниже (табл. 2.1).

Таблица 2.1

Соотношения для R,L,C-элементов

в цепи переменного тока

Активное сопротивление	$u_R = R i_R$	$i_R = G u_R$	$p_R = R i^2 = G u^2$
Индуктивный элемент	$u_L = L di_L/dt$	$i_L = 1/L \int u_L dt$	$w_L = L i^2 / 2$
Ёмкостный элемент	$u_C = 1/C \int i_C dt$	$i_C = C du_C/dt$	$w_C = C u^2 / 2$

Анализ таблицы дает возможность увидеть аналогии между соотношениями, например для u_L и i_C , u_C и i_L , w_L и w_C . Эти аналогии отражают так называемую *дуальность* (двойственность) соотношений

и дуальность элементов. Понятие дуальности позволяет в некоторых случаях облегчить анализ электрических цепей.

Рассмотренные элементы пассивных цепей являются идеализированными элементами, т.е. математическими моделями реальных устройств. Они служат тем «строительным материалом», из которого строится расчетная модель любой электрической цепи – *схема замещения*. Путем составления соответствующей схемы замещения из идеальных элементов и ее анализа можно приближенно передать (определить) поведение любого реального устройства при включении его в электрическую цепь.

Схемы замещения обычно содержат не только элементы, учитывающие главные параметры реальных элементов, но и элементы, учитывающие побочные или «паразитные» параметры. Наличие «паразитных» элементов обусловлено реальными размерами устройств, несовершенством материалов, из которых изготовлены устройства, условиями использования этих устройств (частота, напряжение, ток), параметрами внешней среды и т.п. Например, реальные резистор, индуктивность и конденсатор для некоторого диапазона частот могут быть представлены схемами замещения (для цепей переменного тока) (рис. 2.6).

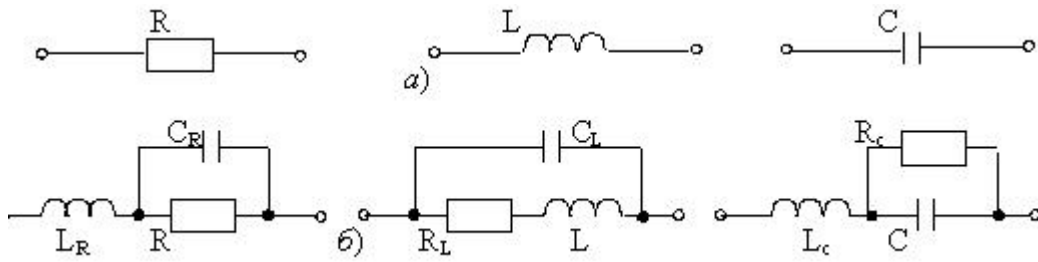


Рис. 2.6. Условные обозначения

элементов *а)* и их схемы замещения (*б)*)

Схемы замещения элементов (см. рис. 2.6) отражают тот факт, что любой реальный элемент электрической цепи обладает свойствами всех трёх видов элементов: активного сопротивления, индуктивного и ёмкостного.

Разница состоит в преобладании свойств того или иного элемента и в величине параметра того или иного свойства при разных частотах.

2.2. Описание цепей переменного тока с помощью линейных интегро-дифференциальных уравнений

В соответствии с изложенными представлениями об элементах электрических цепей переменного тока рассмотрим примеры использования этих представлений при расчетах простых цепей.

1. Цепь с двумя источниками, составленная из R-элементов (рис. 2.7).

Методика анализа и расчёта не отличается от ранее рассмотренной (см. рис. 1.9). Считая заданными параметры источников и величины сопротивлений резисторов, нужно составить систему уравнений, достаточную для определения неизвестных токов.

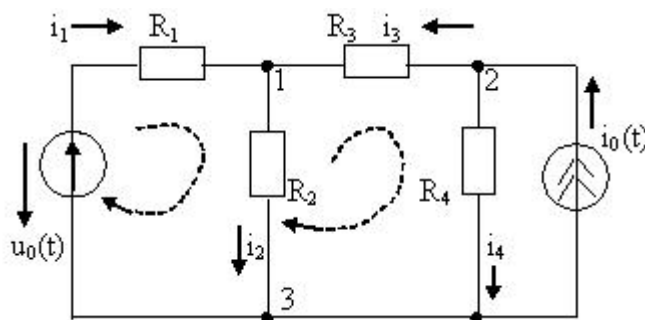


Рис. 2.7. Цепь с активными сопротивлениями и двумя источниками

Анализ топологии схемы даёт: число узлов – 3, неизвестных токов – 4, число ветвей – 5, число независимых контуров – 2.

Система линейных алгебраических уравнений при использовании законов Кирхгофа будет выглядеть следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} -i_1 + i_2 - i_3 &= 0 \\ i_3 + i_4 &= i_0(t) \end{aligned} \right\}$$

$$R_1 i_1 + R_2 i_2 = u_0(t)$$

(2.12)

$$R_2 i_2 + R_3 i_3 - R_4 i_4 = 0$$

2. Цепь из последовательно соединенных R , L , C -элементов (рис. 2.8). Независимой переменной считаем ток i . Стрелки тока и напряжений в схемах замещения цепей переменного тока ставятся только для упорядочения знаков в составляемых уравнениях.

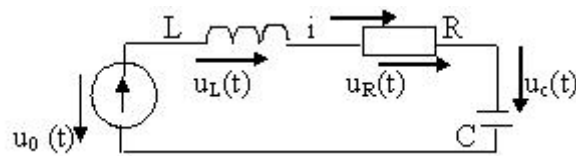


Рис. 2.8. Неразветвлённая цепь с R , L , C -элементами

По второму закону Кирхгофа:

$$u_L + u_R + u_C = L di/dt + Ri + (1/C) \int i_c dt = u_0(t). \quad (2.13)$$

Имеем уравнение равновесия напряжений, которое является линейным интегро-дифференциальным уравнением с вещественными постоянными коэффициентами. Это уравнение эквивалентно дифференциальному уравнению второго порядка:

$$L d^2 i / dt^2 + R di / dt + i / C = du_0(t) / dt . \quad (2.14)$$

Можно получить частные случаи, исключая один из элементов.

Например, если $u_C = 0$, то получим дифференциальное уравнение первого порядка

$$L di/dt + Ri = u_0(t). \quad (2.15)$$

3. Цепь с параллельным соединением R , L , C -элементов (рис. 2.9).

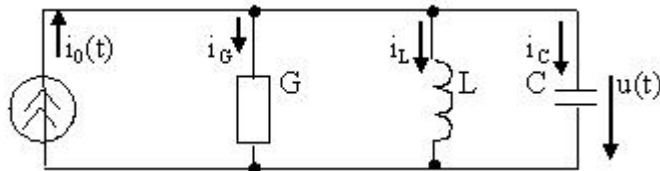


Рис. 2.9. Цепь с параллельным соединением элементов

В качестве независимой переменной примем междузловое напряжения $u(t)$.

Используем 1-й закон Кирхгофа:

$$i_0(t) = i_C + i_L + i_G = C \, du / dt + (1/L) \int u \, dt + Gu.$$

Избавляясь от интеграла, получим:

$$C \, d^2u / dt + G \, du / dt + u/L = d \, i_0(t) / dt$$

(2.16)

4. Двухконтурная цепь с R, L, C -элементами (рис. 2.10).

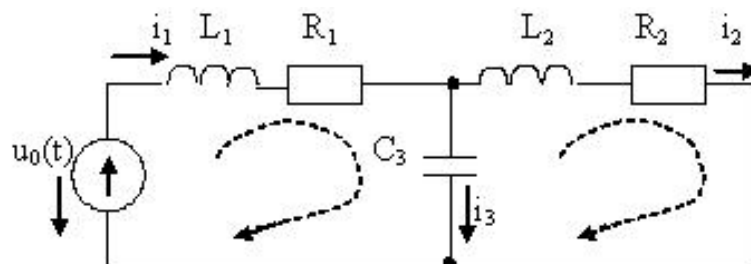


Рис. 2.10. Цепь со смешанным соединением R, L, C - элементов

Система уравнений будет иметь вид:

$$i_3 = i_1 - i_2;$$

}

$$L_1 di_1/dt + R_1 i_1 + (1/C_3) \int i_1 dt - (1/C_3) \int i_2 dt = u_0(t);$$

(2.17)

$$-(1/C_3) \int i_1 dt + (1/C_3) \int i_2 dt + L_2 di_2/dt + R_2 i_2 = 0.$$

Имеем систему из трех уравнений, два из которых – линейные интегро-дифференциальные уравнения с постоянными коэффициентами.

Таким образом, поведение линейных электрических цепей описывается системами линейных интегро-дифференциальных уравнений. Это значит, что анализ электрических цепей сводится к составлению и решению таких уравнений. Решение уравнений дает *реакцию* (картину поведения) реальных устройств в цепи переменного тока. Линейность позволяет сформулировать некоторые общие свойства, облегчающие анализ рассматриваемых электрических цепей [26]:

1. Если изменить в K раз действующие в цепи напряжения (или токи), то реакция цепи (токи и напряжения) изменится также в K раз (нужно умножить обе части уравнений на множитель K).
2. Если к цепи вместо напряжения (или тока) приложить его производную или интеграл, то реакция будет равна соответственно производной или интегралу от исходной реакции. (Аналогия между исходным уравнением и уравнением, полученным после его дифференцирования).
3. В линейных электрических цепях результирующая реакция на действие напряжения (или тока), состоящего из суммы составляющих, равна сумме реакций на действие каждой составляющей в отдельности.

Это положение отражает *принцип наложения (суперпозиции)* – важнейший принцип, используемый для анализа линейных электрических цепей. Этот принцип позволяет приложенный сигнал произвольной формы представить в виде суммы элементарных составляющих, для которых анализ не представляет трудностей. Искомый результат (реакцию) находят путем суммирования элементарных реакций на действие каждой составляющей.

2.3. Основы символического метода расчета электрических цепей

Во многих электрических цепях напряжения и токи изменяются по гармоническим законам (имеют синусоидальную форму). Синусоидально изменяющееся напряжение можно представить в следующем виде:

$$u(t) = U_m \cos (\omega t + \alpha) = U_m \sin (\omega t + \alpha'), \quad (2.18)$$

где $\alpha' = \alpha + \pi / 2$; U_m – амплитуда напряжения; ω – угловая частота.

Аргумент функции $(\omega t + \alpha) = \gamma$, называют *фазой*. Значение фазы при $t = 0$ называют *начальной фазой* (в данном случае это α). Периоду 2π радиан соответствует *период* T в секундах – это наименьший интервал времени, через который значения функции повторяются. Учитывая, что $dy/dt = \omega$, соотношение периода и угловой частоты имеет вид:

$$\omega = 2\pi / T \quad (2.19)$$

Число периодов в 1 секунду называет *частотой* (циклической частотой)

$$f = 1 / T = \omega / 2\pi; \quad \omega = 2\pi f.$$

Разность начальных фаз двух синусоид ($\alpha_1 - \alpha_2$) называют углом сдвига по фазе (рис. 2.11).

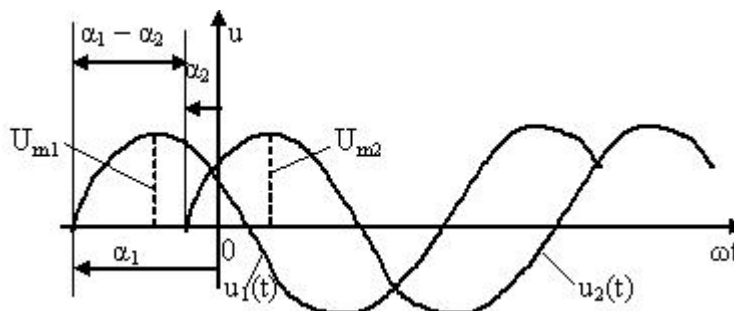


Рис. 2.11. Диаграммы изменения сдвинутых по фазе напряжений

Если максимум напряжения u_1 (см. рис. 2.11) наступает раньше (по отношению к началу координат), чем максимум u_2 , то считается, что напряжение u_1 опережает по фазе напряжение u_2 (или напряжение u_2 отстаёт от напряжения u_1).

Свойства синусоидальных функций.

1. Суммирование (или вычитание) синусоидальных функций дает синусоидальную функцию той же частоты:

$$\sum A_k \cos (\omega t + \alpha_k) = A \cos (\omega t + \alpha). \quad (2.20)$$

2. Дифференцирование и интегрирование синусоидальных функций дают также синусоидальные функции той же частоты:

$$d [A \cos (\omega t + \alpha)] / dt = \omega A \cos (\omega t + \alpha + \pi / 2); \quad (2.21)$$

$$\int A \cos (\omega t + \alpha) dt = A [\cos (\omega t + \alpha - \pi / 2)] / \omega.$$

3. Частное решение неоднородного линейного дифференциального уравнения с синусоидальной правой частью является также синусоидальной функцией.

4. Реакция цепи на синусоидальные воздействия (токи и напряжения) выражается в изменении амплитуды и начальной фазы выходного сигнала, причем, чем больше частота, тем больше это изменение.

Анализ режимов в цепи переменного (например, синусоидального) тока состоит в общем случае в определении зависимостей амплитуды и начальной фазы от частоты. Эти зависимости назы-

ваются *частотными характеристиками* цепи. Зависимость амплитуды от частоты называют амплитудночастотной характеристикой (АЧХ),

а зависимость фазы от частоты – фазочастотной характеристикой (ФЧХ).

Расчет установившихся режимов электрической цепи основан на использовании *метода комплексных амплитуд*. В этом методе синусоидальная функция представляется через экспоненты с мнимым аргументом на основе правил алгебры комплексных чисел [7].

Комплексное число можно представить в алгебраической, тригонометрической и показательной формах:

$$a = a_1 + j a_2 = A (\cos \gamma + j \sin \gamma) = A e^{j\gamma},$$

(2.22)

где a_1, a_2 – вещественная и мнимая составляющие комплексного числа « a », A – модуль комплексного числа, $A = \sqrt{a_1^2 + a_2^2}$;

$j = \sqrt{-1}$ – мнимая единица; γ – аргумент комплексного числа.

Любому комплексному числу можно поставить в соответствие *сопряженное комплексное число*:

$$\dot{a}^* = a_1 - ja_2 = A (\cos\gamma - j \sin\gamma) = A e^{-j\gamma}. \quad (2.23)$$

Синусоидальную величину с помощью комплексных чисел для наглядности можно представить геометрически в векторном виде на комплексной плоскости. Из (2.22) и (2.23) можно получить:

$$\cos\gamma = (A e^{j\gamma} + A e^{-j\gamma})/2 ; \quad \sin\gamma = (A e^{j\gamma} - A e^{-j\gamma})/2 \quad (2.24)$$

Векторное представление комплексных чисел показано на рис. 2.12.

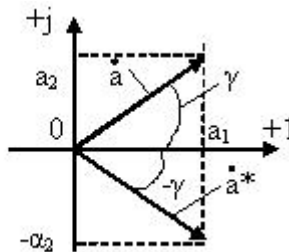


Рис. 2.12. Векторное представление

комплексного числа

на комплексной плоскости

Синусоидальная функция $u(t) = U_m \cos(\omega t + \alpha)$ может быть представлена в терминах комплексных функций следующим образом: Если модуль $A = U_m$, аргумент $\gamma = \omega t + \alpha$, то

$$A e^{j\gamma} = U_m e^{j(\omega t + \alpha)} = U_m e^{j\omega t} e^{j\alpha} = U_m e^{j\omega t}, \quad (2.25)$$

где $\dot{U}_m = U_m e^{j\alpha}$ называется *комплексной амплитудой*. Её модуль – вещественная амплитуда синусоидальной функции U_m . Аргумент комплексной амплитуды – начальная фаза α . Таким образом, одна величина U_m характеризует два параметра синусоиды – амплитуду и начальную фазу.

Экспонента $e^{j\omega t} = \cos \omega t + j \sin \omega t$ имеет модуль, равный единице, а аргумент ωt линейно нарастает во времени с угловой скоростью ω . Это можно отразить *единичным вектором* на комплексной плоскости, который вращается против часовой стрелки со скоростью ω .

Комплексная величина, умноженная на этот вектор (аргументы при этом складываются), получает свойства вращающегося вектора. Поэтому комплексная величина может быть представлена на комплексной плоскости в виде вращающегося против часовой стрелки вектора с комплексной амплитудой U_m (рис. 2.13).

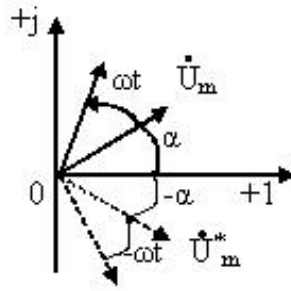


Рис. 2.13. Представление комплексной величины вращающимся вектором

Синусоидально изменяющуюся функцию можно представить
 в виде

$$u(t) = U_m \cos (\omega t + \alpha_u) = (U_m e^{j\omega t} + U_m e^{-j\omega t})/2. \quad (2.26)$$

Выражение (2.26) даёт возможность представить синусоидально изменяющуюся величину полусуммой двух векторов, вращающихся в противоположных направлениях (см. рис. 2.13).

Представление заданной синусоидальной функции с помощью комплексной амплитуды можно рассматривать как преобразование временной функции в частотную область. Например, синусоидаль-

ной функции $u = 10 \cos (\omega t + 30^\circ)$ соответствует запись $U_m = 10 e^{j30}$, функции

$i = 2 \sin (\omega t + 45^\circ) = 2 \cos (\omega t - 45^\circ)$ соответствует запись $\dot{I}_m = 2 e^{-j45}$.

Обратная запись – перевод функции из частотной области во временную: $\dot{I}_m = 5 e^{-j60}$ соответствует записи $i = 5 \cos (\omega t - 60^\circ)$.

Важно еще одно свойство экспоненциальной функции: дифференцирование и интегрирование экспоненциальной функции сводится соответственно к умножению или делению на $j\omega$:

$$d/dt (e^{j\omega t}) = j\omega e^{j\omega t}; \quad \int e^{j\omega t} dt = e^{j\omega t} / j\omega. \quad (2.27)$$

Это дает возможность в дифференциальных уравнениях переходить к алгебраической форме записи этих уравнений, причем такое алгебраическое уравнение не содержит аргумента времени. Например, пусть имеется дифференциальное уравнение для неразветвленной электрической цепи, к которой приложено синусоидальное напряжение:

$$L di/dt + Ri + (1/C) \int i dt = U_m \cos (\omega t + \alpha_u).$$

С учетом сказанного выше получим:

$$j\omega L \dot{I}_m e^{j\omega t} + R \dot{I}_m e^{j\omega t} + \dot{I}_m e^{j\omega t} / j\omega C = (j\omega L + R + 1 / j\omega C) \dot{I}_m e^{j\omega t} = \\ = U_m e^{j\omega t}$$

Тогда можно записать:

$$Z \dot{I}_m = U_m \quad \text{или} \quad \dot{I}_m = U_m / Z,$$

где $Z = (R + j\omega L + 1 / j\omega C)$ – комплексное сопротивление.

(2.28)

Преобразование последнего выражения дает:

$$Z = R + j X_p,$$

где $X_p = (\omega L - 1 / \omega C)$ – реактивное сопротивление.

Законы Ома и Кирхгофа в комплексной форме

Метод комплексных амплитуд позволяет представить выражения для законов Ома и Кирхгофа в форме, подобной форме выражений этих законов для цепей постоянного тока.

Закон Ома в комплексной форме можно записать в следующем виде:

• • • •

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

(2.29)

где $Y = 1 / Z$ – комплексная проводимость;

I_m, U_m – комплексные амплитуды тока и напряжения;

Z – комплексное сопротивление.

Формулировки *первого и второго законов Кирхгофа в комплексной форме* по сути не отличаются от рассмотренных ранее, но относятся к комплексным амплитудам токов и напряжений.

Для первого закона Кирхгофа

$$\sum \dot{I}_{mk} = 0, \quad (2.30)$$

где \dot{I}_m – комплексная амплитуда тока, k – номер тока, подходящего к рассматриваемому узлу (или отходящего от этого узла). Правило знаков такое же.

Второй закон Кирхгофа (вторая форма) –

$$\sum U_{mn} = 0, \quad (2.31)$$

где U_m – комплексная амплитуда напряжения, n – номер выбранного контура.

2.4. Реакция элементов электрической цепи

на синусоидальные (гармонические) воздействия

Анализ реакции элементов на синусоидальные напряжения и токи проведём, считая, что одна из функций (ток или напряжение) задана, а вторую следует определить.

1. Активное сопротивление: по закону Ома $i = Gu$ для мгновенных значений. Полагая $u = U_m \cos(\omega t + \alpha_u)$, получим

$$i = I_m \cos(\omega t + \alpha_i) = G U_m \cos(\omega t + \alpha_u),$$

где α_u, α_i – начальные фазы напряжения и тока.

Уравнение закона Ома будет соблюдаться, если

$$I_m = G U_m; \quad \alpha_u = \alpha_i.$$

Вывод: в цепи синусоидального тока в активном сопротивлении ток и напряжение совпадают по фазе, а отношение их амплитуд равно проводимости.

Если подставить комплексные амплитуды, получим: .

$$\dot{I} = I_m \exp(j\alpha_i) = G U_m = G U_m \exp(j\alpha_u) = Y U_m.$$

(2.32)

Для активного сопротивления комплексная проводимость Y и комплексное сопротивление Z имеют только активные вещественные составляющие:

$$Y = G; \quad Z = R. \quad (2.33)$$

Мгновенная мощность в активном сопротивлении:

$$p = u i = Ri^2 = U_m I_m \cos^2 (\omega t + \alpha_u) = \\ = R I_m^2 [1 + \cos 2 (\omega t + \alpha_u)] / 2 = I^2 R [1 + \cos 2 (\omega t + \alpha_u)]. \quad (2.34)$$

Эти аналитические соотношения можно отразить графически (рис. 2.14).

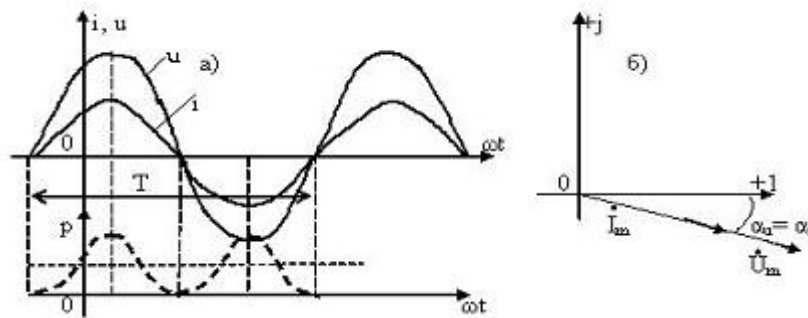


Рис. 2.14. Временные (а) и векторные (б) диаграммы тока, напряжения и мощности для цепи синусоидального тока с резистором

Среднее значение мощности за период называется *активной мощностью*:

$$P = (R / T) \int_0^T i^2 dt = R I_m^2 / 2 = R I^2, \quad (2.35)$$

где $I = I_m / \sqrt{2}$ – действующее значение тока.

Действующее значение синусоидального тока определяется как средне квадратичное значение тока за период:

$$I = \sqrt{(1 / T) \int_0^T i^2 dt}^{0,5}. \quad (2.36)$$

Для действующих значений тока и напряжения выражения активной мощности в цепи постоянного и переменного (синусоидального) тока совпадают:

$$P = UI = R I^2 = G U^2$$

2. Для индуктивного элемента мгновенные значения напряжения (рис. 2.15) и тока связаны соотношением

$$u = L di / dt;$$

Подставляя $u = U_m \cos(\omega t + \alpha_u)$, $i = I_m \cos(\omega t + \alpha_i)$, будем иметь: $U_m \cos(\omega t + \alpha_u) = \omega L I_m \cos(\omega t + \alpha_i + \pi/2)$.

Сравнение даёт:

$$U_m = \omega L I_m = X_L I_m; \quad \alpha_u = \alpha_i + \pi/2. \quad (2.37)$$

Следовательно, напряжение на индуктивном элементе опережает ток на 90° (ток в индуктивности отстает от напряжения на 90°).

Коэффициент пропорциональности между амплитудами напряжения и тока – это *индуктивное сопротивление* $X_L = \omega L = U_m / I_m$.

Величина, обратная индуктивному сопротивлению – *индуктивная проводимость*

$$b_L = 1 / \omega L = I_m / U_m.$$

В терминах комплексных амплитуд, учитывая, что $j = e^{j90^\circ}$, $1/j = -j$, получим

$$U_m = j \omega L I_m = Z_L I_m, \quad (2.38)$$

$$Z_L = j \omega L = j X_L = X_L e^{j90^\circ}; \quad Y_L = 1/j\omega L = -j b_L,$$

где Z_L, Y_L – соответственно комплексные сопротивление и проводимость индуктивного элемента; $b_L = 1/\omega L$ – индуктивная проводимость.

Мгновенное значение энергии, запасаемой в индуктивности, пульсирует с двойной частотой от 0 до $L\dot{I}^2$:

$$w_L = L i^2 / 2 = (L\dot{I}^2/2) [1 + \cos 2(\omega t + \alpha_i)]$$

(2.39)

Среднее значение энергии за период $W_{cp} = 0,5L\dot{I}^2$.

(2.40)

Мощность индуктивного элемента

$$p_L = u i = - U I \sin 2 (\omega t + \alpha_i). \quad (2.41)$$

Произведение действующих значений тока и напряжения на L -элементе называют *реактивной мощностью* (это максимальная скорость изменения энергии в элементе):

$$P_L = U_L I = \omega L \dot{I}^2 = X_L \dot{I}^2. \quad (2.42)$$

Учитывая (2.42), получим $P_L = 2\omega W_{cp}$, т.е. реактивная мощность индуктивного элемента равна среднему значению запасенной энергии, умноженному на 2ω .

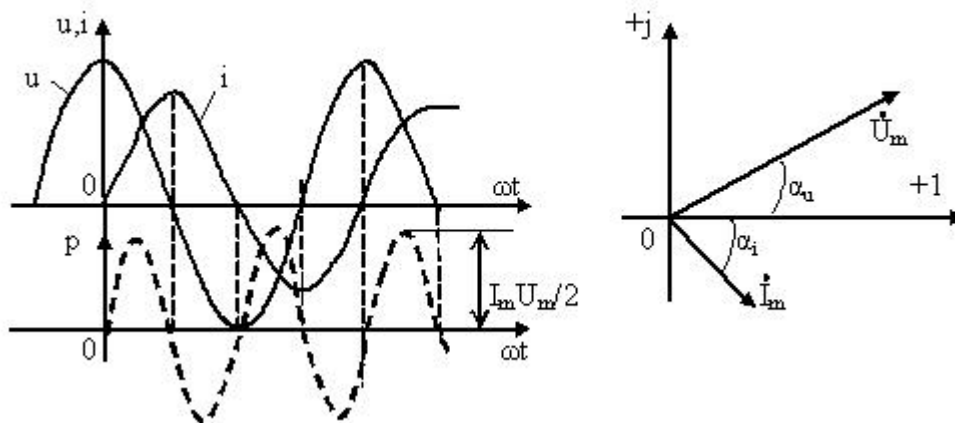


Рис. 2.15. Временные и векторные диаграммы тока, напряжения и мощности при протекании синусоидального тока в индуктивном элементе

В отличие от активной реактивная мощность не связана с выделением энергии в элементе, а среднее значение мгновенной мощности за период равно нулю (см. рис. 2.15). Единица измерения реактивной мощности – *Var* (вольт-ампер реактивный).

3. Для ёмкостного элемента (рис. 2.16) $i_c = C du/dt$. После подстановки синусоидальных значений тока и напряжения получим:

$$I_m \cos(\omega t + \alpha_i) = \omega C U_m \cos(\omega t + \alpha_u + \pi/2),$$

$$\text{откуда следует: } \alpha_i = \alpha_u + \pi/2; \quad I_m = \omega C U_m = b_c U_m,$$

где $b_c = \omega C$ – ёмкостная проводимость. Ёмкостное сопротивление

$$x_c = 1/\omega C = U_m/I_m.$$

Ток в емкости опережает по фазе напряжение на 90° (напряжение отстает от тока на 90°). В терминах комплексных амплитуд для ёмкостного элемента можно записать:

$$U_m = I_m Z_c = I_m / j\omega C = I_m / Y_c \quad (2.43)$$

Комплексные сопротивление и проводимость ёмкостного элемента имеют только реактивные составляющие:

$$Y_c = j b_c = b_c e^{j90^\circ}; Z_c = -j x_c = x_c e^{-j90^\circ}. \quad (2.44)$$

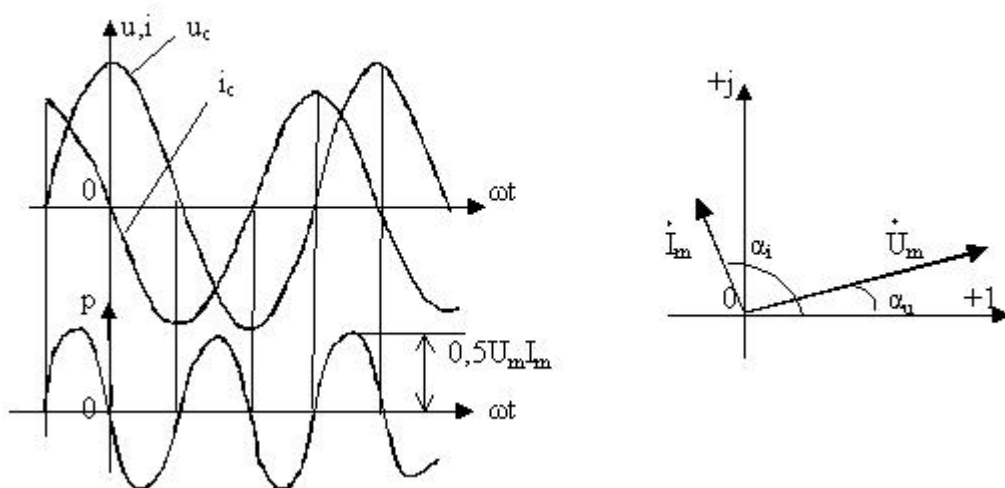


Рис. 2.16. Временные и векторные диаграммы для ёмкостного элемента

Мгновенное значение энергии, запасаемой в емкости:

$$w_c = C u^2 / 2 = C U^2 \cos^2 (\omega t + \alpha_u) = (C U^2 / 2) [1 + \cos 2 (\omega t + \alpha_u)]. \quad (2.45)$$

Мощность ёмкостного элемента

$$p = u i = -U I \sin 2 (\omega t + \alpha_i). \quad (2.46)$$

Средняя мощность за период $P = 0$, а реактивная мощность (скорость поступления энергии в элемент):

$$P_c = U I = \omega C U^2 = b_c U^2. \quad (2.47)$$

2.5. Мощности в цепи синусоидального тока

В цепи синусоидального тока понятие мощности расширяется по сравнению с понятием мощности в цепи постоянного тока [7]. Так называемая мгновенная мощность в цепи переменного тока определяется как произведение мгновенных значений тока и напряжения:

$$p(t) = u(t) * i(t). \quad (2.48)$$

Если напряжение и ток – синусоидальные функции, имеющие сдвиг по фазе, то выражение (2.48) можно представить в виде

$$p(t) = U_m I_m \sin(\omega t + \psi_i) \sin(\omega t + \psi_i + \varphi), \quad (2.49)$$

где ψ_i – начальная фаза тока; U_m – амплитуда напряжения; I_m – амплитуда тока;

φ – сдвиг по фазе, обусловленный наличием в цепи реактивных сопротивлений.

Тригонометрическое преобразование выражения (2.49) дает

$$p(t) = p_1(t) + p_2(t),$$

где $p_1(t) = P_a [1 - \cos 2(\omega t + \psi_i)]$; $p_2(t) = P_a \operatorname{tg} \varphi \sin 2(\omega t + \psi_i)$;
 $P_a = (U_m I_m \cos \varphi) / 2.$ (2.50)

Величина P_a имеет положительный знак и равна среднему значению мощности $p(t)$ за период, так как другие составляющие синусоидальны и, следовательно, их среднее значение за период будет равно нулю.

Это среднее значение называют *активной мощностью*. Единицей активной мощности является *ватт (Вт)*. Записывая её через действующие значения тока и напряжения, будем иметь

$$P_a = U I \cos \varphi. \quad (2.51)$$

Знакопеременные составляющие мощности называют реактивной мощностью:

$$Q = U I \sin \varphi, \quad (2.52)$$

где Q – *реактивная мощность*;

U – действующее значение напряжения;

I – действующее значение тока.

Единицей реактивной мощности является *Вар*. В зависимости от знака угла φ реактивная мощность может иметь положительный или отрицательный знак.

Произведение действующих значений тока и напряжения называют *полной мощностью*:

$$S = U * I = (P^2 + Q^2)^{0,5}. \quad (2.53)$$

Единица полной мощности – *вольт-ампер (ВА)*.

Соотношение между мощностями можно показать на комплексной плоскости (рис. 2.17), если считать мощности комплексными величинами.

В цепях переменного тока важное значение играет отношение активной мощности к полной, называемое *коэффициентом мощности*.

Для синусоидальных токов $\cos \varphi = P/S$.

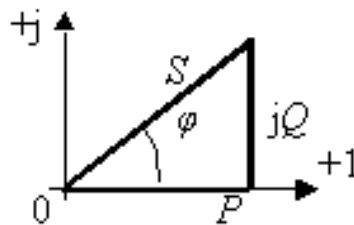


Рис. 2.17. Треугольник мощностей цепи синусоидального тока

Чем больше $\cos \varphi$, тем больше активная мощность, отдаваемая источником или потребляемая приёмником. Для повышения экономичности систем электроснабжения принимают специальные меры по увеличению коэффициента мощности.

2.6. Многофазные электрические цепи

Особенности и свойства многофазных систем

Цепи переменного тока позволяют строить многофазные системы, которые обладают преимуществами по сравнению с однофазными. При этом под однофазной цепью будем понимать электрическую цепь, в которой источник электрической энергии соединен с потребителем двухпроводной линией. Электрические цепи многофазных систем более сложны, так как соединения источника и приемника энергии осуществляются несколькими проводниками, число которых более двух. Основными преимуществами многофазных систем являются [50]:

1. Возможность получить *вращающееся магнитное поле*, что позволяет строить простые по конструкции и надежные в эксплуатации электродвигатели.

2. Многофазные системы позволяют путем выпрямления получить постоянный ток с малыми пульсациями и большой мощности.

3. Многофазные системы дают возможность экономии цветных металлов при передаче электроэнергии по проводным линиям.

4. Многофазные системы позволяют подключать к сети потребителей с разным номинальным напряжением.

5. Симметричные многофазные системы обеспечивают благоприятные условия работы генераторов и двигателей вследствие малых пульсаций вращающего момента.

Многофазную электрическую цепь можно представить как совокупность нескольких однофазных цепей переменного тока, в которых действуют ЭДС одной и той же частоты. Практически повсеместно распространена трехфазная система, предложенная в 1890 – 1891 гг. русским электротехником М.О. Доливо-Добровольским.

Способ создания трехфазной системы напряжений

Трёхфазную систему напряжений можно получить, если расположить в металлическом корпусе три рамки из проводников (системы обмоток), сдвинутых друг относительно друга на 120° (рис. 2.18), и пересекать поочередно их плоскости магнитным полем, например, вращая постоянный магнит внутри корпуса с постоянной угловой скоростью ω .

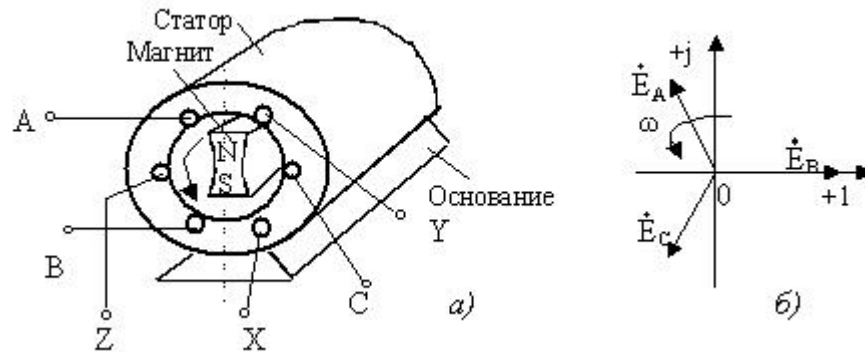


Рис. 2.18. Иллюстрация принципа получения трехфазной системы напряжений (а) и векторные диаграммы ЭДС на комплексной плоскости (б)

При выбранном направлении вращения магнитного поля с угловой частотой ω поле пересекает сначала плоскость рамки АХ, потом ВУ, затем СЗ и т.д. Если изменить направление вращения магнитного поля, то последовательность пересечения плоскостей рамок изменится: АХ-СУ-ВЗ и т.д. Первый случай называют *прямым порядком чередования фаз*, второй – *обратным*. Согласно закону электромагнитной индукции, при пересечении магнитным полем плоскостей рамок на выводах рамок будут наводиться ЭДС, сдвинутые по фазе друг относительно друга и изменяющиеся по синусоидальному закону. Каждая рамка образует одноименную фазу, система состоит из трех фаз (А, В и С).

Трёхфазная система ЭДС будет выглядеть следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} e_A &= E_m \sin(\omega t + \psi); \\ e_B &= E_m \sin(\omega t + \psi - 2\pi/3); \\ e_C &= E_m \sin(\omega t + \psi - 4\pi/3); \end{aligned} \right\} \quad (2.54)$$

где E_m – амплитуда ЭДС; ψ – начальная фаза ЭДС фазы А (см. рис. 2.18).

На практике фазы А, В, С образованы каждая не одной рамкой, а специально изготовленной обмоткой, состоящей из множества витков медного провода, и уложенной в пазы, выполненные на внутренней цилиндрической неподвижной части электрической машины (статора), а магнитное поле создается электромагнитом, размещенным на вращающейся части машины – роторе.

Векторы, изображающие ЭДС или токи симметричной системы, образуют симметричную звезду (см. рис. 2.18), причем их векторная сумма должна быть равна нулю:

• • •

$$E_A + E_B + E_C = 0. \quad (2.55)$$

Сдвиг по фазе между векторами симметричной системы составляет $2\pi/3$.

Такая система симметрична, так как сдвиги фаз ЭДС друг относительно друга одинаковы.

В системах автоматики часто применяют двухфазную систему ЭДС (напряжений) (рис. 2.19) при сдвиге по фазе между ними $\alpha = \pi/2$.

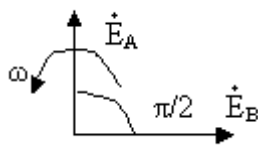


Рис. 2.19. Двухфазная система ЭДС

Двухфазная система несимметрична, так как сдвиги фаз ЭДС друг относительно друга неодинаковы.

Соединения источников и приемников в трехфазной системе

В трехфазной системе обычно используют два наиболее распространенных соединения: звездой либо треугольником. Если концы фаз генератора, (или приемника) соединены в одну точку, называемую *нейтральной*, получим соединение звездой (рис. 2.20).

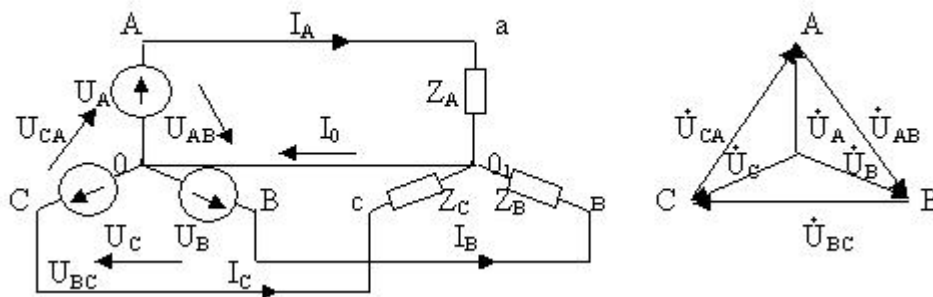


Рис. 2.20. Трехфазная система, соединенная звездой, и векторная диаграмма напряжений в симметричной системе

Провод OO_1 , соединяющий нейтральные точки генератора и приемника, называют *нейтральным*, а остальные провода – *линейными*.

ЭДС, напряжения и токи, имеющие место в фазах генератора или приемника, называют *фазными*: E_ϕ , U_ϕ , I_ϕ . Токи в линейных проводах и напряжения между ними называют *линейными*: U_{AB} , U_{BC} , U_{CA} . Линейные ЭДС или напряжения считаются условно положительными, если их стрелки направлены от предыдущей фазы к последующей. Фазные напряжения будем считать положительными, если их стрелки направлены от конца фазы к ее началу. В этом случае можно записать (согласно направлению стрелок напряжений на рис. 2.20).

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{AB} &= \dot{U}_B - \dot{U}_A \\ \dot{U}_{BC} &= \dot{U}_C - \dot{U}_B \\ \dot{U}_{CA} &= \dot{U}_A - \dot{U}_C \end{aligned} \right\} \quad (2.56)$$

По векторной диаграмме можно получить соотношение между действующими (или амплитудными) значениями фазных и линейных напряжений.

$$U_l = U_{AB} = U_{BC} = U_{CA} = \sqrt{3} U_\phi . \quad (2.57)$$

При соединении звездой фазные токи равны линейным по модулю, а для симметричной системы ток в нейтральном проводе отсутствует:

$$i_0 = i_A + i_B + i_C = 0.$$

Если конец каждой фазы генератора или приемника соединить с началом следующей фазы, образуя замкнутый контур, то получим соединение треугольником (рис. 2.21). По схеме треугольника могут соединяться как источники так и потребители. На практике используются сочетания соединений источников и потребителей: звезда – треугольник, треугольник – звезда, звезда – звезда, треугольник – треугольник.

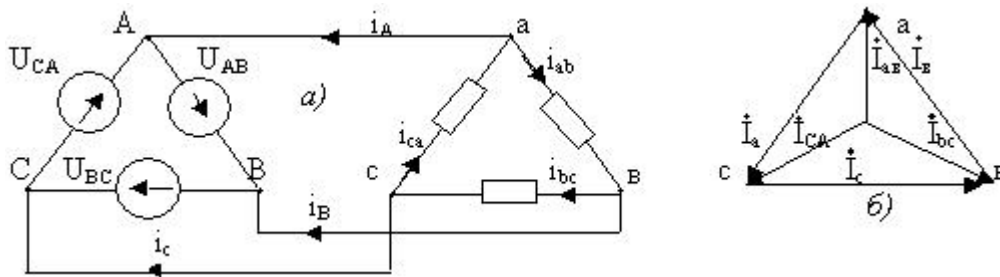


Рис. 2.21. Трёхфазная система, соединённая треугольником (а), и векторная диаграмма токов (б)

Для узлов a, b, c можем записать:

$$\left. \begin{aligned} i_A &= i_{ca} - i_{ab}; \\ i_B &= i_{ab} - i_{bc}; \\ i_C &= i_{bc} - i_{ca}; \end{aligned} \right\} \quad (2.58)$$

В комплексном виде уравнения для токов примут вид:

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_a &= \dot{I}_{ca} - \dot{I}_{ab}; \\ \dot{I}_b &= \dot{I}_{ab} - \dot{I}_{bc}; \\ \dot{I}_c &= \dot{I}_{bc} - \dot{I}_{ca} \end{aligned} \right\} \quad (2.59)$$

Из диаграммы токов находим

$$I_l = \sqrt{3} I_\phi, \quad (2.60)$$

где I_l – линейный ток, $I_l = I_a = I_b = I_c$;

I_ϕ – фазный ток, $I_\phi = I_{ab} = I_{bc} = I_{ca}$.

Линейные и фазные напряжения при соединении треугольником одинаковы:

$$U_l = U_\phi. \quad (2.61)$$

Мощность в трехфазной системе

Для трехфазной симметричной системы

$$\left. \begin{aligned} P &= \sqrt{3} U_l I_l \cos \varphi \\ Q &= \sqrt{3} U_l I_l \sin \varphi \\ S &= \sqrt{3} U_l I_l = \sqrt{P^2 + Q^2} \end{aligned} \right\} \quad (2.62)$$

где P – активная мощность симметричной трехфазной системы;
 Q – реактивная мощность;

S – полная мощность;

φ – сдвиг по фазе между фазным напряжением и фазным током.

В общем случае для несимметричной m -фазной системы при любом способе соединения мощности определяются по выражениям:

$$\left. \begin{aligned} P &= \sum_{k=1}^m U_{\varphi k} I_{\varphi k} \cos \varphi_k; \\ Q &= \sum_{k=1}^m U_{\varphi k} I_{\varphi k} \sin \varphi_k; \end{aligned} \right\} \quad (2.63)$$

где $U_{\varphi k}$, $I_{\varphi k}$, φ_k – фазные напряжение и ток k -й фазы генератора и сдвиг по фазе между ними.

3. ОБЩИЕ МЕТОДЫ ОПИСАНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ

3.1. Частотные характеристики электрической цепи

Ранее было выяснено, что частота существенно влияет на параметры электрической цепи: комплексные сопротивления и проводимости – это функции частоты. Наиболее важны зависимости от частоты амплитуды и фазы синусоидальных величин, так как они позволяют оценить поведение цепи в заданной полосе частот. Для этого используют два основных вида частотных характеристик: амплитудночастотные (АЧХ) и фазочастотные (ФЧХ).

АЧХ показывает зависимость амплитуды или модуля комплексной величины от частоты. ФЧХ – это зависимость фазы от частоты.

В качестве примера определим частотные характеристики простой последовательной RL - цепи (рис. 3.1).

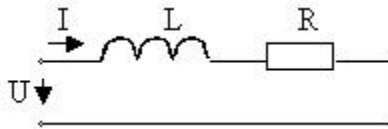


Рис. 3.1. Последовательная RL - цепь

Реакция цепи – ток, поэтому построим зависимость от частоты комплексной проводимости

$$Y = 1 / Z,$$

где Z – комплексное сопротивление последовательной RL - цепи,

$$Z = R + j \omega L.$$

$$Y(j\omega) = 1/(R + j\omega L) = R/(R^2 + \omega^2 L^2) - j\omega L/(R^2 + \omega^2 L^2). \quad (3.1)$$

Имея конкретные численные значения, можно построить зависимости реальной и мнимой частей комплексной проводимости от угловой частоты ω .

Для получения обобщенных зависимостей обычно удобнее величины выразить в относительных единицах, введя нормировку частоты и сопротивления [26].

Нормировка состоит в том, что выбираются некоторая базисная частота ω_0 и сопротивление Z_0 и определяются относительные (безразмерные) нормированные значения частоты, сопротивления и проводимости.

Абсолютные значения частоты и сопротивления в этом случае определяются по выражениям

$$\omega = \omega^* \omega_0, \quad Z = Z^* Z_0,$$

где ω^* – нормированное значение частоты;

Z^* – нормированное значение сопротивления.

Сделаем, например, нормировку выражения комплексной проводимости, полагая, что нормированное значение проводимости $Y^* = Y/Y_0$.

Выберем $Y_0 = 1/R$, $\omega_0 = R/L$, тогда с учётом (3.1) получим:

$$Y^* = 1/(1 + j\omega^*) = 1/(1 + \omega^{*2}) - j\omega^*/(1 + \omega^{*2}) \quad (3.2)$$

Выражение (3.2) представляет комплексную величину Y^* в алгебраической форме и может использоваться для построения зависимо-

сти реальной и мнимой частей от частоты ω^* (рис. 3.2, б). Зависимость модуля и аргумента комплексной проводимости от частоты (соответственно АЧХ и ФЧХ) удобно строить по экспоненциальной форме представления:

$$Y^* = \exp(-j\arctg\omega^*) (1 + \omega^{*2})^{0,5} \quad (3.3)$$

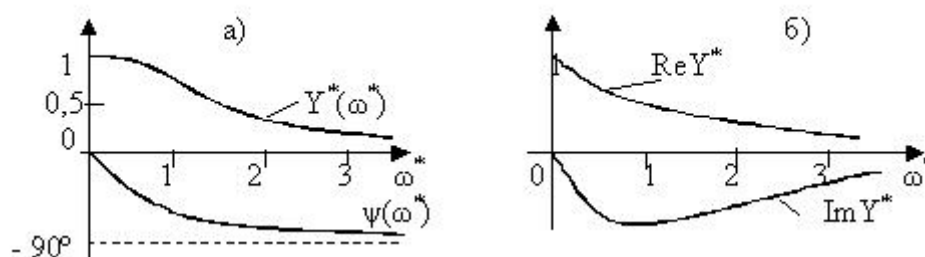


Рис. 3.2. Амплитудночастотная $Y^*(\omega^*)$ и фазочастотная $\psi(\omega^*)$ характеристики комплексной проводимости последовательной RL -цепи (а) и зависимости модулей реальной $Re Y^*$ и мнимой $Im Y^*$ частей проводимости от частоты (б)

Часто используется АФЧХ – амплитудно-фазочастотная характеристика, (рис. 3.3), представляющая собой годограф вектора комплексной величины на комплексной плоскости (в данном случае – это годограф вектора комплексной проводимости).

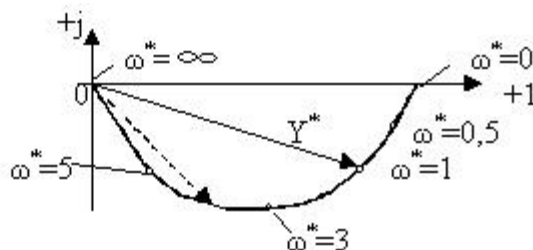


Рис. 3.3. АФЧХ последовательной RL -цепи

Крайние точки АФЧХ определяются по физическому смыслу конкретной цепи: в данном случае если $\omega^* = 0$, то $\omega^* L = 0$, цепь обладает только активным сопротивлением. Если $\omega^* = \infty$, то для переменного тока это разрыв цепи, $Y=0$, $\Psi = -90^\circ$.

Показательны в отношении частотных характеристик характеристики колебательных контуров. Важнейшее свойство простых колебательных контуров состоит в том, что они обладают частотной избирательностью: например, последовательный резонансный контур пропускает сигналы, частоты которых близки к резонансной, и задерживает сигналы с частотами, отличными от неё.

Частотная избирательность обусловлена изменением реактивной составляющей сопротивления при отклонении частоты от резонансной

$$X(\omega) = X_L - X_C = \omega L - 1/\omega C \quad (3.4)$$

Индуктивная составляющая реактивного сопротивления растет линейно с увеличением частоты, емкостная – спадает по гиперболическому закону (рис. 3.4).

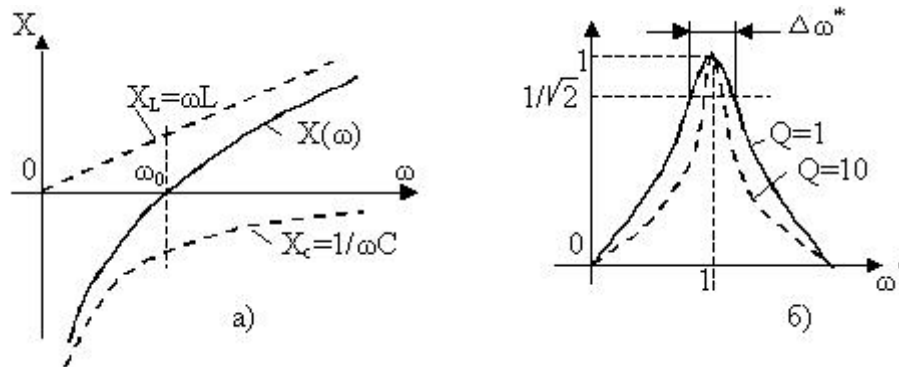


Рис. 3.4. Зависимости от частоты реактивных сопротивлений (а) и определение полосы пропускания последовательного резонансного контура (б)

Величину диапазона частот $\Delta\omega^*$, определённую на уровне $1/\sqrt{2}$, принято считать *полосой пропускания* контура. Полосу пропускания можно характеризовать относительной шириной резонансной кривой, причем

$$\Delta\omega^* = \Delta\omega/\omega_0 = 1/Q, \quad (3.5)$$

где Q – добротность контура – величина, обратная относительной ширине резонансной кривой;

ω_0 – резонансная частота.

Высокая добротность сужает частотную полосу (повышает частотную избирательность) в околорезонансной области (рис. 3.4, б).

3.2. Описание электрических цепей на основе передаточных функций

В предыдущих разделах рассматривались способы описания электрических цепей с помощью уравнений, связывающих входные и выходные величины, представляемыми комплексными амплитудами. Это был частный случай представления синусоидальных воздействий и реакций.

В общем случае для описания электрических цепей (устройств) используются системы дифференциальных уравнений. Для примера определим реакцию, например $U_{\text{вых}}$, какой-либо электрической цепи на некоторые воздействия, например $U_{\text{ex.1}}$, $U_{\text{ex.2}}$. Условимся символ дифференцирования для упрощения записи обозначать $d^i/dt^i = p^i$, где i может изменяться от 1 до n , p – оператор дифференцирования. Тогда так называемое *операторное уравнение*, характеризующее поведение рассматриваемой цепи (устройства), примет вид:

$$(a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_1 p^1 + a_0) U_{\text{вых}} = (b_m p^m + b_{m-1} p^{m-1} + \dots + b_0) U_{\text{ex.1}} + (c_k p^k + c_{k-1} p^{k-1} + \dots + c_0) U_{\text{ex.2}} \quad (3.6)$$

Передаточной функцией называется отношение операторного выражения (изображения) выходного параметра к изображению одного входного параметра (возмущения) при условии, что второй параметр равен нулю. Например, в нашем случае передаточная функция устройства по выбранному входному параметру $U_{\text{ex.1}}$ определяется следующим выражением:

$$W_1(p) = U_{\text{вых}} / U_{\text{ex.1}} = (b_m p^m + b_{m-1} p^{m-1} + \dots + b_0) / (a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_1 p^1 + a_0) \quad (3.7)$$

Передаточная функция по второму параметру $U_{\text{ex.2}}$ будет выглядеть следующим образом:

$$W_2(p) = U_{\text{вых}} / U_{\text{ex.2}} = (c_k p^k + c_{k-1} p^{k-1} + \dots + c_0) / (a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_1 p^1 + a_0) \quad (3.8)$$

Используя передаточные функции (3.7), (3.8), операторное уравнение (3.6) можно представить в более компактном виде:

$$U_{\text{вых}} = W_1(p)U_{\text{вх1}} + W_2(p)U_{\text{вх2}} \quad (3.9)$$

Следует отметить, что полученное выражение справедливо только при нулевых начальных условиях для исходных дифференциальных уравнений.

Из алгебры известно, что полином любой степени может быть представлен в виде произведения простых множителей вида $(\alpha s^2 + \beta s + \gamma)$, где любой из коэффициентов α , β , γ может быть равен нулю. В таком случае описание любого устройства в виде передаточной функции может быть сведено к выражению вида:

$$W(p) = \prod_{i=1}^k N_i(p) / \prod_{q=1}^d N_q(p), \quad (3.10)$$

где k , d – количество элементарных сомножителей в произведениях числителя и знаменателя.

Одно из удобств пользования передаточными функциями состоит в том, что передаточная функция позволяет легко рассчитать АФЧХ устройства. Формально АФЧХ получается из передаточной функции путем замены оператора p на $j\omega$, где $j = \sqrt{-1}$ – мнимая единица; ω – угловая частота, $\omega = 2\pi f$; f – частота. В этом случае

$$W(j\omega) = P(\omega) + j Q(\omega), \quad (3.11)$$

где $P(\omega) = \text{Re}[W(j\omega)]$; $Q(\omega) = \text{Im}[W(j\omega)]$.

На комплексной плоскости можно построить по значениям $P(\omega)$ и $Q(\omega)$ зависимость вектора $W(j\omega)$ от частоты, которая называется *годографом* системы (рис. 3.5).

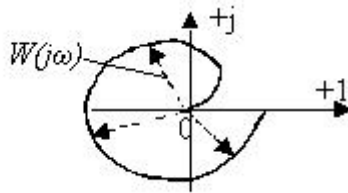


Рис. 3.5. Годограф системы

Для реальных устройств частота обычно изменяется в широких пределах: от 0 до сотен мГц. Чтобы представлять АФЧХ в более компактном виде, часто используют логарифмические АЧХ и ФЧХ (ЛАЧХ и ЛФЧХ). Логарифмической АЧХ называется зависимость вида

$$K(\omega) = 20 \lg |W(j\omega)| = 20 \lg [P^2(\omega) + Q^2(\omega)]^{0.5}. \quad (3.12)$$

ЛФЧХ – это зависимость вида

$$\psi(\omega) = \arg W(j\omega) = \arctg [Q(\omega) / P(\omega)]. \quad (3.13)$$

Последнее справедливо, если $\arg W(j\omega) \leq \pi/2$.

Удобство использования ЛАЧХ и ЛФЧХ состоит в том, что для сложного устройства они могут быть построены путём алгебраического суммирования ЛАЧХ и ЛФЧХ элементарных звеньев, входящих в состав этого устройства.

Для упрощения процесса суммирования при построении ЛАЧХ обычно используют асимптотические характеристики, в которых участки ЛАЧХ представляют отрезками прямых линий с наклоном $n \cdot 20 \text{ дБ/дек}$, где $n = 0, 1, 2, \dots$ – любое целое число. Методика построения состоит из следующих этапов:

а) записывают уравнения, связывающие изменение токов и напряжений элементов схемы (уравнения состояния);

б) на основе этих уравнений записывают дифференциальное уравнение, связывающее изменение сигнала на входе и выходе устройства (порядок уравнения обычно соответствует числу реактивных элементов схемы);

в) переходят к операторной форме записи дифференциального уравнения и записывают передаточную функцию относительно входного воздействия (возмущения);

г) полученную передаточную функцию разбивают на множители, эти множители будут передаточными функциями элементарных звеньев;

д) строят частотные характеристики элементарных звеньев (обычно в асимптотическом виде) и их суммированием находят ЛАЧХ и ЛФЧХ устройства;

е) анализируя полученные характеристики, определяют основные свойства устройства (значения частот в точках излома, полосу пропускания, фазовые сдвиги, устойчивость системы, состав и т.д.).

Для наиболее распространенных элементарных электрических цепей передаточные функции и вид ЛАЧХ приводятся во многих источниках. Эти сведения [26] даны в табл. 3.1 для некоторых видов RC- цепей.

В таблице приняты следующие обозначения: T – постоянные времени;

$K(\omega)$ – модуль коэффициента передачи: $K = \lg (U_{вых}/U_{вх})$; K_{∞} , K_0 – соответственно коэффициенты передачи на высоких и низких частотах.

Таблица 3.1

Передаточные функции и ЛАЧХ для некоторых RC-цепей

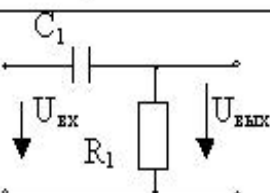
Схема	$W(p)$	Связь параметров	ЛАЧХ
1	2	3	4
	$\frac{T_1 p}{T_1 p + 1}$	$T_1 = R_1 C_1$	

Схема	$W(p)$	Связь параметров	ЛАЧХ
	$\frac{T_1 p}{T_2 p + 1}$	$T_1 = R_1 C_1$ $T_2 = (R_1 + R_2) C_1$ $K_2 = R_1 / (R_1 + R_2)$	
	$\frac{(T_1 p + 1)}{T_2 p + 1}$	$K_0 = R_1 / (R_1 + R_2)$ $T_1 = R_2 C_1$ $T_2 = R_1 R_2 C_1 / (R_1 + R_2)$	
	$\frac{1}{T_1 p + 1}$	$T_1 = R_1 C_1$	
	$\frac{K_0}{T_1 p + 1}$	$K_0 = R_2 / (R_1 + R_2)$ $T_1 = R_1 R_2 C_1 / (R_1 + R_2)$	
	$\frac{T_1 p + 1}{T_2 p + 1}$	$T_1 = R_2 C_1$ $T_2 = (R_1 + R_2) C_1$ $K_2 = R_2 / (R_1 + R_2)$	

3.3. Электрические фильтры

Устройства, содержащие индуктивные катушки (и) или конденсаторы и предназначенные для обеспечения заданной формы кривой напряжения или тока на участке цепи, называются *электрическими фильтрами*. Простейшие фильтры содержат обычно один резистор и один реактивный элемент (конденсатор или катушку индуктивности). Примером может быть сглаживающий *RC-фильтр* (рис. 3.6) представляющий собой элементарный пассивный четырехполюсник.

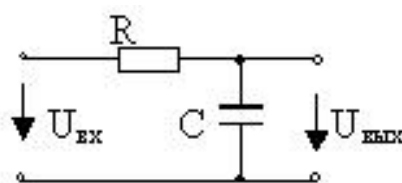


Рис. 3.6. Простейший сглаживающий фильтр

Связь амплитудных значений входного и выходного напряжений определяется по общему правилу с помощью коэффициента передачи напряжения как отношение амплитудных значений выходной и входной величин:

$$K_u = U_{m \text{ вых}} / U_{m \text{ вх}}. \quad (3.14)$$

Полагая, что входное напряжение содержит гармонические составляющие, для какой-либо n -й гармонической составляющей можно записать:

$$U_{m \text{ вых}(n)} = U_{m \text{ вх}(n)} * [X_{c(n)} / Z_{(n)}], \quad (3.15)$$

где $U_{m \text{ вых}(n)}$, $U_{m \text{ вх}(n)}$ – соответственно амплитудные значения выходного и входного напряжения для n -й гармонической составляющей;

$Z_{(n)}$ – модуль полного сопротивления фильтра для n -й гармонической составляющей:

$$Z_{(n)} = \sqrt{R^2 + X_{c(n)}^2} \quad (3.16)$$

$X_{c(n)}$ – реактивное сопротивление конденсатора для этой составляющей;

$$X_{c(n)} = 1/n\omega_1 C, \quad (3.17)$$

где n – номер гармонической составляющей;

ω_1 – частота первой гармоники;

C – ёмкость конденсатора.

Из (3.14) получим выражение для амплитудно-частотной характеристики (АЧХ), записав выражение K_u через частотно-зависимые параметры:

$$K_u = X_{c(n)} / Z_{(n)} = 1 / \sqrt{1 + (n\omega_1 RC)^2} \quad (3.18)$$

Вид АЧХ рассматриваемого фильтра показан на рис. 3.7.

По выражению (3.18) и рис. 3.7 видно, что с увеличением частоты входного напряжения амплитуда выходного напряжения заметно уменьшается с ростом номера гармонической составляющей.

В этом состоит сглаживающее действие рассматриваемого фильтра.

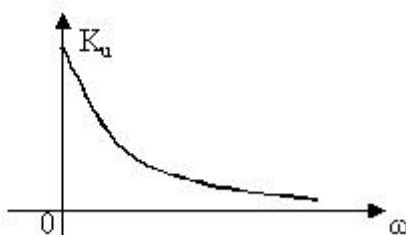


Рис. 3.7. АЧХ сглаживающего фильтра

Схемы фильтров весьма разнообразны, так как структура схемы зависит от выполняемой функции: фильтры могут быть сглаживающими, задерживающими, пропускающими, полосовыми, комбинированными, активными, пассивными и т. д. По структурному построению можно различать Т-образные, П-образные фильтры, фильтры с резонансными контурами [19]. На рис. 3.8 для примера показаны некоторые структурные схемы пассивных электрических фильтров.

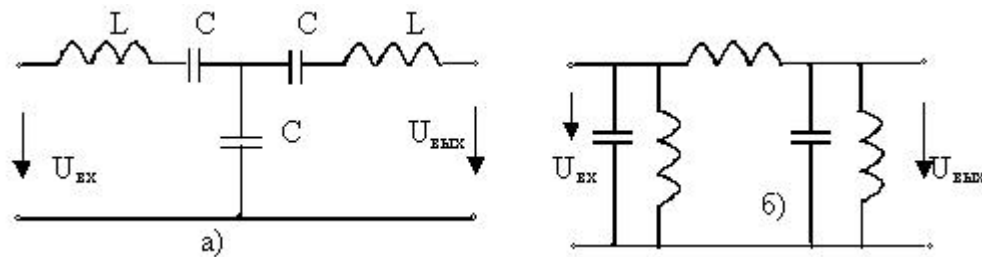


Рис. 3.8. Структурные схемы фильтров: (а) – Т-образный с емкостной связью; (б) – П-образный с индуктивной связью

Действие фильтра любого вида основано на том, что реактивные сопротивления конденсаторов и катушек индуктивности неодинаковы для токов разной частоты:

$$X_c = 1 / \omega C; \quad X_L = \omega L.$$

Используя различные соединения реактивных элементов, можно целенаправленно изменить вид АЧХ фильтра, добиваясь ослабления «ненужных» гармонических составляющих и обеспечения прохождения на выход «нужных» составляющих входного напряжения. Например, нужно выделить из несинусоидального входного напряжения какую-то n -ю гармоническую составляющую и ослабить другие составляющие. Один из вариантов такого фильтра показан на рис. 3.9.

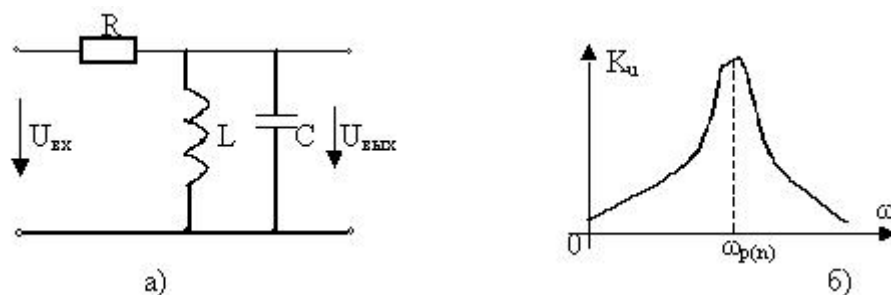


Рис. 3.9. Структурная схема полосового резонансного фильтра (а) и АЧХ фильтра (б)

Резонансный контур LC имеет резонансную частоту $\omega_{p(n)}$, поэтому гармоническая составляющая частоты $\omega_{p(n)}$ не отводится в параллельную цепь LC и проходит на выход с минимальным ослаблением. Для всех других составляющих с частотами, отличными от резонансной, коэффициент передачи будет значительно меньше.

Электрические фильтры применяются очень широко как в электротехнических, так и в электронных устройствах.

3.4. Представление электрической цепи в виде двухполюсника

Двухполюсник в цепи постоянного тока. В любой электрической схеме можно выделить такую часть схемы, что соединение этой части с остальными частями осуществляется с помощью только двух проводников. Эту выделенную часть можно назвать двухполюсником.

В общем случае *двухполюсник* – это схема, имеющая два входных зажима (полюса), либо один вход и один выход. Двухполюсник обозначают прямоугольником с двумя выводами, его внутреннее содержание может быть как угодно сложным, либо содержать всего лишь один элемент, например, резистор. Если в двухполюснике есть источник ЭДС или источник тока, то его называют *активным*. Если источники отсутствуют, то двухполюсник называют *пассивным*. Понятие «двухполюсник» во многих случаях облегчает анализ и расчет электрических и электронных цепей, так как сколь угодно сложную внутреннюю схему двухполюсника можно заменить схемой замещения (рис. 3.10).

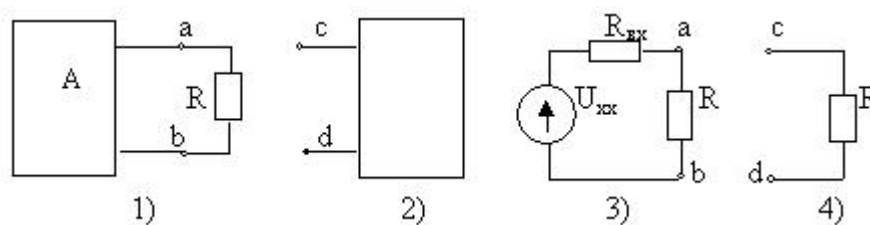


Рис. 3.10. Условные обозначения двухполюсников:

1 – активного; 2 – пассивного и их схемы замещения:

3 – активного; 4 – пассивного

Основным параметром двухполюсника, определяющим его свойства, является его внутреннее сопротивление. Активный двухполюс-

ник по отношению к его выходным зажимам (ab на рис. 3.10) может быть представлен эквивалентным источником (генератором) с внутренним сопротивлением, равным входному сопротивлению R_{ex} этого двухполюсника. ЭДС эквивалентного источника должна быть равна напряжению на выделенных зажимах двухполюсника U_{xx} при отсутствии тока между этими зажимами. Этот режим двухполюсника называют *режимом холостого хода*, так как между зажимами ab (рис. 3.10) имеется напряжение, но отсутствует ток ($R = \infty$). Если $R < \infty$, то между выводами будет протекать ток согласно закону Ома:

$$I = U_{xx} / (R + R_{ex}), \quad (3.19)$$

где R – внешнее сопротивление (сопротивление нагрузки);

R_{ex} – входное (внутреннее) сопротивление двухполюсника.

Метод расчета электрической цепи, в котором часть схемы, относящаяся к какой-либо ветви, выделяют в виде двухполюсника, а затем находят ток по формуле (3.19), называют *методом эквивалентного генератора, методом активного двухполюсника, методом холостого хода и короткого замыкания* (х.х. и к.з.) [7]. Последнее название обусловлено тем, что для определения входного сопротивления R_{ex} удобно использовать так называемые опыты х.х. и к.з.. Опыт х.х. состоит в том, что при разомкнутых зажимах двухполюсника измеряют (или вычисляют) напряжение U_{xx} . Опыт к.з. состоит в том, что зажимы исследуемой ветви соединяют накоротко (чаще всего мысленно), и измеряют или вычисляют ток в этой ветви (этот ток называют током короткого замыкания ($I_{к.з.}$)).

Входное сопротивление двухполюсника относительно ветви, с которой делали опыты, определяется по формуле

$$R_{ex} = U_{xx} / I_{к.з.} . \quad (3.20)$$

Последовательность расчета тока в выделенной с помощью двухполюсника ветви будет следующей:

а) найти напряжение U_{xx} на зажимах выделенной разомкнутой ветви;

б) определить входное сопротивление R_{ex} двухполюсника по отношению к разомкнутым зажимам выделенной ветви;

в) найти искомое значение тока в ветви по закону Ома.

Схемы соединения двухполюсников. При анализе и расчете цепей сложной структуры двухполюсники можно использовать для упрощения как элементы электрической цепи с известными параметра-

ми. При этом законы электрических цепей (Ома, Кирхгофа) могут использоваться так же, как и для элементарных элементов. Например, при последовательном соединении (рис. 3.11) эквивалентное сопротивление $R_{\text{экв}} = \sum R_i$, а напряжение на каком-либо двухполюснике

$$U_i = U R_i / R_{\text{экв}}, \quad (3.21)$$

где R_i – внутреннее сопротивление какого-либо двухполюсника.

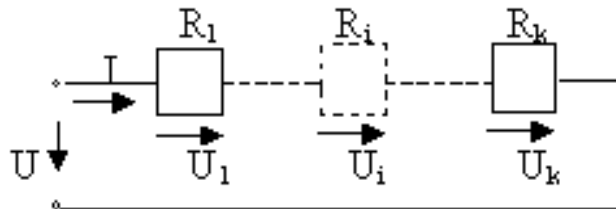


Рис. 3.11. Последовательное соединение двухполюсников

Для параллельного соединения двухполюсников (рис. 3.12)

$$I_i = Y_i U; Y_i = 1/R_i; Y_{\text{экв}} = \sum Y_i = I/U; I_i = I Y_i / Y_{\text{экв}}, \quad (3.22)$$

где I_i – ток в какой-либо параллельной ветви;

I – общий ток цепи,

$I = \sum I_i$; Y_i – проводимость какой-либо ветви;

$Y_{\text{экв}} = \sum Y_i$ – эквивалентная проводимость цепи.

В теории электрических цепей [26] доказывается, что при передаче энергии от *активного* двухполюсника нагрузке существует определённое соотношение между сопротивлением нагрузки R и входным (внутренним) сопротивлением двухполюсника R_{ex} , при котором в сопротивлении нагрузки выделяется максимальная мощность

$$P_{\text{макс}} = U_{\text{xx}}^2 / 4R_{\text{ex}}. \quad (3.23)$$

Таким условием является равенство внутреннего сопротивления активного двухполюсника и сопротивления нагрузки $R = R_{\text{ex}}$.

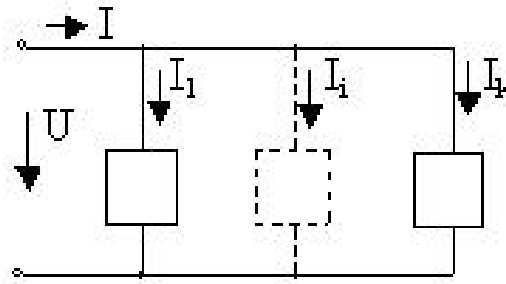


Рис. 3.12. Параллельное соединение двухполюсников

В маломощных схемах чаще всего выполняют именно это условие передачи энергии, называемое *согласованием* нагрузки.

Пассивный двухполюсник в цепи синусоидального тока. Рассмотренные выше для цепи постоянного тока понятия о двухполюсниках в полной мере относятся и к цепям переменного тока.

Однако в цепях переменного тока понятия входного сопротивления и режимов работы значительно расширяются, так как в этих цепях присутствуют, помимо активного, ещё и реактивные сопротивления, создаваемые индуктивными и емкостными элементами.

Следует заметить, что поскольку первый и второй законы Кирхгофа справедливы и для цепей синусоидального тока, то, записав уравнения для мгновенных значений величин цепей синусоидального тока и перейдя от них к уравнениям в комплексах, можно использовать формулы и методы расчета, применяемые в цепях постоянного тока, заменяя E на комплекс E , R на комплекс Z , g на комплекс Y . Однако если некоторые ветви электрической цепи связаны друг с другом магнитно, то расчет и анализ таких цепей приобретает некоторые особенности, из-за которых формулы и методы, пригодные для цепей постоянного тока, напрямую применять нельзя [7].

Для примера рассмотрим определение входного сопротивления для переменного тока некоторого двухполюсника, подключённого к источнику ЭДС (рис. 3.13).

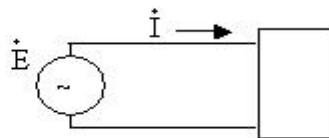


Рис. 3.13. Структурная схема подключения двухполюсника к источнику ЭДС

В общем случае для двухполюсника

$$Z_{ex} = \dot{E} / \dot{I} = R_{ex} + jX_{ex} = Ze^{j\varphi}, \quad (3.24)$$

где $Z = \sqrt{R^2 + X^2}$ – модуль комплексного входного сопротивления Z_{ex} ;

$\varphi = \arctg (X_{ex}/R_{ex})$ – фазовый сдвиг между током и напряжением;

R_{ex}, X_{ex} – соответственно модули активного и реактивного сопротивлений.

Если $X_{ex} > 0$, то входное сопротивление имеет индуктивный характер, при $X_{ex} < 0$ – емкостный, при $X = 0$ – двухполюсник имеет только активное сопротивление.

Соединения двухполюсников в цепях переменного тока. Сказанное ранее для соединений двухполюсников постоянного тока справедливо и для двухполюсников переменного тока, однако под входными сопротивлениями следует понимать комплексные сопротивления, а токи и напряжения нужно представлять комплексными величинами.

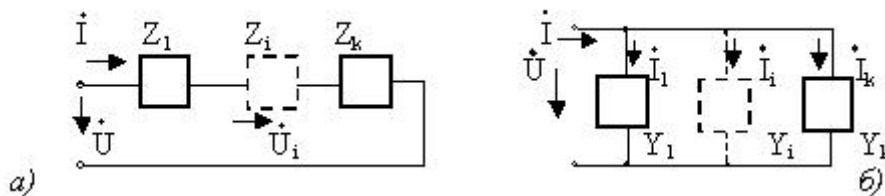


Рис. 3.14. Последовательное (а) и параллельное (б) соединения двухполюсников

Для последовательного (рис. 3.14, а) и параллельного (рис. 3.14, б) соединений двухполюсников справедливы соотношения между комплексными величинами тока и напряжения, соответственно (3.25) и (3.26).

$$\left. \begin{aligned} Z &= \Sigma Z_i = \dot{U} / \dot{I}, \\ \dot{U}_i &= \dot{U} Z_i / Z, \end{aligned} \right\} (3.25)$$

$$\left. \begin{aligned} Y &= 1/Z = \Sigma Y_i = \dot{I} / \dot{U}, \\ \dot{I}_i &= \dot{U} Y_i = \dot{I} Y_i / Y, \end{aligned} \right\} (3.26)$$

В формулах (3.25), (3.26) $Z=1/Y$ – эквивалентное комплексное входное сопротивление схемы; Y – эквивалентная комплексная проводимость.

В цепях переменного тока часто используются два вида схем, носящих название «звезда» и «треугольник».

Схемы могут быть составлены из двухполюсников, поэтому приведем формулы взаимного преобразования сопротивлений двухпо-

люсников [50] при преобразовании одного вида схемы в другой (рис. 3.15).

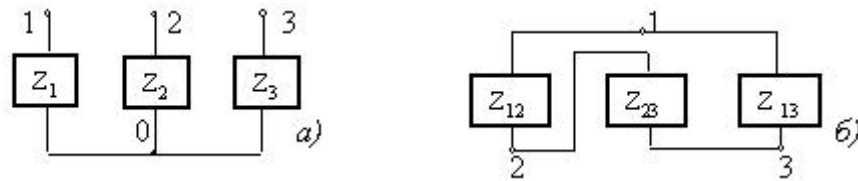


Рис. 3.15. Схемы соединения двухполюсников в звезду (а) и треугольник (б)

1. Преобразование «звезды» в эквивалентный «треугольник»

$$\left. \begin{aligned} Y_{12} &= Y_1 Y_2 / (Y_1 + Y_2 + Y_3) \\ Y_{13} &= Y_1 Y_3 / (Y_1 + Y_2 + Y_3) \\ Y_{23} &= Y_2 Y_3 / (Y_1 + Y_2 + Y_3) \end{aligned} \right\} \quad (3.27)$$

2. Преобразование схемы «треугольника» в эквивалентную «звезду»

$$\left. \begin{aligned} Z_1 &= Z_{12} Z_{13} / (Z_{12} + Z_{13} + Z_{23}) \\ Z_2 &= Z_{12} Z_{23} / (Z_{12} + Z_{13} + Z_{23}) \\ Z_3 &= Z_{13} Z_{23} / (Z_{12} + Z_{13} + Z_{23}) \end{aligned} \right\} \quad (3.28)$$

В приведённых выше формулах преобразования обозначено:

Z – комплексные сопротивления соответствующих ветвей;

$Y = 1/Z$ – комплексные проводимости.

Резонансные режимы в двухполюсниках. В двухполюсниках, содержащих индуктивные и ёмкостные элементы, могут наблюдаться резонансные режимы. *Резонансным* называют режим, при котором сопротивление двухполюсника при наличии в нём активного, ёмкостного и индуктивного сопротивлений становится чисто активным. В резонансном режиме двухполюсник по отношению к внешней цепи ведет себя как активное сопротивление, поэтому ток и напряжение на входе двухполюсника совпадают по фазе, а его реактивная мощность равна нулю.

Различают два основных вида резонансных режимов – резонанс токов и резонанс напряжений. *Резонанс токов* можно наблюдать в схеме, образованной двумя параллельными ветвями с разнохарактерными реактивными сопротивлениями (рис. 3.16).

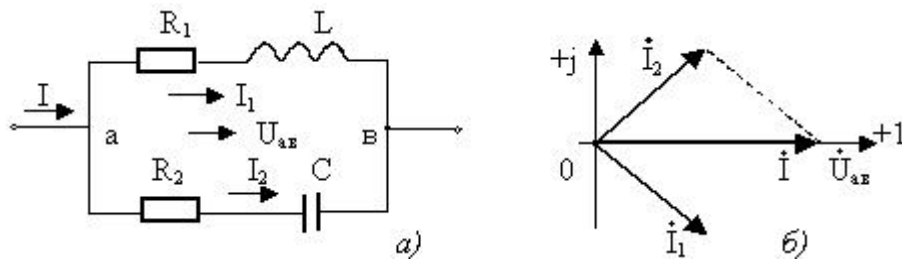


Рис. 3.16. Двухполюсник с параллельно включенными ёмкостным и индуктивным элементами (а) и векторные диаграммы напряжений и токов (б)

Условием наступления резонанса токов в схеме является равенство модулей мнимых составляющих комплексных проводимостей ветвей.

Можно доказать, что этому условию соответствует соотношение:

$$X_L / (R_1^2 + X_L^2) = X_C / (R_2^2 + X_C^2), \quad (3.29)$$

где $X_L = \omega L$; $X_C = 1/\omega C$.

В частном случае, если $R_1 = R_2 = 0$, резонанс токов наступит при условии

$$\omega^2 LC = 1. \quad (3.30)$$

Очевидно, что резонанса токов в параллельной схеме можно достигнуть изменением частоты ω , либо изменением L , C , R_1 , R_2 или совместным изменением этих параметров. Следует обратить внимание на то, что ток в неразветвленной части схемы может быть по величине меньше, чем токи в ветвях. При $R_1 = R_2 = 0$ его значение приближается к нулю, а входное сопротивление на резонансной частоте стремится к бесконечности.

В схеме последовательного соединения индуктивного и емкостного элементов (рис. 3.17) может наблюдаться резонансный режим, называемый *резонансом напряжений*.

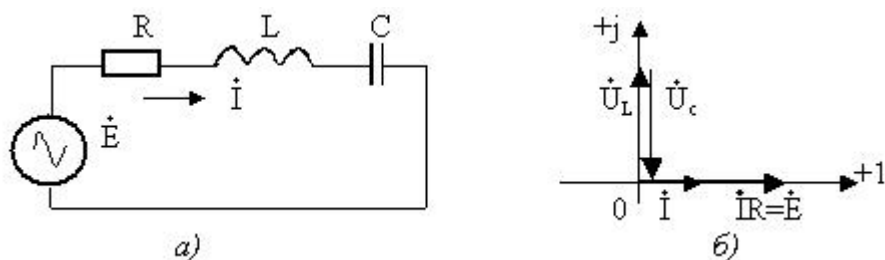


Рис. 3.17. Двухполюсник с последовательным соединением реактивных элементов (а) и векторные диаграммы

тока и напряжений (*б*)

Входное сопротивление схемы

$$Z=R+j(\omega L-1/\omega C). \quad (3.31)$$

Условие наступления резонанса

$$\omega L=1/\omega C.$$

При резонансе ток в цепи $I=E/R$, напряжение на индуктивном и емкостном элементах равны по модулю, но противофазны:

$$U_L=U_C=\omega LE/R=EQ, \quad (3.32)$$

где $Q = \omega L/R$ называют *добротностью* контура.

Добротность показывает, во сколько раз напряжение на реактивном элементе превышает входное напряжение. Анализ резонансных режимов показывает, что в цепях переменного тока могут возникать опасные режимы. В цепи могут появиться токи, значения которых многократно превышают токи нормального режима (параллельный резонанс). На элементах цепи могут появиться напряжения, многократно превышающие входное напряжение при последовательном резонансе. Эти напряжения (их называют перенапряжениями) могут быть опасны даже для изоляционных материалов. Однако следует заметить, что резонансные режимы широко используются в слаботочной электротехнике и радиоэлектронике.

3.5. Четырёхполюсник в электрической цепи

Четырёхполюсник – это электрическая либо электронная цепь с двумя парами выводов, с помощью которых она может присоединяться к источникам сигнала и другим цепям. Одну пару выводов считают входом, другую – выходом (рис. 3.18). Простейший случай – четырёхполюсник составлен из элементов, передающих сигналы или энергию от входа к выходу.



Рис. 3.18. Структурное изображение четырёхполюсника

Если рассматривать четырёхполюсник как устройство, на вход которого подается какой-то сигнал (ток, напряжение), то на выходе получим какую-то реакцию в виде тока (напряжения), вид которой будет зависеть от внутренних параметров четырёхполюсника. Связь между входными и выходными параметрами выражается через *функцию передачи*. Функция передачи – это отношение комплексных амплитуд реакции и возбуждения. В теории четырёхполюсников исследуются их общие свойства, независимо от конкретного вида схемы. Из анализа двух пар напряжений и токов (на входе и выходе) можно сделать выводы о характере поведения цепи относительно выводов.

Если признать одну из пар электрических величин независимыми величинами, то другая пара будет зависимой. Соотношения между зависимыми и независимыми величинами называются *уравнениями четырёхполюсника*. Их число – 6 (число сочетаний из 4-х величин по 2).

В электронике очень часто используется частный случай четырёхполюсника, когда вывод на входе соединен с выводом на выходе. Это так называемый *неуравновешенный четырёхполюсник* – *трехполюсник* (рис. 3.19).

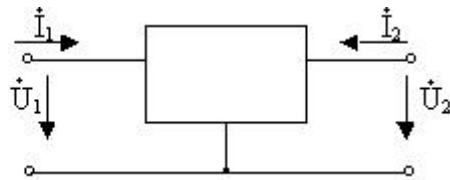


Рис. 3.19. Структурная схема трёхполюсника

Систему уравнений четырехполюсника можно наглядно представить в виде графовой модели [26], в которой связь между напряжениями и токами, показанными в виде *вершин* графа, осуществляется *ребрами* графа, (рис. 3.20) обозначающими соответствующие сопротивления Z или проводимости Y .



Рис. 3.20. Графовые модели четырехполюсника

Моделям рис. 3.20 соответствуют системы уравнений, выраженные через параметры сопротивлений (3.33) или проводимостей (3.34):

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 &= Z_{11} \dot{I}_1 + Z_{12} \dot{I}_2 \\ \dot{U}_2 &= Z_{21} \dot{I}_1 + Z_{22} \dot{I}_2 \end{aligned} \right\} (3.33) \quad \left. \begin{aligned} \dot{I}_1 &= Y_{11} \dot{U}_1 + Y_{12} \dot{U}_2 \\ \dot{I}_2 &= Y_{21} \dot{U}_1 + Y_{22} \dot{U}_2 \end{aligned} \right\} (3.34)$$

На основе этих уравнений можно получить еще четыре системы уравнений. Часто используется система уравнений со смешанными параметрами (рис. 3.21) и система с параметрами передачи.

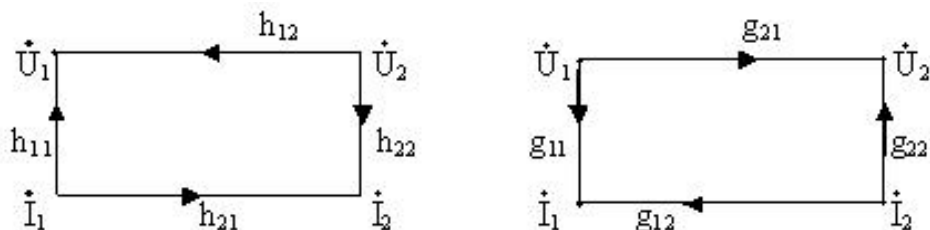


Рис. 3.21. Модели со смешанными параметрами

Системы уравнений имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 &= h_{11} \dot{I}_1 + h_{12} \dot{U}_2 \\ \dot{I}_2 &= h_{21} \dot{I}_1 + h_{22} \dot{U}_2 \end{aligned} \right\} (3.35) \quad \left. \begin{aligned} \dot{I}_1 &= g_{11} \dot{U}_1 + g_{12} \dot{I}_2 \\ \dot{U}_2 &= g_{21} \dot{U}_1 + g_{22} \dot{I}_2 \end{aligned} \right\} (3.36)$$

Графы уравнений с параметрами передачи имеют вид, представленный на рис. 3.22:



Рис. 3.22. Модели с параметрами передачи

Смысл коэффициентов в уравнениях (3.33 – 3.36) определяется по результатам мысленных опытов 2-х видов: опыт холостого хода – х.х или (и) опыт короткого замыкания – к.з.

Например, определим смысл коэффициентов в системе уравнений с Z – параметрами (3.33).

Полагая, что $\dot{I}_2 = 0$ (режим х.х на выходе), получим:

$Z_{11} = \dot{U}_1 / \dot{I}_1$ – входное сопротивление 4-полюсника (входное сопротивление слева);

$Z_{21} = \dot{U}_2 / \dot{I}_1$ – передаточное сопротивление (от выхода к входу).

Аналогично, полагая, что $\dot{I}_1 = 0$ (режим х.х. на входе), получим:

$Z_{12} = \dot{U}_1 / \dot{I}_2$ – передаточное сопротивление (от входа к выходу);

$Z_{22} = \dot{U}_2 / \dot{I}_2$ – выходное сопротивление (входное сопротивление справа).

Совокупность этих параметров можно записать в виде матрицы сопротивлений

$$\|Z\| = \begin{vmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{vmatrix}$$

Тогда система (3.33) в матричной форме примет вид:

$$\begin{vmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{U}_2 \end{vmatrix} = \|Z\| * \begin{vmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \end{vmatrix} \quad (3.37)$$

Для определения смысла коэффициентов в уравнениях с проводимостями (3.34) проведем мысленно опыты к.з., полагая, что $\dot{U}_1 = 0$, либо $\dot{U}_2 = 0$. Если $\dot{U}_2 = 0$ (к.з. на выходе):

$Y_{11} = \dot{I}_1 / \dot{U}_1$ – входная проводимость (проводимость слева);

$Y_{21} = \dot{I}_2 / \dot{U}_1$ – передаточная проводимость (от выхода к входу).

Если $\dot{U}_1 = 0$ (к.з. на входе): $Y_{12} = \dot{I}_1 / \dot{U}_2$ – передаточная проводимость (от входа к выходу);

$Y_{22} = \dot{I}_2 / \dot{U}_2$ – проводимость справа (выходная проводимость).

Матрица проводимостей будет иметь вид:

$$\|Y\| = \begin{vmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{vmatrix}$$

Система уравнений (3.34) в матричной форме примет вид:

$$\begin{vmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \end{vmatrix} = \|Y\| * \begin{vmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{U}_2 \end{vmatrix} \quad (3.38)$$

Для системы (3.35) с h -параметрами, полагая, что $I_1 = 0$ (х.х. на входе), получим:

$h_{12} = \dot{U}_1 / \dot{U}_2$ – коэффициент обратной передачи напряжения;

$h_{22} = \dot{I}_2 / \dot{U}_2$ – выходная проводимость, $h_{22} = 1/Z_{22}$;

Полагая, что $\dot{U}_2 = 0$ (режим к.з. на выходе), получим:

$h_{11} = \dot{U}_1 / \dot{I}_1$ – входное сопротивление, $h_{11} = 1/Y_{11}$;

$h_{21} = \dot{I}_2 / \dot{I}_1$ – коэффициент передачи тока.

Соединения четырехполюсников. Схема четырехполюсника сложной структуры может быть составлена из нескольких четырехполюсников более простой структуры путем соединения их выводов.

1) Каскадное соединение (рис. 3.23).

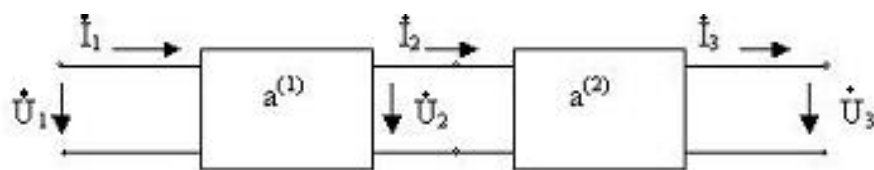


Рис. 3.23. Каскадное соединение четырехполюсников

В месте соединения выходные токи и напряжения предыдущего четырехполюсника являются входными токами и напряжениями последующего. Здесь удобно использовать матричные представления (к примеру, для уравнений, выраженных через параметры передачи).

$$\dot{U}_1 \quad \dot{U}_2 \quad \dot{U}_2 \quad \dot{U}_3$$

$$\begin{matrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \end{matrix} = a^{(1)} * \begin{matrix} \dot{I}_2 \\ \dot{I}_3 \end{matrix} ; \quad \begin{matrix} \dot{I}_2 \\ \dot{I}_3 \end{matrix} = a^{(2)} * \begin{matrix} \dot{I}_3 \\ \dot{I}_4 \end{matrix} ;$$

Тогда:

$$\begin{matrix} \dot{U}_1 \\ \dot{I}_1 \end{matrix} = a^{(1)} * a^{(2)} * \begin{matrix} \dot{U}_3 \\ \dot{I}_3 \end{matrix} . \quad (3.39)$$

Таким образом, при каскадном соединении четырехполюсников матрицы параметров передачи перемножаются. Если каскадно соединено n четырехполюсников, то результирующая матрица параметров определится соотношением:

$$\| a \| = \| a^{(1)} \| * \| a^{(2)} \| * \dots * \| a^{(n)} \| . \quad (3.40)$$

2) Параллельное соединение (рис. 3.24).

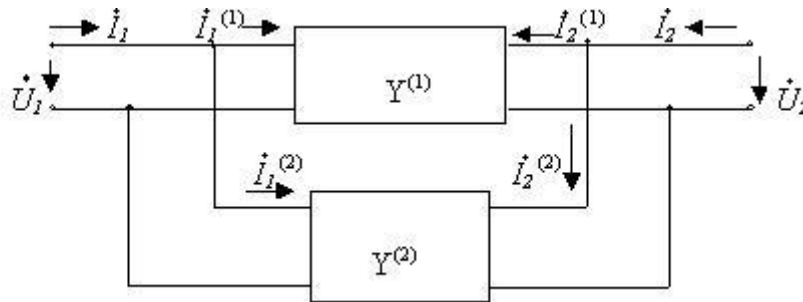


Рис. 3.24. Параллельное соединение четырехполюсников

Параллельное соединение образуется, если выводы четырехполюсников соединяются параллельно. В этом случае напряжения четырехполюсников будут одинаковы, а уравнения через параметры проводимостей (Y -параметры) имеют вид:

$$\begin{matrix} \dot{I}_1^{(1)} \\ \dot{I}_2^{(1)} \end{matrix} = Y^{(1)} * \begin{matrix} \dot{U}_1 \\ \dot{U}_2 \end{matrix} ; \quad \begin{matrix} \dot{I}_1^{(2)} \\ \dot{I}_2^{(2)} \end{matrix} = Y^{(2)} * \begin{matrix} \dot{U}_1 \\ \dot{U}_2 \end{matrix}$$

Учитывая, что $\dot{I}_1 = \dot{I}_1^{(1)} + \dot{I}_1^{(2)}$; $\dot{I}_2 = \dot{I}_2^{(1)} + \dot{I}_2^{(2)}$, суммируя матрицы, получим:

$$\begin{matrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \end{matrix} = Y^{(1)} + Y^{(2)} * \begin{matrix} \dot{U}_1 \\ \dot{U}_2 \end{matrix} = Y * \begin{matrix} \dot{U}_1 \\ \dot{U}_2 \end{matrix} . \quad (3.41)$$

Тогда при параллельном соединении n четырехполюсников результирующая матрица проводимостей

$$Y = \left\| Y^{(1)} \right\| + \left\| Y^{(2)} \right\| + \dots + \left\| Y^{(i)} \right\| + \dots + \left\| Y^{(n)} \right\|.$$

Следовательно при параллельном соединении четырехполюсников матрица проводимостей равна сумме матриц проводимостей соединяемых четырехполюсников. Следует отметить, что полученный результат верен для всех трехполюсников, а для четырехполюсников – только для тех, которые удовлетворяют условиям *регулярности* (условиям, при которых в параллельном соединении параметры и уравнения самих четырехполюсников не изменяются). Для трехполюсников условия регулярности выполняются всегда.

3) Последовательное соединение (рис. 3.25).

При последовательном соединении входные и выходные цепи подключены последовательно каждая между собой.

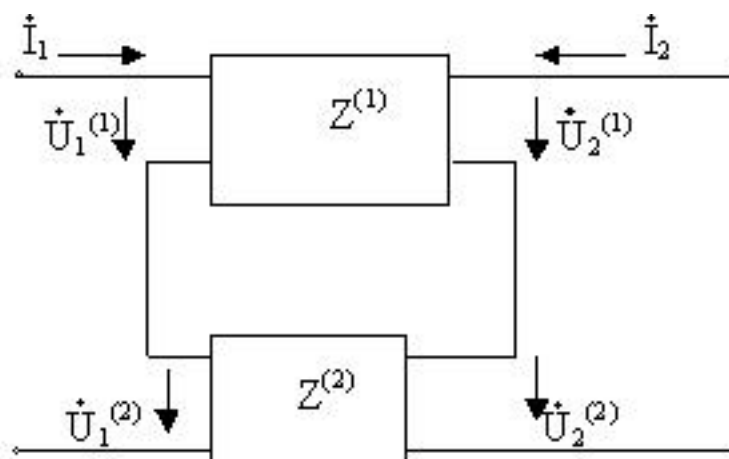


Рис. 3.25. Последовательное соединение четырехполюсников

В этом случае входной ток – это общий входной ток для обоих четырехполюсников, также как и выходной ток. Здесь удобно провести анализ, записывая уравнения для Z -параметров четырехполюсников:

$$\begin{matrix} \dot{U}_1^{(1)} \\ \dot{U}_2^{(1)} \end{matrix} = Z^{(1)} * \begin{matrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \end{matrix} ; \quad \begin{matrix} \dot{U}_1^{(2)} \\ \dot{U}_2^{(2)} \end{matrix} = Z^{(2)} * \begin{matrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \end{matrix}$$

Учитывая, что $\dot{U}_1 = \dot{U}_1^{(1)} + \dot{U}_1^{(2)}$; $\dot{U}_2 = \dot{U}_2^{(1)} + \dot{U}_2^{(2)}$, сложив уравнения, получим:

$$\begin{Bmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{U}_2 \end{Bmatrix} = \left[\begin{Bmatrix} |Z^{(1)}| \\ |Z^{(2)}| \end{Bmatrix} \right] * \begin{Bmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \end{Bmatrix} = \|Z\| * \begin{Bmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \end{Bmatrix} \quad (3.42)$$

Таким образом, эквивалентная матрица сопротивлений есть сумма матриц сопротивлений четырехполюсников, соединяемых последовательно. Последнее утверждение справедливо, если соблюдаются условия регулярности.

По аналогичной методике можно рассмотреть соединения: последовательно-параллельное и параллельно-последовательное. Первое приводит к суммированию матриц h -параметров, второе – к суммированию матриц g -параметров.

Анализ сложных цепей можно производить путем разбиения схемы на ряд более простых схем, имеющих структуру четырехполюсников.

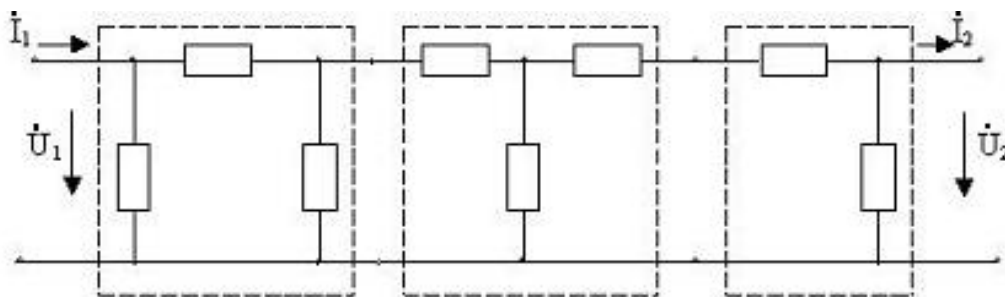


Рис. 3.26. Разбиение схемы на ряд простейших четырехполюсников

Например, имеется схема (рис. 3.26), составленная из нескольких звеньев, представляющих какие-либо объекты, соединённые между собой двумя выводами.

Схему можно разбить, например, на три простейших четырехполюсника, включённых каскадно, вычисление матриц параметров для которых значительно проще.

Особенности анализа и расчета линейных четырехполюсников с активными цепями. Активными цепями называют цепи, содержащие наряду с пассивными элементами хотя бы один активный элемент в виде управляемого (активного) электронного прибора

(транзистора, тиристора и других) [27]. При этом сами управляемые приборы обычно можно представить трехполюсником, работающим при малых уровнях амплитуд сигналов, когда режим можно считать квазилинейным.

Свойства линейных активных цепей, отличающие их от пассивных:

1. Активные цепи могут усиливать сигналы, т.е. мощность выходного сигнала может быть больше мощности входного. Это происходит за счет использования энергии источника питания. Сам процесс усиления состоит в том, что активный элемент преобразует энергию источника питания в энергию выходного сигнала, а входной сигнал обычно управляет этим элементом.

2. Активные цепи являются потенциально неустойчивыми (т.е. могут быть неустойчивыми в некоторых режимах) например, в окколорезонансных режимах.

Для описания свойств активных трех- или четырехполюсников также применяют системы Y, Z, h, g - параметров. Однако отличие состоит в том, что матрицы параметров будут другими, например несимметричными, из-за того, что матрицы параметров активного элемента (его трех- или четырехполюсника) не будут симметричными. Поэтому уравнения четырехполюсника, записанные через систему параметров Y, Z, h, g , нужно представлять в виде трехполюсной системы замещения, составленной из двухполюсных пассивных элементов и так называемых *зависимых* (управляемых) *источников* тока (напряжения). При этом токи (напряжения) зависимых источников, в отличие от независимых (внешних) могут зависеть, (например, пропорционально) от тока (напряжения) любой ветви или участка цепи. Передаточные параметры четырехполюсника должны учитывать наличие зависимых источников. Внешние источники называются независимыми потому, что их токи и (или) напряжения являются заданными величинами, обычно зависимыми от времени. Эти источники поставляют энергию в четырехполюсник.

Зависимые источники искусственно вводятся в структуру четырехполюсника для представления взаимовлияния его параметров. Это облегчает составление схемы замещения и уравнений для расчета цепи. Например, для уравнений четырехполюсника через смешанные h -параметры можно составить схему с источниками тока и ЭДС.

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 &= h_{11} \dot{I}_1 + h_{12} \dot{U}_2 \\ \dot{I}_2 &= h_{21} \dot{I}_1 + h_{22} \dot{U}_2 \end{aligned} \right\}$$

Этой системе уравнений соответствует схема рис. 3.27.

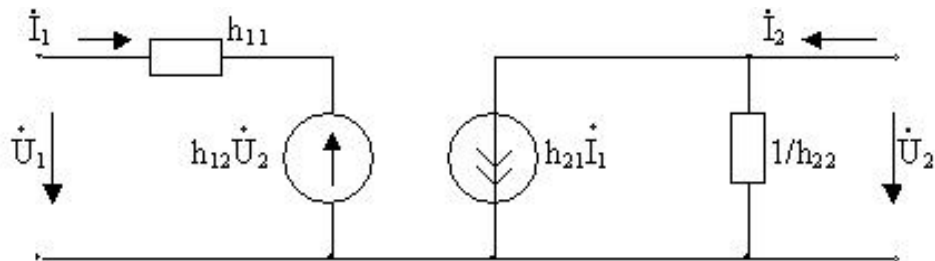


Рис. 3.27. Схема четырехполюсника с активным элементом

В схеме показаны два зависимых источника: $(h_{12} * \dot{U}_2)$ и $(h_{21} * \dot{I}_1)$, отражающие соответственно влияние напряжения \dot{U}_2 на ток \dot{I}_1 и влияние тока \dot{I}_1 на напряжение \dot{U}_2 .

Анализ линейных активных цепей удобно проводить с помощью эквивалентных схем, где все активные элементы представляются схемами замещения, содержащими зависимые (управляемые) источники и пассивные двухполюсные элементы. При анализе таких цепей можно применять все рассмотренные ранее методы расчета пассивных цепей. Необходимо лишь учесть зависимые источники, для чего нужно выразить токи и напряжения зависимых источников через выбранные в качестве искоемых переменные величины.

4. ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЯХ

Под переходными процессами в электрических цепях понимают процессы перехода от одного состояния или режима работы цепи в другое состояние, чем-либо отличающееся от предыдущего, например, амплитудой, фазой, формой, частотой тока или напряжения, структурой, или сочетанием нескольких перечисленных параметров.

На практике любая электрическая цепь всегда работает в переходных режимах, т.е. в режимах существования в ней различных пе-

реходных процессов, так как в ней происходят коммутации (включения, отключения, переключения) отдельных элементов, участков и устройств, генерирование и преобразование импульсных, гармонических и других электрических сигналов. Анализ состояния и реакции электрической цепи в переходных режимах работы позволяет глубже понять процессы в цепи, оптимизировать структуру и характеристики как всей цепи в целом, так и её отдельных компонентов. В теории электрических цепей [24] часто используют представленные ниже два вида сигналов (функций), используемых для определения реакций и функций, характеризующих переходные процессы в электрических цепях любого вида: *ступенчатые и импульсные функции*.

4.1. Ступенчатая функция

В момент коммутации, (например, цепь с резистором подключается к идеальному источнику постоянного напряжения), изменение напряжения происходит скачком, если считать, что устройство подключения цепи (ключ) действует мгновенно.

Ключ – это идеализированное устройство коммутации (включения, отключения, переключения), сопротивление которого в момент $t=0$ при включении мгновенно превращается в 0, а при отключении – в бесконечность.

Ступенчатая функция (например, напряжение) – это функция, которая в момент $t=0$ претерпевает разрыв (рис. 4.1).



Рис. 4.1. Иллюстрация формирования ступенчатой функции:

K – коммутатор, замыкающий электрическую цепь в какой-то момент,

например, в момент $t = 0$

Будем считать для упрощения, что амплитуда напряжения равна единице и назовём эту функцию *единичной ступенчатой функцией* $\delta_1(t)$. Аналитически процесс включения можно представить следующим образом:

$$\delta_1(t) = \begin{cases} 0, & t < 0 \\ 1, & t \geq 0 \end{cases} \quad (4.1)$$

Если функция смещена во времени на промежуток τ , т. е. ключ включен в момент $t = \tau$, то получим *смещённую ступенчатую функцию* (рис. 4.2).

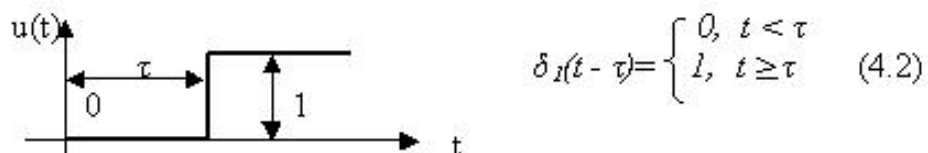


Рис. 4.2. Смещённая ступенчатая функция и её аналитическое представление

Если какую-нибудь функцию $f(t)$ умножить на единичную ступенчатую функцию (ЕСФ), то получим смещённую функцию $f(t)$:

$$f(t) * \delta_1(t - \tau) = \begin{cases} 0, & t < \tau \\ f(t), & t \geq \tau \end{cases} \quad (4.3)$$

Фактически для любой функции $f(t)$ при ее умножении на единичную ступенчатую мы отсекаем ее значения при $t < \tau$, что равносильно действию ключа, включающего источник сигнала $f(t)$ в момент $t = \tau$. Известно, что такие элементы электрической цепи как индуктивность L и ёмкость C дифференцируют и интегрируют токи или напряжения, которые, в частности, могут иметь ступенчатую форму. Очевидно, что интегрирование ступенчатой функции (СФ) даст непрерывную нарастающую функцию. Дифференцирование ступенчатой функции приводит к понятию производной разрывной функции, которая называется *импульсной функцией*.

4.2. Единичная импульсная функция (ЕИФ)

Единичная импульсная функция может быть представлена как производная от единичной ступенчатой функции: $\delta(t) = d\delta_1(t)/dt$.

В этом случае ЕСФ может быть определена как интеграл от ЕИФ:

$$\delta_1(t) = \int \delta(t)dt.$$

Графическое представление ЕСФ и ЕИФ показано на рис. 4.3.

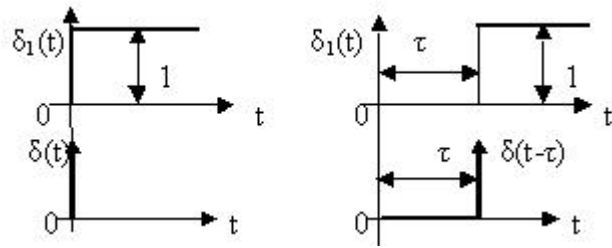


Рис. 4.3. Иллюстрация образования
единичной импульсной функции

Аналитическое выражение единичной импульсной функции
выглядит следующим образом:

$$\delta(t) = \begin{cases} 0, & t < 0 \\ \infty, & t = 0 \\ 0, & t \geq 0 \end{cases} \quad (4.4)$$

Вычисление (4.5) площади этой функции даёт единичное значение

$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) dt = \int_{0_-}^{0_+} \delta(t) dt = 1; \quad (4.5)$$

$$\delta(t - \tau) = \begin{cases} \infty, & t = \tau \end{cases} \quad (4.6)$$

$$0, t \neq \tau$$

ЕИФ, смещённая на время τ , может быть записана в виде (4.6).

Произведение $f(t) * \delta(t - \tau)$ следует полагать равным нулю при $t \neq \tau$, а своё значение произведение принимает только при $t = \tau$.

Интегрирование произведения какой-либо функции $f(t)$ на смещённую ЕИФ с учётом (4.5) даёт значение этой функции в момент τ :

$$\int_{-\infty}^{\infty} f(t) * \delta(t - \tau) dt = f(\tau)$$

(4.7)

0

Таким образом, ЕИФ выводит значение функции $f(\tau)$ из под знака интеграла. ЕИФ – размерная величина: размерность $[ЕИФ] = 1 / \text{сек}$. Понятия о свойствах ЕСФ и ЕИФ необходимы для анализа переходных процессов, возникающих в электрических цепях при включениях, отключениях и переключениях элементов и участков электрических цепей и устройств. Именно в этих режимах в электрических цепях протекают переменные и импульсные токи. Ценность ЕСФ

и ЕИФ состоит в том, что с их помощью сигнал любой формы можно представить в виде суммы большого числа смещенных по оси времени элементарных ступенчатых и (или) импульсных функций, что существенно упрощает анализ сложных процессов в электрической системе.

4.3. Переходные и импульсные характеристики электрических цепей

Реакции электрической цепи на воздействия сигналов, изображенных ступенчатой и (или) импульсной функциями называют соответственно переходной и импульсной характеристиками [24].

Переходная характеристика (ПХ), обозначаемая $h_1(t)$, – это реакция цепи на действие ЕСФ $\delta_1(t)$, например, единичного ступенчатого напряжения или тока. *Импульсная характеристика (ИХ)*, обозначаемая $h(t)$, – это реакция цепи на действие ЕИФ $\delta(t)$.

Обе характеристики определяются при *нулевых начальных условиях*, т.е. при отсутствии запаса энергии в электрической цепи.

Для линейной цепи $h(t) = dh_1(t) / dt$; $h_1(t) = \int h(t) \cdot dt$.

(4.8)

Действие ступенчатых и импульсных функций на элементы электрической цепи

а) Для R -элементов напряжение пропорционально току, следовательно, при действии на R -элемент напряжения ступенчатой или импульсной формы токи повторяют форму этого напряжения.

б) Ёмкостный элемент (C -элемент): если к C -элементу приложено ступенчатое напряжение $u_C = U \delta_1(t)$ с амплитудой U , то ток в ёмкостном элементе $i_C = C du_C / dt = C U d \delta_1(t) / dt = C U \delta(t)$.

(4.9)

Ток в ёмкостном элементе – это импульсная функция со значением CU (т.е. через C -элемент происходит так называемый *бросок тока*). Переходная характеристика для ёмкостного элемента будет иметь вид

$$h_1(t) = C \delta(t).$$

(4.10)

в) Индуктивный элемент (L -элемент): приложим к L -элементу ток $i = I\delta_1(t)$ в виде ступенчатой функции с амплитудой I , тогда напряжение на индуктивном элементе

$$u_L = L di/dt = L I d\delta_1(t)/dt = L I \delta(t).$$

(4.11)

Видно, что в данном случае на индуктивном элементе при подаче импульсного тока возникает импульс напряжения с амплитудой LI . Переходная характеристика для индуктивного элемента имеет вид

$$h_1(t) = L \delta(t).$$

(4.12)

Определение реакции электрической цепи при действии сигналов произвольной формы

Реакцию любой электрической цепи на действие сигнала произвольной формы можно найти с помощью так называемого интеграла наложения (свёртки), используя импульсную и переходную характеристики.

Пусть к цепи с импульсной характеристикой $h(t)$ приложен сигнал $f_1(t)$ в виде напряжения или тока произвольной формы. Оп-

ределим реакцию цепи $f_2(t)$ как результат действия функции $f_1(t)$ на импульсную характеристику $h(t)$ (рис. 4.4).

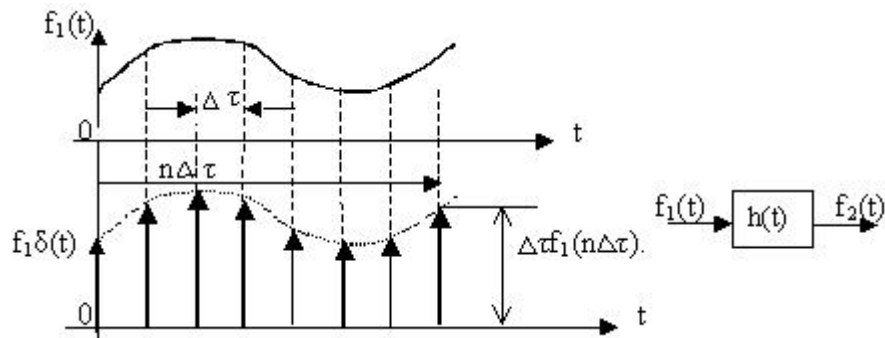


Рис. 4.4. Иллюстрация способа определения интеграла свёртки

Разделим ось времени на n малых равных промежутков времени $\Delta\tau$ и представим сигнал $f_1(t)$ как последовательность элементарных прямоугольных импульсов, прикладываемых к цепи через промежутки времени $\Delta\tau$. Заменяем каждый импульс импульсными функциями $f_1\delta(t)$, расположенными в начале каждого интервала и имеющими значения, равные площадям элементарных прямоугольников $\Delta\tau f_1(n\Delta\tau)$. Ясно, что чем меньше $\Delta\tau$, тем точнее будет представлена реакция цепи на действие n -й элементарной импульсной функции $f_1\delta(t)$. Реакция цепи на действие элементарной импульсной функции будет пропорциональна импульсной характеристике цепи, смещенной на время $n\Delta\tau$: $\Delta f_2 = \Delta\tau * f_1(n\Delta\tau) * h(t - n\Delta\tau)$.

t

Результирующая реакция $f_2(t) = \sum f_1(n\Delta\tau) * \Delta\tau * h(t - n\Delta\tau).$

 $n\Delta\tau$ t

Переходя к интегралу, получим $f_2(t) = \int f_1(\tau) h(t - \tau) d\tau .$

(4.13)

0

После замены переменной $(t - \tau) = \tau^1, d\tau = -d\tau^1$, получим *интеграл свёртки*:

 t

$$f_2(t) = \int h(t) f_1(t - \tau) d\tau$$

(4.14)

0

Существует несколько видов интеграла свертки [7].

Используя понятие интеграла свертки, можно сравнительно просто приближенно определить реакцию цепи при действии на нее

сигналов сложной формы, когда форма сигнала задается не аналитически, а в виде графика (осциллограммы).

Пусть задан график приложенного к цепи сигнала $f_1(t)$. Сделаем приближенное представление сигнала $f_1(t)$ кусочно-линейной аппроксимацией $f_{1a}(t)$, например, заменим участки кривой ломаными участками прямой линии (рис. 4.5).

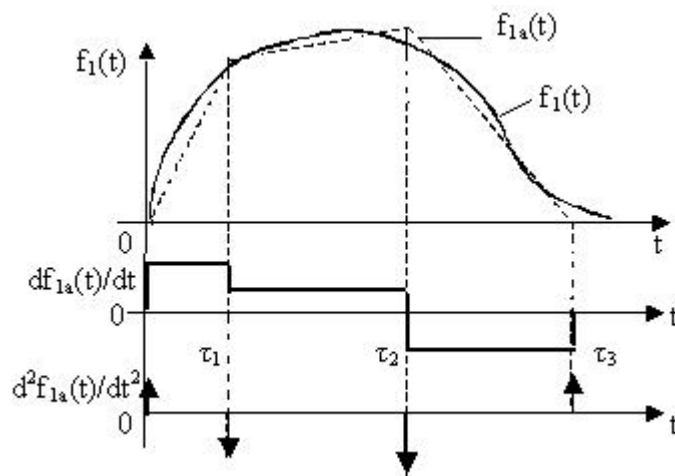


Рис. 4.5. Приближённое представление непрерывной функции ступенчатой и импульсной функциями

Для определения приближенной реакции цепи на сигнал заданной формы дважды продифференцируем кусочно-линейную функцию $f_{1a}(t)$.

Первая производная – это прямоугольные импульсы, амплитуды которых соответствуют углам наклона (угловым коэффициентам) отрезков прямых.

Вторая производная – серия импульсных функций, которые располагаются на границах интервалов τ_k . Если значения импульсных функций (a_k) равны разностям угловых коэффициентов смежных интервалов, то

$$\frac{d^2 f_{1a}(t)}{dt^2} = \sum_{k=0}^n a_k \delta(t - \tau_k).$$

(4.15)

Так как импульсные функции смещены в серии, то они должны быть записаны под знаком суммы как смещенные импульсные функции ($[\delta(t-\tau)]$ – единичная смещенная импульсная функция). Таким образом получено представление второй производной от кусочно-линейной (приближенной) функции в виде конечной суммы смещенных импульсных функций.

Реакция на действие каждого из слагаемых является импульсной характеристикой цепи, смещенной на соответствующий интервал времени. В линейных цепях производной действующего сигнала соответствуют производные реакции. В таком случае, суммируя реакции на действие импульсов $[\delta(t - \tau_k) a_k]$, получим приближенное значение 2-й производной от искомой реакции на выходе:

$$\begin{aligned}
 & n \\
 & d^2 f_2(t)/dt^2 = \sum_{k=0} a_k h(t - \tau_k).
 \end{aligned}$$

(4.16)

Для получения приближенного выражения реакции, необходимо дважды проинтегрировать выражение (4.16).

4.4. Электрические цепи для передачи импульсных сигналов

Передача электрических сигналов по проводам. Согласно существующей теории, распространение волн напряжения и тока вдоль проводов линий происходит со скоростью света в случае воздушной

линии передачи энергии [25]. Исходя из того, что процесс передачи энергии по проводам является электромагнитным процессом, можно получить уравнения, связывающие мгновенные значения токов и напряжений в линии, по которой происходит распространение волн напряжений и токов. Проводная соединительная линия может быть представлена в виде совокупности последовательно соединенных участков, обладающих активным сопротивлением и индуктивностью. Между проводами существует емкость и проводимость, обусловленные наличием утечки в изоляции. Основными параметрами линии являются удельные (на единицу длины) значения параметров линии, зависящие от ее конструкции – r_0 , L_0 , C_0 , G_0 – соответственно удельное сопротивление, индуктивность проводов, удельные ёмкость и проводимость между проводами линии (рис. 4.6). Линию с одинаковыми значениями параметров и без ответвлений называют *однородной*. Наиболее просто получить соотношения между токами и напряжениями для однородной двухпроводной линии, если её схему замещения представить в виде совокупности каскадно соединённых звеньев, составленных из элементов с удельными параметрами.

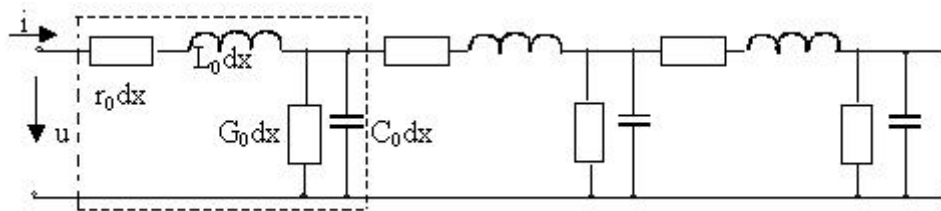


Рис. 4.6. Схема замещения проводной линии передачи сигнала

Рассмотрим какой-либо элементарный участок линии dx , в который входит ток i после подачи на вход напряжения u . Значения токов и напряжений в начале и в конце участка в дифференциальном виде показаны на рис. 4.7.

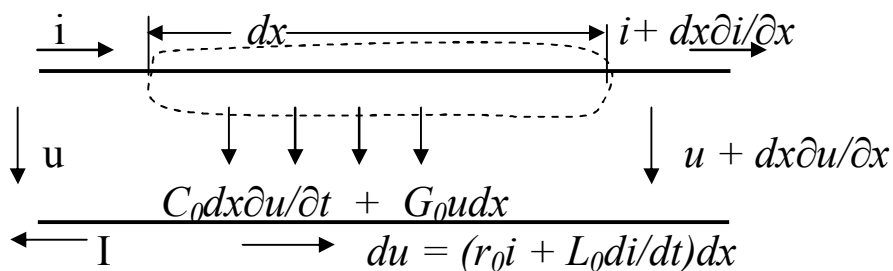


Рис. 4.7. Мгновенные значения токов и напряжений на участке dx при распространении электромагнитной волны по соединительной линии

Используя закон непрерывности тока и вторую формулировку закона Кирхгофа, получим:

$$\left. \begin{aligned} - \partial i / \partial x &= G_0 u + C_0 \partial u / \partial t \\ - \partial u / \partial x &= i r_0 + L_0 di / dt \end{aligned} \right\} \quad (4.17)$$

Система уравнений (4.17) позволяет получить выражение для анализа процессов, происходящих в однородной линии. Для упрощения будем считать, что линия *неискажающая* (однородная линия считается неискажающей, если $r_0 C_0 = G_0 L_0$).

В этом случае форма распространяющейся волны напряжения и тока остается без изменения. Из уравнений (4.17) можно получить выражения для волн напряжения и тока:

$$\begin{aligned} u &= [\varphi(x - vt) + \psi(x + vt)] \exp(-\delta t) \\ i &= (C_0/L_0)^{0,5} [\varphi(x - vt) + \psi(x + vt)] \exp(-\delta t), \end{aligned} \quad (4.18)$$

где ψ и φ – функции от аргументов x, v, t (текущие значения волны напряжения в зависимости от координаты x и времени t).

v – скорость распространения волны, $v = 1/Z_0$,

Величина $Z_0 = (L_0/C_0)^{0,5}$ называется *волновым сопротивлением*. Считается, что волновое сопротивление зависит только от параметров линии.

Система уравнений (4.18) показывает, что процесс распространения волн напряжения и тока можно рассматривать состоящим из двух составляющих: прямой волны $\psi(x+vt)$ и обратной волны $\varphi(x-vt)$, причем они распространяются по линии с одинаковой скоростью в противоположных направлениях. Анализ процессов в линии передачи показывает, что если, например, линия разомкнута на приемном конце (ток в конце линии равен нулю), то можно считать, что прямая волна тока отражается от конца линии с переменной знака и нулевое значение тока распространяется вдоль линии в обратном направлении. Волна напряжения отражается от конца линии без перемены знака, напряжение в конце линии возрастает до удвоенного и это увеличение распространяется от конца линии в обратном направлении. В начале линии по приходу отраженных волн ток будет равен нулю, а напряжение может достигнуть удвоенного значения. В действительности из-за затухания ($\exp(-\delta t)$) напряжения и токи волн быстро уменьшаются и на линии устанавливается напряжение, поданное на начало линии и нулевое значение тока.

Если линия на конце замкнута накоротко, то волна напряжения отражается от конца линии с переменной знака, а волна тока – без перемены знака. К моменту возврата волны к источнику в начале линии снова устанавливается напряжение источника u и ток $i = u/(L_0/C_0)^{0,5}$. При отсутствии затухания эти процессы повторялись бы снова и снова.

Рассмотренный идеальный случай показывает, что в однородной линии с распределенными параметрами могут возникать процессы, связанные с изменением величины напряжений и токов, искажением формы волны и времени распространения в зависимости от параметров линий.

Проводные линии для передачи импульсных сигналов. В отношении передачи импульсных сигналов различают два вида проводных линий: электрически *короткие* и электрически *длинные*.

Линии считаются *электрически короткими*, если

$$\min \{t^{1,0}, t^{0,1}\} > 2\ell/v_p, \quad (4.19)$$

где $t^{1,0}, t^{0,1}$ – время спада и фронта передаваемого импульса;

ℓ – геометрическая длина линии;

v_p – скорость распространения сигнала в линии;

$v_p = v_0/\varepsilon^{0,5}$, v_0 – скорость света (300000км/с);

ε – диэлектрическая постоянная, $\varepsilon = \varepsilon_r \varepsilon_0$;

ε_0 – диэлектрическая проницаемость вакуума, $\varepsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12}$ Ф/м;

ε_r – относительная диэлектрическая проницаемость.

Линия связи считается *электрически длинной*, если

$$\max \{t^{1,0}, t^{0,1}\} \leq 2\ell/v_p. \quad (4.20)$$

Эти определения связаны с тем, что для коротких и длинных линий методы анализа процессов оказываются разными.

В электронных устройствах к коротким линиям можно отнести линии связи в пределах ячеек, плат, модулей при невысоких частотах передаваемых импульсов. Свойства коротких линий можно описать электрическими цепями с сосредоточенными параметрами.

Межмодульные, межблочные, межтерминальные линии следует рассматривать как длинные линии при передаче импульсных сигналов. Длинные линии представляются распределенными структурами, параметры которых зависят от вида линий. Основные варианты кон-

структивных реализаций соединительных линий в электронных устройствах показаны на рис. 4.8.

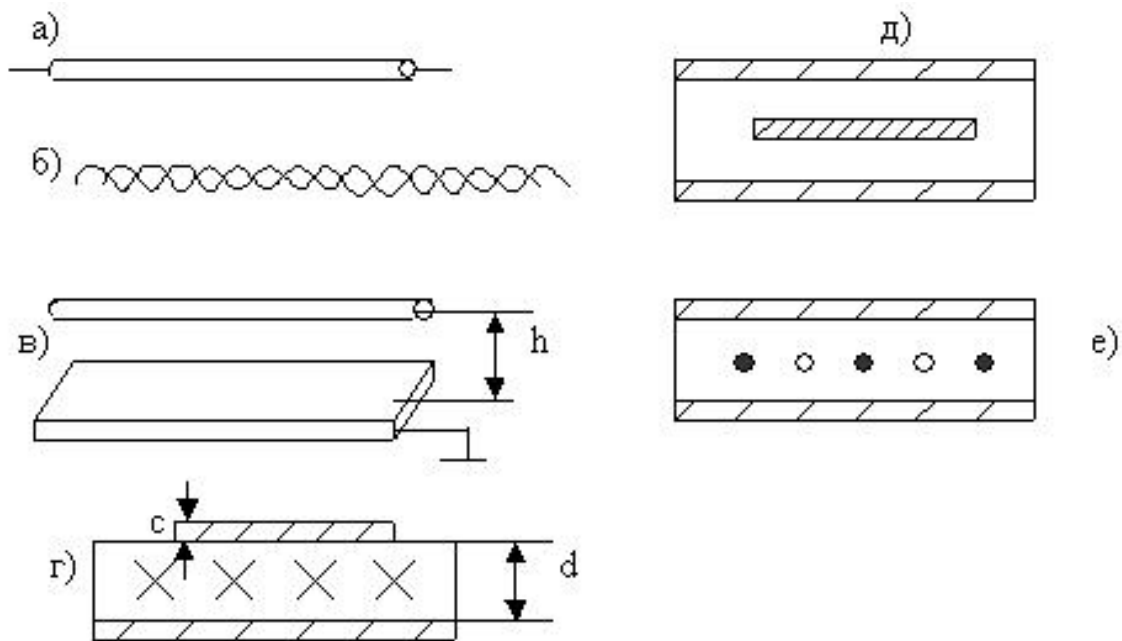


Рис. 4.8. Схематические варианты реализации соединительных линий:

- а) – коаксиальный кабель; б) – витая пара;
- в) – проводник над заземленной пластиной ;
- г) – микрополосковая линия (поперечный разрез);
- д) – полосковая линия (поперечный разрез);
- е) – многожильный ленточный кабель (поперечный разрез)

Линии изготавливаются с проводниками разного сечения и имеют разные волновые сопротивления [8] , значения которых приведены в табл. 4.1. Следует отметить, что волновое сопротивление в общем случае определяется по выражению

$$Z_0 = [(R + j\omega L) / (G + j\omega C)]^{0,5}, \quad (4.21)$$

где R , G – соответственно активное сопротивление проводника линии и активная составляющая проводимости утечки изоляции, зависящие от частоты тока, протекающего в линии. При передаче высокочастотных сигналов активными составляющими R и G можно пренебречь по сравнению со значениями ωL и ωC , поэтому используется выражение

$$Z_0 = (L/C)^{0,5} \quad (4.22)$$

Важнейшим параметром линии является величина задержки распространения сигнала, что особенно важно при соединении быстродействующих электронных устройств в процессе передачи высокочастотных электрических импульсов.

Таблица 4.1
Волновые сопротивления проводных линий

Вид линии	Волновое сопротивление Z_0 , Ом
а	50, 75, 93, 100, 125
б	50 - 100
в	120 - 200
г	50 - 100
д	30 - 80
е	70 - 90

Теоретическое минимальное значение задержки распространения сигнала по линии связи определяется по выражению [8]

$$t_{змин} = t_0 \ell \approx 3,315 \ell (\epsilon_1 \mu_1)^{0,5}, \quad (4.23)$$

где t_0 – удельное время задержки сигнала. Например, для ленточных кабелей (см. рис. 4.8, *з, е*) $t_0 = (4,7 - 5,4)$ нс/м;

$\epsilon_1 = (2 - 8)$ – относительная диэлектрическая проницаемость изоляции;

$\mu_1 = 1$ – относительная магнитная проницаемость;

ℓ – длина линии [м].

Реальная задержка сигнала значительно больше из-за потерь в линии, наличия неоднородностей, ответвлений и др.

Согласование линии передачи импульсных сигналов. Известно, что при несогласованных по сопротивлению источниках электрической энергии, соединительных линиях и потребителях мощность от источника к потребителю передается не полностью, в линиях происходит отражение сигналов от конца линии. В худших случаях отраженный сигнал может достигать значений, соизмеримых со значениями полезных сигналов, что может служить причиной неправиль-

ного действия импульсных устройств и к другим нежелательным явлениям. Если не принять специальных мер, то *помехоустойчивость* соединительных линий будет низкой, информационные сигналы, передаваемые по линиям, будут искажаться. Помехоустойчивость проводниковых линий связи определяется двумя основными факторами: отсутствием согласования (рассогласованием), и влиянием соединительных линий связи, создающих так называемые *перекрестные помехи*. Короткие линии обладают хорошей устойчивостью к перекрестным помехам. К мерам, улучшающим условия неискаженной передачи импульсных сигналов по проводным линиям связи, относится «согласование» линий.

Существуют два основных способа согласования: параллельный и последовательный (рис. 4.9).



Рис. 4.9. Варианты согласования линий связи:
 (а) согласование отсутствует; (б) параллельное согласование;
 (в) последовательное согласование

Основная цель согласования – устранить или уменьшить отражение волн тока и напряжения от электрических неоднородностей. Именно отражения являются основной причиной искажений полезного сигнала, влекущих неправильные действия (сбои) быстродействующих электронных устройств. В пределах модулей, печатных плат, блоков электрическими неоднородностями являются контакты разъемов, микросхем и т. п. Для линии, нагруженной емкостными элементами, в которой согласование отсутствует, в некоторых случаях можно определить так называемую критическую длину:

$$\ell_{кр} = t_{\phi} / \{2 [L_0(C_0 + C_H)]^{0,5}\}, \quad (4.24)$$

где t_{ϕ} – длительность фронта импульса;
 C_n – емкость нагрузки;
 L_0, C_0 – удельные параметры линии.

Если фактическая длина линии короче $\ell_{кр}$, то можно обойтись без согласования. В большинстве случаев необходимо применять согласование.

Параллельное согласование (см. рис. 4.9, б) сводится в простейшем случае к включению на приемном конце резистора R_c . Этот резистор уменьшает длительность переходных процессов в линии за счет поглощения отраженных импульсов.

При последовательном согласовании (см. рис. 4.9, в) на выходе передатчика включается дополнительный согласующий резистор R_c такой, чтобы соблюдалось условие

$$Z_0 = R_c + R_{вых}, \quad (4.25)$$

где $R_{вых}$ – эквивалентное выходное сопротивление передатчика.

В этом случае сигнал, отраженный от приемного конца линии, будет поглощаться практически полностью.

Существуют и другие способы согласования длинных линий. Подробное рассмотрение вопросов согласования соединительных проводных линий здесь не рассматривается.

Волоконно-оптические линии связи.

Для передачи больших объемов информации на большие расстояния значительными преимуществами по сравнению с металлическими линиями обладают оптоволоконные линии [11]. Сравнительные характеристики линий приведены в табл. 4.2.

Таблица 4.2

Сравнительные характеристики линий связи

Характеристика	Линия связи		
	Витая пара	Коаксиальный кабель	Оптоволокно
Основной материал	медь	медь/полимер	кварц
Диаметр, мм	2	10	0,2
Затухание, дБ/км	20	20	0,2
Полоса пропускаемых частот	6 МГц	500 МГц	10 ТГц на один канал 1 ТГц на одно волокно
Дистанция между промежуточными усилителями	1– 2 км	1– 2 км	50 км

В настоящее время наиболее подходящим материалом для световолокна является сверхчистый кварц (SiO_2). Обычный диаметр нити 125 мкм. Сердцевина (диаметром примерно 10 мкм) легирована GeO_2 для удержания луча вблизи центра волокна. Наименьшее затухание волокно имеет при длине волны $\lambda = 1,3 \dots 1,6$ мкм (инфракрасный диапазон).

Типичная скорость передачи данных по одному каналу составляет приблизительно 20 ГБ/с. В одном волокне можно разместить десятки каналов, работающих на разных частотах, при этом можно достигнуть скорости 1 ТБ/с на одно волокно. Оптоволоконная связь не дает излучение во внешнюю среду, что обеспечивает высокую степень защиты от несанкционированного доступа. Сигналы формируются лазером, а преобразование оптических сигналов в электрические осуществляется фотоприёмниками. Для передачи сигнала с одного волокна на другое используют специальные микроэлектромеханические системы – [11]. Достоинства волоконно-оптических линий связи (ВОЛС) – невосприимчивость к электромагнитным помехам, малая масса, устойчивость к агрессивным средам, искровзрывопожаробезопасность.

5. МАГНИТНЫЕ ЦЕПИ И ТРАНСФОРМАТОРЫ

5.1. Основные понятия магнитной цепи

Магнитная цепь представляет собой совокупность устройств для возбуждения (создания) магнитного поля и ферромагнитных тел (магнитопроводов, сердечников), предназначенных для создания и концентрации в определенном объеме магнитного поля нужной интенсивности и конфигурации. В качестве устройства для возбуждения поля обычно используется индуктивная катушка, называемая обмоткой. Известно, что магнитное поле характеризуется вектором магнитной *индукции* B . Единица изменения магнитной индукции – тесла (Тл).

Для равномерного магнитного поля *магнитный поток* (поток вектора магнитной индукции) и индукция связаны соотношением [19]:

$$\Phi = B \cdot S, \quad (5.1)$$

где Φ – магнитный поток;

S – площадь поперечного сечения магнитопровода, перпендикулярная вектору магнитной индукции.

Размерность магнитного потока – вебер (Вб), причем $1\text{Вб} = 1\text{Тл} \cdot 1\text{м}^2$.

Магнитная цепь электротехнического устройства (рис. 5.1) в общем случае образует замкнутый путь для основного потока. Однако следует иметь в виду, что часть потока замыкается вне основного пути, образуя так называемое *потокосцепление рассеяния*, созданное магнитными силовыми линиями, проходящими вне основного пути.

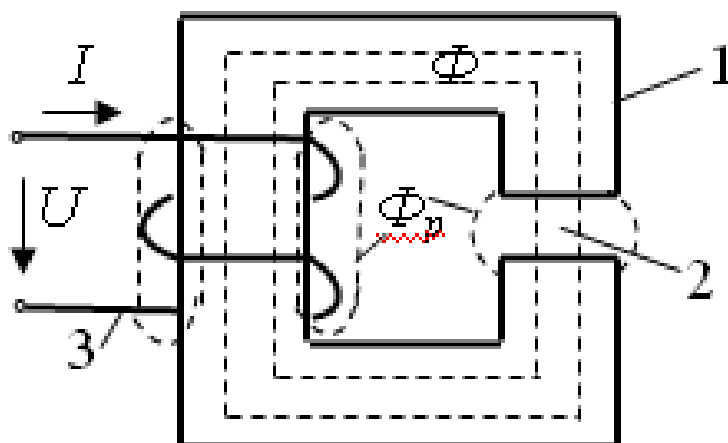


Рис. 5.1. Структурная схема магнитной цепи:

- 1 – магнитопровод (сердечник); 2 – воздушный (немагнитный) зазор;
3 – обмотка, имеющая w витков провода; Φ – основной магнитный поток;
 Φ_p – потоки рассеяния

Одной из важных характеристик магнитного поля является *напряженность магнитного поля* H . Напряженность магнитного поля определяется по *закону полного тока* [27,50], согласно которому *линейный интеграл напряженности магнитного поля вдоль замкнутого контура равен алгебраической сумме токов сквозь поверхность, ограниченную контуром интегрирования*:

$$\oint \vec{H}dl = \sum I \quad (5.2)$$

Единицей напряженности магнитного поля является ампер на метр (А/м). Сумму токов в правой части равенства (5.2) называют *намагничивающей силой* (н.с.). Зависимость магнитной индукции от напряженности магнитного поля, называемая характеристикой намагничивания, линейна для немагнитных материалов (рис. 5.2, а, пунктирная линия). Эта характеристика нелинейна для ферромагнетиков, а при циклическом перемагничивании ферромагнитного сердечника имеет вид петли гистерезиса (рис. 5.2, б).

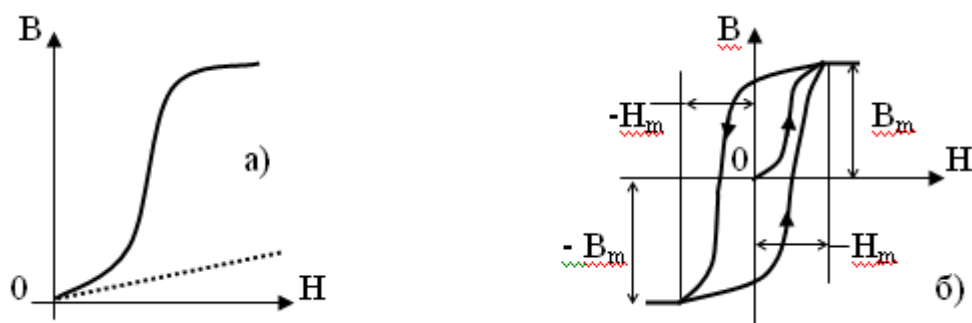


Рис. 5.2. Зависимость магнитной индукции от напряжённости магнитного поля для ферромагнитного и немагнитного материалов (а) и зависимость индукции от напряжённости поля при циклическом перемагничивании ферромагнитного сердечника (б)

Ферромагнитные материалы, обладающие узкой петлей гистерезиса, относятся к *магнитомягким* материалам (технически чистое железо, углеродистые листовые электротехнические стали, железоникелевые сплавы (пермаллои)). Ферромагнитные материалы с широкой петлей гистерезиса относят к *магнитотвердым* материалам. Их ос-

новное достоинство – способность сохранять намагниченное состояние после воздействия внешней намагничивающей силы. Из магнитотвердых материалов изготавливают постоянные магниты.

В неферромагнитном материале магнитная индукция пропорциональна напряженности магнитного поля

$$B_0/H_0 = \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Гн/м}, \quad (5.3)$$

где μ_0 – магнитная постоянная, имеющая размерность Генри на метр.

Схема замещения и основной закон магнитной цепи с постоянным потоком

Рассмотрим магнитную цепь, в которой имеется воздушный зазор δ , а площади поперечного сечения магнитопровода не одинаковы на разных участках: на участке 1 длиной l_1 – площадь поперечного сечения (сечение) S_1 , на участке 2 длиной l_2 – сечение S_2 (рис. 5.3).

Пунктиром условно показаны силовые линии магнитного поля, образующие магнитный поток Φ , обмотка имеет w витков. Для упрощения пренебрегаем потоками рассеяния, считая что в любом сечении магнитопровода поток Φ одинаков.

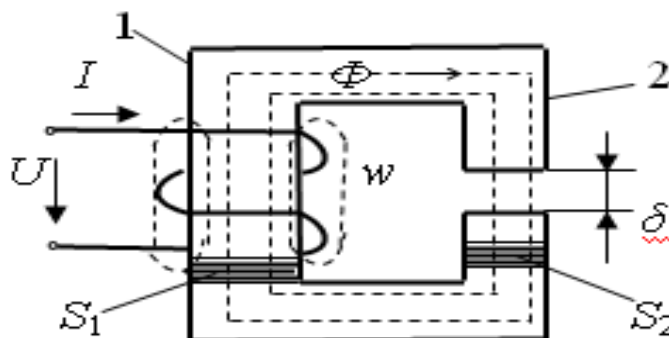


Рис. 5.3. Незветвлённая магнитная цепь с воздушным зазором и разными сечениями магнитопровода

В этом случае

$$\Phi = B_1 S_1 = B_2 S_2 = B_0 S_0, \quad (5.4)$$

где B_1 , B_2 , B_0 – соответственно магнитная индукция на первом, втором участках и в воздушном зазоре.

Значения напряженности магнитного поля на участках обозначим как H_1, H_2, H_0 , тогда по закону полного тока [50] для контура, образованного силовой линией:

$$H_1 l_1 + H_2 l_2 + H_0 \delta = wI, \quad (5.5)$$

где I – ток в обмотке, созданный приложенным напряжением U .

Поделив (5.5) на магнитный поток, получим, учитывая, что на каждом участке $B = \mu H$:

$$\frac{w \cdot I}{\Phi} = R_{m1} + R_{m2} + R_{m0}, \quad (5.6)$$

где $R_{m1} = \frac{l_1}{\mu_1 S_1}$, $R_{m2} = \frac{l_2}{\mu_2 S_2}$, $R_{m0} = \frac{\delta}{\mu_0 S_0}$ – магнитные сопротивления соответствующих участков;

μ_1, μ_2 – магнитные проницаемости материала магнитопровода на первом и втором участках.

Уравнение (5.6) можно записать, используя аналогии с электрической схемой, в виде

$$U_{m1} + U_{m2} + U_{m0} = w \cdot I,$$

где $U_{m1} = H_1 l_1$, $U_{m2} = H_2 l_2$, $U_{m0} = H_0 \delta$ – магнитные напряжения на соответствующих участках магнитной цепи;

$w \cdot I$ – магнитодвижущая сила (мдс).

Зависимость (5.6) магнитного потока от мдс и магнитных сопротивлений участков магнитной цепи [50] называют *основным законом магнитной цепи*:

$$\Phi = \frac{w \cdot I}{R_{m1} + R_{m2} + R_{m0}}. \quad (5.7)$$

Полученные выражения позволяют провести аналогию между электрической цепью постоянного тока и магнитной цепью с постоянным потоком (табл. 5.1).

Таблица 5.1

Аналогии магнитных и электрических величин

Магнитные величины			Электрические величины		
Наименование	Обозначение	ед. изм.	Наименование	Обозначение	ед. изм.
Магнитный поток	Φ	Вб	Ток	I	А
Магнитодвижущая сила (мдс)	wI	А	эдс	E	В

Магнитное сопротивление	R_M	$\frac{1}{\text{Ом}\cdot\text{с}}$	Электрическое сопротивление	R	Ом
Магнитное напряжение	$U_M = R_M \cdot \Phi$	А	Электрическое напряжение	$U = RI$	В

Используя аналогию с цепями постоянного тока, можно изобразить схему замещения магнитной цепи с постоянным потоком (рис. 5.4).

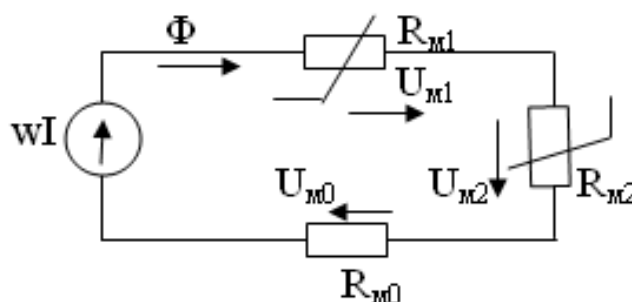


Рис. 5.4. Схема замещения неразветвлённой магнитной цепи рис. 5.3

По аналогии с электрической цепью, имеющей вольтамперные характеристики, связывающие ток в цепи и напряжение, для магнитных цепей можно построить вебер-амперные характеристики для отдельных участков магнитной цепи, имеющих нелинейное магнитное сопротивление R_M (рис. 5.5).

Вебер-амперную характеристику получают, используя зависимость $B(H)$ при известных кривых намагничивания материалов участков.

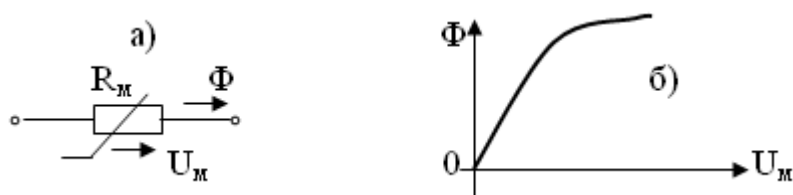


Рис. 5.5. Участок магнитной цепи (а) и его вебер-амперная характеристика (б)

Катушка индуктивности с магнитопроводом в цепи переменного тока. В электротехнических устройствах переменного тока магнитные цепи используются в электрических машинах, трансформаторах, электромагнитах реле, контакторах, магнитных усилителях и т.п.

Типичным представителем магнитной цепи, используемой в цепях переменного тока, является индуктивная катушка с магнитопроводом, имеющим воздушный зазор, называемая *дросселем*. Дроссели широко используются в радиотехнических устройствах, как элемент фильтров, как ограничитель бросков токов, как элемент преобразователей.

Рассмотрим электромагнитное состояние дросселя (рис. 5.6), подключенного к источнику синусоидального напряжения.

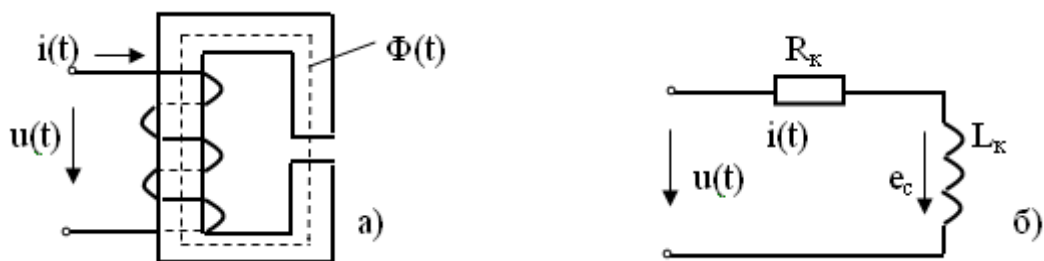


Рис. 5.6. Магнитная цепь с обмоткой, подключённой к источнику переменного напряжения (а), и её схема замещения (б)

Переменный магнитный поток $\Phi(t)$, создаваемый током в катушке, в соответствии с законом электромагнитной индукции наводит в витках катушки ЭДС самоиндукции

$$e_c = -w \cdot d\Phi(t)/dt. \quad (5.8)$$

Для схемы замещения катушки, обладающей активным сопротивлением R_k и индуктивностью L_k , можно записать:

$$e_c = R_k \cdot i(t) - u(t).$$

Если пренебречь величиной активного сопротивления катушки R_k , то при синусоидальном напряжении

$$u(t) = -e_c = w \cdot d\Phi(t)/dt = U_m \sin(\omega t + \psi_u), \quad (5.9)$$

где U_m – амплитуда приложенного напряжения;

ψ_u – начальная фаза этого напряжения.

Из (5.9) можно определить магнитный поток:

$$\Phi_t = \int_0^t \frac{U_m}{\omega} \sin(\omega t + \psi_u) dt = -\Phi_m \cos(\omega t + \psi_u), \quad (5.10)$$

где $\Phi_m = \frac{U_m}{\omega}$ – амплитуда магнитного потока.

Действующее значение приложенного напряжения U определяется по значению амплитуды магнитного потока:

$$U = \frac{2\pi\omega f\Phi_m}{\sqrt{2}} = 4,44\omega f\Phi_m. \quad (5.11)$$

Формула (5.11), полученная для идеализированных условий (не учтены потоки рассеяния, активное сопротивление катушки индуктивности принято нулевым), позволяет сделать следующий вывод:

Если к обмотке идеализированной индуктивной катушки с ферромагнитным магнитопроводом подвести синусоидальное напряжение, то в магнитной цепи возникнет магнитный поток, изменяющийся по косинусоидальному закону, то есть магнитный поток отстает по фазе на 90° от приложенного напряжения. Амплитуда этого потока определяется числом витков катушки, частотой и амплитудой приложенного напряжения.

Выражение (5.11) позволяет записать выражение для действующего значения ЭДС самоиндукции E :

$$E = 4,44\omega f\Phi_m. \quad (5.12)$$

Выражение (5.12) часто используется при расчетах ЭДС, индуктируемых в обмотках многих электромагнитных устройств, например, трансформаторов.

5.2. Трансформаторы

Назначение и принцип действия трансформатора

Трансформатор – это статическое устройство, обеспечивающее преобразование переменного тока одного уровня напряжения в переменное напряжение другого уровня с гальванической развязкой этих напряжений между собой.

Трансформатор позволяет изменять уровни напряжений и токов, фазные соотношения между напряжениями и токами, согласовать сопротивление источника переменного тока и нагрузки, передать электроэнергию от источника к потребителю.

В электротехнике используются преимущественно электромагнитные трансформаторы, имеющие минимум две катушки индуктивности (обмотки), конструктивно объединенные общим ферромагнитным магнитопроводом (рис. 5.7).

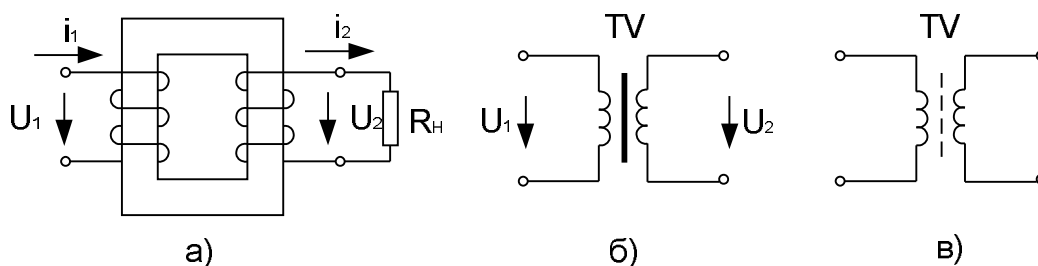


Рис. 5.7. Структурная схема двухобмоточного трансформатора (а) и его основное изображение: с сердечником из стали (б); с сердечником из ферродиелектрика (в)

Принцип действия электромагнитного трансформатора состоит в следующем. Электрическая энергия источника поступает в первичную обмотку и преобразуется в энергию магнитного поля, затем происходит обратное преобразование: энергия магнитного поля преобразуется во вторичной обмотке в электрическую. Таким образом осуществляется передача электроэнергии из одной (первичной) цепи в другую (вторичную). Промежуточным конструктивным звеном передачи энергии является магнитопровод, служащий для концентрации магнитного поля и расположения на нем первичной и вторичной обмоток. Обмоток может быть несколько как первичных, так и вторичных.

Трансформатор является одним из самых распространенных видов электротехнического оборудования. Трансформатор может нормально работать только при определенных значениях частоты, мощности, токов и напряжений, называемых номинальными [25]. В радиоэлектронных устройствах используются трансформаторы небольшой мощности (от единиц до десятков и сотен ВА). В электротехнических системах используются трансформаторы мощностью до миллионов КВА. Здесь рассматриваются лишь маломощные трансформаторы, среди которых можно выделить две группы: трансфор-

маторы питания ($T_p\Pi$) и сигнальные трансформаторы ($СТ_p$). Они различаются по назначению, хотя конструктивно могут быть похожими.

$T_p\Pi$ – это трансформаторы малой мощности, преобразующие напряжение питающей сети в напряжение, пригодное для питания потребителей, например, электронных устройств, бытовых приборов и т.п.

$СТ_p$ – трансформаторы малой мощности, предназначенные для точной передачи и преобразования электрических сигналов.

Магнитопроводы трансформаторов могут иметь различную конфигурацию. Больше других распространены три типа: стержневые, броневые, тороидальные. Схематичные виды конструкций магнитопроводов показаны на рис. 5.8.

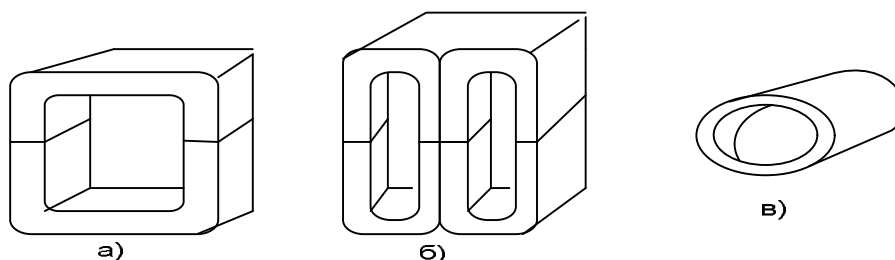


Рис. 5.8. Конструкции магнитопроводов:
а) стержневая; б) броневая; в) тороидальная

Стержневые и броневые магнитопроводы используются на частотах до 1кГц. Трансформаторы с таким сердечником могут быть однофазными и трехфазными. На частотах выше 1кГц преимущественно используют однофазные трансформаторы. Стержневые трансформаторы менее чувствительны к внешним электромагнитным полям, однако массогабаритные показатели у них хуже, чем у броневых.

Наименее чувствительны к внешним полям тороидальные магнитопроводы, но они менее технологичны в изготовлении. Чаще всего тороидальные магнитопроводы используют на частотах, значительно больших 1кГц (до 100кГц), причем их изготавливают из специальных магнитных материалов – ферритов и специальных сплавов. Стержневые и броневые магнитопроводы изготавливают и собирают (шихтуют) из пластин листовой электротехнической стали, причем пластины изолированы с двух сторон тонким слоем лака или оксида. Это делается для уменьшения потерь в магнитопроводе от вихревых токов [50].

Обмотки трансформатора выполняются в виде катушек индуктивности с каркасной или бескаркасной (на изолирующей гильзе) намоткой. В тороидальных трансформаторах обмотки укладываются на изолированный магнитопровод. Катушки устанавливаются на стержни магнитопровода: в магнитопроводе стержневого типа – на противоположные стержни (первичная и вторичная обмотки). В трансформаторах с магнитопроводом броневое типа первичная и вторичная обмотки намотаны concentрично и их размещают на среднем стержне.

Основные расчетные соотношения для трансформатора

Основные соотношения между электрическими и магнитными величинами для трансформатора получим, используя его электромагнитную схему (рис. 5.9).

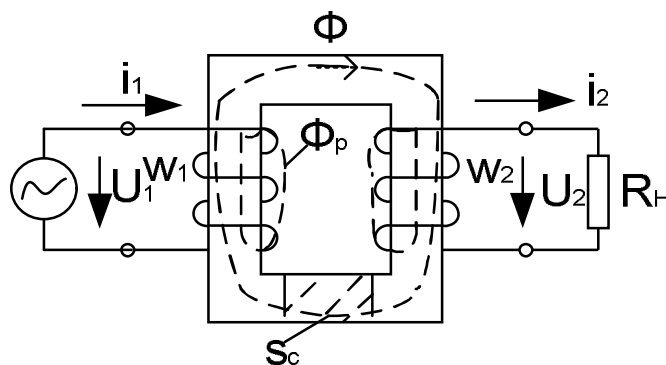


Рис. 5.9. Электромагнитная схема трансформатора

Первичная обмотка имеет w_1 витков, вторичная – w_2 . В первичной обмотке под действием первичного напряжения U_1 возникает ток i_1 , создающий магнитный поток, основная часть которого Φ замыкается по магнитопроводу и пересекает витки вторичной обмотки. Часть магнитного потока Φ_p замыкается вокруг катушки по немагнитным путям и образует потокосцепление рассеяния первичной обмотки $\psi_p = w_1 \cdot \Phi_p$. Согласно закону электромагнитной индукции [50] магнитный поток $\Phi(t)$ наводит в обмотках ЭДС

$$e_1 = -w_1 d\Phi/dt; \quad e_2 = -w_2 d\Phi/dt. \quad (5.13)$$

Если приложенное напряжение синусоидально, а активное сопротивление провода обмотки невелико, то поток тоже будет изменяться по синусоидальному закону

$$\Phi = \Phi_m \sin \omega t, \quad (5.14)$$

где $\omega = 2\pi f$ – угловая частота;

f – частота напряжения первичной обмотки;

Φ_m – амплитудное значение магнитного потока.

В этом случае действующие значения ЭДС определяются из (5.13)

$$E_1 = \frac{\omega w_1 \Phi_m}{\sqrt{2}} = 4,44 f w_1 \Phi_m; \quad (5.15)$$

$$E_2 = 4,44 f w_2 \Phi_m.$$

Отношение ЭДС первичной обмотки к ЭДС вторичной обмотки называют коэффициентом трансформации n :

$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{w_1}{w_2} = n. \quad (5.16)$$

Если цепь вторичной обмотки замкнута на сопротивление нагрузки R_n , то возникает магнитодвижущая сила (мдс) $w_2 i_2$, во вторичной обмотке течет ток i_2 и создает в магнитопроводе свой магнитный поток. По закону Ленца [50] направление этого потока должно быть противоположно направлению потока, создаваемого током первичной обмотки. Однако амплитуда магнитного потока в магнитопроводе определяется приложенным первичным напряжением и должна оставаться неизменной. Поэтому в первичной цепи увеличивается ток i_1 , создавая мдс $i_1 w_1$, компенсирующую размагничивающее действие мдс вторичной обмотки. Полагая, что трансформатор передает от источника к приемнику одну и ту же мощность, можно найти соотношение между токами и напряжениями из условия $U_1 I_1 = U_2 I_2$, из которого следует

$$I_1 = \frac{I_2 U_2}{U_1}. \quad (5.17)$$

Режимы работы трансформатора

Различают три основных режима работы: режим холодного хода (х. х.), нормальный режим (режим нагрузки), режим короткого замыкания (к.з.) на вторичной стороне.

В режиме х.х. первичная обмотка включена на напряжение сети, а вторичная разомкнута. В режиме нагрузки по обмоткам текут но-

минальные токи, в режиме к.з. зажимы на вторичной стороне соединены накоротко, в обмотках при полном первичном напряжении могут возникать токи, в десятки раз превосходящие номинальные. Для определения эксплуатационных характеристик при изготовлении мощных трансформаторов ввиду трудностей осуществления указанных полномасштабных режимов (особенно режима к.з.), проводят опыты и измерения для двух режимов: опыт х.х. и опыт искусственного к.з. [25]. Для мощных трансформаторов эти опыты представляют непростую техническую задачу, но именно по их результатам определяются основные характеристики трансформатора. В опыте холостого хода измеряют ток и потребляемую первичной обмоткой мощность при номинальном первичном напряжении (рис. 5.10).

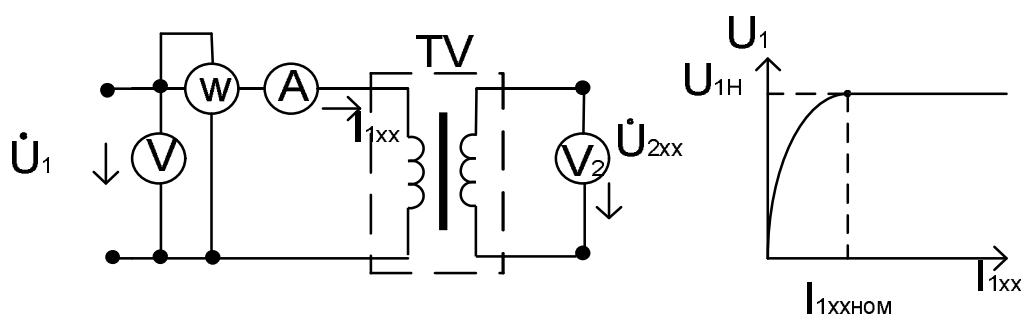


Рис. 5.10. Схема опыта х.х. и ВАХ двухобмоточного трансформатора

В опыте х.х. можно получить данные для построения вольтамперной характеристики (ВАХ) трансформатора.

По результатам опыта х.х. определяется значение коэффициента трансформации $n = U_1/U_2$.

Ток холостого хода I_{1xx} можно определить расчетным путем на основе закона полного тока

$$W_1 I_{1xx} = \sum_1^i l_i H_i, \quad (5.18)$$

где $W_1 I_{1xx}$ – мдс первичной обмотки в режиме х.х;

l_i – длины участков магнитопровода,

H_i – напряженности магнитного поля, соответствующие амплитудам магнитных индукций $B_m = \Phi_m/S_i$ (S_i – площадь поперечного сечения магнитопровода на участке l_i ;

$l_i H_i$ – магнитное напряжение в i -м участке магитопровода. В реальных трансформаторах ток х.х. составляет несколько процентов от номинального;

W_1 – число витков первичной обмотки трансформатора.

В опыте х.х. ток I_{1xx} измеряется амперметром, включенным в цепь первичной обмотки (рис. 5.10). Ваттметр, включенный в цепь первичной обмотки, покажет величину мощности потерь в магнитопроводе в режиме холостого хода P_x . Потери х.х. обусловлены потерями на нагрев обмоток, намагничивание сердечника и создание потоков рассеивания. В режиме нагрузки первичная обмотка включена на номинальное первичное напряжение, а ко вторичной обмотке подключен приемник энергии (см. рис. 5.9). При нагрузке мдс обмоток создают в магнитопроводе тот же магнитный поток Φ_m и то же магнитное напряжение, что и на холостом ходу, тогда можно записать для синусоидального режима:

$$I_{1xx} w_1 = I_1 w_1 + I_2 w_2 \quad (5.19)$$

Из (5.19) получим

$$I_1 = I_{1xx} - \frac{I_2 w_2}{w_1} = I_{1xx} - I_2', \quad (5.20)$$

где $I_2' = -\frac{I_2 w_2}{w_1}$ – приведенное значение вторичного тока.

В опыте короткого замыкания (к.з.) трансформатора зажимы вторичной обмотки соединены накоротко через амперметр, а к первичной обмотке прикладывается небольшое напряжение $U_{1к}$, при котором в обмотках протекают номинальные токи (рис. 5.11).

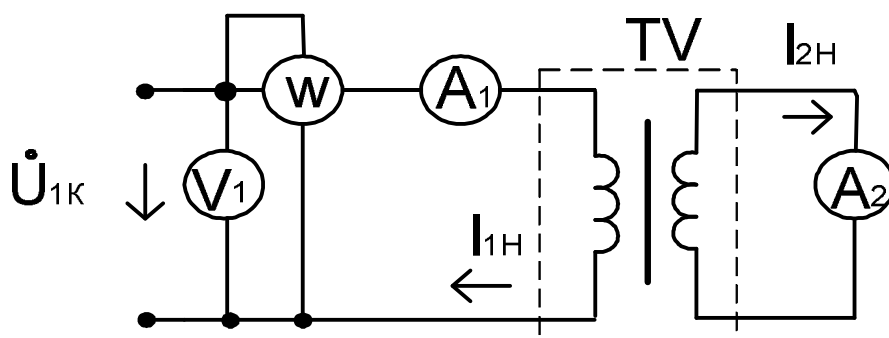


Рис. 5.11. Схема опыта к.з. двухобмоточного трансформатора

Относительное значение напряжения $U_{1к}$ называют напряжением короткого замыкания и выражают его в процентах от номинального

$$U_k = \frac{U_{1k} \cdot 100\%}{U_{1ном}}. \quad (5.21)$$

Обычно $U_k = (2 \div 8)\%$. Это напряжение указывают в паспортных данных трансформатора.

При к.з. во вторичной обмотке энергия через трансформатор не передается и расходуется в нем самом. Поэтому ваттметр измерит активную мощность $P_{кном}$ – мощность потерь энергии в трансформаторе. Это мощность расходуется в основном на нагрев обмоток. Величина $P_{кном}$ приводится в паспортных данных трансформатора.

Со стороны сети входное сопротивление в режиме к.з. определяется по общему правилу:

$$Z_k = \frac{U_{1k}}{I_{1ном}}. \quad (5.22)$$

Сопротивление Z_k имеет активно-индуктивный характер, при этом

$$\cos \phi_k = \frac{P_{кном}}{(U_{1k} \cdot I_{1ном})}.$$

В расчётных схемах электрических цепей с трансформаторами используют различные схемы замещения [19], один из вариантов которой представлен на рис. 5.12.

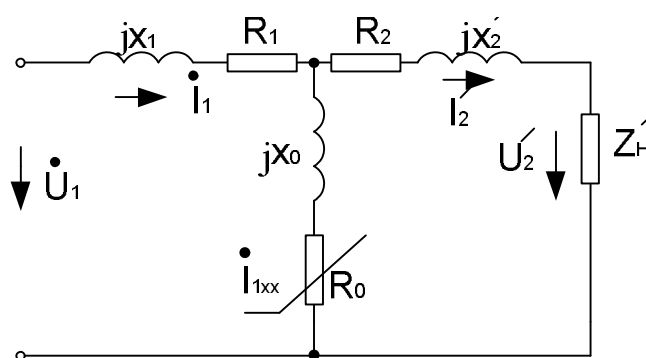


Рис. 5.12. Схема замещения трансформатора для низких частот

В схеме замещения:

$R_1 + jX_1 = Z_1$ – сопротивление первичной обмотки;

$R_2' + jX_2' = Z_2'$ – приведенное сопротивление вторичной обмотки;

$R_0 + jX_0 = Z_0$ – сопротивление холостого хода;

$Z_0 \gg Z'_2$;

Z'_2 – приведенное сопротивление нагрузки $Z'_2 = Z_H n^2$;

$$R'_2 = R_2 n^2; \quad X'_2 = X_2 n^2; \quad Z'_2 = Z_2 n^2 \quad (5.23)$$

Z, R, X, Z_H – действительные значения соответствующих сопротивлений;

$I'_2 = I_2/n$ – приведенное значение вторичного тока;

$U'_2 = nU_2$ – приведенное значение вторичного напряжения.

Схема замещения позволяет в расчетах трансформатор представить в виде четырехполюсника и применить к расчету цепей с трансформаторами методы расчета, разработанные для цепей переменного тока.

Для трансформаторов питания в паспорте указывают следующие основные параметры:

1. Номинальные значения напряжения и тока первичной (сетевой) обмотки $U_{1ном}, I_{1ном}$;

2. Номинальные значения напряжения и тока вторичной обмотки $U_{2ном}, I_{2ном}$. Если обмоток несколько, эти значения указываются для каждой обмотки;

3. Напряжения холостого хода U_0 на выводах разомкнутых вторичных обмоток;

4. Номинальную мощность, равную сумме мощностей вторичных обмоток;

5. Коэффициент трансформации;

6. Частоту тока питания;

7. Значение тока холостого хода;

8. Полосу пропускания (значение низкой f_n и высокой f_v частоты рабочего диапазона);

9. Кпд;

10. Допустимое сопротивление нагрузки (указывается не всегда).

5.3. Безобмоточные трансформаторы

В качестве микромощных трансформаторов в электронике могут применяться безобмоточные трансформаторы, работающие, например, на основе использования пьезоэффекта [18]. При малой мощно-

сти (до 5 Вт) передаваемого сигнала в таких устройствах можно получить большие коэффициенты трансформации ($n=10\div 1000$).

Схематическое устройство такого трансформатора показано на рис. 5.13.

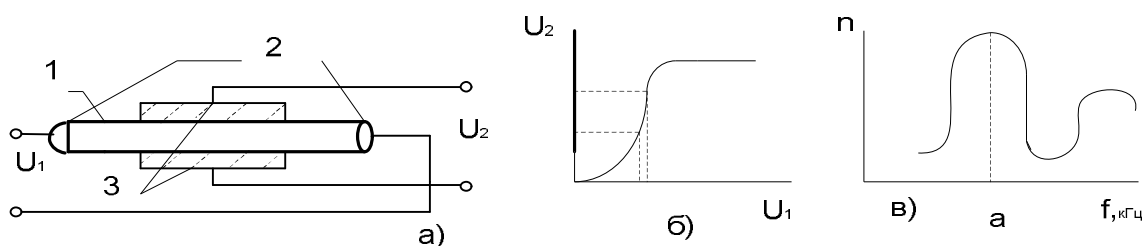


Рис. 5.13. Структурная схема пьезотрансформатора и его амплитудная и частотная характеристики:

1 – пластина из сегнетодиэлектрика; 2,3 – электроды из серебра, выполненные методом вжигания; U_1, U_2 – первичное и вторичное напряжения; n – коэффициент трансформации

Недостатками пьезотрансформаторов являются нелинейность амплитудной характеристики (рис. 5.13, б) и резко выраженная резонансная частота, при которой коэффициент трансформации принимает наибольшее значение (рис. 5.13, в). Однако массогабаритные показатели и технологичность изготовления довольно привлекательны.

6. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ДВИГАТЕЛИ

6.1. Конструктивные особенности двигателя переменного тока

Двигатели переменного тока находят наиболее широкое применение в различных областях техники. Основными достоинствами этих машин являются высокая надежность, простота конструкции, возможность работы напрямую от сети переменного тока. Недостатком является относительная сложность регулирования режимов работы. Двигатели переменного тока в основном используются в *асинхронном режиме*. Это режим, в котором подвижная часть (*ротор*) вращается со скоростью, отличной от угловой скорости вращения магнитного поля, создаваемого неподвижной частью машины – *статором*.

Статор и ротор асинхронной машины имеют магнитопровод и обмотки. Обмотка статора представляет собой систему катушек индуктивности, выполненных из медного изолированного провода

с множеством витков, уложенных в пазы ферромагнитного тела по внутренней окружности ферромагнитного корпуса, набранного из кольцевых пластин электротехнической стали (рис. 6.1). На роторе обмотка выполняется в виде стержней из проводящего материала, по торцам замкнутых лобовыми кольцами (форма «белчьей клетки»). Такая обмотка представляет собой короткозамкнутые витки из проводящего материала, помещенные в пазы ферромагнитного сердечника цилиндрической формы, сидящего на валу ротора [25].

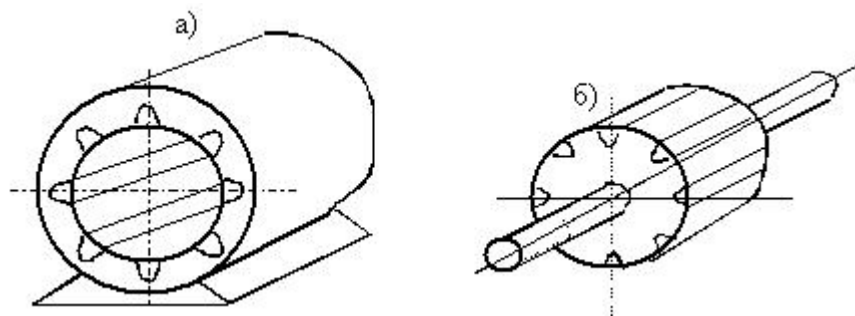


Рис. 6.1. Вид статора (а) и ротора (б) асинхронного электродвигателя

Двигатели такой конструкции называют асинхронными двигателями с короткозамкнутым ротором. Промышленностью выпускаются и асинхронные двигатели с фазным ротором, в которых обмотка на роторе выполнена подобно статорной в виде индуктивных катушек, витки которых укладываются в пазы, распределённые по внешней окружности тела ротора, а выводы соединены с контактными кольцами на валу ротора. Такая конструкция асинхронного двигателя позволяет регулировать пусковые характеристики двигателя, но усложняет конструкцию и снижает эксплуатационную надёжность. С развитием техники такие двигатели уступают место более надёжным системам, в которых регулирование осуществляется полупроводниковыми тиристорными устройствами, управляющими двигателями с короткозамкнутым ротором.

6.2. Общий принцип действия двигателя переменного тока

В двигателях переменного тока используется силовое взаимодействие движущегося магнитного поля, созданного неподвижной частью машины (статором), с индуктируемым этим полем током, возникающим при пересечении движущимся магнитным полем замкнутых витков провода, размещённых на подвижной части машины (ро-

торе). Чаще всего используется «вращающееся» магнитное поле, т. е. поле, вектор индукции которого циклически вращается вокруг оси, совпадающей с геометрической осью машины, если статор и ротор имеют цилиндрическую форму. Во всех электрических машинах магнитное поле концентрируется с помощью ферромагнитных магнитопроводов (сердечников), причем между неподвижной частью и подвижной частью магнитопровода делают минимальный воздушный зазор, через который энергия питающей сети с помощью электромагнитного поля передается на подвижную часть машины.

6.3. Способы создания вращающегося магнитного поля

Пульсирующее магнитное поле в однофазной системе. В однофазной системе магнитное поле, создаваемое индуктивной катушкой (обмоткой) при подаче синусоидального тока, будет пульсирующим. Чтобы сосредоточить поле в объеме неподвижной однофазной обмотки нужно иметь ферромагнитный сердечник, концентрирующий в себе силовые линии поля (рис. 6.2).

Ранее было выяснено, что при подаче на обмотку синусоидального напряжения будет создан магнитный поток, изменяющийся по косинусоидальному закону.

Изображение пульсирующего поля можно представить вектором магнитной индукции, либо вектором намагничивающей силы F , амплитуда которого изменяется по синусоидальному закону во времени.

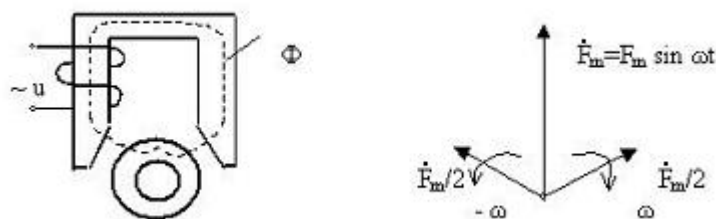


Рис. 6.2. Иллюстрация образования магнитного поля в однофазной системе

Пульсирующую синусоидальную векторную величину математически можно представить двумя вращающимися в противоположные стороны векторами с амплитудой, в два раза меньшей исходной (см. рис. 6.2). Если два таких магнитных поля будут пересекать короткозамкнутые витки из проводящего материала, в них будут наводиться ЭДС и токи, взаимодействующие с вращающимися магнитными по-

лями. Если короткозамкнутые витки неподвижны, то ЭДС и токи, создаваемые этими потоками, взаимно компенсируют друг друга. Несмотря на это, вращающееся магнитное поле, образованное из пульсирующего, удастся использовать в однофазных и двухфазных асинхронных двигателях.

Вращающееся магнитное поле. Для получения вращающегося поля наиболее удачным решением оказалось использование системы, состоящей из трех одинаковых обмоток, если их расположить на статоре так, чтобы углы сдвига между их осями в пространстве были равны 120° , а в обмотки подать три тока одинаковой частоты, сдвинутые по фазе на 120° друг относительно друга: i_A, i_B, i_C (рис. 6.3).

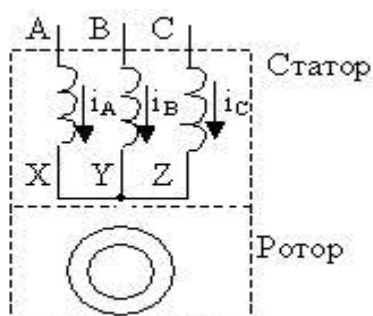


Рис. 6.3. Структурная схема двигателя с тремя статорными обмотками и короткозамкнутым ротором

Токи обмоток создают магнитные поля с магнитными индукциями, векторы которых также сдвинуты по фазе на 120° друг относительно друга (рис. 6.4): $B_A = B_m \sin \omega t$; $B_B = B_m \sin (\omega t - 120^\circ)$;

$$B_C = B_m \sin (\omega t - 240^\circ). \quad (6.1)$$

Обмотки статора условно показаны в виде трёх витков, поперечные сечения которых обозначены соответственно AX, BY, CZ.

Магнитная индукция результирующего поля образуется при сложении магнитных индукций обмоток статора B_A, B_B, B_C .

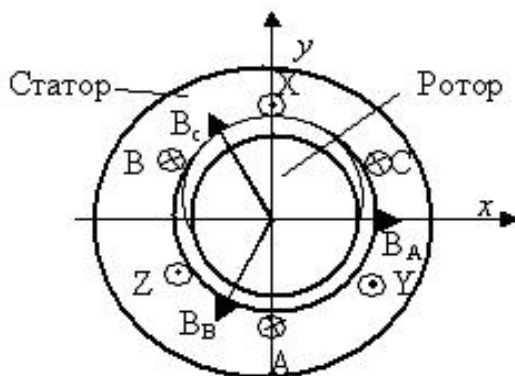


Рис. 6.4. Схематичный поперечный разрез

двигателя с тремя обмотками,
сдвинутыми на 120° по внутренней поверхности статора

Направления векторов магнитной индукции указаны по правилу правоходового винта, причем условно принято, что токи входят в начала обмоток А, В, С.

Определим составляющую индукции результирующего магнитного поля вдоль оси x , как алгебраическую сумму проекций векторов индукций на эту ось (рис. 6.4):

$$B_x = B_A \cos 0^\circ + B_B \cos (-120^\circ) + B_C \cos (-240^\circ).$$

После подстановки выражений (6.1) получим

$$B_x = 1,5 B_m \sin \omega t. \quad (6.2)$$

Алгебраическая сумма проекций векторов индукций на ось y будет

$$B_y = 1,5 B_m \cos \omega t. \quad (6.3)$$

Модуль вектора результирующей магнитной индукции

$$B_p = \sqrt{B_x^2 + B_y^2} = 1,5 B_m, \quad (6.4)$$

а угол α , образуемый вектором с осью y , можно определить из условия

$$\operatorname{tg} \alpha = B_x / B_y = \operatorname{tg} \omega t, \text{ откуда следует } \alpha = \omega t.$$

Таким образом, можно утверждать, что результирующий вектор магнитной индукции вращается в пространстве против часовой стрелки с угловой скоростью ω , т.е. в рассматриваемой системе образуется *вращающееся магнитное поле* [50].

Расположение витков обмоток, показанное на рис. 6.4, соответствует образованию вращающегося поля с числом пар полюсов $p = 1$ (каждая из обмоток создает магнитное поле с одной парой полюсов). На практике изготавливают обмотки секционированными, так чтобы создавалось магнитное поле не только с одной парой полюсов, но и с большим числом пар полюсов. При этом скорость вращения поля определяется как

$$n_0 = 60f/p, \quad (6.5)$$

где n_0 – частота вращения вектора магнитной индукции, [об/мин];

f – частота тока питающей сети, Гц;

p – число пар полюсов, (обычно $p \leq 4$).

6.4. Двигатели переменного тока с вращающимся магнитным полем

Трёхфазные асинхронные двигатели. По принципу действия асинхронного двигателя для того, чтобы в нём возникал крутящий момент на валу ротора, вращающееся магнитное поле должно пересекать витки обмотки ротора. В случае, если витки образуют замкнутые контуры, в них возникают токи, силовое взаимодействие которых с вращающимся полем создает вращающий *электромагнитный момент*. Таким образом, в процессе работы асинхронного двигателя ротор должен «отставать» от вращающегося поля, как бы «скользить» относительно поля. Для оценки скорости ротора служит понятие *скольжение* асинхронной машины.

$$S = (n_0 - n_p)/n_0, \quad (6.6)$$

где n_0 – скорость вращения магнитного поля статора (синхронная скорость);

n_p – скорость вращения ротора.

С учётом (6.6) скорость вращения ротора определится по выражению

$$n_p = n_0 (1 - S). \quad (6.7)$$

Скорость вращения ротора асинхронного двигателя находится в пределах $0 < n_p < n_0$, а скольжение – в пределах $1 \geq S > 0$.

Вращающий момент асинхронной машины. Из курса физики [34] известно, что в магнитном поле на проводник с током действует сила

$$F = B \cdot \ell \cdot i_2, \quad (6.8)$$

где B – магнитная индукция;

ℓ – длина части проводника, находящаяся в зоне действия магнитного поля;

i_2 – ток в обмотке ротора.

Пусть магнитная индукция по окружности ротора распределяется в соответствии с выражением

$$B = B_m \sin \alpha,$$

где α – угол между вектором магнитной индукции и плоскостью какого либо витка в данный момент времени. Ток, индуцированный в роторе, будет синусоидальным

$$i_2 = I_{2m} \sin(\alpha + \varphi_2), \quad (6.9)$$

где φ_2 – сдвиг по фазе между индуцируемой в роторе ЭДС E_2 и током i_2 .

В этом случае выражение (6.8) для силы, действующей на проводник с током, будет иметь следующий вид [25] :

$$F(\alpha) = B_m I_{2m} \ell \sin \alpha \sin(\alpha + \varphi_2) = B_m I_{2m} \ell [\cos \varphi_2 - \cos(2\alpha + \varphi_2)]/2. \quad (6.10)$$

Средняя окружная сила, действующая в какой-то фиксированный момент времени на один проводник:

$$F_{cp} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} F(\alpha) d\alpha. \quad (6.11)$$

Подставляя (6.10) в (6.11), получим

$$F_{cp} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} B_{cp} I_2 \ell \cos \varphi_2, \quad (6.12)$$

где $B_{cp} = \frac{2B_m}{\pi}$ – среднее за период значение магнитной индукции.

Если число проводников ротора N_2 , а его диаметр D , то вращающий *электромагнитный* момент

$$M = F_{cp} N_2 \frac{D}{2}.$$

Полученное выражение удобнее представить в виде

$$M = C \Phi I_2 \cos \varphi_2, \quad (6.13)$$

где Φ – магнитный поток одного полюса;

C – безразмерный коэффициент, постоянный для данной асинхронной машины, зависящий от конструкции ротора;

I_2 – действующее значение тока ротора.

Размерность вращающего момента $[M] = \text{н} \cdot \text{м}$ (ньютон·метр). Если разделить выражение (6.13) на 9,81, то получим размерность $[M] = \text{кгс} \cdot \text{м}$.

Часто используют выражение вращающего момента через скольжение S [50]:

$$M = 2M_{\text{макс}} / (S/S_k + S_k/S), \quad (6.14)$$

где $M_{\text{макс}}$ – максимальное значение момента: $M_{\text{макс}} \approx C_M U_1^2 / 2X_2$;

C_M – электромеханическая постоянная двигателя;

S_k – критическое скольжение, соответствующее максимальному значению вращающего момента:

$$S_k \approx r_2 / X_2, \quad (6.15)$$

r_2, X_2 – соответственно активное и индуктивное сопротивление фазы ротора.

Вид зависимости вращающего момента от скольжения и механическая характеристика [50] представлены на рис. 6.5.

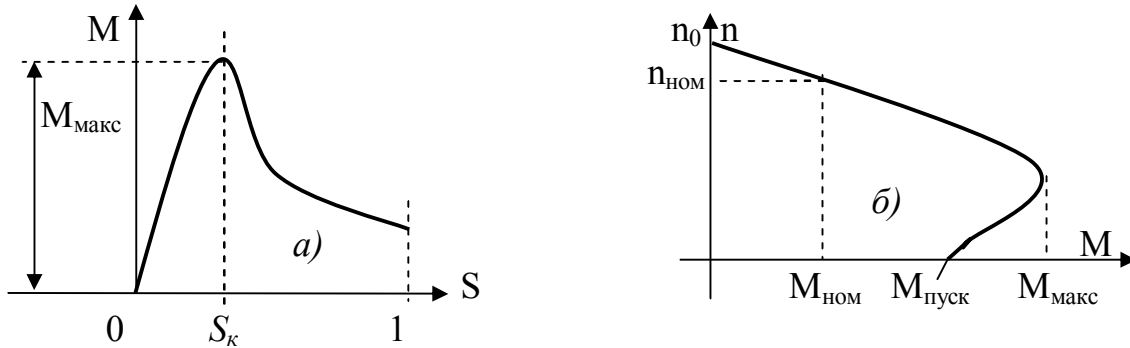


Рис. 6.5. Зависимость вращающего момента в функции скольжения (а) и механическая характеристика асинхронного двигателя (б):

M_{\max} – максимальное значение вращающего момента;
 S_k – критическое скольжение; $M_{\text{ном}}$, $M_{\text{пуск}}$ – номинальный и пусковой моменты;
 n_0 – синхронная скорость; $n_{\text{ном}}$ – номинальная скорость вращения ротора

Энергетические соотношения в асинхронном двигателе.

В двигателе электромагнитная энергия преобразуется в механическую. Скорость этого преобразования называют *электромагнитной мощностью*.

$$P_{\text{эм}} = M \Omega_0, \quad (6.16)$$

где M – вращающий электромагнитный момент;

Ω_0 – угловая скорость вращающегося поля.

Мощность P_1 , потребляемая двигателем из сети, превышает электромагнитную, так как в обмотках статора имеют место электромагнитные потери ΔP_1 , а в магнитопроводе происходят магнитные потери ΔP_m вследствие его перемагничивания вращающимся магнитным полем. Уравнение, связывающее потребляемую из сети мощность и электромагнитную мощность, имеет вид:

$$P_1 = P_{\text{эм}} + \Delta P_1 + \Delta P_m,$$

где $P_1 = 3 U_1 I_1 \cos \varphi_1$ – активная мощность, потребляемая двигателем из сети.

U_1, I_1 – напряжение и ток питающей электродвигатель сети.

В роторе машины также происходят потери на нагрев ΔP_2 и преодоление момента сил трения $\Delta P_{\text{мех}}$.

Механическая мощность двигателя

$$P_{\text{мех}} = M \Omega_2, \quad (6.17)$$

где Ω_2 – угловая скорость вращения ротора, должна быть больше полезной P_2 на величину потерь $P_{мех} = P_2 + \Delta P_{мех}$.

Тогда полезную мощность можно выразить через потребляемую и потери:

$$P_2 = P_1 - \Delta P_1 - \Delta P_m - \Delta P_2 - \Delta P_{мех} \quad (6.18)$$

Уравнение (6.18) можно представить в виде диаграммы преобразования энергии (рис. 6.6).

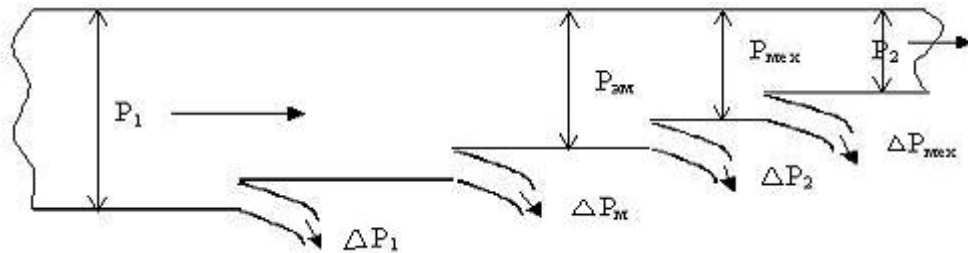


Рис. 6.6. Диаграмма преобразования мощности (энергии) в асинхронном двигателе

Однофазные асинхронные двигатели. Известно, что ток однофазной обмотки создаёт магнитодвижущую силу (мдс), пульсирующую с частотой сети. Пульсирующее магнитное поле можно представить в виде двух вращающихся в противоположных (прямом и обратном) направлениях полей с одинаковыми по модулю индукциями $B_{пр} = B_{обр}$ [25]. Однофазный двигатель имеет статор с пазы в ферромагнитном сердечнике и статорную однофазную обмотку, витки которой уложены в пазы сердечника (рис. 6.7). Ротор выполняется короткозамкнутым.

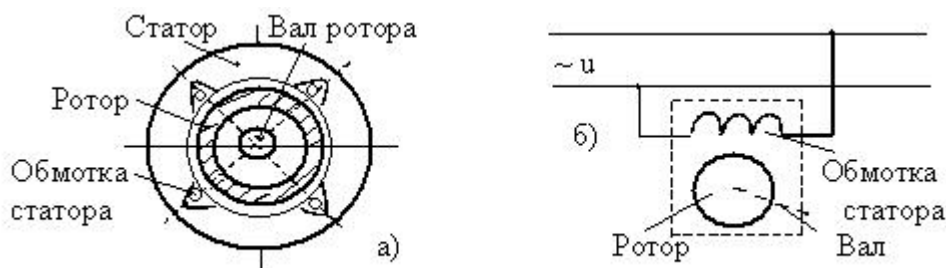


Рис. 6.7. Схематичный поперечный разрез (а) и изображение однофазного двигателя (б)

При пуске однофазный двигатель не может создать вращающий момент, так как от действия вращающихся в разные стороны симметричных полей не образуется результирующего вращающего электромагнитного момента, т. е. такой двигатель не имеет пускового мо-

мента. Если каким-либо способом придать угловую скорость ротору, вращая его в любую сторону, то электромагнитные вращающие моменты, создаваемые каждым вращающимся полем, будут разными по величине. Для одного из полей, направление вращения которого соответствует направлению движения ротора, (назовём его *прямым*), скольжение будет определяться соотношением

$$S_{пр} = (\Omega_0 - \Omega_2) / \Omega_0 < 1.$$

Для *обратного* поля

$$S_{обр} = (-\Omega_0 - \Omega_2) / (-\Omega_0) > 1,$$

где Ω_0 – частота вращения поля (синхронная скорость) ;

Ω_2 – частота вращения ротора.

Это значит, что обратное поле перемещается относительно ротора с большей скоростью. Индуцируемые этим полем ЭДС и токи имеют большие амплитуду и частоту, чем созданные прямым полем, и, следовательно, больше компенсируют обратную составляющую мдс $F_{обр}$. В этом случае, $F_{рез.обр} < F_{рез.пр}$, где $F_{рез.обр}$ – результирующая мдс обратного поля, $F_{рез.пр}$ – результирующая мдс прямого поля. В результате возникает электромагнитный вращающий момент, отличный от нуля.

Следовательно, если ротор приведен во вращение в какую-то сторону, то возникает вращающий момент, отличный от нуля и действующий в этом же направлении. Механические характеристики показаны на рис. 6.8.

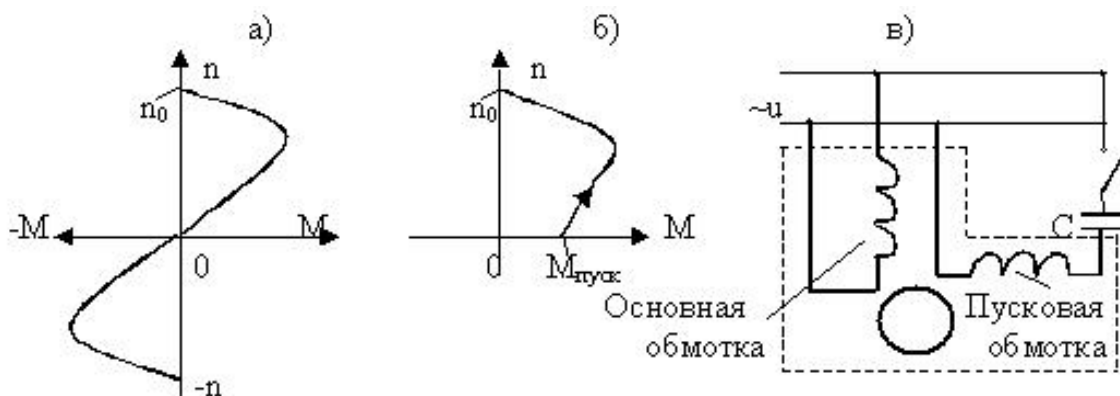


Рис. 6.8. Механические характеристики однофазного асинхронного двигателя без пусковой обмотки (а); с пусковой обмоткой (б) и схема питания двигателя с пусковой обмоткой (в)

С целью получения пускового момента в асинхронном однофазном двигателе делают на статоре еще одну обмотку, называемую *пусковой* (см. рис. 6.8, в). Её назначение – компенсировать в момент пус-

ка обратную составляющую пульсирующего магнитного поля, т. е. преобразовать пульсирующее поле в круговое или эллиптическое. Это достигается путем сдвига по фазе тока пусковой обмотки (за счет включения конденсатора) и пространственным сдвигом в теле статора оси пусковой обмотки на некоторый угол относительно оси главной обмотки.

Пусковая обмотка в однофазном двигателе подключается только на время пуска, а при достижении заданной скорости отключается от сети. Такие двигатели часто используются там, где не требуется большая мощность и большой пусковой момент. В промышленных приводах исполнительных механизмов часто используются двухфазные асинхронные двигатели, которые часто называют конденсаторными. Схема подключения такого двигателя показана на рис. 6.9.

В двухфазном двигателе пусковая обмотка делается такой же, как и основная, и постоянно подключена к сети через конденсатор C_p . Пусковой конденсатор C_n также используется, но его ёмкость будет значительно меньше.

Две обмотки создают поле, близкое к круговому вращающемуся, за счет сдвига по фазе около 90° между токами обмоток. Сдвиг между токами достигается включением последовательно со второй обмоткой конденсатора C_p . Конденсатор C_n подключается только на время пуска для повышения величины пускового момента и отключается при достижении нужной скорости (см. рис. 6.9).

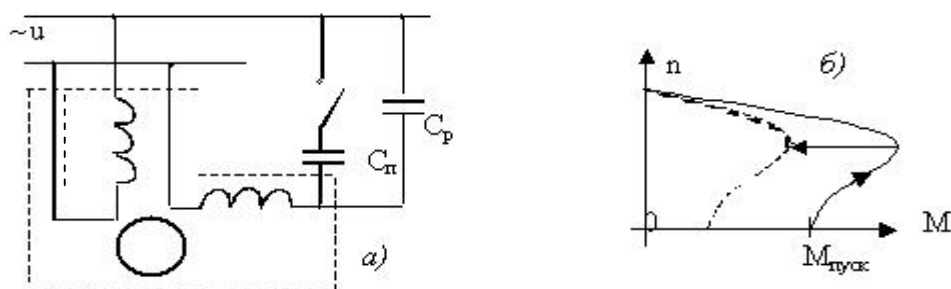


Рис. 6.9. Схема подключения к сети двухфазного асинхронного двигателя (а) и механические характеристики при пуске (б)

Двухфазные (конденсаторные) двигатели применяют в маломощных приводах с трудными условиями пуска.

В системах автоматического управления применяют асинхронные маломощные двигатели (микродвигатели) различных конструкций, однофазные и двухфазные, с полым цилиндрическим ротором из не-

магнитного материала, с двумя concentрическими сблокированными статорами [50].

Синхронные микродвигатели. Для приводов механизмов, требующих постоянной частоты вращения, используются *синхронные* двигатели. У синхронных двигателей частота вращения ротора равна частоте вращения магнитного поля. Обычно синхронные двигатели выполняют небольшой мощности (от долей Вт до 200 Вт), поэтому их можно отнести к категории микродвигателей. Двигатель состоит из статора с обмотками, создающими вращающееся магнитное поле, и ротора, имеющего или образующего чаще всего явно выраженные полюсы. Синхронные двигатели могут иметь однофазные или трехфазные статорные обмотки. Различные виды синхронных двигателей отличаются, в основном, исполнением ротора. Ротор может быть выполнен в виде постоянного магнита, на котором размещается короткозамкнутая стержневая обмотка типа «беличье колесо» для обеспечения пускового момента. Если ротор выполнить из магнитомягкого материала и придать ему форму магнита с явно выраженными полюсами, то можно создать вращающийся синхронный момент. Такие двигатели называют *реактивными* [50]. Вращающийся момент в них возникает за счет стремления ротора, подобно стрелке компаса, занять положение, при котором силовые линии магнитного поля статора будут проходить по пути с минимальным магнитным сопротивлением. Недостатком синхронных реактивных двигателей и двигателей с постоянными магнитами является слабый пусковой момент. Для приводов механизмов с относительно большим моментом инерции применяют *синхронные гистерезисные* двигатели, сочетающие в себе признаки асинхронного двигателя и синхронного двигателя с явно выраженными полюсами. Схематичное изображение конструкции ротора такого двигателя показано на рис. 6.10, а. Тело ротора синхронного двигателя изготавливают из алюминия или стали, гильзу выполняют из магнитотвёрдого материала с широкой петлёй гистерезиса.



Рис. 6.10. Конструкция ротора (а) и механическая характеристика (б) гистерезисного микродвигателя

Результирующей вращающий момент, создаваемый в таком двигателе, можно представить состоящим из двух составляющих: асинхронный момент M_a и гистерезисный момент M_r : $M_{рез} = M_r + M_a$ (рис. 6.10, б), причем значение гистерезисного момента не зависит от скорости.

Шаговые электродвигатели. Шаговые электродвигатели находят широкое распространение в системах цифрового управления механизмами, так как обеспечивают возможность достаточно точного позиционирования механизма при относительно несложном импульсном управлении.

Принцип действия шагового двигателя аналогичен принципу действия синхронного реактивного двигателя с явно выраженными полюсами на статоре и роторе. В простейшей конструкции шагового двигателя каждая пара обмоток образует электромагнит с импульсным управлением.

Очевидно, что если в обмотки поочередно подавать импульсы тока, то ротор, следуя за магнитным полем, будет вращаться в направлении очередности следования импульсов. Например, если, согласно рис. 6.11, подавать импульсы тока в обмотки $H_1K_1 - H_2K_2 - H_3K_3 - H_1K_1$ и т.д., то ротор будет «шагать» вслед за магнитным полем, т. е. вращаться по часовой стрелке. Организуя очередность и комбинации подаваемых импульсов можно уменьшить дискретность угла поворота и сделать вращение более равномерным и устойчивым.

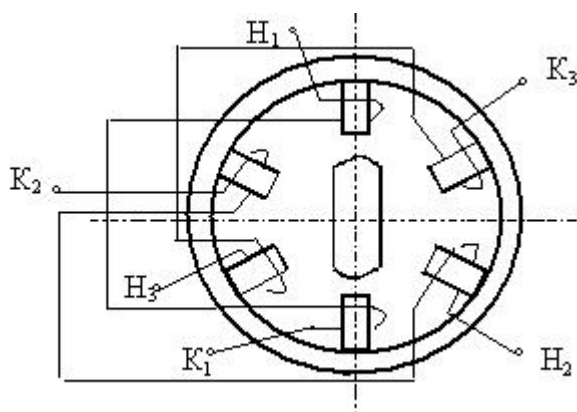


Рис. 6.11. Схематичное представление конструкции реактивного шагового двигателя с импульсным управлением

Удовлетворительными характеристиками обладают шаговые двигатели с ротором, выполненным с постоянными магнитами из магнитотвердого материала. В таких двигателях удается сделать шаг до 15° , что бывает часто недостаточно. Для уменьшения шага двигателя до

единиц и долей градуса шаговые двигатели выполняют с зубчатым ротором и зубчатыми полюсами статора. Такие двигатели называют редукторными [50].

6.5. Электрические машины постоянного тока

Электрические машины постоянного тока находят широкое применение на транспорте, в металлургии, в электрохимии, в сварочном производстве [40]. Для нужд народного хозяйства изготавливаются машины мощностью от сотен кВт до долей ватта. Замечательным свойством машин постоянного тока является их обратимость, т.е. возможность использования машины одной конструкции как в качестве генератора, так и в качестве двигателя.

Двигатели постоянного тока (ДПТ) имеют преимущества перед другими в части обеспечения нужных характеристик электрического привода: большой пусковой момент, плавный пуск, большой диапазон регулирования скорости.

В электронных системах управления ДПТ широко используются в качестве сервоприводов в различных электромеханических устройствах и системах автоматизации. Устройство и принцип действия двигателя постоянного тока похожи на таковые для асинхронного двигателя переменного тока, так как в обоих случаях используется закон электромагнитной индукции и силовое взаимодействие магнитного поля и проводника с током.

Машина постоянного тока (как и любая другая) состоит из двух основных частей: статора и ротора, причём эти части в машинах постоянного тока часто называют соответственно станиной и якорем (рис. 6.12).

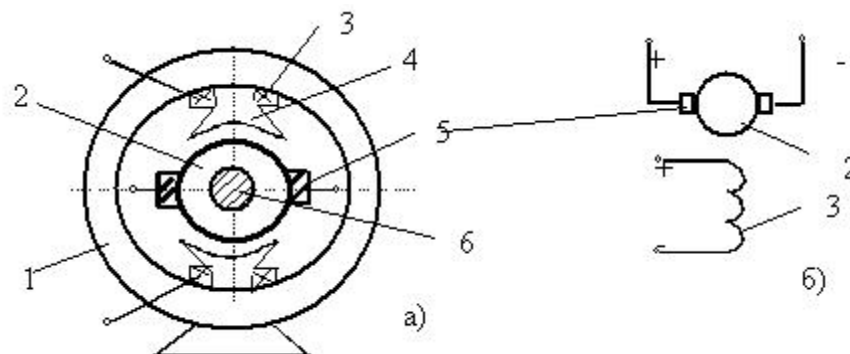


Рис. 6. 12. Схематичный поперечный разрез машины постоянного тока (а) и условное изображение машины в электрической схеме (б):

- 1 – станина (статор); 2 – ротор (якорь); 3 – обмотка возбуждения;
4 – полюсные наконечники электромагнитов статора;
5 – неподвижный щёточный узел с электрическими проводниками; 6 – вал якоря

В машине постоянного тока магнитное поле неподвижно и возбуждается либо постоянными магнитами (у маломощных машин), либо электромагнитами постоянного тока (см. рис. 6.12) с помощью обмотки возбуждения 3, размещённой на полюсных наконечниках (полюсах) 4.

В реальных машинах помимо основных полюсов обычно имеются дополнительные, обеспечивающие улучшение работы машины в переходных режимах. Основная часть магнитного потока, создаваемого обмоткой возбуждения, замыкается через полюсные наконечники, воздушный зазор между ротором и статором, тело ротора и станину. Самым сложным узлом машины постоянного тока является якорь, так как на нём размещается основная (силовая) обмотка, в которую необходимо подавать (для двигателя) или с неё снимать (для генератора) относительно большие токи при её вращении. Этот процесс осуществляется с помощью специфического для машины постоянного тока устройства, называемого коллектором, и щёточного узла. Схематичное изображение якоря показано на рис. 6.13, где обозначено: 1 – вал якоря; 2 – коллектор; 3 – тело якоря с обмоткой.

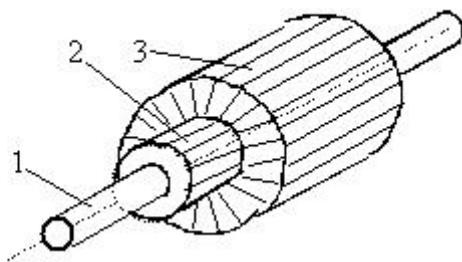


Рис. 6.13. Схематичное изображение якоря машины постоянного тока

Коллектор представляет собой пакет нескольких десятков медных клинообразных пластин, изолированных слюдяными прокладками и закреплённых по окружности вала якоря (см. рис. 6.13). Коллектор вращается вместе с валом, причём каждая пластина коллектора одним концом с помощью проводников соединяется с витками якорной обмотки, размещённой в пазах тела якоря.

Медно-графитовые щётки (см. рис. 6.12) обеспечивают электрическую связь внешней цепи с вращающейся обмоткой якоря через скользящие контакты, образованные поверхностями медных пластин коллектора и контактной частью щёток.

Принцип действия машины постоянного тока состоит в следующем. В двигательном режиме в цепь якоря через щёточный узел подаётся постоянный ток. В обмотку возбуждения подаётся постоянный ток возбуждения. На проводники обмотки якоря действует электромагнитная сила, так как проводники обтекаются током и находятся в магнитном поле, созданном обмоткой возбуждения. Силы, действующие на проводники обмотки якоря, приводят его в движение, создавая крутящий момент на валу якоря. В генераторном режиме якорь приводится во вращение каким либо двигателем, например двигателем внутреннего сгорания, а в обмотку возбуждения подаётся ток возбуждения. Теперь в проводниках обмотки якоря наводится ЭДС, так как проводники пересекают магнитное поле, созданное обмоткой возбуждения. Если к выводам обмотки якоря через щёточный узел подключить внешнее сопротивление, то в замкнутой цепи потечёт ток, сохраняющий постоянное направление, зависящее от направления вращения якоря и направления тока возбуждения в обмотке возбуждения. Детальное описание принципов действия машин постоянного тока можно найти, например в [25]. Следует заметить, что машины постоянного тока постепенно вытесняются более надёжными машинами переменного тока, так как наличие коллектора и щёток заметно снижает надёжность этих машин.

7. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ ПИТАНИЯ ДЛЯ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

7.1. Классификация систем питания

К системам питания электронных устройств предъявляются повышенные требования в отношении стабильности, надёжности, габаритных и весовых показателей.

Все средства питания можно разделить на *первичные* и *вторичные*. К первичным источникам принято относить такие средства, как электромеханические и электрохимические генераторы, термоэлектрические и фотоэлектрические источники. Непосредственное ис-

пользование первичных средств питания обычно затруднено по многим причинам, поэтому любое электронное устройство содержит источник вторичного электропитания (ИВЭП), который получает энергию от первичного источника.

ИВЭП предназначены для формирования напряжений с заданными параметрами, нужными для обеспечения нормальной работы электронного устройства. Основная задача ИВЭП – преобразование энергии первичного источника в энергию, необходимую для функционирования устройства (энергию нагрузки). Классификацию ИВЭП можно выполнить по различным признакам. Примерная схема классификации показана ниже [30].

Классификация ИВЭП

По принципу действия	По назначению и мощности	По количеству каналов	По виду преобразования энергии первичных источников
Трансформаторные	Микромощные до 1Вт	Одноканальные	Преобразователь=/ =
Непрерывные	Маломощные	Многоканальные	Преобразователь=/ ~
Безтрансформаторные	1-100 Вт	С индивидуальной стабилизацией	Преобразователь ~/ =
Импульсные	Средней мощности 100-1000Вт	С групповой стабилизацией	Преобразователь ~/ ~
	Мощные Свыше 1кВт		

7.2. Основные характеристические параметры источников вторичного электропитания (ИВЭП)

Входные параметры:

- значение и вид напряжения первичного источника питания (входного напряжения);
- нестабильность входного напряжения;
- частота входного напряжения и пределы её отклонения от номинального значения;
- количество фаз входного напряжения;
- допустимый коэффициент гармоник входного напряжения.

Выходные параметры:

- значения напряжений на выходе ИВЭП;
- нестабильность выходного напряжения;
- ток нагрузки или выходная мощность по каждому каналу;

- наличие и параметры средств защиты от перегрузки, к.з. и повышения напряжения на выходе;
 - наличие и величина сопротивления изоляции входа от выхода.
- Эксплуатационные параметры:
- диапазон рабочих температур;
 - допустимое значение давления и влажности окружающей среды;
 - допустимые механические нагрузки;
 - КПД;
 - удельная мощность, Вт/кг;
 - вид исполнения и степень защиты от окружающей среды;
 - показатели надежности.

7.3. Типовые структурные схемы ИВЭП

Структура ИВЭП определяется типом первичного источника электроэнергии, который может быть источником переменного или постоянного тока. Источником постоянного напряжения служат аккумуляторные или солнечные батареи. Напряжения источников постоянного напряжения первичных источников имеют фиксированные значения из ряда 6, 12, 24 и 48 В. Первичные источники переменного напряжения могут иметь фиксированные значения напряжения 110, 127, 220 или 380 В и фиксированные значения частоты 50, 400 или 1000 Гц.

Все ИВЭП можно разделить на два больших класса: *непрерывные* и *импульсные*.

Непрерывные ИВЭП используют в качестве входного устройства трансформаторы, обычно понижающие уровень напряжения и обеспечивающие гальваническую развязку ИВЭП от первичного источника.

Структурные схемы ИВЭП с трансформатором на входе показаны на рис. 7.1. В структурных схемах *а)* и *б)* отсутствует стабилизатор.

Структура *б)* используется, если необходимо иметь изменяющийся уровень выходного напряжения ИВЭП. Структура *в)* может иметь в своем составе вместо выпрямителя 2 регулируемый выпрямитель 4 и блок управления 5.

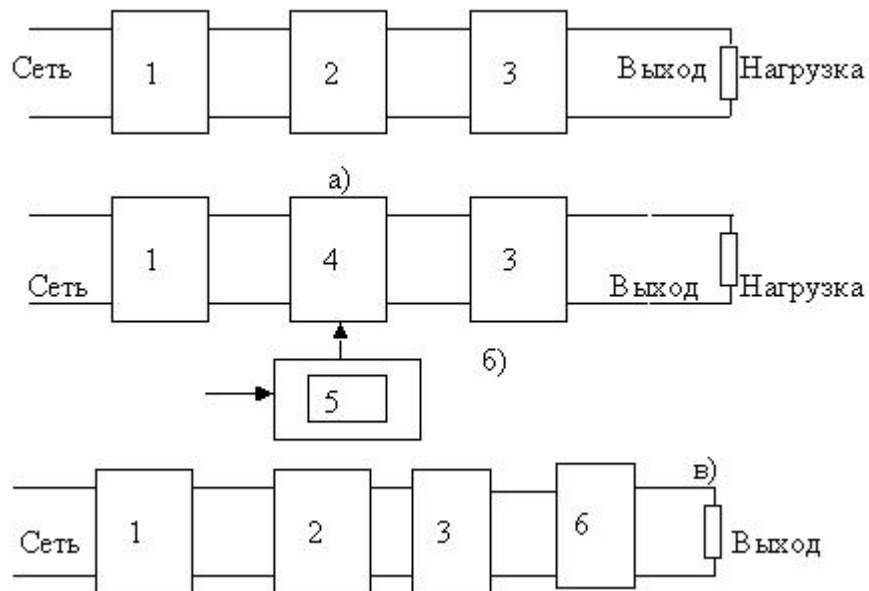


Рис. 7.1. Структурные схемы ИВЭП с трансформатором на входе:

1 – трансформатор; 2 – выпрямитель; 3 – фильтр; 4 – регулируемый выпрямитель; 5 – устройство управления; 6 – стабилизатор

Следует отметить, что структуры ИВЭП, показанные на рис. 7.1, ещё широко используются, но быстро уступают место импульсным ИВЭП, имеющим более высокий КПД и гораздо большую удельную мощность, меньшие вес и габаритные размеры. В настоящее время наибольшее распространение получили два вида импульсных ИВЭП (ИИВЭП). Структурные схемы ИИВЭП показаны на рис. 7.2.

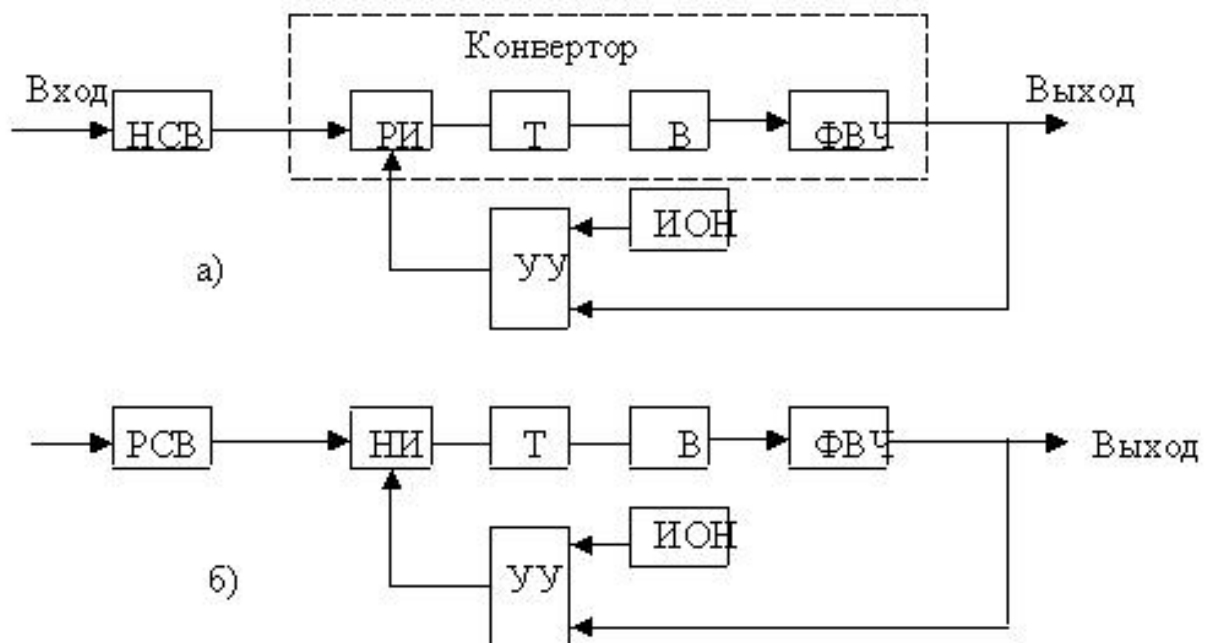


Рис. 7.2. Структурные схемы импульсных ИВЭП:

а) с регулируемым инвертором;

- б) с регулируемым сетевым выпрямителем;
- НСВ – нерегулируемый сетевой выпрямитель;
- РСВ – регулируемый сетевой выпрямитель;
- РИ – регулируемый инвертор;
- НИ – нерегулируемый инвертор;
- Т – трансформатор повышенной частоты;
- В – выпрямитель;
- ФВЧ – фильтр высокой частоты

Принцип действия ИИВЭП основан на двойном преобразовании входного напряжения: первое преобразование – переменное сетевое напряжение преобразуется в постоянное, затем постоянное напряжение преобразуется в переменное повышенной частоты, после чего переменное напряжение повышенной частоты опять выпрямляется и фильтруется обычным способом. За счет такого преобразования обеспечиваются гальваническая развязка потребителя от сети с помощью трансформатора и стабилизация выходного напряжения за счет введения обратной связи по выходному напряжению. Схема в целом существенно усложняется, однако выигрыш в компактности и весе по сравнению с источниками непрерывного типа значительный.

ИИВЭП позволяют обеспечить многоканальность в тракте повышенной частоты и одновременную стабилизацию всех выходных напряжений индивидуальным или групповым способом.

7.4. Системы бесперебойного питания (СБП) электронных средств

СБП применяют для повышения безопасности работы радиоэлектронного оборудования, питающегося от источников электроэнергии низкого качества [20]. Наиболее простая архитектура СБП может быть представлена в виде двух ветвей, одну из которых составляет путь от первичного источника (сети) через сетевой фильтр и коммутатор к нагрузке, а второй путь образован от сети к аккумуляторной батарее через инвертор и коммутатор к нагрузке (рис. 7.3).

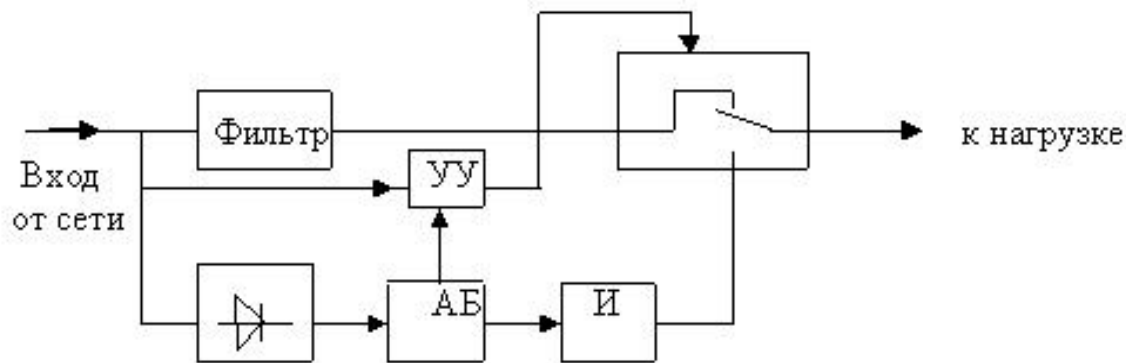


Рис. 7.3. Структурная схема системы бесперебойного питания

Принцип действия СБП весьма прост. При нормальной работе сети напряжение в нагрузку подается через фильтр и коммутатор. Одновременно обеспечивается подзаряд аккумуляторной батареи. При пропадании, завышении или понижении сетевого входного напряжения устройство управления инициирует с помощью коммутатора подключение нагрузки к выходу инвертора И (см. рис. 7.3), действие которого обеспечивается аккумуляторной батареей АБ. Время переключения 4 – 15 мс. (Компьютерные системы переносят безболезненно отключение питания на 10 – 20 мс). Такие СБП способны поддерживать, например, работу персонального компьютера в течение 5 – 10 мин. СБП такой структуры можно использовать при редких отключениях и малых отклонениях от стандартов питающей сети. Пример более надежной структуры СБП приведен в [20] (рис. 7.4).

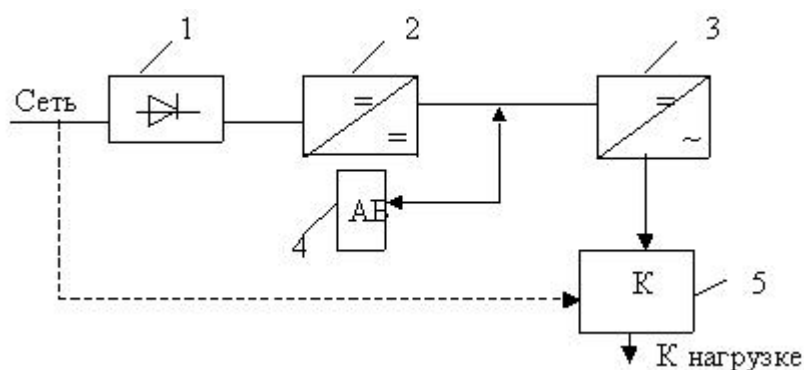


Рис. 7.4. Структура СБП с двойным преобразованием:
 1 – сетевой выпрямитель; 2 – преобразователь постоянного напряжения повышенного уровня в постоянное напряжение низкого уровня; 3 – инвертор; 4 – аккумуляторная батарея;
 5 – коммутатор

Питание на инвертор 3 может быть подано как от аккумулятора 4, так и от сети через выпрямитель 1 и преобразователь 2. При нормальном входном напряжении инвертор 3 питается от выпрямителя 1,

а при отклонениях питающей сети от нормы на входе инвертора будет действовать напряжение батареи 4. Наличие обходной цепи (показано пунктиром на рис. 7.4) позволяет подключать нагрузку к сети в аварийных ситуациях. Недостаток такой СБП – невысокий КПД (85 – 90 %) и более сложная структура.

ЧАСТЬ 2. ОСНОВЫ ПОЛУПРОВОДНИКОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

Вводные замечания

Электроника – отрасль науки и техники, изучающая законы взаимодействия электронов и других заряженных частиц с электромагнитными полями и разрабатывающая методы создания электронных приборов, в которых это взаимодействие используется для преобразования электромагнитной энергии с целью передачи, обработки и хранения информации, автоматизации производственных процессов, создания аппаратуры, устройств и средств контроля, измерения и управления [51].

Различают три основных направления электроники:



Исторические этапы развития электроники

Электроника как наука возникла в конце XIX начале XX веков. Ее появлению предшествовали величайшие открытия и обширные научные исследования.

1861 – 1873 гг. – Д.К. Максвелл, английский физик, создал основы электродинамики.

1874 г. – К.Ф. Браун, немецкий физик, открыл одностороннюю проводимость контакта разных материалов.

1895 г. – В.К. Рентген, немецкий физик, открыл рентгеновское излучение.

1895 г. – А.С. Попов, российский физик и электротехник, впервые осуществил радиосвязь.

1897 – Дж. Томсон, английский физик, открыл электрон.

1895 – 1909 – Х.А. Лоренц, нидерландский физик, создал основы электронной теории.

1904 г. – англичанин Д. Флеминг создал диод.

1904 г. – А.Г. Столетов, российский физик, создал и исследовал фотоэлемент.

1907 г. – Л. де Форест, американский инженер, создал триод, предложил в диод ввести управляющий электрод.

1910 – 1914 гг. – В.И. Коваленков, И.Д. Папалекси и др. создают диоды и триоды в России.

Процесс развития электроники можно изобразить в виде условной кривой, растущей экспоненциально.

1945 г. – опубликован фундаментальный принцип построения компьютера Джона фон Неймана – американского математика и физика.

1948 г. – У. Шокли, У. Браттейн, Дж. Бардин, – американские физики, создали транзистор, что послужило началом развития полупроводниковой твердотельной электроники.

1955 г. – Н.Г. Басов, А.Н. Прохоров создали молекулярный генератор, что явилось началом развития квантовой электроники.

1952 г. – высказана идея создания интегральной схемы (англичанин Даммер).

1959 г. – Д. Килби и Р. Нойс создали первые интегральные схемы (ИС).

1968 г. – фирма Burroughs выпустила первый компьютер на ИС.

1971 г. – создан первый микропроцессор.

1973 г. – фирма «Intel» выпустила 8-ми битный микропроцессор Intel-8008.

1981 г. – создан первый персональный компьютер (ПК).

С точки зрения применения электронных приборов и устройств в настоящее время наибольшее развитие и распространение получила техническая электроника (аналоговая и цифровая). Области применения электронных систем, приборов и устройств в промышленности,

медицине, строительстве, сельском хозяйстве, связи, телевидении и т.п. постоянно расширяются. Краткий (условный) обзор видов электроники, в некоторой степени характеризующий области применения технической электроники, показан ниже.



В данном учебнике основное внимание уделено информационной электронике, т. к. она составляет основу электронно-вычислительной и информационно-измерительной техники и устройств автоматики. На базе информационной электроники разрабатываются и изготавливаются электронные устройства получения, обработки, передачи, хранения и использования информации, уст-

ройства управления различными объектами и технологическими процессами.

8. ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ РАБОТЫ

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ

8.1. Электропроводность полупроводников

Полупроводниками называют материалы, удельное сопротивление которых при комнатной температуре (25–27 °С) находится в пределах от 10^{-5} до 10^{10} Ом · см и занимающими промежуточное положение между металлами и диэлектриками [17] (металлы ток пропускают, диэлектрики – нет). Сейчас известно огромное количество полупроводников – оно больше и металлов и диэлектриков. Наиболее известны из полупроводников (п/пр.) Si, Ge, Se, GaS – арсенид галлия. Существенным свойством полупроводника является возможность в широких пределах изменять свою проводимость под действием температуры, облучения и введения примесей.

Удовлетворительное объяснение этому явлению дает теория электропроводности [17], согласно которой атом вещества состоит из ядра, окруженного облаком электронов. Электроны находятся в движении на некотором расстоянии от ядра в пределах слоев (оболочек), определяемых их энергией. Каждому из этих слоев можно поставить в соответствие определенный *энергетический уровень* электрона, причем чем дальше электрон находится от ядра, тем выше его энергетический уровень. Совокупность уровней образует *энергетический спектр*. Если электрон переходит с одного энергетического уровня на другой, то происходит либо выделение, либо поглощение энергии, причем это делается порциями – *квантами*.

В структуре атомов можно выделить оболочки, которые полностью заняты электронами (это внутренние оболочки) и незаполненные оболочки (внешние). Электроны внешних оболочек слабее связаны с ядром и легче вступают во взаимодействие с другими атомами. Электроны внешних оболочек называют *валентными*.

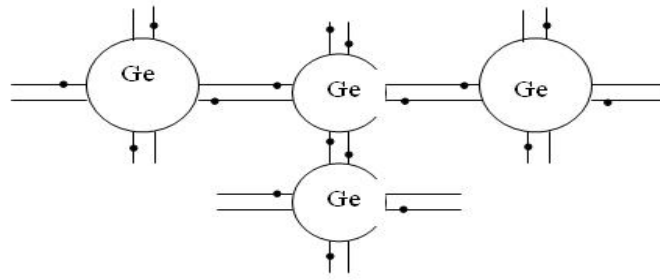


Рис. 8.1. Плоская модель кристаллической решетки Ge

Для полупроводниковых материалов характерно кристаллическое строение, при котором между атомами возникают так называемые *ковалентные связи* за счет «присвоения» соседних валентных электронов. Это наглядно можно показать на плоской модели кристаллической решетки, например для 4-х валентного Ge (рис. 8.1).

Атомы связаны между собой, т.е. их электроны находятся на взаимозависимых энергетических (расщепленных) уровнях, при этом на каждом уровне (для Ge) находится не более двух электронов. Совокупность энергетических уровней, на которых могут находиться электроны, называют *разрешенными зонами*. Между ними будут в этом случае располагаться *запрещенные зоны*, т.е. энергетические уровни, на которых электроны находиться не могут. В соответствии с зонной теорией по отношению к энергетическим состояниям (уровням) электронов различают *валентную зону*, *запрещенную зону*, *зону проводимости*. В такой интерпретации можно более определенно разделить все вещества на три большие группы: металлы, полупроводники, диэлектрики (рис. 8.2).

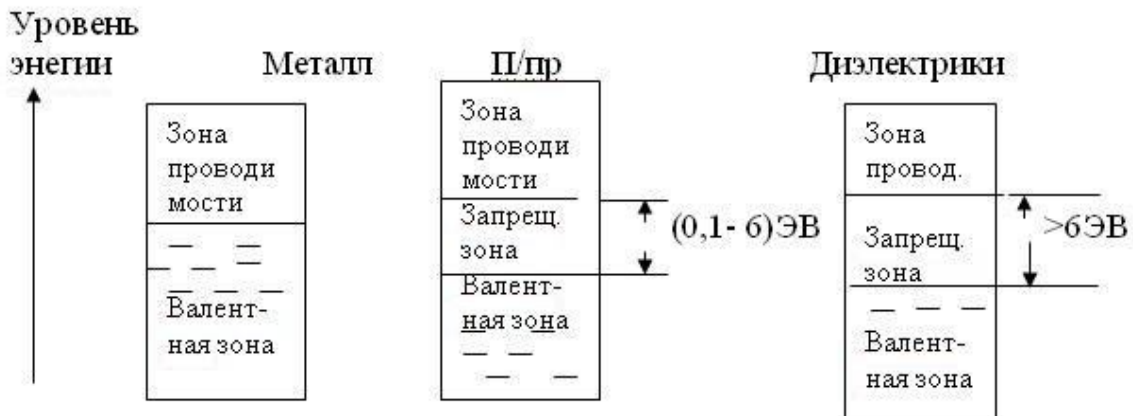


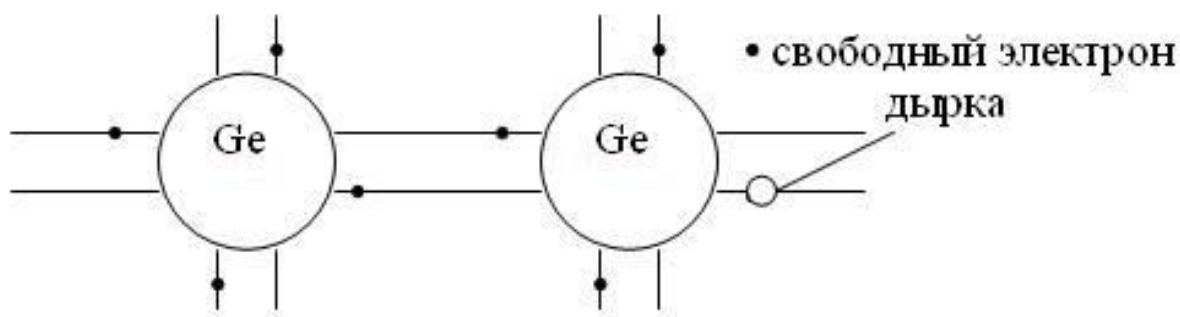
Рис. 8.2. Зонные диаграммы веществ

Зона проводимости – это совокупность расщепленных энергетических уровней, на которые может переходить электрон в процессе

взаимодействия атомов или воздействия на атом, например, при нагреве, облучении и т.п.

У полупроводников при некотором значении температуры часть электронов приобретает энергию тепла и оказывается в зоне проводимости. Эти электроны «делают» полупроводник электропроводным. Если электрон «покидает» валентную зону, то образуется свободный энергетический уровень, как бы вакантное место (состояние), которое назвали «дыркой». Валентные электроны соседних атомов могут переходить на эти свободные уровни, при этом создают дырки в других атомах. Такое перемещение электронов рассматривается как движение *положительных зарядов* – «дырок». Соответственно электропроводность, обусловленная движением электронов называется *электронной*, а движением «дырок» – *дырочной*. У абсолютно чистого и однородного вещества свободные электроны и дырки образуются попарно.

Процесс образования положительных и отрицательных зарядов в теле полупроводника можно изобразить следующим образом. Например, фотон выбивает электрон с его энергетического уровня, электрон становится свободным, а атом приобретает положительный заряд (становится положительно заряженным ионом). Процесс образования пары «электрон – дырка» называют *генерацией* зарядов, обратный процесс – *рекомбинацией*.



Движение зарядов, обусловленное тепловой энергией, называют *диффузией*. Средний промежуток времени между генерацией и рекомбинацией характеризует так называемое время жизни носителей заряда, а расстояние, которое успевает преодолеть заряд за это время, называется *диффузионной длиной*. Эти характеристики используются для сравнения различных полупроводниковых (ПП) веществ между собой.

Собственная электропроводность полупроводников. Приложим к образцу ПП вещества электроды источника постоянного тока, т.е. создадим в нём электрическое поле с напряженностью E . В этом случае по законам электродинамики электроны и дырки должны перемещаться. Возникнут два встречно направленных потока движения носителей зарядов, в цепи потечет ток, носящий название *ток дрейфа* (*дрейфовый ток*) (рис. 8.3).

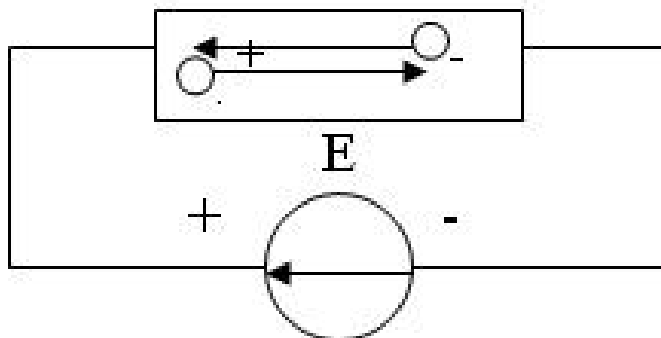


Рис. 8.3. Иллюстрация возникновения тока в полупроводнике

Плотности токов определяются следующим образом:

$$j_n = q_n \cdot n \cdot \mu_n \cdot E; j_p = q_p \cdot p \cdot \mu_p \cdot E, \quad (8.1)$$

где j_n, j_p – плотности токов, созданных соответственно электронами и дырками;

q_n, q_p – заряды электрона и дырки; $q_n = -1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл;

n, p – удельная концентрация зарядов (т.е. количество зарядов в единице объема вещества);

μ_n, μ_p – подвижность зарядов, т.е. средняя скорость зарядов под действием электрического поля с напряжённостью поля $E = 1$ В/см.

Результирующая плотность тока:

$$j_{\text{дрейф}} = E(q_n \cdot n \cdot \mu_n + q_p \cdot p \cdot \mu_p). \quad (8.2)$$

Удельная электропроводность полупроводника:

$$\sigma = j_{\text{дрейф}} / E = q_n \cdot n \cdot \mu_n + q_p \cdot p \cdot \mu_p. \quad (8.3)$$

Выражение (8.3) показывает, что удельная собственная электропроводность полупроводника зависит от концентрации зарядов и их подвижности.

Примесная электропроводность полупроводника. Известно, что электропроводность полупроводника зависит от наличия примесей, которые могут быть двух видов: *акцепторные* и *донорные*. В структуре вещества примесные атомы «замещают» основные атомы кристаллической решетки, образуя ковалентные связи. Однако, если валентности основного материала и примесного разные, то могут быть два случая:

Первый случай – валентность примеси меньше, чем у основного материала, например Ge–4х-валентный, а In–3х-валентный (рис. 8.4, а).

В этом случае, чтобы образовать кристаллическую решетку, In «отбирает» один электрон у атома Ge, связывая его в ковалентные связи. Образуется «свободная» дырка – положительно заряженный атом Ge. Такой вид примеси называется акцепторным. В этом случае п/пр приобретает *дырочную электропроводность* и его называют *полупроводник p-типа*.

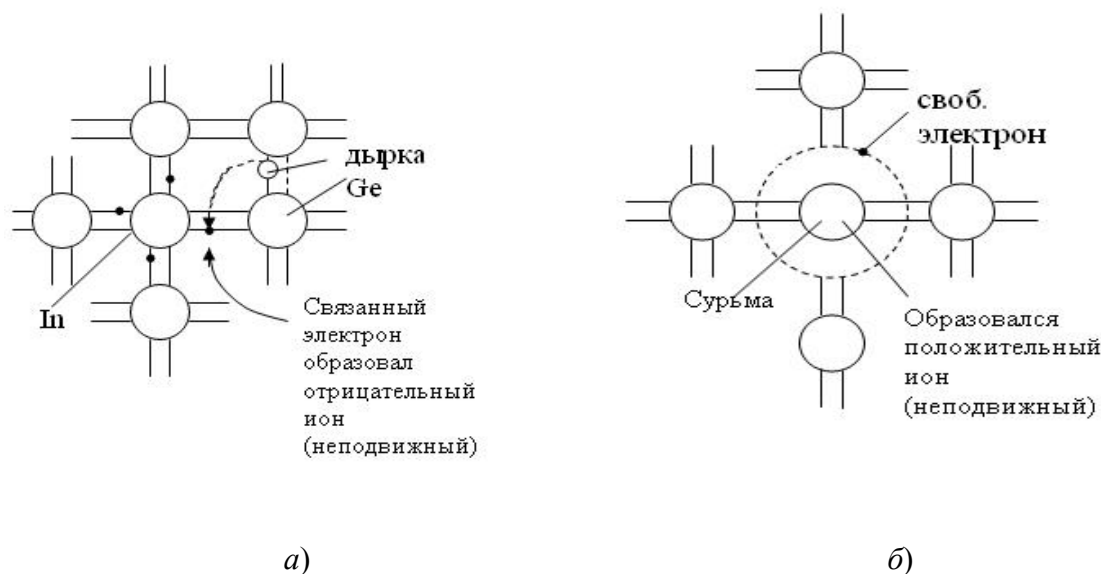


Рис. 8.4. Иллюстрация образования зарядов

Второй случай возникает, если валентность примеси больше, чем валентность основного материала (рис. 8.4, б). В этом случае оказывается «свободным» электрон, материал приобретает электронную

электропроводность и его называют *полупроводник n-типа*, а примесь – донорного типа.

Считается, что при образовании примесей изменяются энергетические уровни электронов, что можно отразить на *зонных диаграммах*, соблюдая некоторые условности.

Если обозначить нижнюю границу зоны проводимости E_C , E_V – верхнюю границу валентной зоны, то $E_C - E_V = \Delta E$ – ширина запрещенной зоны, а E_e – середина запрещенной зоны. Зонные диаграммы для рассмотренных двух случаев будут иметь вид, представленный на рис. 8.5.

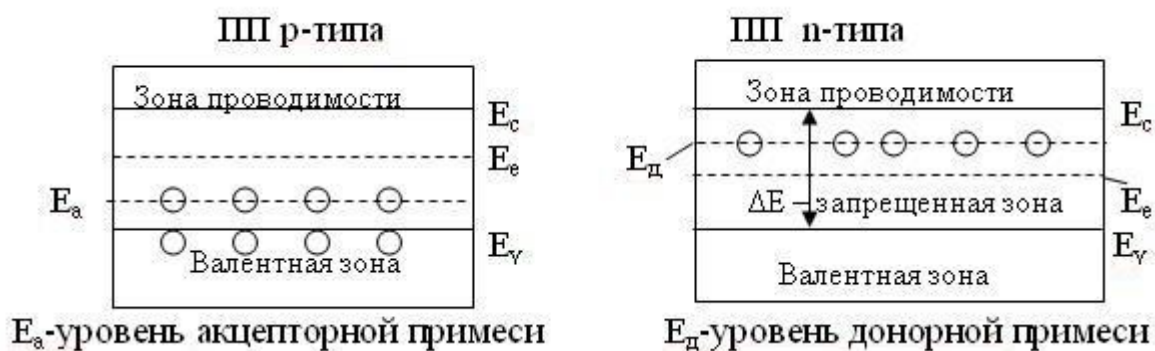


Рис. 8.5. Зонные диаграммы ПП для разных видов примесей

Часто в теории полупроводников (ПП) взаимодействие и свойства зарядов характеризуются не самой энергией E , а потенциалом, определяемым, как отношение энергии к величине заряда электрона: $\phi = E/q$.

В расчетах используется так называемый *температурный потенциал*

$$\varphi_T = \frac{K \cdot T}{q}, \tag{8.4}$$

где K – постоянная Больцмана, $K = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ Дж} \cdot \text{К}^{-1}$;

T – абсолютная температура, в °К.

Доказано [17], что

$$n \cdot p = N_c \cdot N_v \cdot e^{-\frac{\Delta E}{k \cdot T}} = \text{const} \Big|_{T=\text{const}}, \quad (8.5)$$

где ΔE – ширина запрещенной зоны.

То есть *произведение концентраций носителей зарядов есть величина постоянная при заданной температуре*. Здесь N_c и N_v – эффективные плотности состояний соответственно в зоне проводимости и валентной зоне, определяемые массами зарядов и температурой.

Обычно при анализе свойств полупроводников используют *потенциал Ферми*, определяющий энергетические уровни электронов и дырок по отношению к ширине запрещенной зоны и зависящий от концентрации примесей.

$$\phi_{Fn} = \phi_E + \phi_T \cdot \ln \left(\frac{N_d}{n_i} \right) \quad (8.6)$$

$$\phi_{Fp} = \phi_E - \phi_T \cdot \ln \left(\frac{N_a}{p_i} \right),$$

где N_d , N_a – соответственно концентрации донорной и акцепторной примесей; n_i , p_i – концентрации собственных носителей зарядов;

$\phi_E = \frac{(E_c - E_v)}{2 \cdot q^{-1}}$ – так называемый *электростатический потенциал*

(потенциал середины запрещенной зоны).

8.2. Электрические переходы

Электрический переход – это граничный слой между двумя областями материалов, физические характеристики которых различаются. Переходы могут быть: *электронно-дырочные* ($p - n$ -переходы);

Электронно-электронные ($n^+ - n$ -переходы); *дырочно-дырочные* ($p^+ - p$ -переходы). Знак (+) показывает, что одна область перехода имеет повышенную концентрацию соответствующих носителей.

Широко используются *гетеропереходы*, в которых полупроводниковые материалы (*heteros* – другой) имеют различную ширину запрещенной зоны, а также ($p - i$, $n - i$, $p - i - n$) - *переходы*, в которых в одной области проводимость собственная, в другой – примесная.

Переходы металл-полупроводник. Свойства этих переходов играют важную роль в электронных приборах, так как электрические выводы от полупроводниковой части микросхем выполняют металлическими проводниками, которые должны допускать хотя бы кратковременное воздействие на них высоких температур при пайке. Электрические переходы образуются не механическим соединением, а по специальным технологиям. Рассмотрим упрощенную картину процессов на границе металл-полупроводник p -типа. Обозначения, принятые на приведенном рис. 8.6, имеют следующий смысл: Φ_{FM} , Φ_{FP} – потенциалы Ферми для металла и полупроводника; Φ_E – потенциал середины запрещенной зоны; Φ_C , Φ_V – соответственно потенциалы нижней границы зоны проводимости и потенциал верхней границы валентной зоны полупроводника (рис. 8.6).

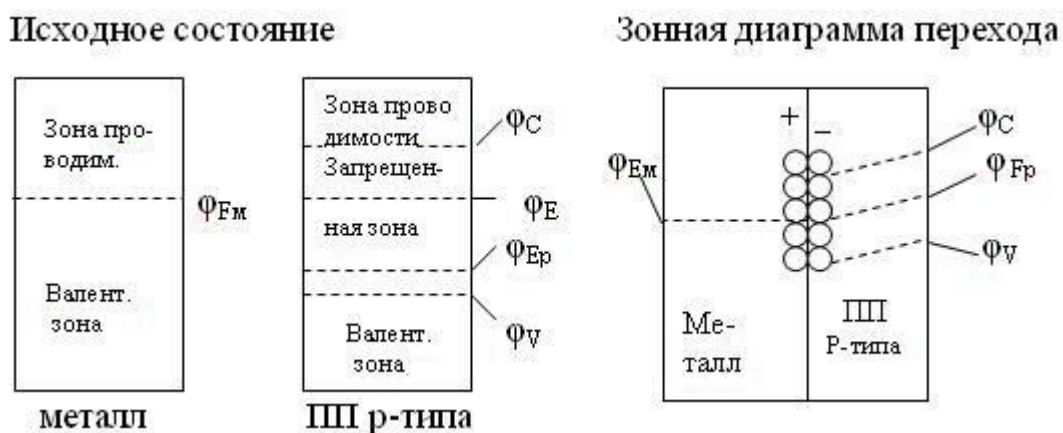


Рис. 8.6. Иллюстрация образования перехода металл – полупроводник

Образование перехода металл – полупроводник обусловлено следующим: $\varphi_{\text{FM}} > \varphi_{\text{FP}}$, поэтому электроны проникают в приграничную область полупроводника p-типа, там рекомбинируют с дырками, образуя слой отрицательно заряженных ионов и оставляя в граничном слое металла положительные ионы. В результате у границы образуется свое *внутреннее электрическое поле*, «вытягивающее» электроны из металла и не препятствующее переходу электронов из полупроводника в металл.

Процесс будет идти до тех пор, пока не уравниваются потенциалы Ферми и не установится динамическое равновесие. При этом результирующий ток равен нулю, так как образовавшееся электрическое поле препятствует прохождению основных носителей зарядов, а потоки встречного движения зарядов будут одинаковы. У границ контакта образуются объемные заряды, появляется *контактная разность потенциалов*. В полупроводнике концентрация дырок в приграничном слое уменьшится ($n \cdot p = \text{Const}$, см. (8.5)), поэтому этот слой будет иметь повышенное удельное сопротивление.

Приложим к такому переходу внешнее электрическое поле: «+» источника ЭДС E подключим к полупроводнику, а «-» к металлу. В этом случае внешнее электрическое поле будет направлено встречно внутреннему полю $E_{\text{внутр}}$, созданному зарядами в области перехода металл – полупроводник (рис. 8.7).

Сопротивление приконтактного слоя уменьшится, и через переход потечёт ток.

Если сменить полярность внешнего источника, то внешнее электрическое поле еще более увеличит сопротивление приконтактного слоя. При этом оба поля не препятствуют прохождению через барьер неосновных носителей заряда, однако их концентрация очень мала и ток ничтожно мал. Таким образом, переход между металлом и полупроводником не одинаково пропускает ток при разной полярности приложенного напряжения.

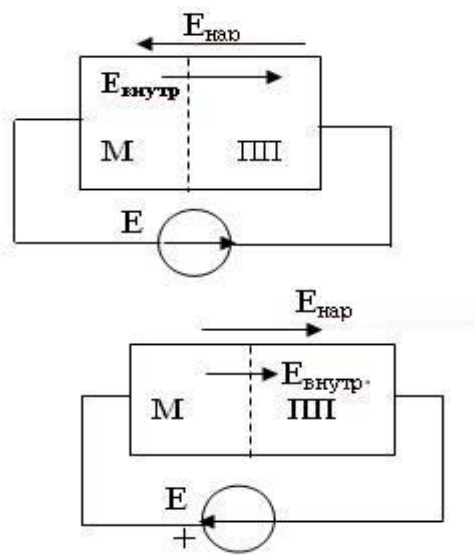


Рис. 8.7. Переход

М – III с внешним электрическим полем

М – III с внешним электрическим полем

Такой переход назван *барьером Шоттки*. Его главное свойство в том, что он обладает *вентильным* свойством (*односторонней проводимостью*), т.е. пропускает ток только в одном направлении. Аналогичное явление наблюдается, если рассмотреть контакт металла с полупроводником n-типа, у которого уровень Ферми выше, чем у металла.

Для практики особо важен случай, когда уровень Ферми металла меньше уровня Ферми III p-типа, либо выше уровня Ферми III n-типа. В этом случае граничный слой будет обогащаться основными носителями зарядов и удельное сопротивление граничного слоя понижается. Это явление используется для обеспечения малого переходного сопротивления (омического контакта) в месте присоединения металлических выводов к кристаллу полупроводника.

p-n-переход – это переход между двумя областями полупроводника, имеющими различный тип проводимости. Если концентрации зарядов одинаковы ($p_p \sim n_n$), то переход называется симметричным. Обычно $n_n \gg p_p$ или $p_p \gg n_n$ в (100 – 1000) раз – такие переходы несимметричны.

Рассмотрим явления в p – n-переходе, например, если $p_p \gg n_n$. (рис. 8.8).

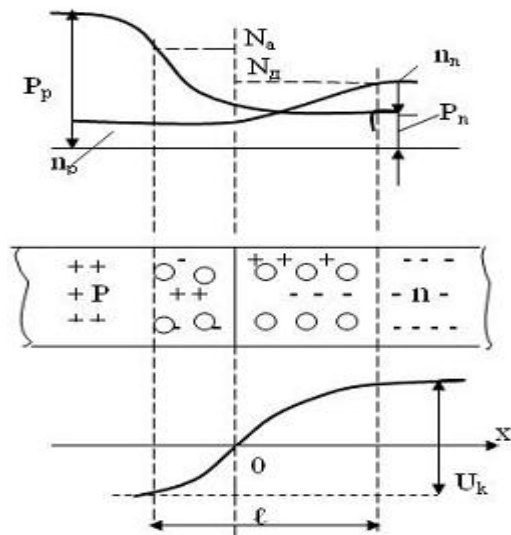


Рис. 8.8. Р – n-переход без внешнего электрического поля

Так как концентрация дырок р-области больше, то дырки диффундируют из р-области в n- область, рекомбинируют с электронами этой области и создают в приграничной n-области повышенную концентрацию ионов донорной примеси (положительных зарядов). Электроны из n-области перемещаются в р-область, где их концентрация мала ($n_p \ll n_n$) и рекомбинируют с дырками, создавая повышенную концентрацию отрицательных ионов акцепторной примеси в приграничной р-области. Перемещение происходит до выравнивания потенциалов (уровней) Ферми приграничных областей.

Область образовавшихся неподвижных пространственных зарядов (ионов) называется *областью р – n-перехода*. В этой области концентрации основных носителей зарядов понижены, следовательно удельное сопротивление р – n-перехода выше, чем вдали от перехода. За пределами р – n-перехода заряды взаимно компенсируют друг друга, т. е. полупроводник в целом остается нейтральным. Поле, созданное объемными зарядами, уменьшает поток дырок из области р в область n и поток электронов из области n в область р, однако не препятствует потоку электронов из р-области в n-область и потоку дырок из области n в область р, т.е. поле не препятствует прохождению неосновных носителей через переход. Эти носители имеют тепловое происхождение. Суммарная плотность тока равна нулю, т. к. потоки неосновных носителей уравниваются друг друга.

Таким образом, в зоне р – n-перехода образуется разность потенциалов, которую называют *потенциальным барьером* либо *контактной разностью потенциалов* – U_k .

С некоторыми упрощениями [17] можно считать, что значение U_k зависит от концентрации зарядов:

$$U_k = \phi \ln \left(N_a \cdot \frac{N_d}{n_i^2} \right), \quad (8.7)$$

где N_a и N_d – соответственно концентрации акцепторной и донорной примесей; n_i – собственная концентрация электронов. Принято считать, что для германия (Ge) $U_k \approx 0,3 \text{ В}$, для кремния (Si) $U_k \approx 0,7 \text{ В}$.

8.3. Смещение p – n-перехода

Смещением p – n-перехода называют подачу на переход напряжения постоянного тока (рис. 8.9). Если «+» источника приложить к области p, а «-» к области n (непосредственно или через другие элементы), то считается, что на переход подано *прямое смещение*. В этом случае потенциальный барьер уменьшится и станет равным $U_1 = U_k - U$.

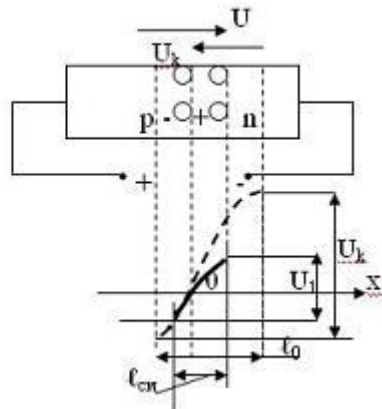


Рис. 8.9. P – n-переход при прямом смещении

Условный исходный размер p – n-перехода l_0 уменьшится до $l_{см}$, вместе с уменьшением потенциального барьера ($U_1 < U_k$).

Картина сохраняется до тех пор, пока $|U_k| > |U|$, ток будет еще мал. Расчетный (условный) размер смещённого p – n-перехода:

$$l_{см} = n \sqrt{\frac{2\varepsilon\varepsilon_0(U_k - U)}{qN_d}}. \quad (8.8)$$

Ток увеличится незначительно, т. к. обусловлен диффузионным движением носителей заряда, перемещение которых увеличивается с уменьшением размера перехода и барьера.

Если $U_k = U$, барьер исчезает, ток диффузии увеличивается, через барьер течет ток, называемый прямым током. Прямой ток обусловлен токами дрейфа и диффузии.

Ток диффузии обусловлен разностью концентраций носителей, а ток дрейфа – приложенным напряжением и сопротивлением р – n – перехода. Здесь наблюдается явление *инжекции* – введение носителей заряда через переход в ту область, где эти заряды не являются основными (электронов из n-области в р-область и дырок из р-области в n-область), из области с большей концентрацией в область с малой концентрацией. Инжекция зарядов происходит из области с малым удельным сопротивлением в область с большим удельным сопротивлением.

Инжектирующий слой с большой концентрацией зарядов (малым удельным сопротивлением) называют *эмиттером*. Слой с малой удельной концентрацией (большим удельным сопротивлением) называют *базой*. Установлено, что прямой ток основных носителей заряда, возникающий за счет снижения потенциального барьера, связан с приложенным напряжением экспоненциальным соотношением:

$$I'_1 = I_{t0} \exp(u/\phi) , \quad (8.9)$$

где I_{t0} – ток, протекающий через р – n-переход, находящийся в равновесном состоянии, (*тепловой ток, обратный ток насыщения*). Это часть тока, обусловленная напряжением, приложенным к барьеру. Однако существует и ток диффузии, направленный встречно, обусловленный тепловым состоянием. Тогда можно считать, что

$$I_{np} = I'_1 - I_{t0} = I_{t0} [\exp(u/\phi) - 1]. \quad (8.10)$$

Это и есть прямой ток через барьер. Особую роль, как видим, играет ток I_{t0} – обратный ток насыщения. Экспериментально доказано, что он экспоненциально зависит от температуры.

Обратное смещение р – n-перехода. Приложим «+» к n-области, а «-» к р-области полупроводника (обеспечим обратное смещение на р-n-переходе) (рис. 8.10). Теперь потенциальный барьер увеличится ($U_1 = U_k + U$), движение основных зарядов будет затруднено. Ток через переход будет обусловлен неосновными носителями зарядов, которые «вытягиваются» из областей полем обратной полярности. (Этот процесс называется «экстракцией»). В результате через обратносмещённый переход будет протекать малый *обратный ток*. Величину обратного тока через переход определим аналогично (8.10),

учитывая, что приложенное напряжение значительно больше величины теплового потенциала ($U \gg \phi_t$).

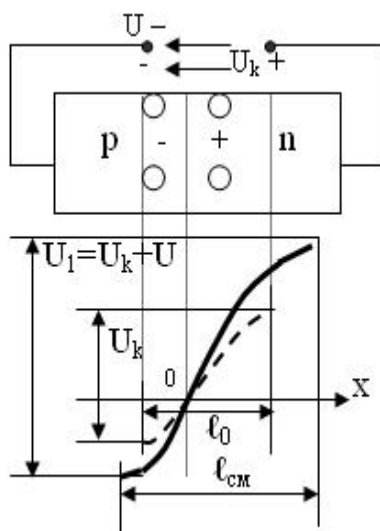


Рис. 8.10. Р – n-переход при обратном смещении

Тогда обратный ток определится по формуле:

$$I_{обр} = \{I_{t0} [\exp(-u/\phi) - 1]\} = -I_{t0}. \quad (8.11)$$

По выражениям 8.10, 8.11 можно сделать вывод о том, что р-п-переход обладает *вентильным* свойством. Это свойство состоит в том, что при прямом смещении через переход протекает прямой ток, зависящий от приложенного напряжения по экспоненциальному закону, а в случае обратного смещения через р – n-переход течет малый обратный ток (тепловой ток), который практически от напряжения не зависит, но увеличивается по экспоненциальному закону с увеличением температуры.

Условный исходный размер р – n-перехода l_0 при наличии обратного смещения увеличивается до величины $l_{см}$ (рис. 8.10) вместе с увеличением потенциального барьера ($U_1 > U_k$).

Зависимость тока через р – n-переход от приложенного к нему напряжения называют *вольт-амперной характеристикой (ВАХ)* р – n-перехода (рис. 8.11).

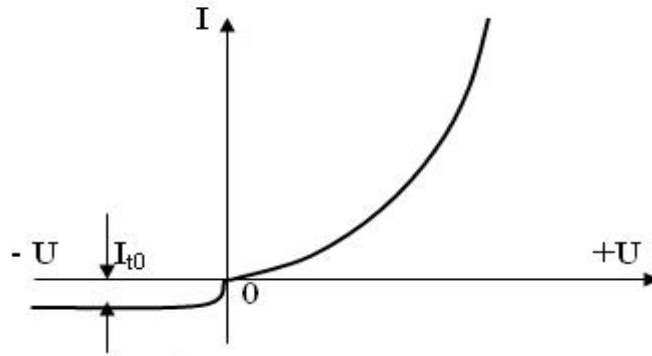


Рис. 8.11. Идеализированная ВАХ р – n-перехода

8.4. Емкость р – n-перехода

Рассматривая электропроводность р – n-перехода при приложении к нему внешнего электрического поля, можно видеть, что толщина р – n-перехода изменяется (модулируется), а по обе стороны границы перехода имеются объемные электрические заряды. Следовательно, р – n-переход должен обладать определенной емкостью. Различают две составляющих емкости: *барьерную*, отражающую перераспределение зарядов в р – n-переходе, и *диффузионную*, отражающую перераспределение зарядов вблизи р – n-перехода. При прямом смещении проявляется в основном диффузионная емкость $C_{диф}$. При обратном смещении большую роль играет барьерная емкость $C_{бар}$ [2].

$C_{бар}$ обусловлена наличием в р – n-переходе ионов донорной и акцепторной примесей, как бы образующими две обкладки конденсатора:

$$C_{бар} = \left(\varepsilon \varepsilon_0 \cdot \frac{S}{l_{см}} \right) \cdot n \sqrt{\frac{U_k}{U_k + |U|}}, \quad (8.12)$$

где U_k – значение контактной разности потенциалов,

U – приложенное напряжение,

$l_{см}$ – толщина р – n-перехода при $U = 0$,

ε – относительная диэлектрическая проницаемость материала,

ε_0 – диэлектрическая проницаемость вакуума,

S – площадь поперечного сечения р - n-перехода,

$n = 2$ для резких переходов, $n = 3$ для плавных переходов.

С увеличением приложенного обратного напряжения барьерная емкость $C_{бар}$ уменьшается из-за увеличения толщины перехода. $C_{диф}$ отражает физический процесс изменения концентрации подвижных носителей заряда, накопленных вследствие изменения концентраций инжектированных носителей при изменениях приложенного напряжения.

$C_{диф}$ значительно меньше $C_{бар}$ и очень слабо зависит от приложенного напряжения. Зависимость барьерной ёмкости от напряжения (рис. 8.12) является более ощутимой, поэтому часто используется в электронике.

$C_{диф}$ зависит от величины прямого тока, протекавшего через р – n-переход в момент начала изменения приложенного напряжения. Это имеет важное значение при изготовлении быстродействующих полупроводниковых приборов.

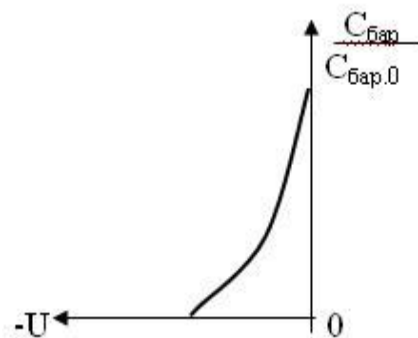


Рис. 8.12. Зависимость $C_{бар}(U)$ при обратном смещении р – n-перехода

8.5. Пробой р – n-перехода

Пробоем называется значительное уменьшение сопротивления перехода при обратном смещении, сопровождающееся возрастанием обратного тока. Различают три вида пробоя: *туннельный*, *лавинный* и *тепловой*.

Туннельный пробой обусловлен *туннельным эффектом* (рис. 8.13), т. е. прохождением электронов сквозь потенциальный барьер (из валентной зоны одного полупроводника в зону проводимости другого), высота которого больше, чем энергия носителей заряда [18].

Туннельный пробой наступает тогда, когда напряженность электрического поля возрастает настолько, что становится возможен переход из валентной зоны ПП одного типа в зону проводимости ПП другого типа. Это будет при очень узком р – n-переходе, малом удельном сопротивлении (высокой концентрации основных носителей) и достаточно высокой напряженности электрического поля.

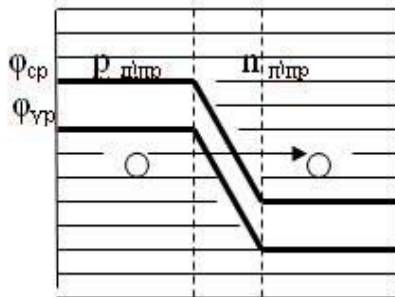


Рис. 8.13. Пояснение туннельного эффекта

Лавинный пробой вызывается ударной ионизацией, когда напряженность электрического поля при обратном смещении так велика, что неосновные носители заряда, движущиеся через р-п-переход, ускоряются настолько, что при соударении с атомами ионизируют их. Появляются пары электрон – дырка, которые ускоряются и ионизируют другие атомы. Процесс нарастает лавинообразно, при этом величина тока ограничивается только внешним сопротивлением.

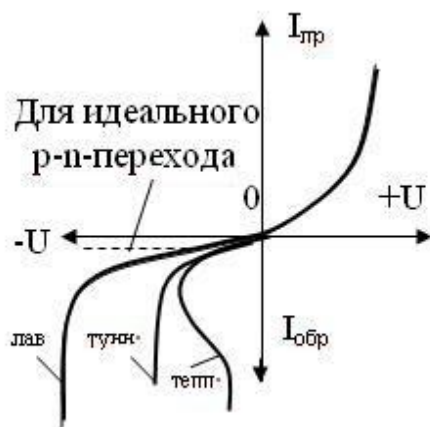


Рис. 8.14. ВАХ реального р – п-перехода

Ток лавинного пробоя можно приближенно определить по формуле

$$I_{лав} = M_l I_{обр}, \quad (8.13)$$

где M_l – коэффициент лавинного умножения.

Лавинный пробой возникает в сравнительно высокоомных ПП, имеющих большое удельное сопротивление, т.е. малую концентрацию основных носителей и при достаточно большой ширине р – п - перехода. ВАХ перехода при лавинном пробое показана на рис. 8.14.

Напряжение лавинного пробоя зависит от температуры и увеличивается с ее ростом (из-за сокращения длины свободного пробега носителей заряда).

Тепловой пробой возникает в результате разогрева $p - n$ -перехода, когда количество тепла, выделяемое током в $p - n$ -переходе, больше количества тепла, отводимого от него. Известно, что увеличение температуры приводит к увеличению интенсивности генерации электронно-дырочных пар, что выражается в увеличении обратного тока по экспоненциальному закону. Это в свою очередь увеличивает температуру $p - n$ -перехода, в результате чего наступает тепловой пробой. ВАХ $p - n$ -перехода при тепловом пробое отличается от ВАХ при туннельном и лавинном пробоях. С увеличением тока теплового пробоя напряжение, приложенное к $p - n$ -переходу, падает (см. рис. 8.14).

8.6. Полупроводниковые диоды

Диод – это полупроводниковый прибор с одним $p - n$ -переходом и двумя выводами. Рассмотренные выше свойства $p - n$ -перехода дают возможность рассматривать свойства диодов путем анализа их ВАХ. Полупроводниковый диод можно получить из ПП с $p - n$ -переходом, если снабдить этот полупроводник омическими (металлическими) контактами. Наиболее распространены германиевые и кремниевые диоды [29], ВАХ которых показаны на рис. 8.15.

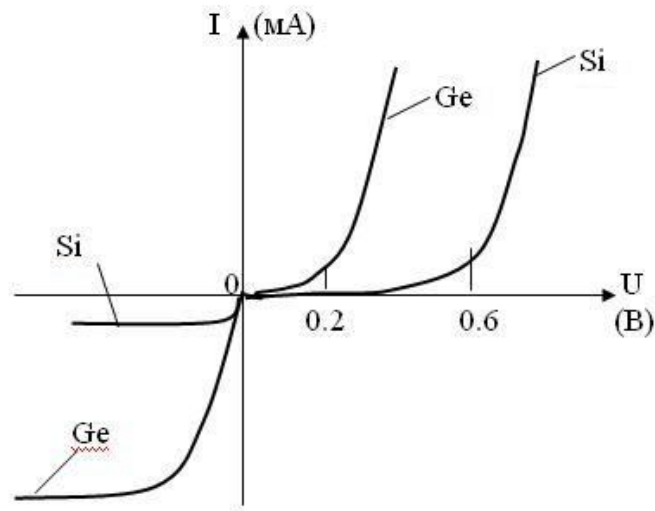


Рис. 8.15. ВАХ германиевого и кремниевого диодов

Краткая классификация диодов. Диоды, как наиболее многочисленные полупроводниковые приборы, классифицируют (рис. 8.16) по различным признакам: по назначению, по конструкции, по току и напряжению, по частоте, по видам устойчивости к воздействиям внешней среды и т.д. [29].



Рис. 8.16. Примерная классификация диодов

Назначение диодов. *Выпрямительные* диоды используются для выпрямления переменного тока (преобразования переменного тока в постоянный). *Импульсные* диоды предназначены для работы в импульсных цепях, так как отличаются малой емкостью р – n-перехода и другими характеристиками, обеспечивающими быстрое действие. Разновидность импульсных диодов – диоды Шоттки, выполненные на

основе перехода металл – полупроводник, отличающиеся очень малыми (нА) обратными токами.

Туннельные диоды – диоды, в которых туннельный эффект приводит к появлению на ВАХ участка с отрицательным сопротивлением (рис. 8.17).

Участок $0 - 1$ определяется дрейфовым током. Участок $1 - 2$ имеет отрицательное сопротивление. Участок $2 - 3$ определяется диффузионным током. ТД используют в генераторах высокой частоты (до 1 ГГц).

Обращенный диод служит для выпрямления малых напряжений.

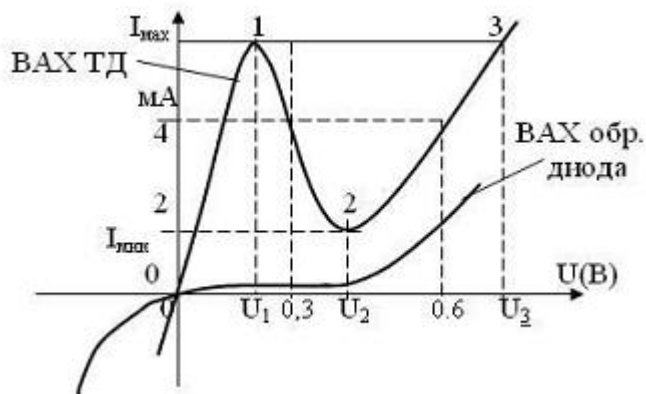


Рис. 8.17. ВАХ туннельного (ТД) и обращенного диодов

Стабилитроны – полупроводниковые диоды, напряжение на которых в области электрического пробоя слабо зависит от тока. Предназначены для стабилизации напряжения (см. ВАХ лавинного и туннельного пробоя).

Варикапы – полупроводниковые диоды, предназначенные для использования в качестве емкости, управляемой электрическим напряжением. Варикап работает при обратном смещении р – n-перехода, емкость определяют согласно формуле (8.14).

$$C = C_0 \cdot \left[\frac{U_k}{U_k + |U|} \right]^{\frac{1}{n}}, \quad (8.14)$$

где $n = 2$ для резких и $n = 3$ для плавных переходов;

U_k – значение контактной разности потенциалов;

U – приложенное обратное напряжение;

C_0 – начальная емкость р – n-перехода.

Варикап, используемый в умножителях частоты, называют *варактором*.

Фотодиоды, светодиоды – диоды, использующие эффект взаимодействия оптического излучения (видимого, инфракрасного) с носителями заряда в зоне р – n-перехода. В фотодиодах при облучении повышается обратный ток, в светодиодах в режиме прямого тока в зоне р – n-перехода возникает видимое или инфракрасное излучение.

Имеются еще *магнитодиоды, тензодиоды*, в которых меняется электропроводность под действием магнитного поля или механических деформаций [18].

9. БИПОЛЯРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

9.1. Структура и принцип действия биполярного транзистора

Транзистор – прибор, содержащий два или более электронно-дырочных перехода, имеющий не менее 3-х выводов и пригодный для усиления, генерирования и преобразования электрических сигналов.

Упрощенные структурные схемы и условные обозначения транзисторов изображены на рис. 9.1.

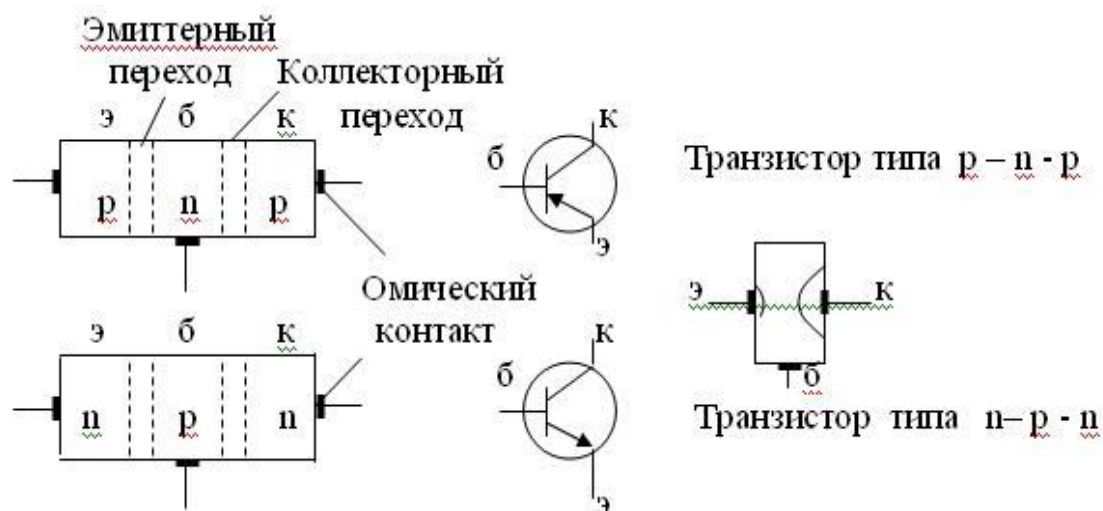


Рис. 9.1. Структурные схемы и условные графические обозначения (УГО) биполярных транзисторов

Транзистор изготавливается по специальной технологии на кристалле полупроводника путем создания трех областей с различной проводимостью. Средняя область – *база*, другие называются *эмиттер* и *коллектор*. Между областями образуется два p – n-перехода, связанных между собой.

Область, являющаяся источником носителей заряда при прямом смещении, называют эмиттером. Область, выполняющая функцию

собирания зарядов, называют коллектором. На практике этими терминами называют выводы прибора. Соответственно р – n-переходы называют эмиттерным и коллекторным. В обычном включении на эмиттер относительно базы подается напряжение, создающее прямое смещение, а на коллектор – обратное смещение. Иногда используется так называемое инверсное включение, при котором коллектор и эмиттер меняются местами. При этом можно иметь различные способы включения транзистора: по схеме с общей базой (ОБ), общим эмиттером (ОЭ), общим коллектором (ОК). На рис. 9.2 показаны названные выше три способа включения биполярного транзистора со структурой р – n – р с указанием условных входа, выхода и обозначением электродов (э – эмиттер, к – коллектор, б – база). Показаны также направления протекания токов в электродах (выводах) транзистора. Рекомендуется самостоятельно изобразить подобные три схемы с транзистором, имеющим структуру n – p – n).

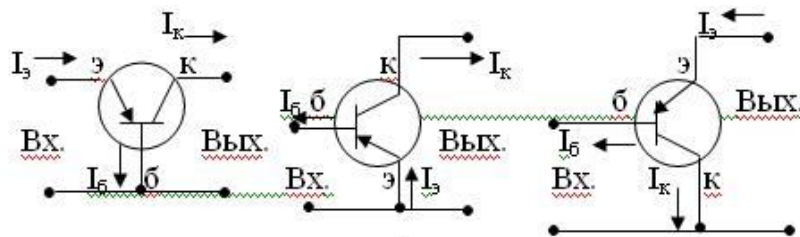


Рис. 9.2. Три схемы включения биполярного транзистора

Соединив между собой два любых электрода, можно получить различные диодные структуры (рекомендуется рассмотреть самостоятельно).

Рассмотрим принцип действия транзистора, включив его по схеме с ОБ (рис. 9.3).

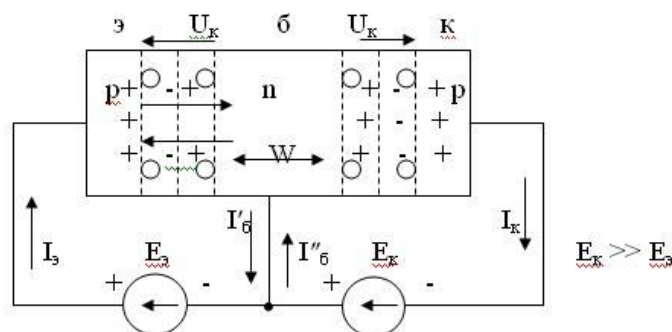


Рис. 9.3. Структурная схема включения транзистора по схеме ОБ

В структуре кристалла происходит инжекция дырок в область базы и встречное движение электронов в эмиттер, при этом

$$I_{эp} = \gamma \cdot I_э; \gamma = I_{эp} / I_э, \quad (9.1)$$

где $I_{\varepsilon p}$ – ток, обусловленный движением дырок,

I_{ε} – полный ток через эмиттерный p – n-переход,

γ – коэффициент инжекции.

Дырки, проникающие в базу, частично компенсируются притоком электронов от источника E_{ε} , создавая ток I'_{ε} . Главная особенность любого транзистора – ширина базы во много раз меньше диффузионной длины:

$$W \ll 0,2l_{\text{диф}},$$

где $l_{\text{диф}}$ – диффузионная длина (среднестатистическая величина свободного пути заряда).

По этой причине основные носители заряда из эмиттера (дырки) диффундируют в область базы и достигают второго p – n-перехода, смещённого в обратном направлении. Большинство дырок не успевают рекомбинировать с электронами и попадают вблизи коллекторного перехода в поле, которое их втягивает в область коллектора (экстракция дырок). Электроны, число которых равно числу дырок, ушедших через коллекторный переход, уходят через базовый вывод, создавая составляющую тока базы I''_{ε} .

Относительное число *неосновных для базы* носителей заряда (дырок), достигших коллекторного перехода, характеризуется коэффициентом переноса χ , показывающим, что только часть тока $I_{\varepsilon p}$ достигает коллектора – это I_{kp} :

$$I_{kp} = \chi \cdot I_{\varepsilon p}; \quad \chi = I_{kp} / I_{\varepsilon p}, \quad (9.2)$$

где I_{kp} и $I_{\varepsilon p}$ – дырочные составляющие токов коллектора и эмиттера.

Учитывая, что только часть носителей достигает коллектора, можем записать

$$I_{kp} = \alpha \cdot I_{\varepsilon p}, \quad \text{где} \quad \alpha = \gamma \cdot \chi = I_{kp} / I_{\varepsilon}. \quad (9.3)$$

Известно [38], что через коллекторный p – n-переход обязательно будет течь ток *неосновных для коллектора* носителей, создающих ток $I_{кбо}$ – неуправляемый ток p – n-перехода (обратный ток). Результирующий ток в коллекторной цепи:

$$I_k = \alpha \cdot I_{\varepsilon} + I_{кбо} \quad (9.4)$$

9.2. Физическая нелинейная модель транзистора и эквивалентные схемы

Упрощенная эквивалентная схема идеализированного транзистора, имеющего структуру p – n – p [2], представлена на рис. 9.4.

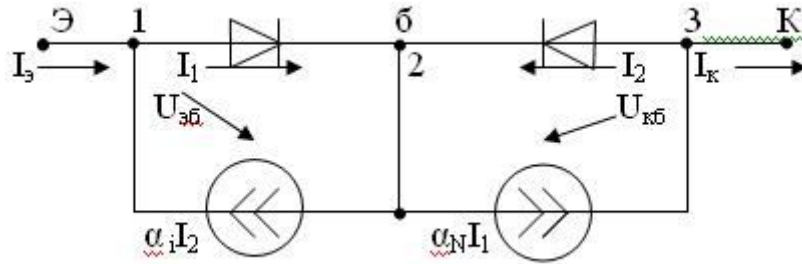


Рис. 9.4. Упрощенная эквивалентная схема биполярного транзистора

Коэффициенты α_i , α_N – это коэффициенты передачи тока, учитывающие тот факт, что не все заряды достигают соответствующих областей через переходы при инверсном (α_i) и прямом (нормальном) (α_N) включении ($\alpha_N < 1$, $\alpha_i \ll \alpha_N$). Формально можно записать:

$$\begin{aligned} I_{\text{э}} &= I_1 - \alpha_i \cdot I_2 \\ I_{\text{к}} &= \alpha_N \cdot I_1 - I_2 \end{aligned} \quad (9.5)$$

Токи через р – n-переходы можно выразить известным способом через так называемые токи насыщения:

$$\begin{aligned} I_1 &= I_{\text{нас.э}} \left(e^{\frac{U_{\text{эб}}}{\phi}} - 1 \right), \text{ если } U_{\text{кб}} = 0, \text{ а } U_{\text{эб}} > 0; \\ I_2 &= I_{\text{нас.к}} \left(e^{\frac{U_{\text{кб}}}{\phi}} - 1 \right), \text{ если } U_{\text{эб}} = 0, \text{ а } U_{\text{кб}} < 0. \end{aligned} \quad (9.6)$$

Токи I_1 и I_2 удобнее выразить через обратные токи переходов, учитывая, что в справочниках [31] приводятся значения именно обратных токов:

$$\begin{aligned} I_{\text{эб о}} &\text{ при } U_{\text{кб}} = 0 \text{ и } I_{\text{к}} = 0, U_{\text{эб}} < 0; \\ I_{\text{кб о}} &\text{ при } U_{\text{эб}} = 0 \text{ и } I_{\text{э}} = 0, U_{\text{кб}} < 0. \end{aligned}$$

$$\text{В этом случае } I_{\text{нас.к}} = \frac{I_{\text{кб о}}}{1 - \alpha_i \cdot \alpha_N}; I_{\text{нас.э}} = \frac{I_{\text{эб о}}}{1 - \alpha_i \cdot \alpha_N}. \quad (9.7)$$

Возвращаясь к (9.5), с учетом (9.6, 9.7), получим:

$$I_3 = \frac{I_{3\text{б}o}}{(1 - \alpha_i \cdot \alpha_N) \cdot \left(e^{\frac{U_{3\text{б}}}{\phi}} - 1 \right)} - \frac{\alpha_i \cdot I_{\text{кб}o}}{(1 - \alpha_i \cdot \alpha_N) \cdot \left(e^{\frac{U_{\text{кб}}}{\phi}} - 1 \right)};$$

$$I_{\text{к}} = \frac{\alpha_N \cdot I_{3\text{б}o}}{(1 - \alpha_i \cdot \alpha_N) \cdot \left(e^{\frac{U_{3\text{б}}}{\phi}} - 1 \right)} - \frac{I_{\text{кб}o}}{(1 - \alpha_i \cdot \alpha_N) \cdot \left(e^{\frac{U_{\text{кб}}}{\phi}} - 1 \right)}; \quad (9.8)$$

$$I_{\text{б}} = I_3 - I_{\text{к}}.$$

Полученная система уравнений носит название уравнения Эберса – Молла. Характеристики, соответствующие этим уравнениям, приведены на рис. 9.5.

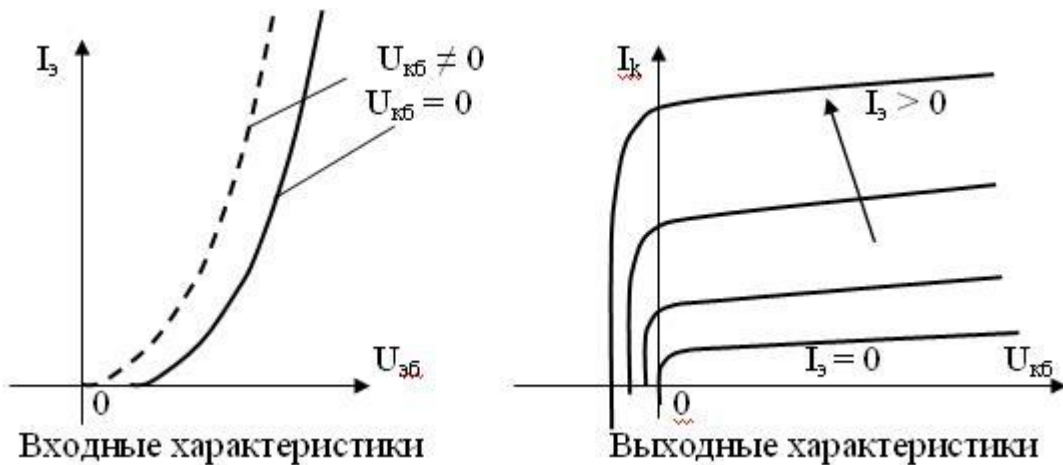


Рис. 9.5. Статические характеристики транзистора, включённого по схеме ОБ

Рассмотренная физическая модель нелинейна и применяется для анализа работы только при относительно больших изменениях напряжения и тока.

Во многих случаях на фоне сравнительно больших постоянных составляющих токов и напряжений на транзистор действуют малые переменные составляющие. В этом случае эти составляющие могут анализироваться отдельно, причем при анализе переменных составляющих используются *малосигнальные эквивалентные схемы*, состоящие из линейных элементов. Параметры линейных элементов получают линеаризацией исходных статических характеристик транзисторов в окрестности режима работы по постоянному току.

Наиболее часто встречается Т-образная эквивалентная схема. Для транзистора, включенного по схеме ОБ, Т-образная схема имеет вид, представленный на рис. 9.6.

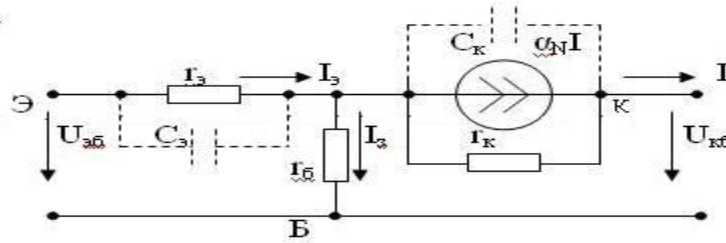


Рис. 9.6. Вариант Т-образной схемы замещения транзистора:
 r_a, r_k – дифференциальные сопротивления переходов; r_b – сопротивление базы;
 включение нормальное (не инверсное), коэффициент передачи тока
 $\alpha_N = \alpha$; C_k, C_a – ёмкости переходов

Т-образная схема, рассмотренная выше, не единственная. Наиболее распространенные варианты приводятся на рис. 9.7, 9.8. В схеме рис. 9.7, учитывая, что $r'_b \ll r_{k \text{ диф}}$, соблюдается соотношение:

$$I_k = \alpha I_a + I_{кбо} + U_{кб} / r_{k \text{ диф}} \quad (9.9)$$

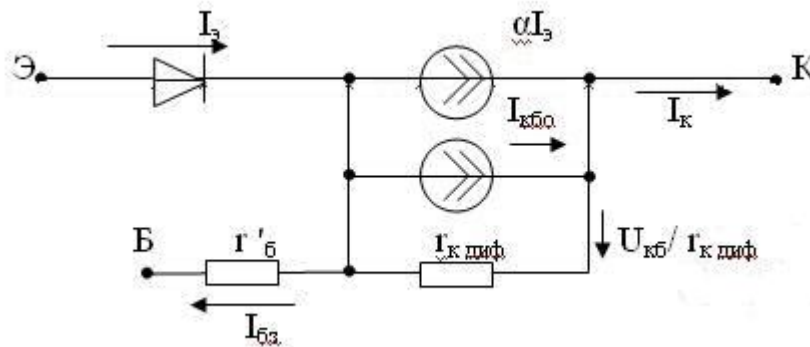


Рис. 9.7. Вариант схемы замещения транзистора, включенного в схеме ОБ

Т-образная эквивалентная схема транзистора, включенного по схеме ОЭ, представлена на рис. 9.8. В схему введен диод, отражающий наличие р-п-перехода Э-Б. Ток базы $I_{бз}$ в цепи коллектора увеличивается в β раз, причем $\beta = \alpha / (1 - \alpha)$.

В схеме замещения, показанной на рис. 9.8, отражается факт зависимости тока коллектора от тока базы и свойств транзистора, учитываемых коэффициентом β , который называется коэффициентом усиления базового тока в схеме ОЭ. Коэффициент передачи тока $\alpha < 1$, поэтому $\beta > 1$. В схеме рис. 9.8 соблюдаются следующие соотношения:

$$I_k = \beta I_{бз} + I_{кэо} + U_{кб} / r_{k \text{ диф}}; I_{кэо} = I_{кбо} / (1 - \alpha) = I_{кбо} (1 + \beta). \quad (9.10)$$

Анализируя выражения (9.10), можно заметить два важных обстоятельства: 1– при отсутствии тока базы обратный ток в цепи кол-

лектор – эмиттер увеличивается многократно; 2 – сопротивление коллекторного перехода $r'_{кдиф} \ll r_{кдиф}$, где $r_{кдиф}$ – сопротивление коллекторного перехода в схеме замещения ОБ (см. рис. 9.7), $r'_{кдиф} = r_{кдиф} / (1 + \beta)$.

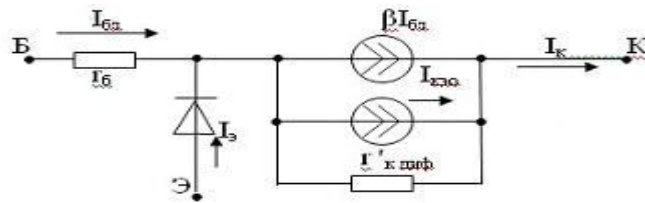


Рис. 9.8. Т-образная схема замещения транзистора, включённого по схеме ОЭ

Статические характеристики для схемы ОЭ показаны на рис. 9.9.

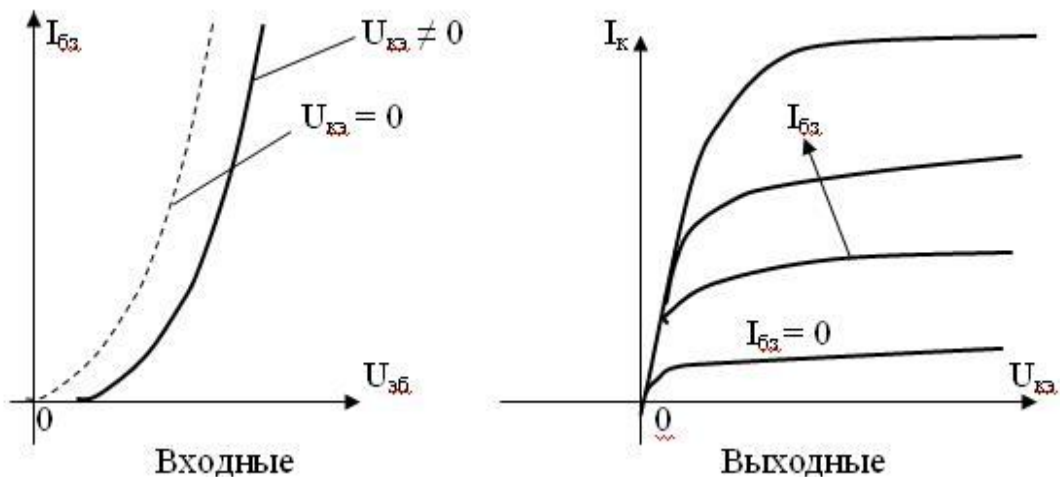


Рис. 9.9. Статические характеристики для схемы ОЭ

9.3. О способах включения биполярных транзисторов

В электрических схемах биполярные транзисторы могут включаться тремя различными способами: с общей базой (ОБ), с общим эмиттером (ОЭ), с общим коллектором (ОК) (см. рис. 9.2) Название способа включения происходит от названия того электрода биполярного транзистора, который в рассматриваемой схеме является общим для входного и выходного контуров электрической цепи.

Важность способа включения транзистора состоит в том, что схемы в зависимости от этого приобретают разные свойства при совер-

шенно одинаковых параметрах транзисторов. Примеры возможных способов включения транзисторов показаны на рис. 9.10.

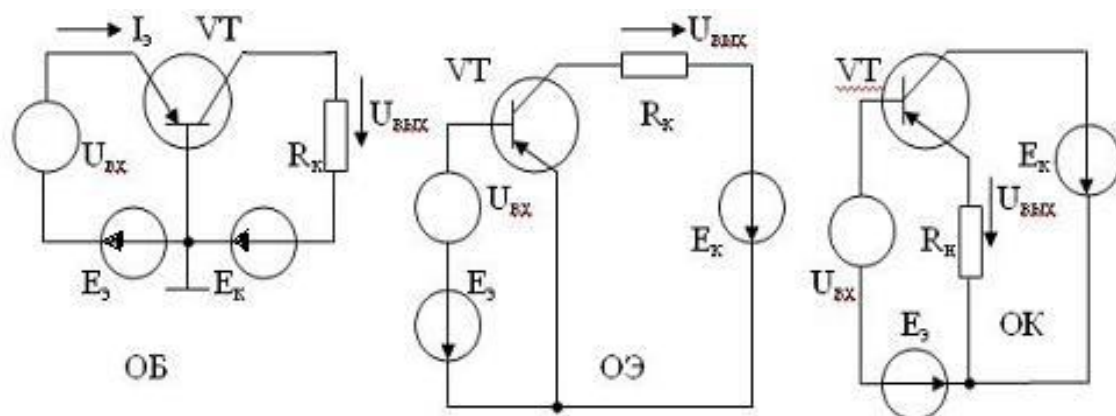


Рис. 9.10. Три способа включения биполярного транзистора в электрической схеме с источниками питания, смещения и входного сигнала

На представленных упрощенных схемах включения биполярного (р – n – р) - транзистора приняты следующие обозначения: $U_{вх}$ – входной (усиливаемый) сигнал; $E_э, E_к$ – источники эмиттерного и коллекторного смещений (внешние источники питания); $R_к$ – резистор в цепи коллектора в схемах ОБ и ОЭ, его основная функция – ограничение тока в цепи коллектора, но он может одновременно служить сопротивлением нагрузки.; $R_н$ – резистор (сопротивление нагрузки) в цепи эмиттера схемы ОК. Отличительным признаком схемы ОК является отсутствие ограничивающего резистора в цепи коллектора. Схему ОК часто называют *эмиттерным повторителем*.

Каждая из схем использует биполярный транзистор в качестве элемента, обеспечивающего усиление входного сигнала $U_{вх}$. Стрелки напряжения $U_{вх}$ не показаны, так как это напряжение может быть положительным, отрицательным либо переменным. Рассматриваемые схемы обладают разными свойствами при совершенно одинаковых, включенных по-разному, транзисторах.

Принцип усиления входного сигнала для схем одинаков. Он состоит в том, что входной сигнал воздействует на базовую (управляющую) цепь транзистора и вызывает изменение сопротивления основной (управляемой) цепи (коллектор-эмиттер) транзистора, вследствие чего ток в этой цепи, созданный источником питания, будет изменяться, обеспечивая изменение выходного напряжения $U_{вых}$. При этом вследствие нелинейности характеристик транзистора малые

изменения U_{ex} могут вызвать гораздо большие изменения выходного сигнала $U_{вых}$, создавая эффект усиления входного сигнала. Области использования схем определяются их разными свойствами, о чём будет сказано далее. Здесь только отметим, что наибольшее распространение получили схемы ОЭ и ОК.

9.4. Основные режимы работы транзистора

Различают три основных режима транзистора: активный, отсечки, насыщения [38].

Активный режим – нормальный: эмиттер смещен в прямом направлении, коллектор – обратном. *Инверсный режим* – наоборот. В уравнениях (9.9, 9.10) в нормальном активном режиме $U_{эб}$ имеет знак «+», $U_{кб}$ имеет знак «-».

Режим отсечки: глубокая отсечка – оба перехода смещены в обратном направлении, причем модули этих напряжений должны быть:

$$U > (3 - 5) m \varphi_T, \text{ где } m \approx (1,5 - 2).$$

В режиме отсечки $I_k = I_{кбо}$.

Режим отсечки характеризует закрытое состояние транзистора

(транзистор заперт), при котором его сопротивление максимально,

токи – минимальны.

Режим насыщения характеризует открытое состояние транзистора, когда его сопротивление минимально, а токи определяются внешними источниками, но не должны превышать некоторых допустимых значений. В режиме насыщения оба перехода транзистора с помощью внешних напряжений смещены в прямом направлении. Напряжение транзистора $U_{кэ}$ минимально:

$$U_{кэ \text{ нас}} \approx \varphi_T (1 - \alpha_i) / \alpha_i \quad (9.11)$$

Ток коллектора $I_k \leq I_{k \text{ max}}$.

Режим отсечки и насыщения широко используется в электронных ключах. Достигаются эти режимы различными способами, в том числе и изменением подводимых к транзистору напряжений.

9.5. h - параметры биполярного транзистора

Транзистор можно представить в расчетном отношении как активный четырёхполюсник, имеющий два входных и два выходных зажима (рис. 9.11). Это представление во многих случаях существенно упрощает расчеты схем с транзисторами.

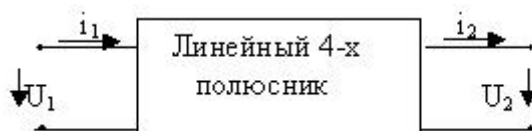


Рис. 9.11. 4-х-полюсник – аналог транзистора

Согласно теории электрических цепей [26], связь между токами и напряжениями 4-х-полюсника может быть показана с помощью системы уравнений:

$$\begin{aligned} U_1 &= h_{11} i_1 + h_{12} U_2 ; \\ i_2 &= h_{21} i_1 + h_{22} U_2 , \end{aligned} \quad (9.12)$$

где i_1, i_2 – соответственно входной и выходной токи; U_1, U_2 – входное и выходное напряжения.

Коэффициенты h , входящие в уравнения, получили название « h -параметры».

Физический смысл этих коэффициентов выясняется, если рассматривать два характерных режима: холостой ход (х.х.) и короткое замыкание (к.з.) на входе и выходе 4-х-полюсника. Режим х.х. характеризуется отсутствием тока при наличии напряжения, режим к.з. – отсутствием напряжения при наличии тока. В этих случаях:

$h_{11} = U_1 / i_1$; ($U_2 = 0$) – входное сопротивление при к.з. на выходе; $h_{12} = U_1 / U_2$; ($i_1 = 0$) – коэффициент передачи напряжения при х.х. на входе (коэффициент обратной связи по напряжению);

$h_{21} = i_2 / i_1$; ($U_2 = 0$) – коэффициент передачи тока при к.з. на выходе;

$h_{22} = i_2 / U_2$; ($i_1 = 0$) – выходная проводимость при х.х. на входе.

В усилительных устройствах с транзисторами h -параметр определяют обычно по соотношениям между приращениями токов и напряжений. Например, для схемы с общим эмиттером:

$$\begin{aligned} \Delta U_{\bar{o}\bar{z}} &= h_{11\bar{z}} \Delta I_{\bar{o}\bar{z}} + h_{12\bar{z}} \Delta U_{\bar{k}\bar{z}} \\ \Delta I_{\bar{k}} &= h_{21\bar{z}} \Delta I_{\bar{o}\bar{z}} + h_{22\bar{z}} \Delta U_{\bar{k}\bar{z}} \end{aligned} \quad (9.13)$$

Получив опытным путем входные и выходные характеристики, можно вычислить h -параметры, как частные производные в заданных точках характеристик, полагая неизменными нужные величины. Например, в схеме ОЭ:

$$\begin{aligned} h_{11\bar{z}} &= \frac{\Delta U_{\bar{o}\bar{z}}}{\Delta I_{\bar{o}\bar{z}}} \Big|_{U_{\bar{k}\bar{z}} = \text{Const} \ (\Delta U_{\bar{k}\bar{z}} = 0)} ; & h_{12\bar{z}} &= \frac{\Delta U_{\bar{o}\bar{z}}}{\Delta U_{\bar{k}\bar{z}}} \Big|_{I_{\bar{o}\bar{z}} = \text{Const} ; \\ h_{21\bar{z}} &= \frac{\Delta I_{\bar{k}}}{\Delta I_{\bar{o}\bar{z}}} \Big|_{U_{\bar{k}\bar{z}} = \text{Const} \ (\Delta U_{\bar{k}\bar{z}} = 0)} ; & h_{22\bar{z}} &= \frac{\Delta I_{\bar{k}}}{\Delta U_{\bar{k}\bar{z}}} \Big|_{I_{\bar{o}\bar{z}} = \text{Const} ; \end{aligned} \quad (9.14)$$

h -параметры определяются для любой из трех схем включения транзистора, причем система h -параметров позволяет в расчетах использовать обобщенную схему замещения транзистора для h -параметров, показанную на рис. 9.12.

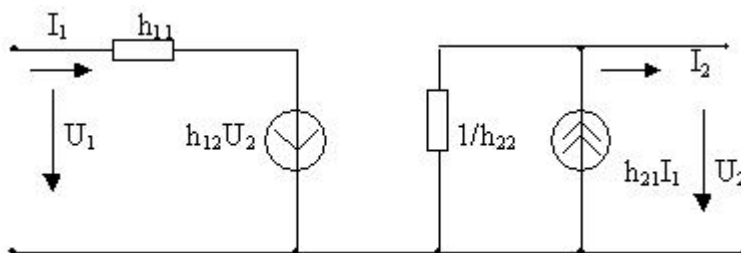


Рис. 9.12. Обобщенная схема замещения биполярного транзистора

Упрощенные схемы замещения транзисторов для h -параметров (пренебрегаем h_{12}) будут иметь вид, представленный на рис. 9.13.

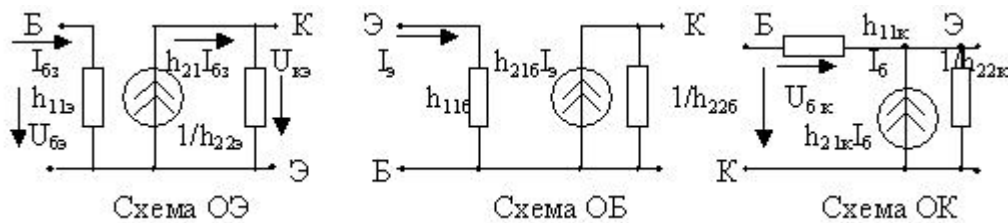


Рис. 9.13. Схемы замещения транзисторов в h -параметрах

9.6. Основные параметры биполярных транзисторов

1. Коэффициенты $h_{21э}$, $h_{21б}$, $h_{21к}$ – это коэффициенты передачи тока (коэффициенты усиления по току) (в схеме ОЭ $h_{21э}$ – это β , в схеме ОБ $h_{21б}$ – это α).

2. Граничная частота для коэффициента передачи тока – это частота, на которой $h_{21э}$ уменьшается до 1.

3. Частота усиления $f(h_{21})$ – это частота, на которой $h_{21э}$ уменьшается в $\sqrt{2}$ раз – этим значением определяется так называемая полоса пропускания частот, т.е. диапазон частот, в которых характеристики усиления удовлетворительны.

4. Дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода в схеме ОЭ – $h_{11э}$.

$$h_{11э} = r_{э \text{ диф}} = \left. \frac{dU_{бэ}}{dI_{бэ}} \right|_{U_{кэ} = \text{Const}}$$

(Значения $h_{11э}$ – Омы, десятки Ом).

5. Выходная проводимость $h_{22э}$ связана с дифференциальным сопротивлением коллекторного перехода,

$$\frac{1}{h_{22э}} = r_{к \text{ диф}} = \left. \frac{dU_{кэ}}{dI_{к}} \right|_{I_{б} = \text{Const}}$$

6. Коэффициент обратной связи по напряжению

$$h_{12э} = \left. \frac{dU_{бэ}}{dU_{кэ}} \right|_{I_{б} = \text{Const}}, \quad h_{12э} \approx 10^{-3} - 10^{-4}$$

7. Объемное сопротивление базы: $r_{б}$ = (десятки – сотни Ом).

8. Емкость коллекторного перехода $C_{к}$. Это фактически барьерная емкость коллекторного перехода $C_{к} \approx (5 - 50) \text{ pF}$.

9. Максимальная частота генерации

$$f_{\text{макс}} \approx \sqrt{\frac{f(h_{21б})}{30r_{б} C_{к}}},$$

$f_{\text{макс}}$ – это наибольшая частота, при которой транзистор может работать (способен работать) в схеме автогенератора.

10. Обратный ток коллекторного перехода при заданном обратном напряжении: $I_{кб0} = I_{к}$ при $I_{э} = 0$, $U_{кб} < 0$. О значении этого тока говорилось выше. Величина тока $I_{кб0}$ от $\mu\text{А}$ до нескольких мА в зависимости от мощности и качества изготовления транзистора.

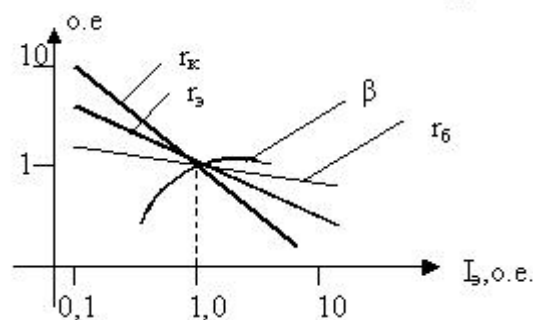
11. Максимально допустимый ток коллектора – $I_{к\text{макс}}$.

12. Наибольшая допустимая мощность рассеяния коллектора

$$P_{к\text{макс}} = I_{к\text{макс}} U_{кэ}.$$

13. Тепловое сопротивление между коллектором и корпусом $R_{т} = \Delta T / P_{к\text{макс}}$, где ΔT – перепад (градиент) температур между коллектором и корпусом.

Следует помнить, что приведенные в справочных материалах параметры транзисторов определены для заданного диапазона их изменения, т. е. для определенных режимов работы и в заданном диапазоне температур. Поэтому для представления о том, как будут меняться параметры, в литературе [31, 38] приводятся обобщенные зависимости физических параметров от режима работы и от температуры. Вид этих зависимостей (например, для схемы ОЭ) показан на рис. 9.14:



а)

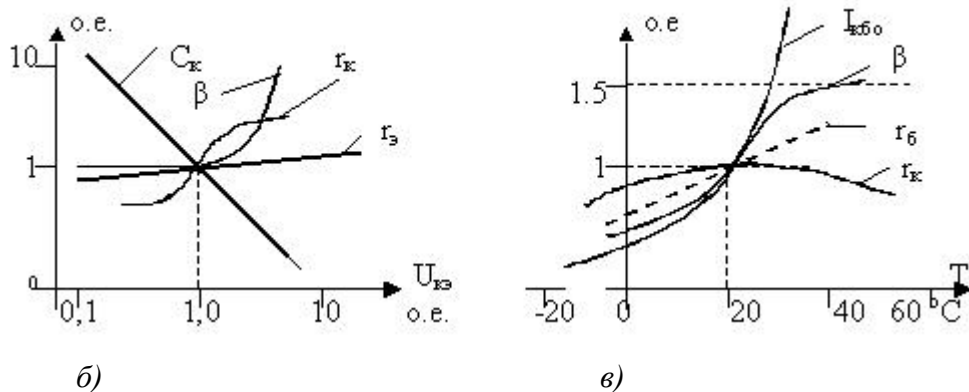


Рис. 9.14. Примерный вид обобщенных зависимостей физических параметров биполярных транзисторов от тока, напряжения и температуры:

а) – зависимость от тока I_3 ; *б)* – зависимость от напряжения $U_{кэ}$;

в) – зависимость от температуры T

9.7. Транзисторы с инжекционным питанием

Интересным развитием биполярных транзисторов являются полупроводниковые приборы с инжекционным питанием [15,18] (предложены в 1971 году, используются в составе микросхем). Благодаря особой конструкции, эти приборы обладают весьма полезными свойствами. В составе интегральных схем (их называют И²Л-элементы) они позволяют получить высокую степень интеграции, т.к. для их действия требуется очень малая энергия переключения $\mathcal{E}_п = 10^{-12}$ Дж. Схемы хорошо работают в диапазоне температур от -60 до +125 °С. Особенности являются: инверсный режим (по схеме), ключевой режим (по действию), небольшой логический уровень высокого и низкого напряжений $U^1 = (0,6 - 0,7)$ В, $U^0 = (0,1 - 0,2)$ В, наличие общего для групп четвертого электрода – инжектора (рис. 9.15), высокое быстродействие ($t_{здр} \approx 10$ нс).

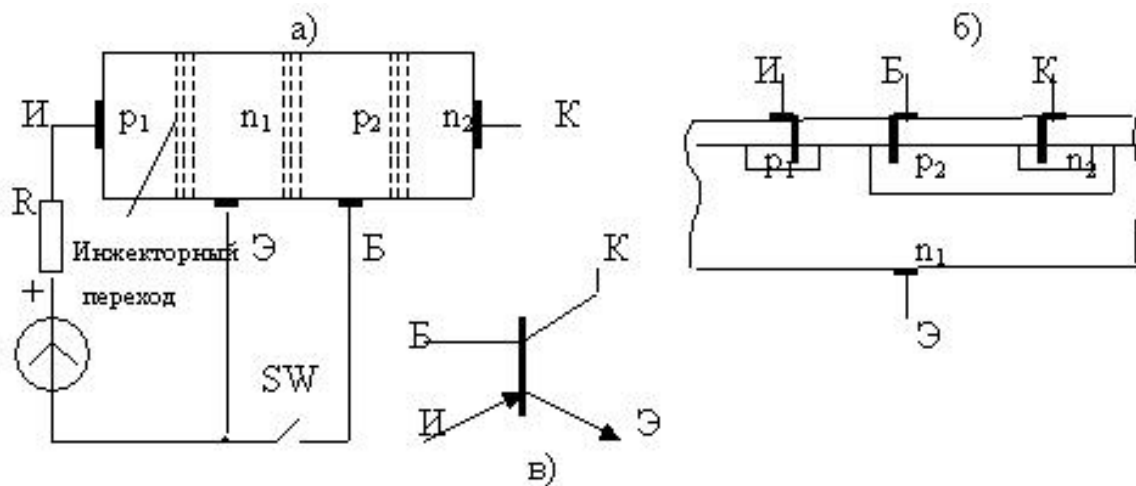


Рис. 9.15. Структуры (а), (б) и УГО И²Л-элемента (в)

Принцип действия И²Л-элемента: заряды инжектируются в область P_1 , область эмиттера обогащается, поэтому понижается барьер перехода n_1 - p_2 , а следовательно и перехода p_2 - n_2 . Между эмиттером и коллектором образуется область с малым сопротивлением (возникает режим насыщения). Если эмиттер соединить с базой, замкнув ключ SW, то сопротивление перехода p_2 - n_2 резко увеличивается (возникает режим отсечки). Роль ключа SW может выполнять такой же точно транзистор, а инжектор у них будет общим.

10. ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

Полевой транзистор – это полупроводниковый прибор, работа которого обусловлена током основных носителей зарядов, протекающим через проводящий канал, сопротивление которого модулируется (управляется) электрическим полем. Другое название – *униполярные* транзисторы – обусловлено тем, что ток в них создается носителями заряда одного знака (электронами или дырками). Полевые транзисторы имеют ряд преимуществ перед биполярными транзисторами, таких как высокое входное сопротивление, малые мощности

для управления, высокие частотные свойства, возможность работы при низких температурах, высокая технологичность изготовления.

Полевые транзисторы делятся на транзисторы с затвором в виде р – n-перехода (с управляющим р – n-переходом) и с изолированным затвором (со структурой металл – диэлектрик – полупроводник (МДП-транзисторы)), (другое название МОП-транзисторы).

10.1. Транзистор с управляющим р – n-переходом

Транзистор с управляющим р – n-переходом (рис. 10.1) представляет собой пластину (участок) полупроводника р или n-типа, от торцев которой сделаны отводы, называемые *сток* и *исток*, а вдоль пластины выполнен электрический переход (р – n-переход или барьер Шоттки), имеющий свой вывод, называемый *затвором*.

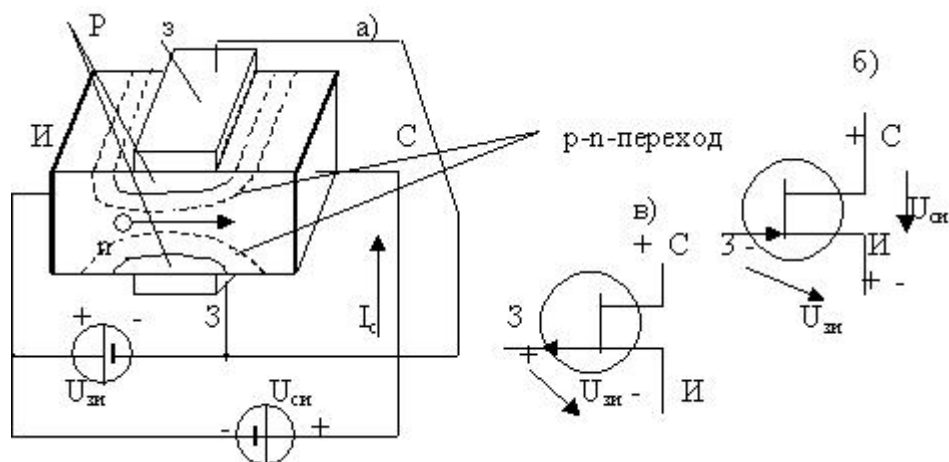


Рис. 10.1. Структура и УГО транзистора с управляющим р – n- переходом и каналом n -типа (а); (б); УГО транзистора с каналом р-типа (в)

На затвор подается такое по отношению к истоку напряжение, чтобы р – n-переход между затвором и кристаллом был смещен в обратном направлении.

Статические характеристики полевого транзистора с управляющим р – n-переходом и каналом n-типа представлены на рис. 10.2.

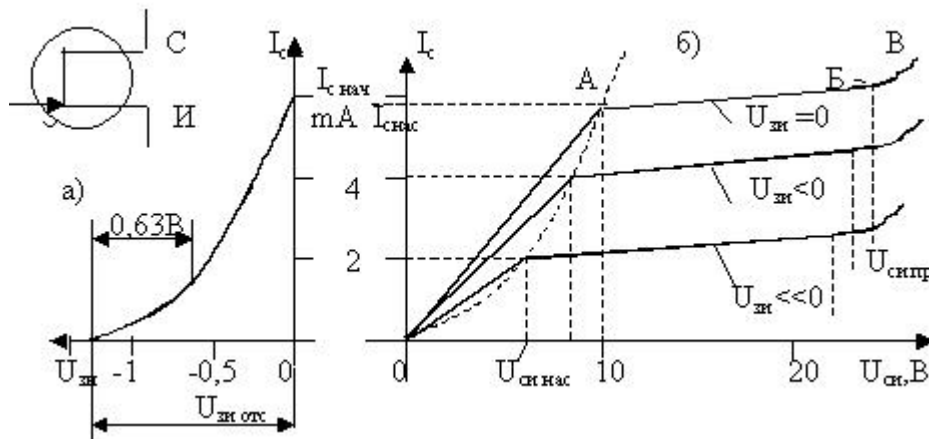


Рис. 10.2. Стоко-затворная (а) и выходные (б) статические характеристики полевого транзистора с управляющим р – n-переходом и каналом n-типа

Ток стока, при котором достигается значение тока насыщения, называется *начальным током стока* (обозначено $I_{c\text{ нач}}$). Напряжение $U_{си}$, при котором происходит насыщение канала, называется *напряжением насыщения* (обозначено $U_{си\text{ нас}}$). Напряжение $U_{зи}$, при котором ток стока $I_c = 0$, называется *напряжением отсечки* (обозначено $U_{зи\text{ отс}}$). Значения токов насыщения $I_{с\text{ нас}}$ и напряжений $U_{си\text{ нас}}$ зависят от значений $U_{зи}$, причем геометрическое место точек, соответствующих перекрытию канала и наступлению режима насыщения (пунктирная линия), образуют кривую, похожую на прямую ветвь ВАХ диода. С увеличением модуля $U_{зи}$ уменьшается пробивное напряжение между стоком и истоком $U_{си\text{ пр}}$, так как к р-n-переходу прикладывается сумма напряжений $U_{си} + U_{зи}$.

На выходных характеристиках (рис. 10.2) имеются три участка: *ОА*, *АВ*, *ВВ*. На участке *ОА* зависимость $I_c = f(U_{си})$ практически линейна и имеет большую крутизну. Участок *АВ* – область насыщения, участок *ВВ* – область электрического пробоя. Участок *ОА* похож на ВАХ резистора, поэтому полевые транзисторы (ПТ) можно использовать как управляемое сопротивление. Участок *АВ* используется для усилительных режимов.

Основные параметры полевых транзисторов с управляющим р – n-переходом

1. Ток стока в области насыщения выходных характеристик при неизменном значении $U_{си}$ (аналитическое выражение стоко-затворной характеристики):

$$I_c = I_{c\text{ нач}} \left(1 - U_{зи} / U_{зи\text{ отс}}\right)^2 \quad (10.1)$$

2. Крутизна характеристики S (оценка управляющего действия затвора):

$$S = dI_c / dU_{zu} \Big|_{U_{cu} = \text{Const}} \quad (10.2)$$

Наибольшую крутизну характеристика имеет в области $U_{zu} = 0$, причем

$$S = S_{нач} (1 - U_{zu} / U_{zu\text{отс}})^2, \quad (10.3)$$

где $S_{нач} = - (2I_{c\text{нас}} / U_{zu\text{отс}})$.

$$S \approx (0,3 - 3) \text{мА / В.}$$

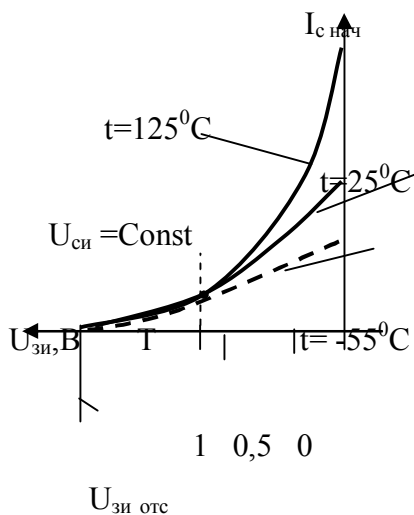


Рис. 10.3. Стоко-затворные характеристики ПТ при разных температурах

3. Температурные свойства ПТ характеризуются семейством стоко-затворных характеристик при разных значениях температуры окружающей среды. По характеристикам видно, что ПТ с управляющим р – n-переходом имеет «термостабильную» точку Тза (рис. 10.3). Наличие точки, в которой сходятся характеристики, снятые в широком диапазоне температур, свидетельствует о том, что параметры ПТ в этой точке мало зависят от температуры. Нужно заметить, что крутизна характеристики в этой точке не велика.

4. Усилительные свойства ПТ помимо крутизны S характеризуются ещё коэффициентом усиления напряжения M , причем

$$M = dU_{cu} / dU_{zu} \Big|_{I_c = \text{Const}} \quad (10.4)$$

5. Дифференциальное внутреннее сопротивление

$$R_{cu\text{ диф}} = dU_{cu} / dI_c \Big|_{U_{zu} = \text{Const}}, \quad (10.5)$$

$$R_{cu\text{ диф}} = (0,1 - 1) \text{Мом}.$$

Учитывая (10.3), (10.4), (10.5), получим $M = S R_{cu\text{ диф}}$. (10.6)

6. Ёмкость р – n-перехода между затвором и каналом характеризуют двумя значениями: ёмкостью между затвором и истоком $C_{зи}$ и между затвором и стоком $C_{зс}$. Величина ёмкости составляет (5 – 20) pF.

7. Эквивалентные схемы ПТ с управляющим р – n-переходом разнообразны в зависимости от условий применения. Наиболее часто используются так называемые малосигнальные (для сигналов переменного тока) эквивалентные схемы, показанные на рис. 10.4.

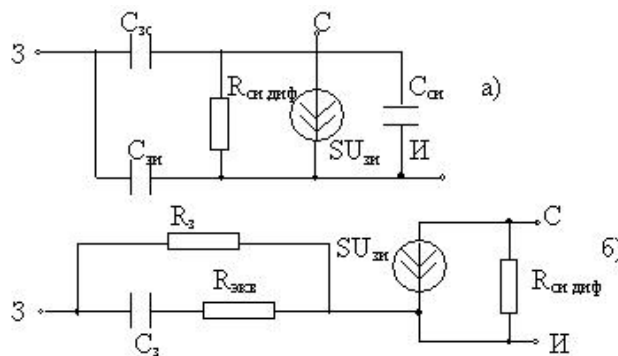


Рис. 10.4. Малосигнальные эквивалентные схемы ПТ:

а) – исходная; б) преобразованная

На рис. 10.4 обозначены: $R_з$ – омическое сопротивление затвора, $R_{экв}$ – усредненное эквивалентное сопротивление, через которое заряжается эквивалентная емкость затвора $C_з$. Ориентировочные значения для ПТ с управляющим р – n-переходом [31]:

$$S = (0,3 - 3) \text{ мА/В}; \quad R_з = 10^{10} \text{ Ом}; \quad R_{св} = (0,1 - 1) \text{ мОм};$$

$$R_{экв} = (50 - 800) \text{ Ом}; \quad C_з = (0,2 - 10) \text{ пФ}.$$

Изменение параметров и характеристик ПТ с изменением температуры обусловлено:

- изменением обратного тока р – n-перехода;
- изменением контактной разности потенциалов;
- изменением удельного сопротивления канала.

Особое свойство ПТ с управляющим р – n-переходом – наличие термостабильной точки (см. рис. 10.3). Это свойство обусловлено тем, что с ростом температуры удельное сопротивление канала увеличивается, вызывая уменьшение тока стока. Это дает возможность правильным выбором режимов взаимно компенсировать изменения тока стока, вызванные изменением контактной разности потенциалов и удельного сопротивления канала. При этом можно добиться, чтобы ток I_c оставался неизменным в широком диапазоне изменения темпе-

ратур (см. рис. 10.3). Это объясняется тем, что контактная разность потенциалов с увеличением температуры уменьшается приблизительно на 2,2 мВ/град, что должно (при неизменном $U_{зи}$) приводить к увеличению тока стока. Увеличение удельного сопротивления канала приводит к уменьшению этого тока. Ориентировочное положение термостабильной точки на стоко-затворной характеристике (см. рис. 10.3) определяется значением:

$|U_{зит}| = |U_{зи\text{ отс}}| - 0,63\text{В}$. Недостаток этого режима – малая крутизна характеристик.

10.2. МДП (МОП)-транзисторы

МДП-транзисторы (полевые транзисторы с изолированным затвором) могут быть двух видов (рис. 10.5):

а) с индуцированным каналом (канал возникает под действием напряжения, приложенного к управляющим электродам);

б) с встроенным каналом (канал создается при изготовлении).

У МДП-транзистора, в отличие от ПТ с управляющим р – п-переходом, металлический затвор изолирован от полупроводника слоем диэлектрика и имеется дополнительный вывод от кристалла, называемый *подложкой*.

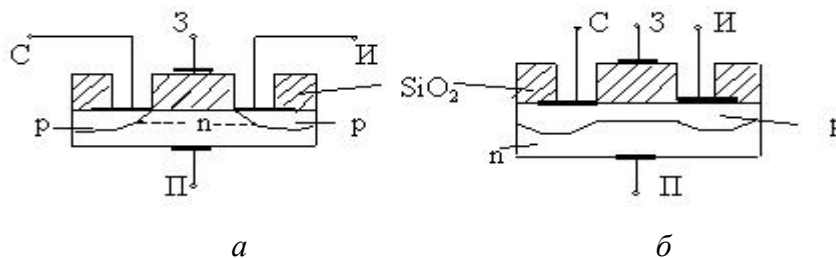


Рис. 10.5. Схематичная структура МОП-транзисторов с индуцированным каналом (а) и со встроенным каналом (б), (каналы р-типа)

МДП-транзистор с индуцированным каналом р-типа устроен следующим образом. Основа – пластина слаболегированного кремния п-типа называется подложкой (обозначена П на рис. 10.5). В теле подложки созданы две сильно легированные области с полупроводником р-типа. Одна из них – сток (С), другая – исток (И). Электрод затвора З изолирован от областей тонким слоем диэлектрика SiO₂ толщиной 0,2 - 0,3 мкм.

Вследствие физических явлений, возникающих на границе раздела диэлектрика SiO₂ с полупроводником п-типа, в подложке индуци-

руется обогащенный электронами поверхностный слой (рис. 10.6). Между р-областями стока и истока будет располагаться слой отрицательных зарядов, образуя структуру р – n – р на пути от истока к стоку. В месте контакта двуокиси кремния и полупроводника образуется контактная разность потенциалов, достигающая значения (1,4 – 2,4) В.

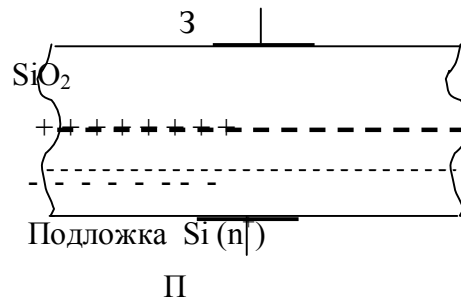


Рис. 10.6. Исходное распределение

зарядов на границе раздела двуокиси кремния и полупроводника

Р-области с подложкой n-типа образуют р – n-переходы. К стоку и истоку прикладываются противоположные по знаку потенциалы, поэтому при любой полярности приложенного к электродам стока и истока напряжения один из р – n-переходов будет смещен в обратном направлении и препятствует протеканию тока. Следовательно, в данном приборе в исходном состоянии между стоком и истоком отсутствует токоведущий канал. Проводящий канал возникает при достижении напряжением на затворе некоторого порогового значения $U_{зи пор}$ при

$$U_{си} \neq 0, |U_{зи пор}| \approx (2 - 4) \text{ В.}$$

При увеличении (в данном случае отрицательного относительно истока) напряжения на затворе выше порогового значения в подложке на границе раздела образуется слой зарядов с электропроводностью р-типа. Этот слой соединяет р-области стока и истока, образуя токопроводящий (индуцированный) канал. Чем больше значение отрицательного напряжения на затворе, тем больше толщина индуцированного канала и его проводимость (рис. 10.7). Таким образом, рассматриваемая структура обладает признаками управляемого ключевого элемента. Если на затворе установлен положительный или нулевой потенциал, ток между стоком и истоком протекать не может (цепь «разомкнута», то есть имеет очень большое сопротивление). Если же на затворе установить отрицательный потенциал, по модулю больший $U_{зи пор}$, в цепи сток – исток может протекать ток, зависящий от управляющего напряжения $U_{зи}$ и напряжения питания $U_{си}$ (рис. 10.7, в).

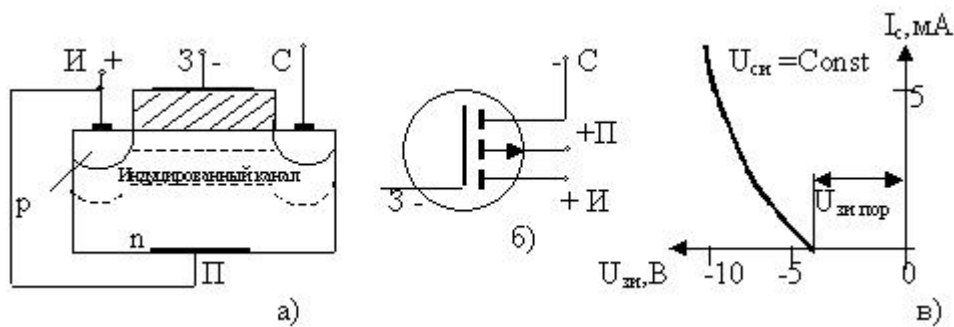


Рис. 10.7. Иллюстрация образования токопроводящего канала (а), условное графическое обозначение (б) и стоко-затворная характеристика (в) МДП-транзистора с индуцированным каналом р-типа

Стоко-затворную характеристику часто называют характеристикой управления. Статические стоковые (выходные) характеристики МДП-транзистора с индуцированным каналом р-типа по виду похожи на таковые для транзистора с управляющим р-п-переходом и каналом п-типа (см. рис. 10.2, б).

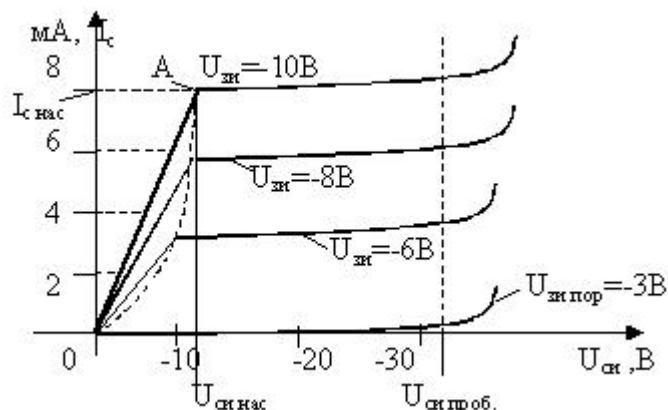


Рис. 10.8. Упрощённые стоковые характеристики МДП-транзистора с индуцированным р-каналом (электрические величины-ориентировочные)

При $|U_{зи}| < |U_{зи пор}|$ ток очень мал (доли μA), поэтому до пробивного напряжения $|U_{си проб}|$ величина тока I_c практически незаметна (рис. 10.7, в). Если $|U_{зи}|$ превышает $|U_{зи пор}|$, то при малых значениях $U_{си}$ ток стока изменяется вначале прямо пропорционально изменению $U_{си}$ (участок ОА) (рис. 10.8). Затем из-за сужения канала и уменьшения его общей проводимости рост тока I_c уменьшается (на рисунке не отражено). В точке А ток достигает значения тока насыщения, соответствующего значению $U_{зи}$ для данной характеристики. Ток стока можно представить состоящим из двух составляющих:

$$I_c = I_k + I_{c\text{ ост}},$$

где I_k – ток канала (управляемая часть);

$I_{c\text{ ост}}$ – остаточный ток стока (это ток утечки плюс обратный ток неосновных носителей), $I_{c\text{ ост}} \approx 0$.

В точке А управляемая часть тока уже не растет (достигнут режим насыщения), поэтому при дальнейшем увеличении $U_{си}$ ток стока остается неизменным, равным насыщенному значению $I_{c\text{ нас}}$ (рис. 10.8) При увеличении напряжения $U_{си}$ до значения $U_{си\text{ проб}}$ возникает электрический пробой стокового р – n-перехода, ток стока резко увеличивается, замыкаясь через цепь подложки (подложку обычно соединяют с истоком отдельным проводником). Если увеличивать значение $|U_{зи}|$ при неизменном $U_{си}$, то за счет увеличения электропроводности канала стоковая характеристика поднимется вверх, а значения $|U_{си\text{ нас}}|$ и $I_{c\text{ нас}}$ станут больше.

Следует отметить, что практически пропорциональная зависимость тока стока I_c от напряжения $U_{си}$ при заданном значении управляющего напряжения $U_{зи}$ на участках ОА стоковых характеристик позволяет построить «переменный резистор» с управляемой вольт-амперной характеристикой. Управление таким элементом может осуществляться либо простым изменением потенциала на затворе при заданном значении напряжения сток – исток, либо изменением обоих напряжений. Несмотря на малый возможный диапазон изменения этих напряжений эти свойства полевого транзистора существенно расширяют возможности их использования в различных устройствах.

В МОП-транзисторах с индуцированным каналом может также использоваться подложка р-типа, в которой будет индуцироваться канал n-типа (рис. 10.9).

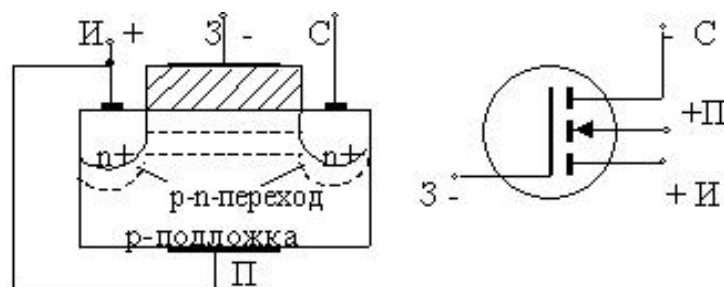


Рис. 10.9. Структура и УГО полевого транзистора с индуцируемым

В исходном состоянии структуры вследствие контактных явлений на границе раздела диэлектрика SiO_2 с полупроводником подложки образуется слой зарядов с электропроводностью n-типа, т.е. высоколегированные n-области уже соединены начальным каналом n-типа, который будет обладать при $U_{зи} = 0$ некоторой проводимостью. В таком канале путь для тока от истока к стоку уже открыт при $U_{зи} = 0$.

Если $U_{зи} < 0$, а исток соединен с подложкой, то отрицательное напряжение на затворе будет способствовать обеднению слоя, образующего проводящий канал n-типа. При некотором значении $U_{зи\text{ пор}} < 0$ канал ликвидируется вовсе. Учитывая сказанное, статические характеристики МОП-транзистора с индуцированным каналом n-типа будут отличаться от таковых для транзистора с индуцируемым каналом p-типа. Основные отличия: стоко-затворная характеристика может пересекать ось тока стока, так как ток стока имеет не нулевое значение при отсутствии управляющего напряжения $U_{зи}$; управляющее напряжение может быть отрицательным, положительным либо нулевым.

Анализируя стоко-затворные характеристики транзистора с индуцируемым каналом n-типа (рис. 10.10, а), можно видеть, что этот транзистор также обладает свойствами управляемого ключевого элемента как и транзистор с индуцируемым каналом p-типа (см. рис. 10.7).

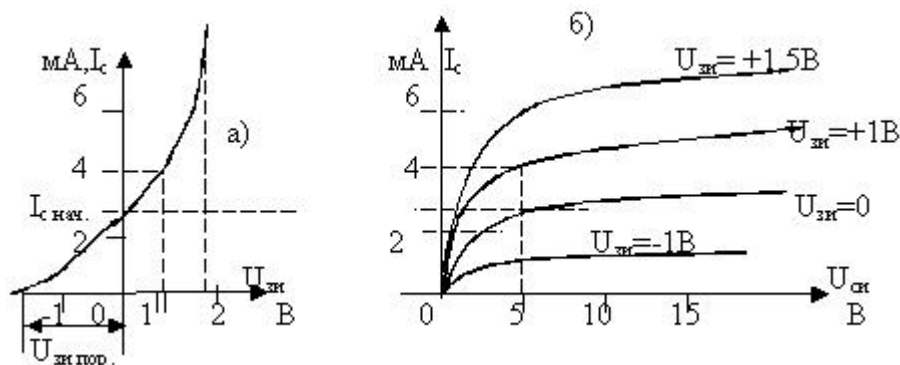


Рис. 10.10. Примерный вид характеристики управления (а) и выходных характеристик МОП-транзистора с индуцированным каналом n-типа (б)

Предлагается самостоятельно составить управляемую ключевую схему на двух транзисторах с индуцируемыми каналами разных типов с общим управлением).

Отмеченные выше две характерные особенности МОП-транзистора с индуцированным каналом n-типа позволяют существенно расширить область их использования в электронных устройствах.

10.3. МДП-транзисторы со встроенным каналом

МДП-транзисторы со встроенным каналом могут быть с каналом n- или p-типа. Условное изображение таких транзисторов показано на рис. 10.11. Статические характеристики МОП-транзистора со встроенным каналом n-типа качественно не отличаются от статических характеристик МОП-транзистора с индуцированным каналом n-типа. Это же справедливо и для МДП-транзисторов со встроенным каналом p-типа.

У транзисторов со встроенным каналом можно получить относительно большие токи – это их преимущество.

У всех МДП-транзисторов потенциал подложки относительно истока оказывает влияние на характеристики транзистора.

Если на подложку подается потенциал относительно истока, то напряжение между подложкой и истоком должно иметь такую полярность, чтобы p – n-переход «исток- подложка» был смещен в обратном направлении.

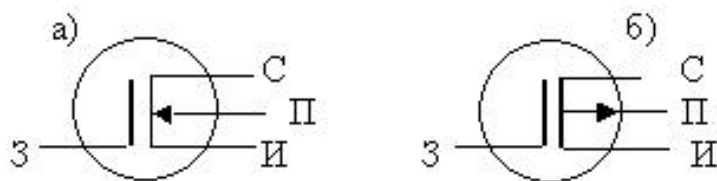


Рис. 10.11. УГО полевых транзисторов со встроенным каналом:

(а) – канал n-типа; (б) – канал p-типа

С увеличением напряжения между подложкой и истоком (U_{nu}) уменьшается действие управляющего напряжения U_{zu} , т.е. при том же U_{zu} ток стока (I_c) становится меньше (рис. 10.12). Это отражается на положении стокзатворной характеристики: с ростом напряжения U_{nu} она смещается влево, увеличивая пороговое напряжение открытия транзистора. Возможность изменения состояния МОП-транзистора с помощью дополнительного напряжения, подаваемого на подложку, расширяет функциональные возможности этого прибора.

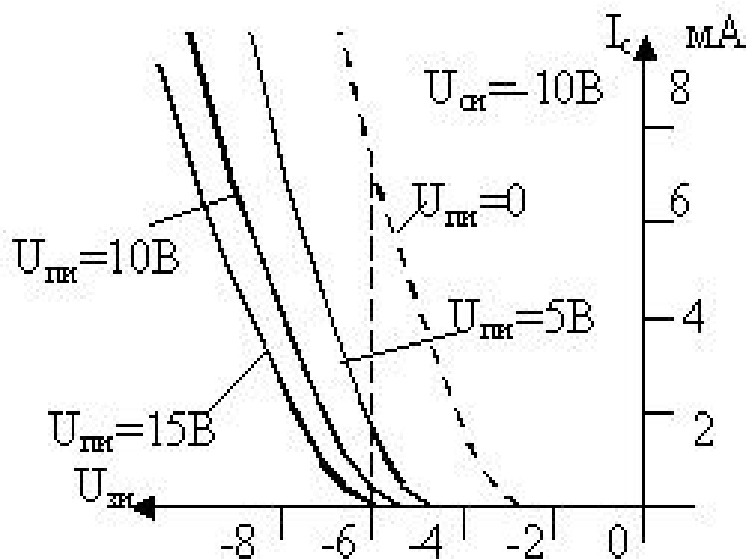


Рис. 10.12. Иллюстрация влияния напряжения U_{nu} на характеристики управления МДП-транзистора с индуцированным каналом р-типа

10.4. Способы включения полевого транзистора

Способы включения полевых транзисторов в электрическую схему на примере полевого транзистора с управляющим р – n-переходом и каналом р-типа показаны на рис. 10.13.

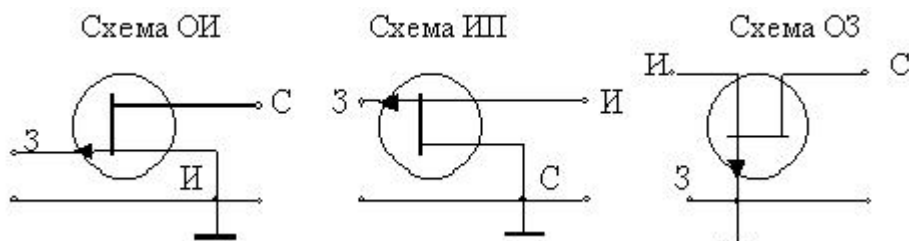


Рис. 10.13. Схемы включения полевых транзисторов: с общим истоком (ОИ);

с общим стоком (ОС) – истоковый повторитель (ИП);
с общим затвором (ОЗ)

10.5. Полевой транзистор как четырехполюсник

В расчетах схем с полевыми транзисторами также используют параметры 4-полюсника: при малых сигналах наиболее удобна система g -параметров (рис. 10.14).

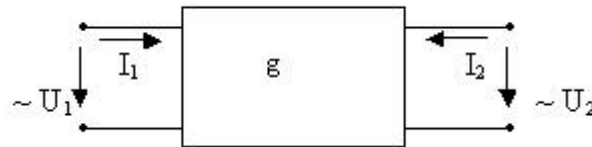


Рис. 10.14. 4-полюсник – расчётный эквивалент полевого транзистора

Система уравнений, соответствующая 4-полюснику, имеет вид:

$$I_{1\sim} = g_{11} U_{1\sim} + g_{12} U_{2\sim}; \quad I_2 = g_{21} U_{1\sim} + g_{22} U_{2\sim} \quad (10.7)$$

Коэффициенты данной системы имеют размерности проводимостей и являются универсальными параметрами, но для каждой из схем включения ПТ имеют свои значения.

Для схемы ОИ:

g_{11} – входная проводимость при $U_{2\sim} = 0$;

g_{12} – проводимость обратной передачи при $U_{1\sim} = 0$;

g_{21} – проводимость прямой передачи при $U_{2\sim} = 0$;

g_{22} – выходная проводимость при $U_{1\sim} = 0$.

Следует заметить, что режимы $U_{1\sim} = 0$, $U_{2\sim} = 0$ достигаются не коротким замыканием выводов, а включением емкостей (достаточно больших), представляющих малое сопротивление для переменных составляющих. На высоких частотах g -параметры переходят в y -параметры, где $y = g + j\omega C$, а ёмкость C определяется по эквивалентной схеме.

10.6. МДП-структуры специального назначения

а) структура МНОП (металл – нитрид – оксид – полупроводник) – это составная часть микросхем памяти (рис. 10.15).

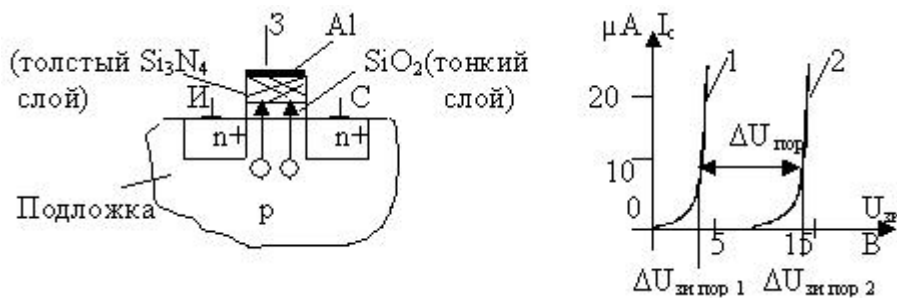


Рис. 10.15. Структура МНОП и характеристики управления: (1) до и (2) после программирования; ($\Delta U_{пор}$ – межпороговая зона)

В структуре МНОП диэлектрик двухслойный. Если на затвор подать напряжение $+(28-30)$ В относительно подложки, то электроны из подложки туннелируют в толстый слой Si_3N_4 , где образуют область неподвижных отрицательных ионов. Их заряд повышает пороговое напряжение (кривая 2 на рис. 10.15) и может храниться долго (несколько лет) при отключении всех напряжений.

Если подать отрицательное напряжение, заряд рассасывается, пороговое напряжение уменьшается (кривая 1). «Записывая» заряд, мы изменяем сопротивление, которое будет проявляться при пороге $U_{зи} \approx (3 \div 5)$ В. На МНОП-структурах выполняют запоминающие элементы, которые будут иметь то или иное сопротивление между стоком и истоком. Другим видом структур специального назначения являются *приборы с зарядовой связью*. Приборы с зарядовой связью (ПЗС) [18] относятся к приборам с переносом заряда.

Конструктивно ПЗС можно представить цепочкой МОП-транзисторов (рис. 10.16) на общем кристалле р-типа. Каждый транзистор – своеобразный конденсатор. Размеры электродов – 10 мкм, промежутки между ними 2 – 4 мкм, толщина диэлектрика 0,1 мкм.

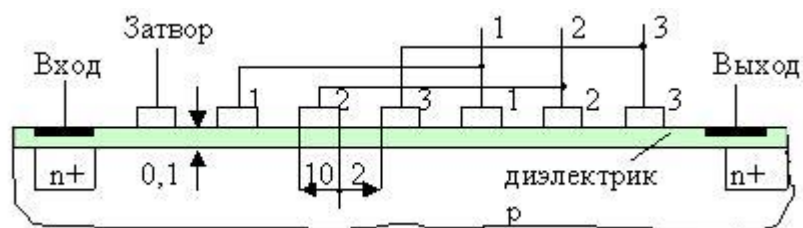


Рис. 10.16. Схематичная структура ПЗС

Характерны два режима работы:

1. Хранение информации в виде заряда в одном или нескольких конденсаторах;

2. Перенос заряда из одного конденсатора вдоль цепочки в следующий: (наличие заряда = «1», отсутствие = «0») в цифровой форме, изменение величины заряда – в аналоговой форме.

б) МОП-транзисторы с плавающим затвором, (с лавинной инжекцией заряда) (ЛИЗМОП). ЛИЗМОП-транзистор, структура которого изображена на рис. 10.17, хорошо приспособлен для программирования своего состояния.

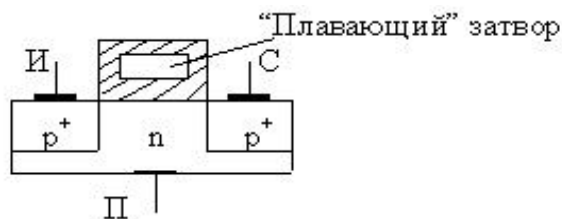


Рис. 10.17. Структура запоминающей ячейки ЛИЗМОП

Процесс программирования состоит в следующем. При подаче напряжения на сток или исток (относительно подложки) возникает лавинный пробой p – n-перехода между p-областью и подложкой. Электроны с повышенной энергией проникают в изолирующий слой и достигают затвора, образуя там отрицательный заряд, который может храниться несколько лет. Наличие этого заряда вызывает появление проводящего канала, соединяющего сток и исток, т.е. транзистор становится проводящим. Чтобы транзистор стал непроводящим, надо убрать заряд. Делают это путем облучения микросхемы кварцевой лампой через специальное окошко из кварцевого стекла. Такая структура используется для создания запоминающих ячеек в микросхемах памяти запоминающих устройств цифровых схем.

в) полевые транзисторы с двумя затворами (тетродные).

Наличие второго затвора (рис. 10.18) позволяет одновременно

управлять током транзистора с помощью двух управляющих на-

пряжений, что используется для построения различных функцио-

нальных схем, например множительных устройств.

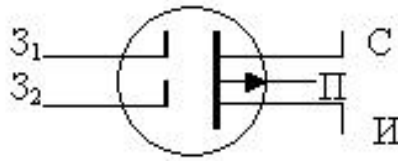


Рис. 10.18. Изображение ПТ с двумя затворами (МОП-транзистор с встроенным каналом р-типа)

Для ПТ с двумя затворами указывают крутизну характеристики по первому и второму затворам, напряжение отсечки первого и второго затвора и т.п.

10.7. Нанотранзисторы

Проблемы микроминиатюризации. **Планарная групповая технология производства ИС добилась впечатляющих успехов в миниатюризации полупроводниковых элементов, в частности транзисторов, размещенных на одном чипе.**

Физические законы, лежащие в основе работы транзисторов, устанавливают свои пределы на размеры элементов, а технология требует новых подходов и процессов. Одной из основных проблем при переходе к наноразмерам транзисторов является проблема межсоединений [49]. С уменьшением геометрических параметров линий межсоединений на кристалле возрастают плотность тока и сопротивление, что вызывает разогрев этих линий, изменение их геометрии, причем при плотности тока $\sim 10^5$ А/см² и температуре 210 °С токоведущие дорожки выходят из строя. Время работы межсоединений существенно уменьшается, а надёжность работы чипа резко падает.

С увеличением частоты сигналов линии межсоединений становятся волноводными линиями. Оценки показывают, что начиная с частот 10¹¹ Гц задержки сигнала, обусловленные волновыми свойствами, становятся сравнимыми со временем переключения транзисторов ($t_{\text{П}} \approx 10^{-11}$ с).

В наноструктурах используются квантовые эффекты токопереноса, не характерные для обычного токопереноса по проводным линиям, поэтому обычные металлические дорожки теряют свое предна-

значение, а для межсоединений должны быть разработаны нанопроводники [49].

В настоящее время элементной базой микроэлектроники являются микроэлектронные транзисторы. Основной кремниевой транзисторной структурой в микроэлектронике является кремниевая МДП-структура.

Сейчас достигнуты длина канала и затвора около 100 нм, толщина подзатворного слоя (SiO_2) составляет 0,8 нм (это три атомных слоя). Это позволило увеличить быстродействие, но обостряет ряд проблем: возрастают токи утечек, увеличиваются сопротивления областей сток-исток (увеличивается плотность выделяемой в структуре мощности, растет напряжение переключения). С увеличением напряжения возрастает опасность пробоя подзатворного слоя. Уменьшение длины канала требует увеличения степени легирования в канале до 10^{18} см^{-3} , а это приводит к снижению подвижности носителей заряда и росту порога включения транзистора [49].

Сейчас ведутся разработки транзисторных структур для субмикронной технологии: на 0,13; 0,10; 0,07 мкм, а технология нанометрового диапазона станет промышленной предположительно на ближайшее 50 лет [49].

Некоторые виды транзисторов субмикронной технологии. Проблему масштабирования параметров транзисторов пока предлагается решать в следующих направлениях [49]:

1) КНИ-транзисторы (кремний на изоляторе с ультратонким основанием) (UTB-Ultrathin Body) :

- а) приборы с управляемой проводимостью канала;
- б) транзисторы с двойным затвором;
- в) плавникоподобный полевой транзистор (FinFET);
- г) одноэлектронные транзисторы;

Структуры обычного и TeraHertz-транзисторов показаны на рис. 10.19.

КНИ-транзистор имеет обедненное носителями заряда основание, поэтому в инверсионном слое электрическое поле слабее, следовательно, мощность управления требуется малая. Фирма Intel создала транзистор TeraHertz, в котором основание обеднено полностью, толщина основания 30 нм, за счет этого достигнуто высокое быстродействие и низкая потребляемая мощность. При напряжении 1,3 В, ток стока достигает 650 мкА, а ток утечки составляет 9 нА.

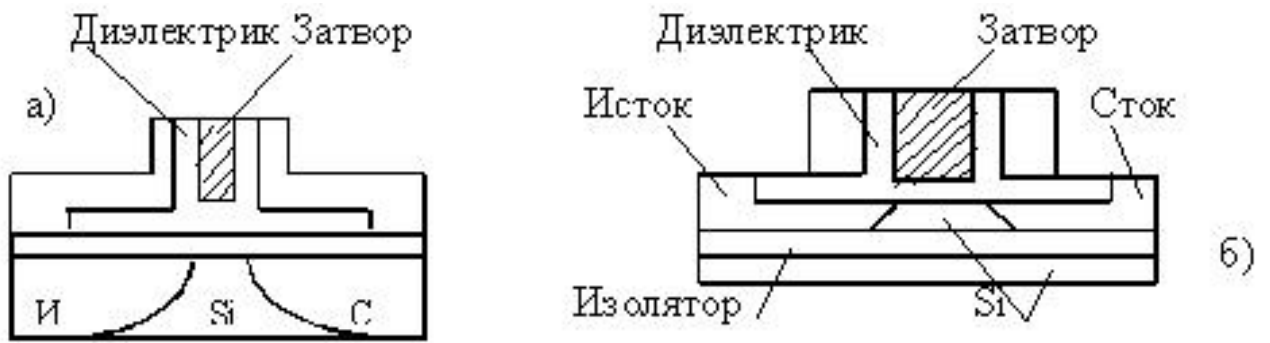


Рис. 10.19. Структуры обычного – (а) и TeraHertz – (б) транзисторов

Стоко-затворные характеристики КНИ-транзистора показаны на рис. 10.20.

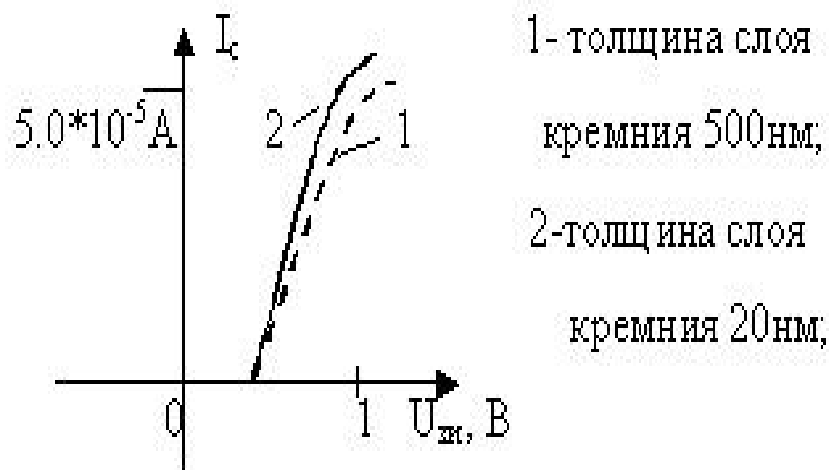
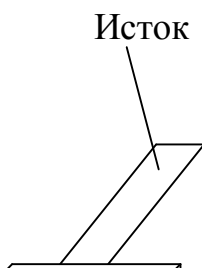


Рис. 10.20. Примерные стоко-затворные характеристики КНИ-транзистора

Недостатки КНИ-структур: короткий канал трудно управляется напряжением затвора, требуется высокая степень легирования области истока. Эти недостатки можно частично устранить в транзисторах с двойным затвором.

Конструкция такого транзистора имеет вид пластины (плавника), обернутой затворной областью. Эти транзисторы получили название FinFET- транзисторы (fin-плавник) (рис. 10.21).



Каналы индуцируются напряжением на затворах вдоль обеих сторон пластины. Трехмерная структура позволяет значительно снизить потери на тепловыделение, ток увеличивается в два раза. Тело транзистора (плавник) имеет толщину 20 нм и высоту 180 нм. Пороговое напряжение 0,15В. Затворов может быть два или три.

Сток Затворная область

Рис. 10.21. Конструктивная схема нанотранзистора с тремя затворами

2) Гетеротранзисторы (HEMT-транзисторы). High Electron Mobility Transistor – это гетероструктурные полевые транзисторы с высокой подвижностью электронов. Наиболее популярным активным элементом такого типа (на гетероструктурах) является n-канальный полевой транзистор с затвором Шоттки на арсенидгаллиевой (GaAs) структуре (MESFET). Транзисторы этого типа имеют длину канала $\approx 0,13$ мкм и работают на частоте 50 ГГц.

На основе гетеропереходных ПТ с затвором Шоттки (ГПТШ) созданы СВЧ-транзисторы на переходах AlGaN - GaN.

Структура ГПТШ на основе GaN показана на рис. 10.22.



Рис. 10.22. Структура транзистора на гетеропереходах

3) Нанотранзисторы на основе углеродных нанотрубок. Эти транзисторы имеют меньшие размеры и меньшее потребление по сравнению с другими нанотранзисторами. Углеродная нанотрубка по диаметру меньше толщины человеческого волоса в $10^4 - 10^5$ раз.

Транзистор формируется на кремниевой подложке, покрытой слоем окисла SiO_2 (рис. 10.23, а). В Московском институте элект-

тронной техники (МИЭТ) проведены исследования макетных образцов нано-транзисторов на основе углеродных трубок [49]. Стокозатворная характеристика транзистора напоминает классическую характеристику МОП-транзистора со встроенным каналом р-типа (рис. 10.23, б). Отмечено, что создание нанотранзисторов на основе единичной нанотрубки является весьма трудоёмким процессом.

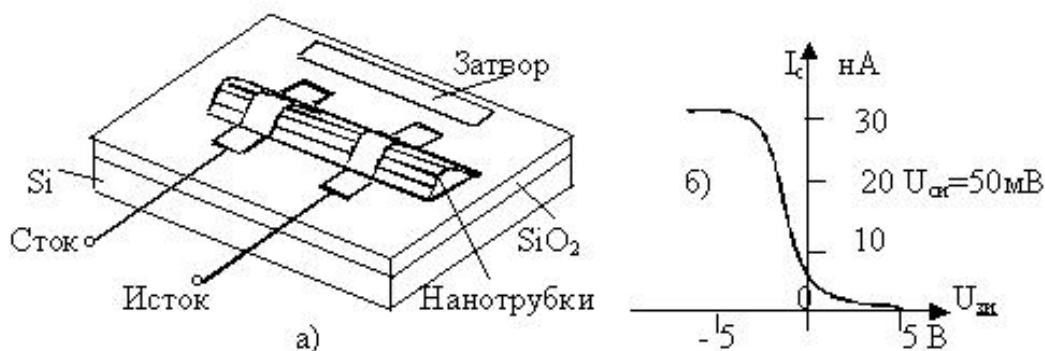


Рис. 10.23. Структурная схема нанотранзистора на углеродных нанотрубках (а) и его стокозатворная характеристика (б)

Транзисторы на основе углеродных нанотрубок считаются перспективными для работы в условиях высоких температур.

11. ЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ С ОТРИЦАТЕЛЬНЫМ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫМ СОПРОТИВЛЕНИЕМ

Приборы, имеющие на вольтамперной характеристике участок с отрицательным дифференциальным сопротивлением (ОДС), позволяют выполнить устройства, обладающие особыми свойствами и характеристиками. К таким приборам относятся: туннельные диоды, однопереходные транзисторы (двухбазовые диоды), тиристоры и динисторы.

11.1. Туннельный и обращённый диоды

Туннельный диод (ТД) – это диод, на ВАХ которого имеется участок с отрицательным дифференциальным сопротивлением (рис. 11.1). В зависимости от назначения [29] туннельные диоды разделяют на: усилительные (ЗИ 101, ЗИ 104); генераторные (ЗИ 201, ЗИ 203); переключательные (ЗИ 306 – ЗИ 309).

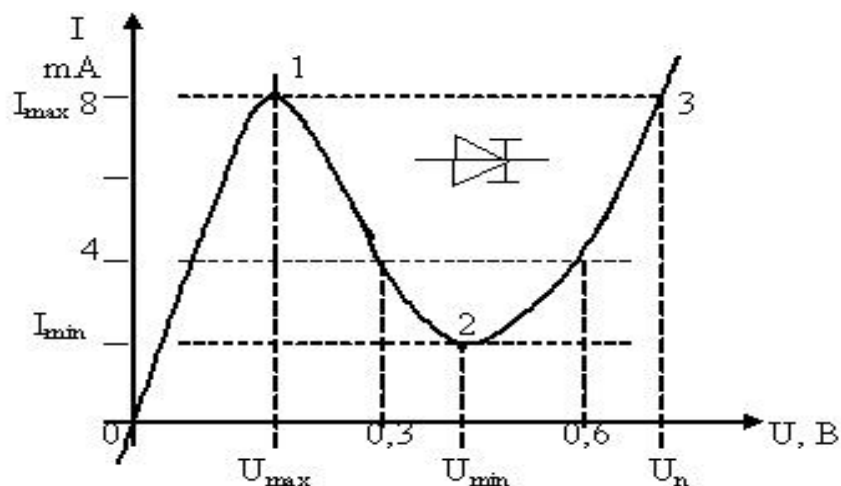


Рис. 11.1. ВАХ туннельного диода

Туннельный диод имеет один $p^+ - n^+$ -переход, но по сравнению с обычными диодами отличается высокой концентрацией примесей. Из-за этого обедненный слой, образующийся в месте $p - n$ -перехода, оказывается очень тонким. Это приводит к появлению так называемого туннельного эффекта, когда носители зарядов (электроны и дырки), имеющие меньшую энергию, чем высота потенциального барьера, могут проникать сквозь этот барьер (туннелировать) вследствие волновых свойств частиц [51].

На участке 0-1 (см. рис. 11.1), где действует туннельный механизм переноса носителей заряда (вся область отрицательных и начальный участок положительных напряжений, приложенных к диоду), сопротивление диода мало. С увеличением положительного напряжения до значения U_{max} туннельный ток диода растет (участок 0-1) до значения I_{max} , а затем снижается. При напряжении U_{min} , соответствующем току I_{min} , туннельный эффект прекращается. С дальнейшим ростом напряжения начинает проявляться инжекция носителей тока через прямо смещенный $p - n$ -переход, потенциальный барьер перехода снижается, увеличивается прямой ток, обусловленный диффузией зарядов.

Наклон падающего участка ВАХ (участок 1 – 2 на рис. 11.1) определяет величину дифференциального отрицательного сопротивления диода:

$$R_d = \Delta U / \Delta I, \quad R_d \text{ составляет (десятки – сотни) Ом.}$$

Наличие отрицательного сопротивления позволяет использовать ТД для генерации колебаний и в переключательных схемах. Напряжение переключения $U_{перекл} = U_n - U_{max}$, где U_n – напряжение питания.

Так как туннельный механизм переноса зарядов не связан с процессами диффузии носителей заряда, то ТД могут работать на очень высоких частотах (сотни МГц – ГГц) и в широком диапазоне температур (от 4,2 до 620 К). ТД изготавливают из Si, Ga, AsGa.

Обращенный диод является разновидностью ТД, однако в нем вместо участка с отрицательным дифференциальным сопротивлением на ВАХ имеется практически горизонтальный участок. Диод можно использовать для выпрямления малых напряжений, если использовать обратную ветвь ВАХ (рис. 11.2).

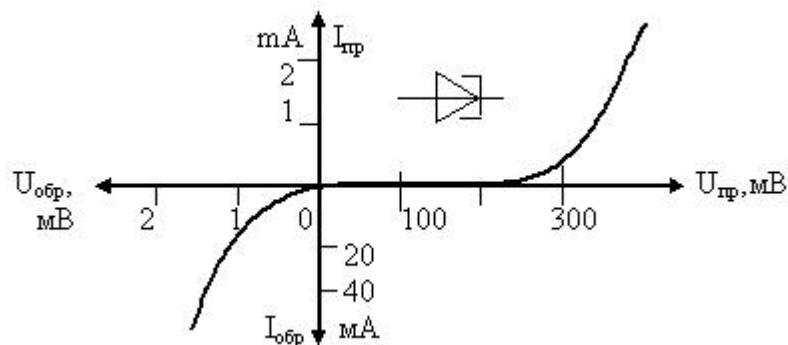


Рис. 11.2. ВАХ обращенного диода

11.2. Двухбазовый диод (однопереходный транзистор)

Двухбазовый диод – это трёхэлектродный полупроводниковый прибор, содержащий один электронно-дырочный переход (эмиттерный) и два вывода от базовой области b_1 и b_2 (рис. 11.3).

База выполнена из полупроводника одного типа проводимости,

а эмиттер – из другого. При межбазовом напряжении $U_{мб} = 0$ ВАХ $i_1 = f(U_1)$ представляет собой обычную ВАХ р-п-перехода. При $U_{мб} > 0$ ток i_2 создает внутри кристалла (базы) на участке Э – b_1 падение напряжения $U_{вн}$, которое является запирающим для р – п-перехода. Поэтому при $U_{вн} > U_1$ переход закрыт, через него, как обычно, течет малый обратный ток ($i_1 = -I_{10}$). При $U_1 \geq U_{вн}$ (точка 1 на рис. 11.3, в) переход открывается, в базу из эмиттера инжектируются неосновные носители, сопротивление участка базы Э – b_1 резко падает.

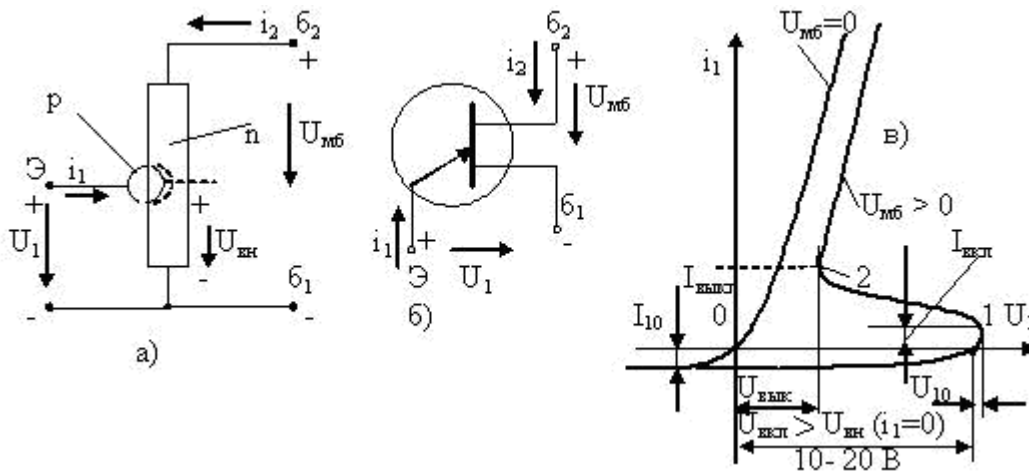


Рис. 11.3. Структура (а), УГО (б) и ВАХ (в) двухбазового диода с *n*-базой

С уменьшением сопротивления перехода эмиттер – база I уменьшается запирающее напряжение $U_{вн}$, ток i_1 увеличивается, еще более открывая $p-n$ -переход ($dU_1/di_1 < 0$) – развивается лавинообразный процесс, заканчивающийся полным открытием перехода (точка 2), после чего ВАХ выходит на прямую ветвь характеристики $p-n$ -перехода. Напряжение включения:

$$U_{вкл} = U_{вн (i_1=0)} + U_{10} \approx U_{вн (i_1=0)} = U_{мб} (R_{б1}/R_{мб}) = U_{мб} \cdot \eta_R, \quad (11.1)$$

где $R_{мб}$, $R_{б1}$ – сопротивление кристалла соответственно между $б_1$, $б_2$ и $Э-б_1$;

U_{10} – начальное напряжение открытого перехода, $U_{10} \ll U_{вкл}$;

$\eta_R = U_{вн (i_1=0)} / U_{мб} \approx R_{б1} / (R_{б1} + R_{б2})$ – внутренний параметр (коэффициент передачи напряжения).

Диоды КТ 117А - Г имеют: $\eta_R = 0,5 - 0,9$;

$R_{мб} = (4 - 12) \text{ кОм}$;

$I_{вкл} \leq 20 \text{ мкА}$; $I_{э \text{ max}} \leq 50 \text{ мА}$; $I_{выкл} \geq 1 \text{ мА}$; $U_{мб} \leq 30 \text{ В}$;

$f_{ген \text{ max}} \leq 200 \text{ кГц}$;

$U_{остаточное \text{ э-б}} \leq 5 \text{ В}$.

Существуют однопереходные транзисторы (двухбазовые диоды) с базой из полупроводника p -типа и эмиттером n -типа. ВАХ такого диода аналогичны рассмотренным, но направления токов и напряжений изменяются на обратные, а стрелка на эмиттере в УГО направлена от базы. Есть безкорпусные [31] двухбазовые диоды КТ 119 А, Б, которые используются в схемах генерации и в релейных элементах. Из двух биполярных транзисторов можно создать аналог двухбазового диода, схема которого приведена на рис. 11.4.

Падение напряжения на резисторе $R_{\beta 1}$ играет роль внутреннего напряжения. Транзисторы VT_1 и VT_2 закрыты при $U_1 < [E \cdot R_{\beta 1} / (R_{\beta 1} + R_{\beta 2})] = U_{R\beta 1}$.

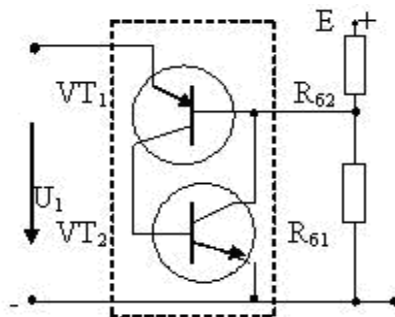


Рис. 11.4. Схема аналога двухбазового диода

Если $U_1 \geq U_{R\beta 1}$ транзисторы открываются, причём остаточное падение напряжения на открытых транзисторах будет значительно меньше, чем в схеме двухбазового диода.

Преимуществом аналога над оригиналом является малое остаточное напряжение на открытом выходе. Второе преимущество – изменением $R_{\beta 1}$, $R_{\beta 2}$ легко регулировать $U_{вкл.}$ прибора.

11.3. Лавинный транзистор

Лавинными транзисторами называют транзисторы, в которых эффект ударной ионизации в р – n-переходе используется для повышения коэффициента передачи тока α . По структуре и основным свойствам лавинный транзистор не отличается от обычных плоскостных транзисторов, однако он работает в такой области характеристик, которая не свойственна усилительному режиму обычного транзистора.

Интегральный коэффициент передачи эмиттерного тока в лавинном транзисторе при наличии ударной ионизации выражается формулой:

$$\alpha_M = M \cdot \alpha \approx 1,$$

где M – коэффициент ударной ионизации.

Известно [38], что ударная ионизация происходит, когда напряженность электрического поля, вызванная обратным смещением, достаточно велика, и неосновные носители заряда, движущиеся через р –

n - переход, ускоряются настолько, что при соударении с атомами в зоне p – n-перехода ионизируют их. В результате появляются пары электрон – дырка, которые в свою очередь ускоряются и могут вызвать ионизацию других атомов и т. д. Лавинный пробой возникает в высокоомных полупроводниках. Коэффициент ударной ионизации можно приближенно оценить по следующему эмпирическому выражению:

$$M \approx 1 / [1 - (U/U_\beta)^n], \quad (11.2)$$

где $n = 3$ для Si(p), Ge(n), $n = 5$ для Ge(p), Si(n);

$U_\beta = U_M \sqrt[n]{1 - \alpha}$ – характеристическое напряжение лавинного пробоя; U_M – напряжение пробоя в схеме ОБ. Включение лавинного транзистора по схеме ОЭ показано на рис. 11.5, а. Коллекторные характеристики в схеме ОЭ в области до пробоя имеют вид, показанный на рис. 11.5, б,

где U_β – напряжение лавинного пробоя.

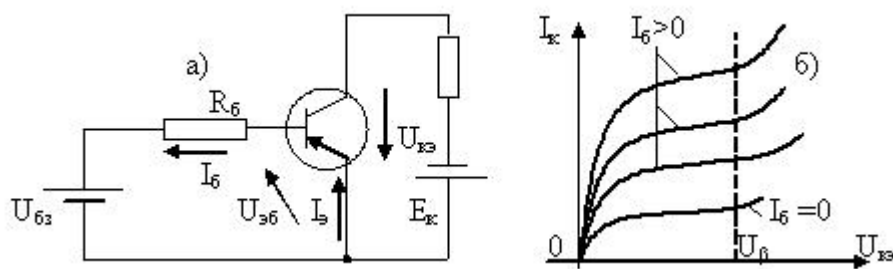


Рис. 11.5. Схема включения лавинного транзистора (а) и его коллекторные характеристики в предпробойной области (б)

Если обеспечить $I_б < 0$, то можно достичь такого положения, что при достижении U_β ток будет еще мал, однако вследствие ударной ионизации его значение будет определяться соотношением $I_б = -I_к = -M I_{к0}$. При дальнейшем увеличении $U_{кэ}$ увеличивается коэффициент M , $|U_{эб}|$ уменьшается ($U_{эб} = U_{бэ} - M I_{к0} R_б$), а при $U_{эб} = 0$ переход открывается и $I_б \approx U_{бэ} / R_б$. Если в обычном выражении

тока коллектора транзистора $I_k = (\alpha I_э + I_{к0}) / (1 - \alpha)$ учесть коэффициент M , то получим:

$$I_k = M(\alpha I_э + I_{к0}) / (1 - M\alpha). \quad (11.3)$$

Это выражение по сути является ВАХ лавинного транзистора, если учесть, что $M = f(U)$. Коэффициент передачи тока α нелинейно зависит от значения тока эмиттера (рис. 11.6).

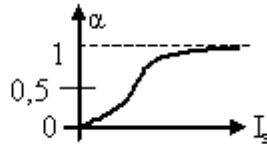


Рис. 11.6. Зависимость коэффициента α от тока эмиттера $\alpha = f(I_э)$

В лавинном транзисторе можно создать режимы, не достижимые для обычных транзисторов. В частности, можно получить выходные характеристики с участком отрицательного дифференциального сопротивления, что даёт возможность строить на лавинных транзисторах управляемые импульсные устройства. Вид выходных характеристик показан на рис. 11.7.

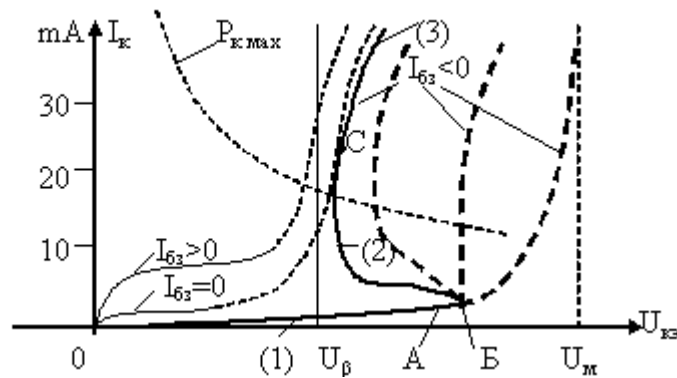


Рис. 11.7. Семейство ВАХ лавинного транзистора

На рис. 11.7 помимо выходных характеристик проведены дополнительные линии, ограничивающие область допустимых значений параметров транзистора: U_m – предельное значение напряжения $U_{кэ}$; $P_{к max}$ – максимальная допустимая мощность рассеяния коллектора. ВАХ, имеющая явно выраженный участок с отрицательным сопротивлением, содержит три участка: (1)-0АБ, (2)-БС, (3)-СЗ (см.

рис. 11.7), что даёт возможность выполнить анализ работы транзистора для каждого из участков отдельно.

На начальном участке (1) эмиттерный переход заперт и следовательно $\alpha \approx 0$, $U_{кэ}$ растёт при слабом увеличении тока I_k . В точке А отпирается эмиттерный переход, $I_k = U_{\sigma} / R_{\sigma} > I_{к0} / \alpha$. Увеличение тока I_k обеспечивается (сопровождается) теперь увеличением $\alpha \cdot I_{\sigma}$ согласно выражению (11.3). Дифференциальное сопротивление перехода уменьшается, а в критической точке Б обращается в нуль и далее становится отрицательным. На участке 2 связь напряжения и тока можно выразить соотношением:

$$U_{кэ} = U_m \sqrt[n]{1 - (\alpha I_{\sigma} + I_{к0}) / I_k}, \quad (11.4)$$

где $I_{\sigma} = I_k + I_{\sigma 3}$ при $I_{\sigma 3} < 0$, $\alpha = f(I_{\sigma})$.

На участке 2 увеличение I_k сопровождается снижением $U_{кэ}$. В этом можно убедиться, если взять $dU_{кэ} / dI_k$. На участке БС сопротивление перехода эмиттер-коллектор транзистора имеет отрицательное значение (увеличение тока сопровождается уменьшением напряжения). В точке С сопротивление вновь обращается в нуль и затем принимает положительное значение (участок 3). Изменяя величину тока базы $I_{\sigma 3}$, можем получить семейство характеристик, при этом точка Б смещается незначительно, а точка С может смещаться от U_{β} до U_m . Специфика лавинного транзистора состоит в том, что он может длительно работать в рассматриваемых режимах, причем ВАХ с отрицательным участком получается при сравнительно большом коллекторном напряжении $U_{кэ} \approx (20 - 30) \text{ В}$.

Лавинные транзисторы используются в формирователях мощных импульсов тока (до десятков А) с очень малым временем нарастания (коротких импульсов с частотой до 100 МГц) и в усилителях электрических колебаний дециметрового и сантиметрового диапазонов длин волн [51].

11.4. Динисторы и тиристоры

Тиристоры и динисторы – это полупроводниковые приборы, имеющие четырёхслойную структуру, состоящую из чередующихся областей p и n - полупроводника. Динистор имеет два вывода и три p - n -перехода (рис. 11.8):

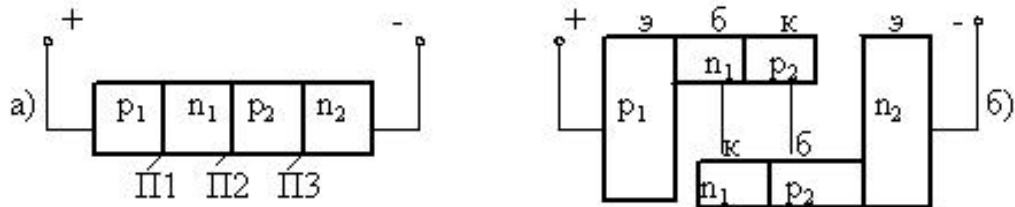


Рис. 11.8. Структура диода (а) и её двухтранзисторное представление (б)

Если приложить к диоду внешнее напряжение («+» к области p_1 , а «-» к области n_2), то переходы Π_1, Π_3 окажутся смещенными в прямом направлении, а переход Π_2 – в обратном. Переход Π_2 называют коллекторным. Следовательно, всё внешнее напряжение будет приложено к коллекторному переходу, но ток в цепи не течет. Представленная выше двухтранзисторная структура диода (см. рис. 11.8, б) позволяет создать схему его транзисторного аналога (см. рис. 11.9, а).

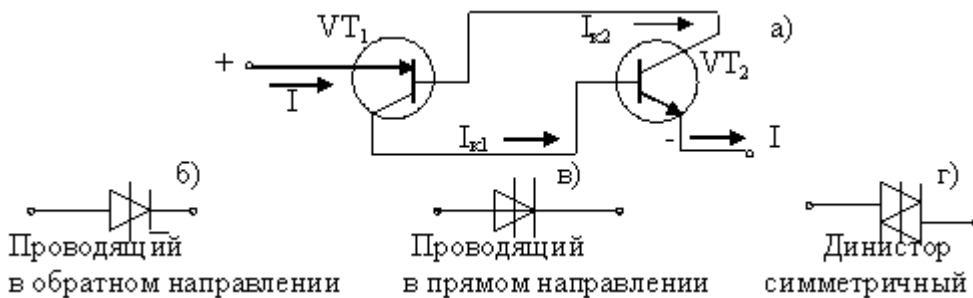


Рис. 11.9. Схема транзисторного аналога (а) и условные графические обозначения диодов (б, в, г)

Транзисторный аналог диода позволяет выяснить соотношения для токов. На схеме рис. 11.9, а видно, что $I = I_{\text{э}1} = I_{\text{э}2} = I_{\text{к}1} + I_{\text{к}2}$, с другой стороны $I = \alpha_1 I_{\text{э}1} + \alpha_2 I_{\text{э}2} + I_0 = I_0 / (1 - \alpha_1 - \alpha_2)$,

где I_0 - обратный ток коллекторного перехода;

α_1, α_2 – коэффициенты передачи тока от перехода Π_1 к Π_2 и от Π_2 к Π_3 .

Пока коллекторный переход смещён в обратном направлении, практически все приложенное напряжение падает на нем. Поэтому при больших напряжениях следует учитывать ударную ионизацию в этом переходе. Если для упрощения принять один и тот же коэффициент лавинного умножения M для обратного тока и коэффициентов передачи, то выражение для тока I примет следующий вид:

$$I = \frac{M I_0}{1 - M(\alpha_1 + \alpha_2)} \quad (11.5)$$

Это похоже на выражение (11.3) для тока лавинного транзистора. ВАХ динистора имеет S-образный вид (рис. 11.10). Переключение происходит при $M(\alpha_1 + \alpha_2) = 1$, когда сопротивление структуры становится малым (дифференциальное сопротивление стремится к нулю).

Принцип действия динистора можно пояснить следующим образом.

Так как переходы Π_1 и Π_3 смещены в прямом направлении, из них в области баз (n_1 и p_2) инжектируются носители заряда: дырки – из области p_1 , электроны – из области n_2 .

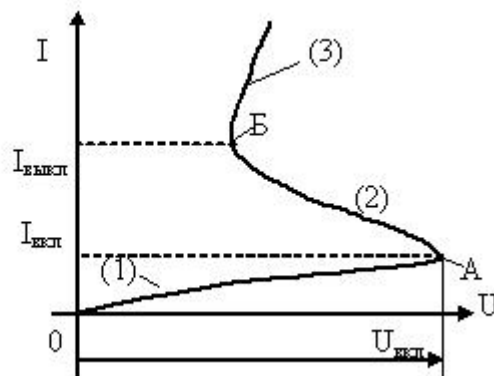


Рис. 11.10. Статическая ВАХ динистора

Эти носители диффундируют в базах к коллекторному переходу и его полем перебрасываются через $p - n$ -переход. (В обратных направлениях движутся и дырки и электроны, образуя ток I_0). При малых значениях приложенного напряжения все оно практически падает на коллекторном переходе Π_2 , к переходам Π_1 и Π_3 приложены малые значения падения напряжения, инжекция носителей невелика. Ток мал и равен обратному току перехода Π_2 и вначале меняется незначительно. С дальнейшим возрастанием напряжения, по мере увеличения ширины перехода Π_2 , все больше проявляется ударная ионизация. Когда достигается значение напряжения лавинного пробоя, развивается лавинный процесс. Ток через переход Π_2 увеличивается, но его сопротивление уменьшается значительно сильнее, и падение напряжения на нем тоже уменьшается. Это, в свою очередь, приводит к повышению напряжений, приложенных в прямом направлении

к переходам Π_1 и Π_3 , и увеличению инжекции через них, что вызывает дальнейший рост коллекторного тока. Сопротивление перехода Π_2 становится малым, в цепи потечёт ток, величина которого будет ограничиваться только внешним сопротивлением (происходит переключение динистора из непроводящего состояния в проводящее). На ВАХ этому процессу соответствует участок АБ с отрицательным дифференциальным сопротивлением. Переключение происходит практически мгновенно, поэтому участок АБ – это участок неустойчивой работы прибора. Ток в цепи динистора изменяется от значения $I_{вкл}$ до значения $I_{выкл}$ (см. рис. 11.10). После переключения ВАХ аналогична ветви характеристики диода, смещенного в прямом направлении.

Если от одной из баз динисторной структуры сделать отвод (управляющий электрод), то получим управляемый прибор, называемый *тиристором* (тринистором) (рис. 11.11).

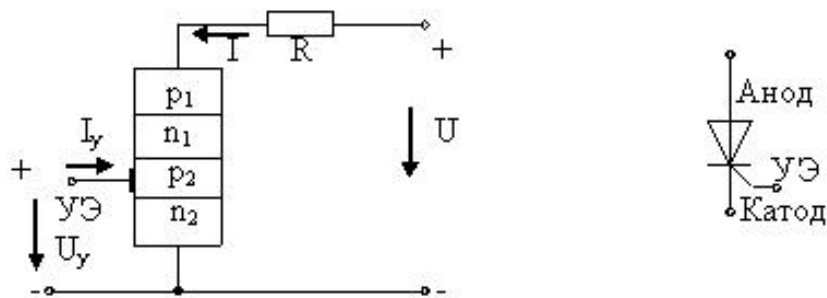


Рис. 11.11. Структурная схема и УГО тиристора с управлением по катоду

Если на переход $p_2 - n_2$ подать внешнее смещение (напряжение U_y), то в цепи управления потечёт ток управления I_y , ток через переход $p_2 - n_2$ увеличивается, вызывая снижение потенциального барьера коллекторного перехода $n_1 - p_2$. Лавинный пробой перехода $n_1 - p_2$ произойдёт при меньшем значении внутреннего напряжения, приложенного к этому переходу. В главной цепи тиристора под действием внешнего (анодного) напряжения потечёт ток I , величина которого будет определяться сопротивлением резистора R . С некоторыми допущениями ток в главной цепи можно определить по соотношению

$$I = M (I_0 + \alpha_2 I_y) / [1 - M(\alpha_1 + \alpha_2)], \quad (11.6)$$

где $\alpha_2 I_y$ – добавка тока управления.

Увеличение тока через переход $p_2 - n_2$ увеличивает вероятность возникновения лавинного процесса. Поэтому, изменяя ток, можно

менять напряжение, при котором происходит переключение тиристора, и тем самым управлять моментом его включения. Принцип действия тиристора хорошо иллюстрируется семейством его ВАХ, построенных при разных значениях тока управления (рис. 11.12). ВАХ, соответствующая значению $I_y = 0$, является по сути ВАХ диода и определяет предельное значение напряжения между анодом и катодом, которое может без пробоя выдержать тиристор. При отсутствии или недостаточной величине сопротивления резистора R (см. рис. 11.11) в случае достижения внешним напряжением предельного значения тиристор будет поврежден чрезмерно большим током.

Для рассмотрения работы тиристора в электрической цепи, содержащей источник питания с напряжением U и нагрузочный резистор R , совместим семейство ВАХ тиристора и резистора (см. рис. 11.12).

Линию нагрузки проводим по точкам U_1/R , U_1 . Исходная рабочая (характеристическая, изображающая) точка «а» находится на пересечении линии нагрузки с ВАХ тиристора при $I_y = 0$.

Для включения тиристора в его цепь управления подаётся ток управления $I_{y1} > 0$. Исходная рабочая точка «а» переместится в положение (a_1), которому соответствует ВАХ при токе управления I_{y1} и напряжении переключения U_n .

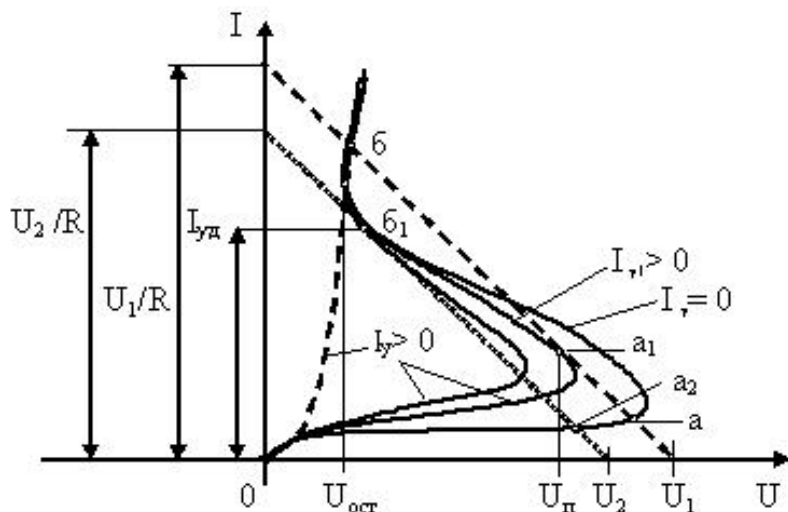


Рис. 11.12. Семейство ВАХ тиристора и резистора при изменении тока управления

Тиристор открывается, что соответствует переходу изображающей точки из положения (a_1) в положение ($б$). Напряжение на тиристоре становится малым и равным $U_{ост}$, а максимальное значение тока I ограничено сопротивлением резистора R . Чтобы выключить тиристор, нужно либо уменьшить ток в его главной цепи до значения то-

ка удержания ($I < I_{y0}$) путем понижения напряжения U до U_2 после отключения цепи управления, либо создания в цепи УЭ управляющего тока противоположной полярности. Этот процесс на рис. 11.12 характеризует линия нагрузки, проведенная параллельно первой через точку I_{y0} , и отсекающая от оси токов участок U_2/R . При этом рабочая точка из положения (b_1) перейдет в положение (a_2), а при восстановлении напряжения – в положение (a).

В настоящее время тиристоры используются преимущественно в силовой электронике, как мощные управляемые коммутаторы силовых электрических цепей. Применяются тиристоры не только с односторонней проводимостью с управлением по катоду либо по аноду, но и симметричные (симисторы), проводящие ток в обоих направлениях [29]. УГО некоторых видов тиристоров показаны на рис. 11.13.

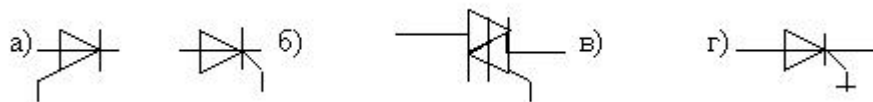


Рис. 11.13. Условные графические изображения тиристоров: управляемый по аноду (*a*), по катоду (*б*), симметричный (*в*), запираемый (*г*)

К основным параметрам тиристора относятся допустимые значения токов и напряжений, скорости их изменения, время включения – выключения.

12. КОМПОНЕНТЫ ОПТОЭЛЕКТРОНИКИ

Оптоэлектроника – раздел электроники, изучающий использование эффекта взаимодействия электромагнитных волн оптического диапазона ($3 \cdot 10^{11}$ - $3 \cdot 10^{17}$) Гц, (1мм - $1 \cdot 10^{-3}$ мкм) с электронами в веществах и методы создания оптоэлектронных приборов (ОЭП) и устройств, использующих это взаимодействие для генерации, передачи, хранения, обработки и отображения информации [18]. Длина волны излучения определяется соотношением

$$\lambda_{[м]} = \frac{c}{f} = \frac{300 \cdot 10^6 [м/с]}{f [1/с]}. \quad (12.1)$$

Время возникновения идей оптоэлектроники (ОЭЛ) – 50-е годы XX века. Как самостоятельный раздел науки и техники ОЭЛ начала формироваться в 60-е годы (появление лазеров и излучающих диодов). С 1970-х годов возникла интегральная оптика.

Большинство современных ОЭП и устройств работает в диапазоне волн (0,5 - 1,5) мкм, ($6 \cdot 10^{14}$ - $2 \cdot 10^{14}$) Гц.

Работа этих устройств основана на использовании различных видов люминесценции (холодное свечение, продолжающееся после исчезновения облучения), электро-магнито-акусто-оптических эффектов, фотоэлектрических явлений.

Достоинства и преимущества ОЭЛ [18] по сравнению с традиционной полупроводниковой электроникой обусловлены:

- электрической нейтральностью квантов оптического излучения – фотонов;
- высокой частотой световых колебаний;
- малой расходимостью светового луча (до 1") и возможностью его фокусировки.

Электрическая нейтральность фотонов обеспечивает невосприимчивость оптических каналов связи к воздействиям электромагнитных полей, т.е. обеспечивает высокую помехозащищенность; полную гальваническую развязку входных и выходных цепей; двойную (пространственную и временную) модуляцию потока оптического излучения.

Высокая частота световых колебаний обеспечивает высокую информационную емкость оптических каналов связи.

Малая расходимость светового луча позволяет передать энергию оптического излучения с минимальными потерями.

Основными оптоэлектронными элементами являются:

- а) источники когерентного (связанного, при сложении усиливающегося) излучения (полупроводниковые лазеры) и некогерентного излучения (излучающие диоды (ИК, УФ, светодиоды));
- б) оптические среды (активные, пассивные);
- в) приемники оптического излучения (фоторезисторы, фотодиоды, фототранзисторы, фототиристоры);
- г) оптические элементы (линзы, призмы, зеркала, поляризаторы):
 - волоконно-оптические элементы (жгуты, фоконы (фокус, конус)),
 - селфоки (self focusing);
 - интегрально-оптические элементы (оптические зеркала, фильтры).

Широкое применение находят в электронно-вычислительных средствах излучающие диоды, оптоэлектронные пары, оптоэлектронные переключатели, оптроны, различные классы индикаторов.

12.1. Излучающие диоды

Излучающий диод – это диод, содержащий полупроводниковый р – n-переход, в котором при прохождении электрического тока генерируется оптическое излучение в инфракрасной (ИК), видимой или ультрафиолетовой (УФ) области спектра. Распространены инфракрасные и излучающие в видимой части спектра диоды (светодиоды). Прохождение тока через р-п-переход в прямом направлении в светодиодах сопровождается рекомбинацией инжектированных носителей заряда. В определенных материалах (GaAs, GaSb, InAs, InSb и т.д.) процесс рекомбинации сопровождается выделением кванта света – фотона, при этом возникает некогерентное свечение люминисценции. Цвет свечения зависит от материала примеси полупроводника: при-

месь ZnO – красный цвет, азот N – зеленый, (ZnO + N) – желтый, оранжевый. Основные характеристики светодиода – ВАХ и характеристика яркости показаны на рис. 12.1.

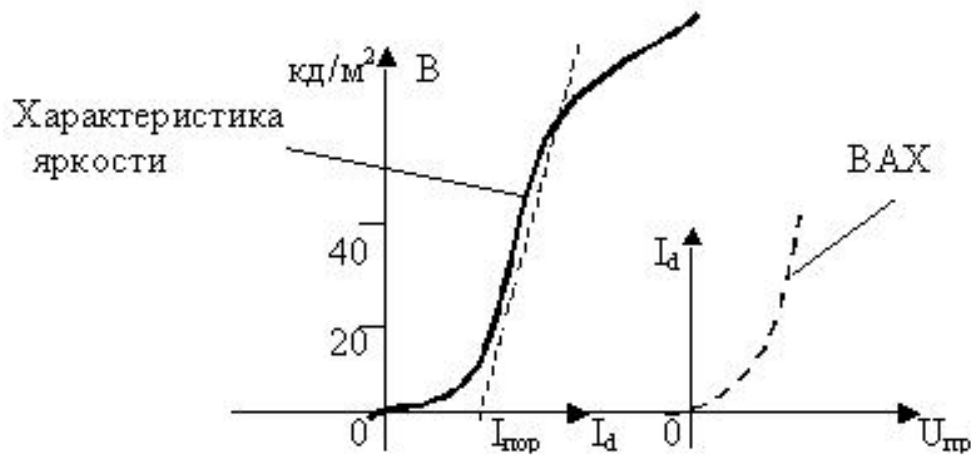


Рис. 12.1. ВАХ и характеристика яркости светодиода

Характеристика яркости имеет нелинейный начальный участок, на котором яркость мала, и линейный участок, в пределах которого яркость изменяется в десятки раз (см. рис. 12.1). Именно этот участок чаще всего используется. На этом участке яркость свечения:

$$B = B_0 (I_d - I_{пор}), \quad (12.2)$$

где B_0 – чувствительность по яркости;

I_d – ток светодиода;

$I_{пор}$ – пороговый ток – ток, при котором возможна линейризация характеристики, $I_{пор} \approx (0,1 - 2,5)$ мА.

Аналитическое выражение ВАХ:

$$I_d = I_m [(\exp(U/M\phi_m) - 1)], \quad (12.3)$$

где I_m – тепловой ток, ϕ_m – тепловой потенциал, $M=(0,5-2)$.

На рис. 12.2 показаны конструкция, условно-графическое отображение и эквивалентная схема светодиода.

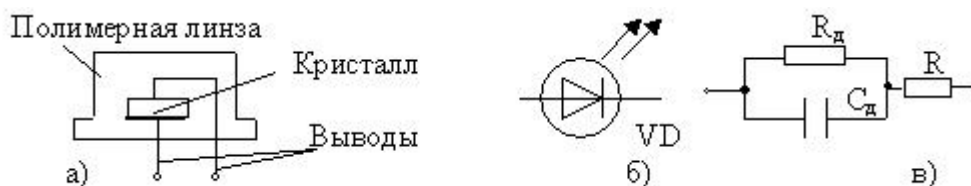


Рис. 12.2. Конструкция (а), УГО (б) и эквивалентная схема (в) светодиода

В эквивалентной схеме обозначено: R – омическое сопротивление кристалла полупроводника и контактов; R_d – сопротивление р – n-перехода, зависящее от тока; C_d – емкость р – n-перехода, зависящая от тока.

Материалы для светодиодов – арсенид галлия GaAs, фосфид галлия GaP и другие.

Основные параметры светодиодов

1. Сила света – световой поток, приходящийся на единицу телесного угла в заданном направлении. Единица измерения – Вт/ср (ватт/стерадиан) или мКд (миликанделла), (яркость измеряется в Кд/м²). Для светодиодов сила света составляет (0,1 – 10) мКд.

2. Цвет свечения (длина волны излучения).

3. Постоянное прямое напряжение – падение напряжения при заданном токе, равное (2 – 4) В.

4. Угол излучения – плоский угол, в пределах которого сила света составляет не менее половины ее максимального значения.

5. Характеристики яркости, ВАХ, КПД преобразования.

12.2. Фоторезисторы

В фоторезисторах используется явление изменения сопротивления вещества под действием излучения. Под действием света в фоторезисторе возрастает концентрация подвижных носителей заряда за счет того, что кванты электромагнитного излучения возбуждают электроны и переводят их из валентной зоны в зону проводимости. Фотопроводимость ζ_f характеризуется изменением электропроводности кристалла по сравнению с его затемненным состоянием:

$$\zeta_f = q(\Delta n \mu_n + \Delta p \mu_p), \quad (12.4)$$

где Δn , Δp – приращения концентраций зарядов в результате облучения,

μ_n , μ_p – подвижности отрицательных и положительных зарядов.



Рис. 12.3. Конструктивное представление и УГО фоторезистора

Конструктивно фоторезистор (ФР) представляет собой пленку полупроводника, сформированную на основании и имеющую отводы, укрепленные в корпусе (рис. 12.3). Свет может облучать поверхность либо параллельно, либо перпендикулярно токоотводящим поверхностям.

Основные характеристики и параметры фоторезисторов показаны на рис. 12.4.

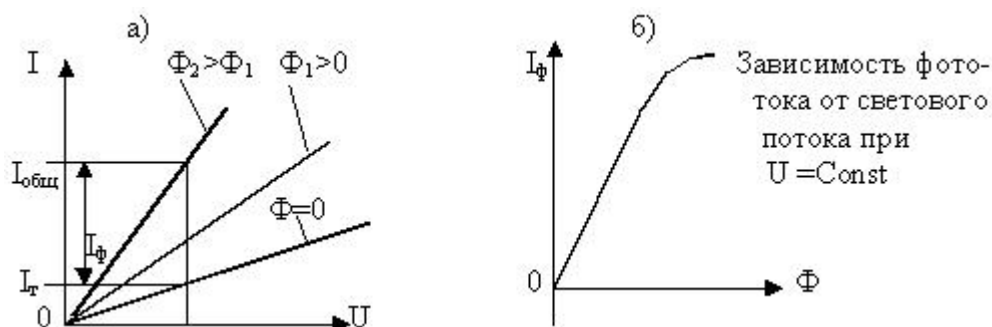


Рис. 12.4. ВАХ (а) и энергетическая характеристика фоторезистора (б)

Фоторезистор – пассивный элемент, ток в нём возникает только при подаче на него напряжения питания U , но величина тока зависит и от величины светового потока Φ , падающего на его поверхность. Ток фоторезистора $I_{общ}$ имеет две составляющих: I_{ϕ} – фототок, обусловленный наличием светового потока; I_m – темновой ток (при $\Phi = 0$), $I_{общ} = I_m + I_{\phi}$.

Энергетическая характеристика в области малых потоков линейна, затем рост тока замедляется из-за увеличения рекомбинаций носителей заряда.

Основные параметры фоторезистора

1. Важный параметр ФР – чувствительность – это отношение выходной величины к входной. Обычно используют для ФР токовую чувствительность – отношение приращения фототока к вызвавшему его приращению величины, характеризующей излучение:

а) токовая чувствительность к световому потоку:

$$S_{\phi \text{ диф}} = \Delta I_{\phi} / \Delta \Phi;$$

б) токовая чувствительность к освещенности E : $S_{E \text{ диф}} = \Delta I_{\phi} / \Delta E$.

Освещенность E измеряется в Люксах ($\text{Кд} \cdot \text{ср} / \text{м}^2$). Чаще всего используют величину удельной интегральной чувствительности, которая характеризует интегральную чувствительность, когда к фоторезистору приложено напряжение 1В.

$$S_{\text{инт.}} = I_{\phi} / \Phi, \quad (12.5)$$

Чувствительность ФР зависит от материала, из которого они изготовлены, что отражают спектральные характеристики (абсолютная (АСХ) и относительная (ОСХ)). АСХ – это зависимость чувствительности от частоты (длины волны) падающего излучения. ОСХ – это зависимость относительной чувствительности от частоты (длины волны):

$$S(\lambda) = S_{\text{абс}}(\lambda) / S_{\text{абс.мах}}(\lambda),$$

где $S(\lambda)$, $S_{\text{абс}}(\lambda)$, $S_{\text{абс.мах}}(\lambda)$ соответственно относительная, абсолютная, максимальная абсолютная чувствительности. Характеристики $S(\lambda)$ имеют чётко выраженный максимум, соответствующий определённой длине волны облучения для каждого материала (рис. 12.5).

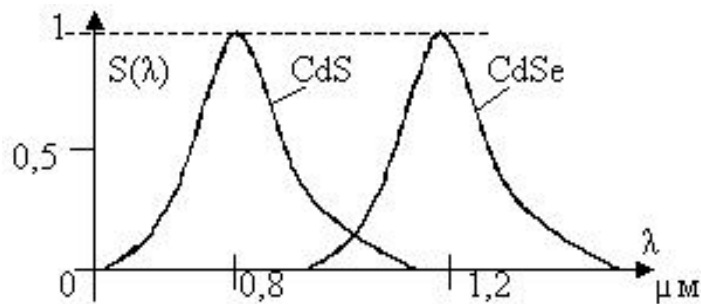


Рис. 12.5. Вид спектральных характеристик фоторезистора

2. Граничная частота f_{cp} – это частота синусоидального сигнала, модулирующего световой поток, при котором чувствительность фоторезистора уменьшается в $\sqrt{2}$ раз по сравнению с чувствительностью немодулированного потока: $f_{cp} = (10^3 - 10^5)$ Гц.

3. Температурный коэффициент фототока:

$$\alpha_m = \partial I_{\phi} / \partial T \cdot 1 / I_{\phi}, \text{ при } \Phi = \text{Const}, \quad \alpha_m = (-10^{-3} - 10^{-4}) \text{ 1/град.}$$

4. Рабочее напряжение (5 – 100) В.

5. Допустимая мощность рассеяния (0,01 – 0,1) Вт.

12.3. Фотодиоды

Фотодиод (ФД) – полупроводниковый диод, обладающий свойством односторонней проводимости, возникающей при воздействии на него оптического излучения. ФД используется для преобразования оптического сигнала в электрический. Наиболее распространены р-і-п - диоды, в которых толщина высокоомной *i*-области выбирается так, чтобы обеспечить наилучшие свойства (чувствительность и быстродействие) прибора. Р-і-п-структура образуется, если области р и п разделены высокоомным слоем (рис. 12.6) с собственной (*i*) проводимостью для снижения напряженности поля в переходе.

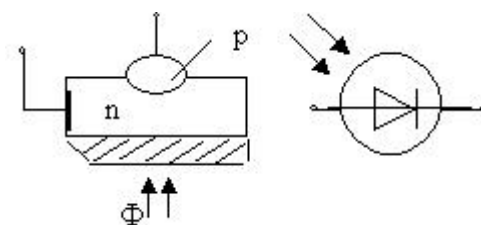


Рис. 12.6. Структура и УГО фотодиода

Действие фотодиода основано на поглощении света вблизи области р – n-перехода, в результате чего генерируются новые носители заряда (электронно-дырочные пары).

Различают два режима работы ФД:

а) фотодиодный, когда имеется источник питания, создающий обратное смещение;

б) вентильный (фотогенераторный), когда такой источник отсутствует.

В фотодиодном режиме возникающие в результате фотогенерации носители зарядов приводят к возрастанию обратного тока, который зависит от интенсивности падающего излучения и практически не зависит от величины обратного напряжения (рис. 12.7).

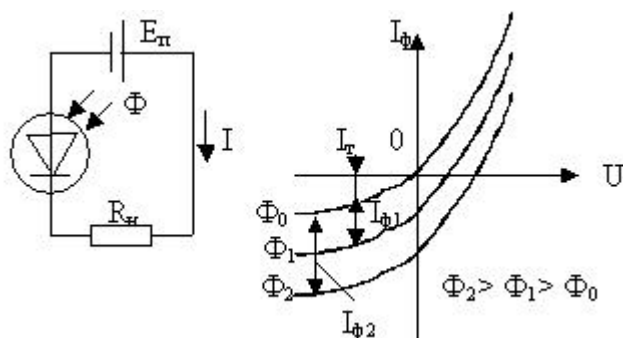


Рис. 12.7. Схема включения и ВАХ ФД в фотодиодном режиме

В вентильном (фотогенераторном) режиме ФД используется как фотогенератор (источник фотоэдс, фотоэлемент).

Фотоэдс E_ϕ зависит от светового потока и свойств полупроводника:

$$E_\phi \approx \varphi_T \ln(I_\phi / I_0) = \varphi_T \ln(S_{инт} \Phi / I_0), \quad (12.6)$$

где φ_T – тепловой потенциал; I_ϕ – фототок;

$I_\phi = S_{инт} \Phi$; $S_{инт}$ – интегральная токовая чувствительность;

I_0 – тепловой ток р – n-перехода.

Основные характеристики и параметры ФД

1. Энергетические характеристики $I_\phi = f(\Phi)$ – зависимости фототока от светового потока (рис. 12.8). При работе в генераторном ре-

жиме $I_\phi = f(\Phi)$ линейна, если $R_n = 0$ (коротко замкнутый ФД) (см. рис. 12.7). С ростом R_n характеристики искривляются.

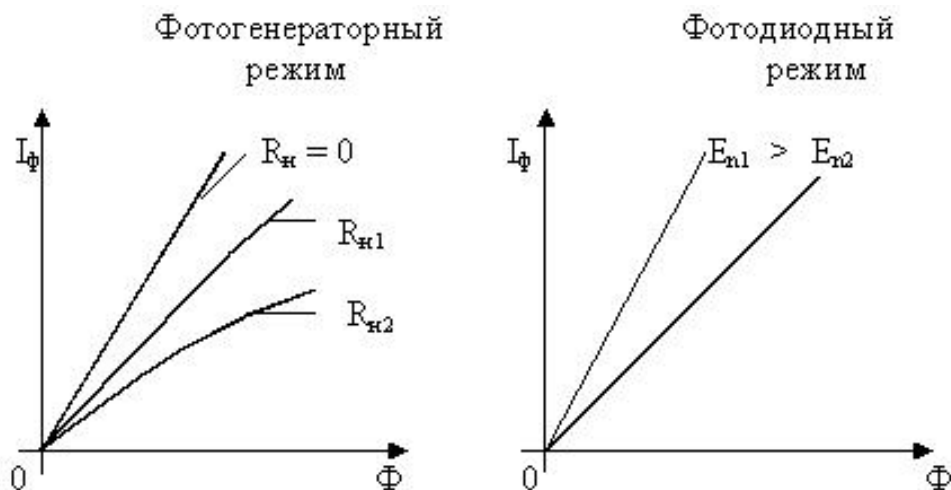


Рис. 12.8. Энергетические характеристики фотодиода

2. Спектральные характеристики фотодиода аналогичны характеристикам фоторезистора;

3. Граничная частота – частота, при которой интегральная чувствительность уменьшается в $\sqrt{2}$ раз по сравнению со статическим значением: $f_{cp} \approx 10^7$ Гц = 10 МГц. (У фоторезисторов $f_{cp} \approx (1 - 100)$ кГц).

Сейчас разработаны ФД на основе р–i–n-структур, барьеров Шоттки, лавинные ФД, предназначенные в основном для повышения быстродействия и увеличения чувствительности.

12.4. Фототранзисторы

Фототранзистор (ФТ) – транзистор (обычно биполярный), в котором управление коллекторным током осуществляется на основе внутреннего фотоэффекта. ФТ служит для преобразования световых сигналов в электрические с одновременным усилением последних. Включение ФТ во внешнюю электрическую цепь подобно включению транзистора по схеме с общим эмиттером, обычно с нулевым током базы (вывод базы отключен от внешней цепи). Такой режим характерен только для ФТ и носит название «режим с плавающей базой».

Фототранзистор (рис. 12.9) сделан так, что излучение попадает на область базы. В результате поглощения энергии в базе генерируются электронно-дырочные пары, участвующие в создании фототока. При отсутствии облучения ($\Phi = 0$) между коллектором и эмиттером течет темновой ток, т.е. обратный ток р – n-перехода.

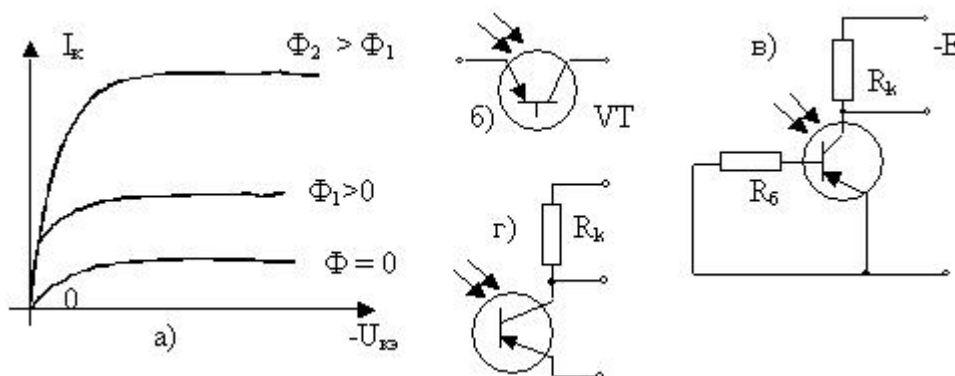


Рис. 12.9. Выходные характеристики (а), УГО (б) и схемы включения фототранзистора при наличии (в) и отсутствии (г) базового вывода

Основные характеристики и параметры фототранзистора.

1. ВАХ подобны ВАХ транзистора в схеме с ОЭ, но параметром служит не ток базы, а поток Φ (см. рис. 12.9, а);
2. Энергетические $I_\phi = f(\Phi)$ и спектральные $S(\lambda)$ характеристики подобны характеристикам ФД;
3. Коэффициент усиления по фототоку:

$$K_{y\phi} = (1 + h_{21э})$$

4. Ширина полосы пропускания – $(10^4 - 10^5)$ Гц;
5. Значение темнового тока (при $\Phi = 0$);
6. Токовая чувствительность $S_{инт} = I_\phi / \Phi$.

В качестве высокочувствительных фотоприемников используются полевые фототранзисторы, имеющие более широкую полосу пропускания ($10^6 - 10^8$) Гц. Используются также фототиристоры.

12.5. Оптроны

Оптроны – это полупроводниковые приборы, состоящие из излучателя света и фотоприемника, взаимодействующих друг с другом и помещенных в общем корпусе. Оптроны используют для оптической связи отдельных частей радиоэлектронных устройств. С помощью оптронов обеспечивается электрическая развязка между частями устройства (гальваническое разделение цепей).

В оптронах между источником излучения и фотоприемником имеется среда, выполняющая функции световода. Эта среда должна иметь большой коэффициент преломления для согласования с большим коэффициентом преломления материалов, служащих источниками света. Среда с большим коэффициентом преломления, называемые иммерсионными, – это свинцовые и селеновые стёкла с коэффициентами преломления соответственно (1,7 – 1,9) и (2,4 – 2,6).

Оптроны широко применяются в самых различных устройствах автоматики и электронной техники. Конструкции и параметры оптронов постоянно совершенствуются с целью уменьшения потребления энергии источниками излучения и расширения функциональных возможностей фотоприёмной части.

Структуры диодных оптронов с разными световодами приведены на рис. 12.10. Примеры обозначений оптронов показаны на рис. 12.11.

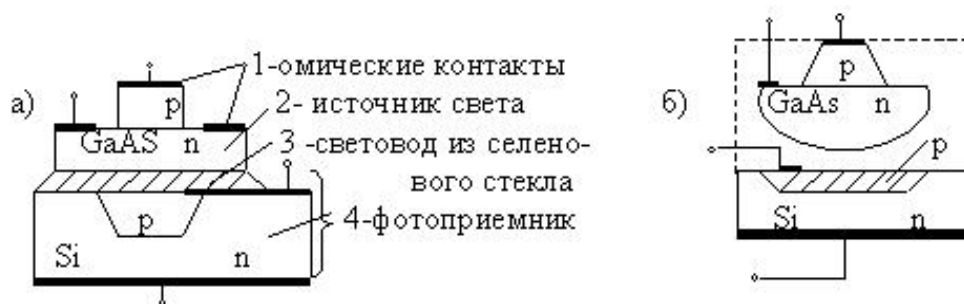


Рис. 12.10. Структура диодных оптронов со световодом из стекла (а) и вакуумным (воздушным) световодом (б)

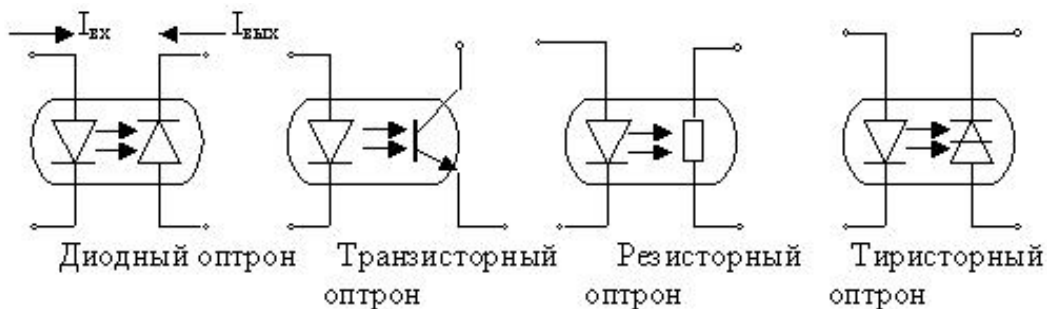


Рис. 12.11. Условные изображения оптронов разных типов

Сопротивление между входной и выходной цепями оптронов составляет $(10^{13} - 10^{15})$ Ом. Диодные, транзисторные и тиристорные оптроны используют в основном в ключевых режимах. Резисторный оптрон чаще всего применяют в усилительных устройствах. Сейчас разработаны оптроны, в которых совмещаются функции простейших оптронов и электронных преобразователей (усилителей), выполняемых на одной подложке [29] (рис. 12.12).

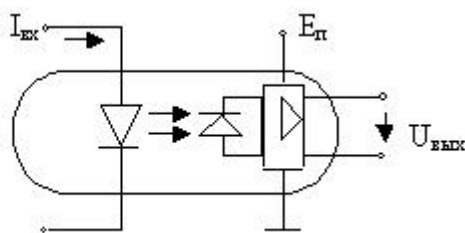


Рис. 12.12. Пример УГО оптрона с усилительным элементом на выходе

Промышленностью серийно выпускаются оптоэлектронные коммутаторы сигналов, состоящие из арсенид-галлиевого излучателя, кремниевого фотодиода и интегрального усилителя, обеспечивающего выходные уровни напряжения, достаточные для управления логическими элементами ТТЛ-серий (серии К249ЛП1, К262КП1 и др.). Входной ток оптоэлектронных коммутаторов не превышает 20 мА, ёмкость между входом и выходом – не более 5 пФ [29].

14. КРАТКАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ИНДИКАТОРОВ И ЛАЗЕРОВ

Там, где информацию требуется представить в форме, удобной для визуального восприятия часто применяются устройства, называемые *индикаторами*. Основные компоненты этих устройств – это приборы, обеспечивающие преобразование электрических сигналов в пространственное распределение яркости излучения или в распределение степени пропускания или поглощения светового излучения [9]. Из электрических сигналов в этих приборах получают видимое изображение букв, цифр, геометрических фигур, знаков, полос, мнемосхем и пр.

Устройства отображения информации создаются на основе таких активных излучательных компонентов, как:

- электронно- лучевые трубки,
- газонаполненные источники излучения,
- электролюминесцентные и накаливаемые приборы.

Широко распространены пассивные излучательные компоненты: жидкокристаллические, электрохромные, электрофоретические.

Цвет пассивных электрохромных компонентов зависит от интенсивности поля. В электрофоретических приборах под действием электрического поля перемещаются заряженные пигментные частицы.

Наиболее часто применяют знаковосинтезирующие индикаторы (ЗСИ) и электронно-лучевые трубки (ЭЛТ), дисплеи. Дисплей – это устройство отображения информации, обеспечивающее связь человека с машиной.

По виду отображаемой информации ЗСИ делятся:

- на единичные (точка, запятая, круг, квадрат);
- цифровые;
- буквенно-цифровые (+ специальные математические символы);
- шкальные (информация в виде уровней или значений величин);
- мнемонические (для изображений фрагментов мнемосхем);
- графические (графики, символы, спецзнаки).

По виду элементов и способу формирования информационного поля:

- сегментные,
- матричные.

По виду питающего напряжения:

- постоянного тока,
- переменного,
- пульсирующего.

По значению питающего напряжения:

- низковольтные (менее 5 В),
- средневольтные (менее 30 В),
- высоковольтные (более 30 В).

13.1. Вакуумные люминесцентные индикаторы (ВЛИ)

ВЛИ относятся к активным источникам излучения, преобразующим электрическую энергию в световую. Используются в микрокалькуляторах и ЭВМ, кассовых аппаратах, электронных часах и приборах. ВЛИ (см. рис. 13.1) представляет собой электронную диодную или триодную систему, в которой под воздействием электронной бомбардировки высвечиваются покрытые низковольтным катодлюминофором сегменты – аноды (рис. 13.1).

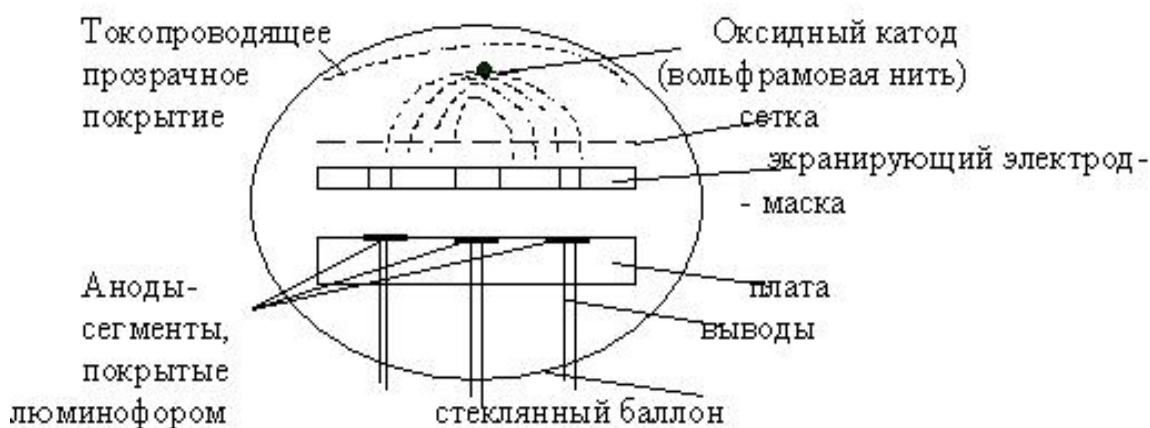


Рис. 13.1. Конструктивная схема электровакуумного люминесцентного накаливаемого индикатора (поперечный разрез)

Низковольтная вакуумная *катодная люминесценция* носит рекомбинационный характер: люминофор бомбардируется электронами, что приводит к нарушению его термодинамического равновесия. Появляются активные электроны и дырки, которые рекомбинируют между собой, излучая фотоны. Низковольтная катодолюминесценция возникает при небольших ускоряющих напряжениях, приложенных между анодом и катодом (единицы – десятки Вольт).

ВЛИ выпускаются одноразрядные и многоразрядные, в цилиндрических и плоских баллонах, с различными размерами знаков:

– типа ИВ, ИВЛ (люминесцентные), например, ИВ27 имеет 24 вывода, яркость 500 кд/м^2 (для сравнения – цветной кинескоп – 300 кд/м^2),

– шкальные – ИВЛШ,

– со встроенным управлением – ИВЛШУ,

– матричные – ИВЛМ,

– одноцветные и многоцветные индикаторы типа ИЛТ (бытовые).

Формирование изображения на информационном поле ВЛИ осуществляется статическим или мультиплексным (динамическим) способами. Статический способ – возбуждающие сигналы подаются на аноды – сегменты и изображение знака формируется одновременно. При динамическом способе возбуждающие сигналы подаются в определенной последовательности с заданной частотой, создавая эффект непрерывного свечения. Частота должна быть не ниже 50 Гц во избежание мелькания изображения.

13.2. Электролюминесцентные индикаторы (ЭЛИ)

ЭЛИ предназначены для отображения различной информации в системах управления и контроля. В них также используется явление люминесценции, заключающееся в том, что некоторые вещества способны излучать свет под действием электрического поля. ЭЛИ в простейшем случае (рис. 13.2) представляет собой плоский конденсатор с диэлектриком – слоем органической смолы с люминесцентным порошком на основе сульфида или селенида цинка (ZnS , ZnSe). Добав-

ление активаторов обеспечивает цвет свечения: зеленый, голубой, желтый, красный, белый).

Принцип действия индикатора: переменное напряжение прикладывается к токопроводящим пластинам, под действием созданного электрического поля в слое люминофора возникает свечение. Электрод 4 (металлический) имеет форму букв или цифр или сегментов для получения синтезируемых знаков или геометрических фигур. Электрод 2 – оксид олова – сплошной и прозрачный. Наиболее распространены буквенно-цифровые сегментные индикаторы (для изображения цифр используются 7 – 9 сегментов, 19 сегментов используются для изображения всех букв русского и латинского алфавита).



Рис. 13.2. Структура электролюминесцентного индикатора

ЭЛИ делают обычно с пластмассовым корпусом, питание осуществляется переменным напряжением частотой 400 – 1200 Гц. Линейные размеры могут быть от единиц до десятков мм. Потребление – от долей мА до десятков мА. Срок службы – несколько тысяч часов. Яркость изображения – хорошая. Недостаток – сложная система управления.

13.3. Жидкокристаллические индикаторы (ЖКИ)

ЖКИ – это пассивные приборы, в основу работы которых положено свойство некоторых веществ изменять свои оптические показатели (коэффициенты отражения, преломления, поглощения) под влиянием внешнего электрического поля. При этом вследствие модуляции падающего света изменяется цвет участков, к которым приложено электрическое поле, и на поверхности вещества появляется рисунок определенной конфигурации. Жидкокристаллическим (меза-

морфным) называется термодинамически устойчивое состояние, при котором вещество сохраняет анизотропию (неодинаковость) физических свойств, присущую твердым кристаллам, и текучесть, характерную для жидкостей (производные бензола, стероидов и других соединений). Характерная особенность жидких кристаллов (ЖК) – молекулы имеют сравнительно большую длину и относительно малую ширину. ЖК – диэлектрики, имеющие удельное сопротивление $R_{уд.} = 10^6 - 10^{10}$ Ом*см. Плотность ЖК близка к плотности воды. Конструктивная схема элемента ЖКИ показана на рис. 13.3.

В ЖК используются три основных электрооптических эффекта:

- эффект, связанный с движением молекул вещества – динамическое рассеяние (ДР);
- эффект, связанный с поворотом молекул: твист-эффект (ТЭ);
- эффект гость – хозяин (Г - Х).

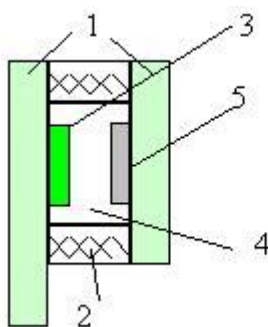


Рис. 13.3. Конструктивная схема элемента ЖКИ:

- 1 – стеклянные пластины; 2 – клеяющее соединение;
- 3 – передний прозрачный электрод (например, двуокись олова);
- 4 – ЖК; 5 – задний отражающий или прозрачный электрод

ЖКИ могут быть двух классов – работающие на просвет и работающие на отражение. Отражающие не требуют специальной подсветки. Работающие на просвет предполагают наличие дополнительного освещения.

В зависимости от вида используемого электрооптического эффекта технология изготовления ЖКИ различна. Например, в ЖКИ, работающих на эффекте ДР с отражением, на поверхности проводящих слоев наносится тонкое химически инертное прозрачное покрытие.

В ЖКИ, использующих отражение и твист-эффект (ТЭ), помимо стеклянных пластин имеются поляризаторы, внутренние поверхности пластин полируются.

В индикаторах Г-Х один слой (хозяин) взаимодействует с молекулами другого слоя (гостя). Слой ЖК-хозяина за счет поглощения световой энергии при отсутствии электрического поля приобретает окраску гостя, а под действием электрического поля – обесцвечивается. Есть и такие, что под действием электрического поля окрашиваются. Эти цветовые различия хорошо воспринимаются в условиях высокой освещенности. ЖКИ, работающие в условиях низкой освещенности (менее 35 Кд/м^2), работают с подсветкой. Для подсветки используют миниатюрные лампы накаливания.

Достоинством ЖКИ является малое потребление:

- на эффекте ДР – $(5 - 10) \text{ мкВт/см}^2$;
- на эффекте ТЭ – не более 20 мкВт/см^2 .

ЖКИ хорошо совместимы с КМОП микросхемами. Рабочие напряжения ЖКИ ДР не более 20 В, а на ТЭ – 5 В. Срок службы ЖКИ при эксплуатации достигает 40 тысяч часов (на переменном токе). Недостаток – низкое быстродействие (особенно при пониженных температурах) и зависимость параметров от температуры окружающей среды.

Управление ЖКИ обычно осуществляется сигналами переменного тока, т.к. долговечность ЖКИ, работающих на постоянном токе, оказывается на порядок ниже. Часто используют так называемый фазовый метод управления, при котором на общий электрод на задней поверхности и электроды на передней поверхности подаются прямоугольные импульсы, сдвинутые на 180° при возбуждении, и без сдвига – при отсутствии возбуждения.

13.4. Полупроводниковые знаковосинтезирующие индикаторы (ППЗСИ)

ППЗСИ – это низковольтные приборы, основу которых составляет полупроводниковый диод, в р – n-переходе которого в результате рекомбинации электронов и дырок при их инжекции генерируется

световое излучение. ППЗСИ удобно совмещаются с уровнями токов микросхем. Приборы имеют достаточно хороший уровень яркости, однако обладают относительно высокими уровнями рабочих токов.

Основные материалы для изготовления ППЗСИ – твердые растворы GaAs – арсенид галлия и GaP – фосфид галлия. Пример: единичные ППЗСИ – светодиоды АЛ 102, АЛ 307, структуры которых показаны на рис. 13.4.



Рис. 13.4. Структурные схемы единичных ППЗСИ

Многоэлементные ППЗСИ

Выпускаются несколько сотен типов. Они различаются числом элементов, размерами, конфигурацией, цветом свечения, конструкцией. По числу элементов и их взаимному расположению в пределах поля одного разряда различают четыре типа знаковых индикаторов:

1. Семисегментный – может быть цифровой, буквенно-цифровой;
2. Девятисегментный – для изображения цифр и набора букв русского и латинского алфавита;
3. 35 сегментный матричный – универсальный, позволяет изменять начертания отдельных символов;
4. Пятисегментный – дополнение к девятисегментному, предназначен для изображения символов полярности и переполнения в цифровых устройствах. Пример цифрового индикатора, в котором каждый элемент – светодиод, показан на рис. 13.5.

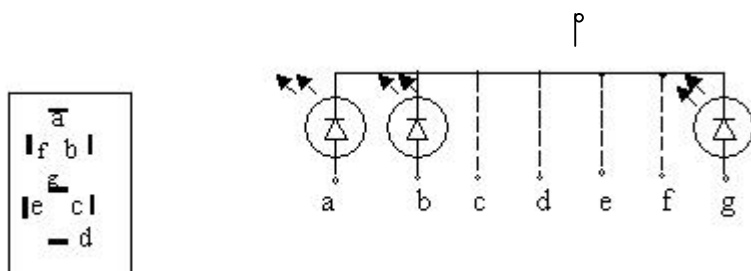


Рис. 13.5. Вид и схема одноразрядного семисегментного индикатора

13.5. Дисплеи

Дисплей – это оконечное устройство информационных систем, служащее для визуального отображения информации и связи человека с вычислительным устройством (может быть в наручных часах, калькуляторах и т. п.).

Все дисплеи можно разделить на два класса: излучающие свет и модулирующие свет. Светоизлучающий дисплей должен давать свечение достаточной яркости, особенно, если дисплей используется при дневном освещении. Важен цвет свечения: человеческий глаз наиболее чувствителен к желтому и желто-зеленому цвету. Изображение должно быть контрастным. Контраст – это отношение максимальной яркости к минимальной. Учитывая, что человеческий глаз не различает изменения, происходящие быстрее, чем за 0,1 с, от дисплеев не требуется большое быстродействие. Разрешающая способность дисплея оценивается минимальным размером наблюдаемого элемента. Это может быть квадрат со стороной не менее 50 мкм. У многих дисплеев этот элемент больше и зависит от яркости и расстояния до наблюдателя.

Многие дисплеи обладают памятью, т.е. способностью сохранять изображение после снятия питания или с малым потреблением. Основные типы светоизлучающих дисплеев:

- а) электронно-лучевые устройства, (электронно-лучевые трубки);
- б) дисплеи на СИД (светоизлучающих диодах) обычно имеют размер несколько сантиметров и низкое напряжение питания (5В);
- в) дисплеи на газоразрядных элементах (плазменные), имеют два взаимно-перпендикулярные системы электродов в виде проводящих полос. Между электродами – ячейки с инертным газом (неон, ксенон или смесь). На этом принципе делаются газоразрядные индикаторные панели (ГИП). ГИП могут иметь, например, 512 горизонтальных и 512 вертикальных полос. Разрешающая способность (2 – 3) линии на 1 мм. Неон дает оранжевое свечение. С люминофором на электро-

дах можно получить другой цвет. Питание ГИП возможно постоянным или переменным током;

г) электролюминисцентные дисплеи составлены из ЭЛИ.

Основные типы светомодулирующих дисплеев:


– жидкокристаллический (ЖКД) имеет малую мощность, низкую стоимость. Может быть малого (в часах) и большого (в ноутбуках) размера;

– электрохромные (ЭХД) – основаны на использовании электрохромного эффекта, состоящего в том, что некоторые вещества под действием электрического поля или при прохождении тока меняют свой цвет. Например, WO_3 – триоксид вольфрама. Его пленка под напряжением приобретает синий цвет. Требуемое напряжение (0,5 – 1,5) В. При перемене полярности напряжения пленка приобретает исходный цвет. Недостаток – невысокое быстродействие, небольшой срок службы;

– электрофорезные дисплеи (ЭФД) используют явление электрофореза: под действием электрического поля в жидкости перемещаются взвешенные частицы (пигмент в окрашенной жидкости), притягиваются к электродам, образуя знаки, по цвету резко отличающиеся от цвета жидкости. Напряжение для ЭФД составляет десятки Вольт. Срок службы – десятки тысяч часов, быстродействие – низкое.

13.6. Лазеры

Принцип действия лазера основан на использовании синхронного и синфазного излучения атомов, т.е. когерентного излучения.

Идея высказана советским учёным В.А. Фабрикантом в 1939 году. Пусть есть цепочка атомов, вытянутых в одну линию, . Если эти атомы находятся в возбужденном состоянии, то фотон (внешний), ударив в крайний атом, вызовет излучение нового фотона, тот будет вызывать еще один и т.д. Световой поток увеличивается во много раз, теоретически до $\approx 10^{20}$ раз. Образуется огромное количество фотонов, имеющих одинаковую энергию и одинаковое направление движения, т. е. получается *когерентное излучение*.

Реально не все атомы могут быть возбуждены, поэтому могут поглощать энергию фотона и уменьшают усиление света.

Если число невозбужденных атомов равно числу возбужденных, никакого усиления излучения не будет. Чтобы произошло усиление

когерентного излучения, необходимо в большинстве атомов «переселить» электроны на более высокие энергетические уровни (на удаленные от ядра орбиты) и сохранять это состояние достаточное время. С этой целью к данному веществу, называемому активной средой (рабочим веществом), нужно подводить каким-то образом энергию, вызывающую возбуждение атомов. Этот процесс называется накачкой.

Работу лазера (оптического квантового генератора) можно пояснить следующим образом (рис. 13.6):



Рис. 13.6. Иллюстрация работы лазерного излучателя

В пространстве, заполненном активной средой, между двумя плоскими зеркалами, одно из которых (2) – полупрозрачное, движется поток излучаемых фотонов от зеркала 1 к зеркалу 2. Большая часть этого потока излучается через зеркало 2 во внешнюю среду в виде когерентного луча, а небольшая часть движется обратно, увеличиваясь по пути, затем отражается от зеркала 1, вновь движется к зеркалу 2, частично отражается и т.д.

Для поддержания атомов в возбужденном состоянии служит внешний источник энергии, осуществляющий накачку.

Основные свойства лазерного излучения

1. Весьма малая расходимость луча (т.к. это поток параллельно летящих фотонов) – тысячные доли градуса.

2. Лазерное излучение с помощью собирающих линз и зеркал можно сфокусировать в точку диаметром 0,5 мкм. (Если такой луч послать к Луне, то он высветит пятно диаметром 30 м).

3. Высокая монохроматичность, т.е. практически излучение идет на одной единственной частоте и имеет единственную длину волны. Полоса, которую занимает когерентное излучение лазера, составляет $\approx 10^{-3}$ Гц.

4. Можно в широких пределах управлять длительностью излучения (от длительных до сверхкоротких вспышек – 10^{-15} с). При этом мощность излучения оказывается очень большой, что приводит к тому, что вещества могут изменять свои свойства под действием лазерного излучения. Интенсивность такого излучения высока (при фокусировке – до 10^{20} Вт/см²), напряженность электрического поля в луче достигает 10^{11} В/см. Под действием такого поля многие вещества подвержены ионизации атомов и расщепляются на электроны и положительные ионы.

Типы лазеров [51]

1) Жидкостные лазеры, имеющие в качестве активной среды растворы органических красителей. Длина волны излучения $\lambda = 0,3 - 1,3$ мкм (от ультрафиолетового до инфракрасного излучения);

2) Газовые лазеры, в которых под действием накачки происходит диссоциация молекул газа и их возбуждение. Распространены CO₂-лазеры, которые могут иметь мощность до 10 кВт, $\lambda \approx 10$ мкм, $\eta \approx 40\%$. Имеется несколько разновидностей газовых лазеров:

а) фотодиссационные;

б) газоразрядные, имеющие в качестве активной среды разреженный газ, накачка в них осуществляется тлеющим разрядом (аргоновые, ионные лазеры);

в) лазеры на атомных переходах: $\lambda = (0,4 - 100)$ мкм. (Гелиево-неоновые лазеры, накачка осуществляется тлеющим разрядом переменным напряжением $U = 1000$ В);

г) молекулярные лазеры $\lambda = (0,2 - 50)$ мкм:

- разновидность – газодинамический CO₂-лазер, позволяет получить большую мощность (до 100 кВт);

- эксимерные лазеры – накачка быстрыми электронами, среда – инертный газ, $\lambda = 0,126$ мкм (наиболее короткая волна излучения);

3) химические лазеры – возбуждение за счет химических реакций;

4) полупроводниковые лазеры (твердотельные).

В твердотельных лазерах когерентное излучение получается при переходе электронов с нижнего уровня зоны проводимости на верхний уровень валентной зоны. Существует два типа таких лазеров:

1-й тип имеет пластину безпримесного полупроводника, в котором накачка производится пучком быстрых электронов с энергией (50 – 100) кЭВ, либо делается оптическая накачка. К таким полупроводникам относятся GaAs (арсенид галлия), CdS (сульфид кадмия), CdSe (селенид кадмия). Накачка электронным пучком вызывает сильный нагрев, поэтому требуется интенсивное охлаждение (до 80 °К). Накачка может быть поперечная либо продольная, последняя позволяет лучше обеспечить охлаждение кристалла полупроводника.

2-й тип – инжекционный лазер, представляющий собой кристалл с особым p – n-переходом (рис. 13.7).

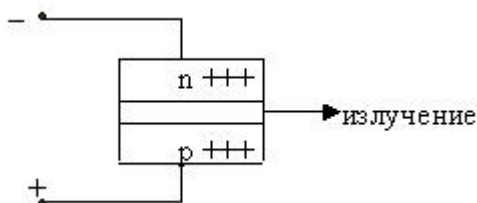


Рис. 13.7. Упрощенная структура твердотельного инжекционного лазера

Полупроводник имеет высокую концентрацию примесей ($10^{18} - 10^{19}$) /см³ (вырожденный полупроводник). Грани, перпендикулярные плоскости p – n-перехода отполированы и служат зеркалами оптического резонатора.

На переход подается прямое смещение, происходит активная рекомбинация носителей (GaAs), генерируется излучение с длиной волны $\lambda = 0,8 - 0,9$ мкм и коэффициентом полезного действия $\eta = (50 - 60)\%$. Такой лазер размером 1 мм дает мощность излучения до 10 мВт (в импульсе до 100 Вт).

Применение лазерного излучения

В настоящее время область применения лазерного излучения стремительно расширяется. Быстро развивается нелинейная оптика – область физики, изучающая взаимодействие лазерного излучения с различными веществами

Лазерный луч может проникать через вещества, непрозрачные для обычного света. Может наблюдаться изменение частоты (генерация гармоник) при прохождении лазерного луча через некоторые вещества. При этом достигается КПД около 100 %. Лазерное излучение способно управлять движением атомов. Взаимодействие лазерного луча с атомами вещества вызывает появление в спектре этого вещества новых линий, по которым можно судить о новых свойствах этого вещества (нелинейная лазерная спектроскопия).

Важнейшая область применения – связь. Высокая направленность и огромный частотный диапазон позволяют разместить в узком диапазоне большое число передач. В космосе лазерный луч позволяет осуществить связь на огромные расстояния. На земле высококачественная связь лазерным лучом осуществляется по оптоволоконным линиям (световодам). В густом тумане лазерный луч позволяет использовать связь на расстоянии сотен метров.

Лазерное излучение используется в локаторах, в геодезических измерениях, при обработке твердых материалов, в качественных видео и звукозаписях, в медицине (лазерный скальпель), в биологии – для изучения процессов фотосинтеза и т.п. Лазеры, использующие излучение СВЧ-диапазона (сантиметровые и миллиметровые волны), называют мазерами [51].

ЧАСТЬ 3. ОСНОВЫ АНАЛОГОВОЙ СХЕМОТЕХНИКИ ЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

14. ЭЛЕКТРОННЫЕ УСИЛИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

14.1. Общие сведения об усилителях электрических сигналов

Усилителем называется устройство, способное путем затраты небольшого количества энергии управлять потоком гораздо большей энергии, получаемой от какого-либо источника [44]. Если управляющая и управляемая величины (энергия) являются электрическими, усилитель называют усилителем электрических сигналов.

Классификация (рис. 14.1) чаще всего делается по диапазону частот усиливаемых сигналов, называемому полосой пропускания. С этой точки зрения считается, что, например, усилитель постоянного тока (УПТ) имеет полосу пропускания $\Delta f = (0 - 10^6)$ Гц, усилитель звуковых частот (УЗЧ) – $(20 - 20 \cdot 10^3)$ Гц, широкополосный усилитель – $(20 - 100 \cdot 10^6)$ Гц.



Рис. 14.1. Примерная классификация усилителей электрических сигналов

Усилители с линейным режимом работы предназначены для получения выходного сигнала, близкого по форме к входному, т.е. мгновенные значения выходного электрического сигнала должны

быть пропорциональны мгновенным значениям входного сигнала (чаще всего это синусоидальные сигналы).

Простейшую часть усилительного устройства часто называют усилительным каскадом, а цепь, в которую включен каскад, трактом (рис. 14.2).

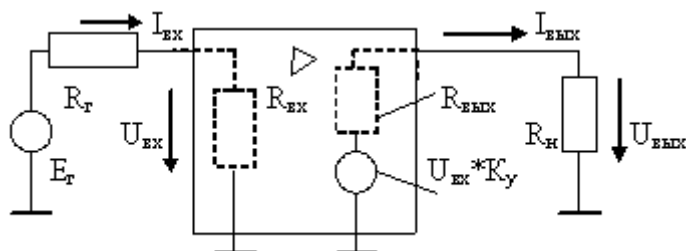


Рис. 14.2. Структурная схема включения каскада в усилительный тракт

В усилителях с нелинейным режимом работы мгновенные значения входного и выходного сигналов не пропорциональны. К ним относятся усилители – ограничители, нелинейные импульсные усилители, ключевые схемы.

В зависимости от характера нагрузки и назначения различают усилители напряжения (УН), усилители тока (УТ), усилители мощности (УМ), однако в конечном итоге в усилителях преобразуется (усиливается) мощность.

Как правило, схема состоит из нескольких ступеней, называемых, как отмечалось выше, усилительными каскадами, каждый из которых выполняет свою функцию (рис. 14.3). Различают каскады входные (предварительного усиления), промежуточные, выходные.

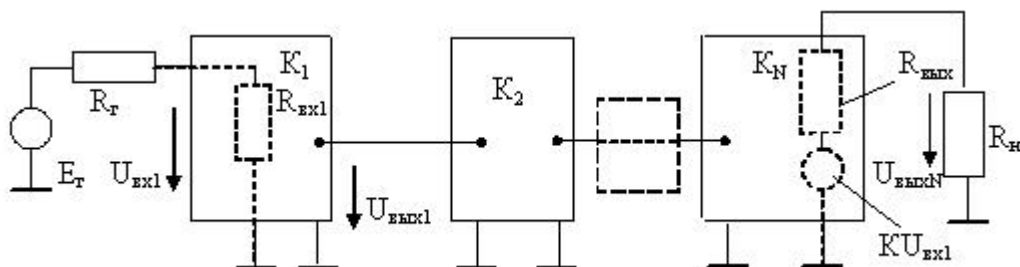


Рис. 14.3. Каскадное соединение усилительных каскадов

Первый каскад – входной, осуществляет согласование усилителя с источником входного сигнала E_2 , имеющим внутреннее сопротивление R_{Γ} . Согласование – это приведение в соответствие возможностей источника и параметров нагрузки. Каскад имеет входное сопротивление R_{ex1} и коэффициент усиления K_1 . Нагрузкой первого каскада служит входное сопротивление второго каскада и т.д.

Промежуточные каскады обеспечивают усиление полезного сигнала до величины, необходимой для выходного каскада. Выходной каскад обеспечивает передачу требуемого тока, напряжения или мощности в нагрузку R_n . Если соединение каскадов осуществлено так, что пропускается и постоянная и переменная составляющие сигнала, усилитель называется усилителем с непосредственной (гальванической) связью. Примером может быть усилитель постоянного тока (УПТ). Если связь осуществлена так, что постоянная составляющая не пропускается на выход, то такие усилители называются усилителями переменного тока. Межкаскадные связи могут быть осуществлены через RC-цепи, трансформаторы, через колебательный контур. Со стороны входных зажимов усилитель характеризуется входным сопротивлением $R_{ex} = \partial U_{ex} / \partial I_{ex}$.

Величина R_{ex} различна в различных режимах, поэтому для источников входного сигнала возможны следующие режимы:

1) режим холостого хода (х.х.), когда $R_2 \ll R_{ex}$ (Это наблюдается в усилителях на электронных лампах и полевых транзисторах);

2) режим короткого замыкания (к.з.), когда $R_2 \gg R_{ex}$ (может быть создан в усилителях на биполярных транзисторах);

3) согласованный режим, когда $R_2 = R_{ex}$. Его обеспечивают в усилителях мощности, так как в этом случае происходит наибольшая передача мощности [50].

Со стороны выходных зажимов усилитель (или любой каскад) можно представить зависимым источником напряжения $E = K \cdot U_{ex}$ и выходным сопротивлением $R_{вых}$. $R_{вых}$ может быть различно, поэтому в выходной цепи также различают три режима:

а) х.х.-вых, когда $R_{вых} \ll R_n$;

б) к.з.-вых, когда $R_{вых} \gg R_n$;

в) Согласованный, когда $R_{вых} = R_n$, где R_n – сопротивление нагрузки.

14.2. Основные параметры и характеристики усилителей

1. Коэффициент усиления (передачи, преобразования) по напряжению:

$K_U = U_{\text{вых}} / U_{\text{вх}}$, где $U_{\text{вых}}$, $U_{\text{вх}}$ – амплитудные значения переменных напряжений (выходного и входного).

Часто определяют коэффициент усиления как $K = U_{\text{вых}} / E_2$. При последовательном соединении каскадов (рис. 14.3) общий коэффициент усиления определяется произведением коэффициентов усиления каскадов:

$$K_U = U_{\text{вых}N} / U_{\text{вх}1} = (U_{\text{вых}1} / U_{\text{вх}1}) \cdot (U_{\text{вых}2} / U_{\text{вых}1}) \cdot \dots \cdot (U_{\text{вых}N} / U_{\text{вых}N-1}) = K_{U1} \cdot K_{U2} \cdot \dots \cdot K_{UN}. \quad (14.1)$$

Обычно коэффициент усиления усилителя оценивается в децибелах (дБ)

$$K_{U,\text{дБ}} = 20 \lg U_{\text{вых}} / U_{\text{вх}} = 20 \lg K_U.$$

Соответствие значений коэффициентов в относительных единицах (о.е.) и в децибелах показано в табл. 14.1.

Таблица 14.1

Коэффициенты в относительных единицах (о.е.) и в децибелах

K_U о.е.	$2^{0,5}$	2	3,16	10	31,6	10^2	10^3	10^4	10^5	1,258
K_U дБ	3	6	10	20	30	40	60	80	100	2

Выражение K_U в дБ позволяет определять результирующий K_U для нескольких последовательно соединенных каскадов сложением коэффициентов, а не умножением их.

2. Коэффициент усиления по току:

$$K_i = I_{\text{вых}} / I_{\text{вх}} \quad \text{или} \quad K_{i,\text{дБ}} = 20 \lg K_i \quad (14.2)$$

Коэффициенты усиления по току и напряжению, как правило, величины комплексные, зависящие от частоты – $K(j\omega)$ или \bar{K} .

3. Мощность на выходе (выходная мощность) – $P_{вых}$.

4. Коэффициент усиления по мощности:

$$K_p = P_{вых} / P_{вх} \text{ или } K_{p,дБ} = 10 \lg (P_{вых} / P_{вх}) = 10 \lg K_p \quad (14.3)$$

Множитель 10 взят потому, что дециБел = 1/10 Бел, а Бел – десятичный логарифм отношения мощностей выхода и входа.

5. Коэффициент преобразования (передачи) – более общее понятие, частным случаем которого является коэффициент усиления – это отношение величины выходного сигнала к величине входного, например:

$S = I_{вых} / U_{вх}$ – коэффициент преобразования напряжения $U_{вх}$ в ток $I_{вых}$;

$W = P_{вых} / I_{вх}$ – коэффициент преобразования тока в мощность.

6. Динамический диапазон усиления:

$D = U_{вх \max} / U_{вх \min}$; $D_{дБ} = 20 \lg D$ – это отношение наибольшего допустимого входного напряжения к его наименьшему значению:

$U_{вх \max}$ – ограничено сверху возникновением искажений на выходе;

$U_{вх \min}$ – ограничено снизу уровнем собственных шумов, когда уже невозможно различить шум и полезный сигнал.

7. КПД – это отношение выходной мощности, отдаваемой усилителем в нагрузку, к общей мощности, потребляемой от источника питания.

$\eta = P_{вых} / P_0$; η – характеризует энергетические показатели усилителя.

8. Напряжение шумов и помех усилителя.

Наличие шумов на выходе усилителя при отсутствии входного сигнала объясняется несколькими причинами:

- беспорядочными электрическими колебаниями (флуктуациями) напряжения, возникающими в резисторах вследствие неоднородности путей прохождения тока, так как в сечении резистора в каждый момент времени проходит неодинаковое число электронов из-за воздействия температуры – это тепловой шум сопротивлений;

- шумами транзисторов, также обусловленными тепловым действием и неоднородностями структуры;

- шумы, создаваемые за счет пульсаций напряжения источников питания.

Шумовые свойства оценивают коэффициентом шума:

$$F = (P_{вых} / P_{ш.вых}) / (P_{уст} / P_{ш.уст}) = (P_{вых} / P_{уст}) * (P_{ш.уст} / P_{ш.вых}) \quad (14.4)$$

Ввиду того, что коэффициенты усиления – величины комплексные, важнейшими характеристиками усилителей являются: амплитудные (рис. 14.4), амплитудно-частотные (АЧХ), фазочастотные (ФЧХ), амплитудно-фазочастотные (АФЧХ) характеристики.

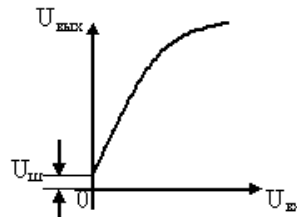


Рис. 14.4. Амплитудная характеристика усилителя ($U_{ш}$ – напряжение шума)

9. Амплитудная характеристика – это зависимость амплитудного значения напряжения 1-й гармоники выходного напряжения от амплитуды синусоидального входного напряжения.

10. АЧХ – это зависимость модуля комплексного коэффициента усиления \bar{K} от частоты f входного сигнала (рис. 14.5, а)

$$f_0 = \sqrt{f_n \cdot f_v}; \bar{K} = K e^{j\varphi}$$

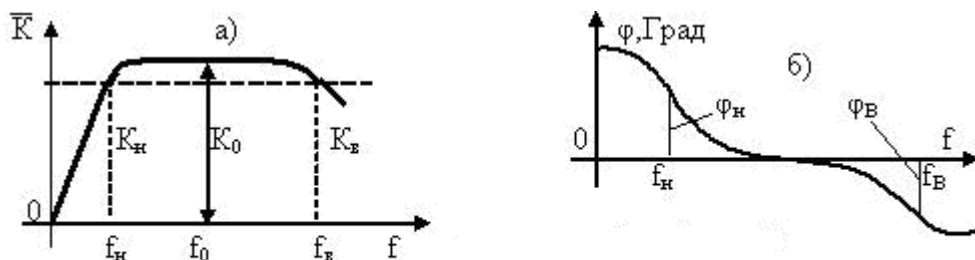


Рис. 14.5. АЧХ и ФЧХ усилителя переменного тока

11. ФЧХ – зависимость угла сдвига фазы φ между выходным и входным напряжениями от частоты f (рис. 14.5, б).

На рис. 14.5 обозначено: K_0 – коэффициент усиления на средней частоте f_0 ;

K_n, K_v – коэффициенты усиления на нижней (f_n) и верхней (f_v) границе полосы пропускания усилителя; φ_n, φ_v – фазовый сдвиг, соответственно на нижней и верхней частотной границе.

12. АФЧХ – это построенная на комплексной плоскости зависимость модуля коэффициента усиления $|K|$ и угла сдвига фазы между входным и выходным напряжениями от частоты. АФЧХ объединяет АЧХ и ФЧХ.

АФЧХ представляет собой годограф вектора \bar{K} на комплексной плоскости, длина которого соответствует модулю коэффициента усиления на данной частоте, а угол поворота относительно оси действительных чисел соответствует сдвигу фаз между входным и выходным сигналами (рис. 14.6).

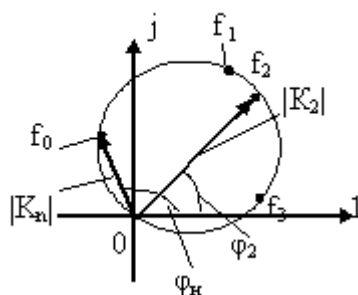


Рис. 14.6. АФЧХ усилителя переменного тока

Свойства усилителей по быстродействию характеризуются переходной характеристикой (ПХ).

13. ПХ – это зависимость от времени выходного напряжения усилителя, на вход которого подан мгновенный скачок напряжения $U_{вх}(t)$ (рис.14.7).

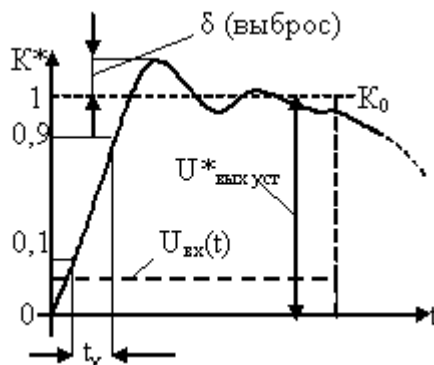


Рис. 14.7. Переходная характеристика усилителя

Выброс δ (неравномерность АЧХ) – это величина максимального превышения над установившимся значением, t_y – время установления от уровня $0,1 U_{вых\ уст}$ до уровня $0,9 U_{вых\ уст}$. K – относительный коэффициент усиления (за 1 принята величина K_0). $K^* = U_{вых} / U_{вых\ уст}$.

14. Рабочий диапазон частот (полоса пропускания) – полоса частот от низшей f_n до высшей f_b , в пределах которой $K(j\omega)$ не выходит за пределы заданных допусков. Часто рабочий диапазон частот определяют на уровне, меньшем максимального на 3 дБ, при этом K_U уменьшается на границах этого диапазона в $\sqrt{2}$ раз.

15. Коэффициент частотных искажений. Частотные искажения обусловлены отклонением частотных характеристик от идеальных и приводят к искажениям формы сигналов. Коэффициенты частотных искажений M_n , M_b показывают уменьшение модуля коэффициента усиления относительно его среднего значения в области низких и высоких частот:

$$M_n = K_0 / K_n; \quad M_b = K_0 / K_b. \quad (14.6)$$

$$M_{n,дБ} = 20 \lg K_0 / K_n; \quad M_{b,дБ} = 20 \lg K_0 / K_b,$$

где K_0 , K_n , K_b – коэффициенты (модули) усиления на средних, низких и высоких частотах. K_0 обычно определяют для частоты $f_0 = \sqrt{f_n \cdot f_b}$.

Неравномерность АЧХ (выраженное в % максимальное отклонение коэффициента усиления в заданной полосе частот от заданного значения) также характеризует частотные свойства усилителя:

$$\delta(\%) = (\Delta K_{max} / K_0) \cdot 100\%.$$

16. Фазовые искажения обусловлены отличием ФЧХ от идеальной и вызываются неодинаковым сдвигом по фазе отдельных гармонических составляющих спектра сигнала сложной формы. Фазовые искажения возникают из-за наличия в схемах усилителей реактивных (ёмкостных, индуктивных) сопротивлений элементов схемы и инерционности полупроводниковых приборов. Существуют теоретические условия усиления (передачи) сигнала без искажения его формы [44].

Пусть входной сигнал есть сумма m гармонических составляющих,

$$U_{вх} = \sum_{n=1}^m U_{n\ max} \sin(n\omega t + \psi_n),$$

где n – номер гармоники, $\omega = 2\pi f$ – угловая частота,

ψ_n – начальный фазовый сдвиг n -й гармоники.

Если усилитель одинаково усиливает амплитуды гармоник с коэффициентом K на частоте n -й гармоники, вносит фазовый сдвиг, зависящий от частоты гармонической составляющей, $\varphi_n = n\omega\tau$, где τ – время сдвига, причём $\tau = \text{Const}$, то

$$U_{\text{вых}} = K * \sum_{n=1}^m U_{n \text{ max}} \text{Sin} [n\omega(t + \tau) + \psi_n]. \quad (14.7)$$

Отсюда следует, что входное и выходное напряжения отличаются лишь временем сдвига τ , а форма их сохраняется неизменной.

Таким образом, форма сигнала не искажается, если фазовый сдвиг, вносимый усилителем, изменяется прямо пропорционально частоте. Идеальной ФЧХ является прямая, проходящая под углом к горизонтальной оси (рис. 14.8).

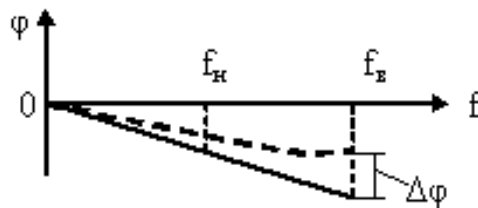


Рис. 14.8. Отклонение реальной ФЧХ (показана пунктиром) от идеальной

Мерой фазовых искажений является разность ординат действительной и идеальной ФЧХ – $\Delta\varphi$. Частотные и фазовые искажения относятся к линейным искажениям.

17. Наряду с линейными искажениями в усилительных устройствах присутствуют и нелинейные искажения, обусловленные нелинейностью амплитудной характеристики усилителя. Их оценивают либо коэффициентом нелинейных искажений $K_{ни}$, либо коэффициентом гармоник K_2 .

$$K_{ни} = \sqrt{\frac{p_2 + p_3 + \dots + p_n}{p_1 + p_2 + p_3 + \dots + p_n}}$$

В обоих случаях в числителе подкоренного выражения стоит сумма мощностей

(14.8)

$$K_2 = \sqrt{\frac{p_2 + p_3 + \dots + p_n}{p_1}}$$

гармоник с порядком, большим единицы. p_1 – мощность гармоники первого порядка;

p_n – мощность n -й гармонической составляющей выходного сигнала

14.3. Усилительные каскады на биполярных транзисторах

Принципы построения и действия различных каскадов поясним на примере структурной схемы для усилительного каскада, построенного на каком-либо усилительном элементе (УЭ) (рис. 14.9).

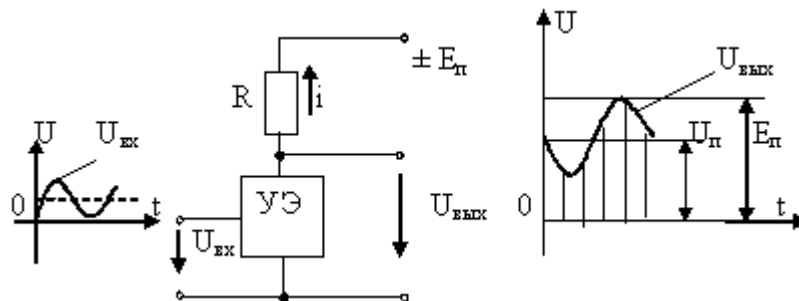


Рис. 14.9. Структурная схема усилительного каскада и осциллограммы сигналов на его входе и выходе

Основным элементом каскада является управляемый (усилительный) элемент УЭ. Это может быть, в частности, биполярный или полевой транзистор. Резистор R ограничивает ток источника питания E_n . Усиливаемый входной сигнал $U_{вх}$ подается на вход УЭ. Выходной сигнал снимается с выхода УЭ или резистора R . Выходной сигнал $U_{вых}$ создается в результате изменения сопротивления УЭ, т.е. в результате изменения тока i в выходной цепи под воздействием $U_{вх}$. Процесс усиления основывается на преобразовании энергии источника постоянного напряжения E_n в энергию переменного напряжения в выходной цепи за счет изменения внутреннего сопротивления УЭ по закону, задаваемому входным сигналом. Переменный ток и напряжение выходной цепи (пропорциональные току и напряжению входной цепи), следует рассматривать как переменные составляющие суммарного тока и напряжения, состоящего из постоянной и переменной составляющих. Таким образом, для обеспечения работы уси-

лительного каскада при переменном входном сигнале в его выходной цепи должны быть созданы постоянные составляющие тока I_n и напряжения U_n . Эти составляющие определяют режим покоя усилительного каскада. Параметры покоя по входной и выходной цепи характеризуют статический режим схемы при отсутствии входного сигнала. Если усилительный элемент – транзистор, то параметры усилительного каскада зависят от способа включения транзистора, выполняющего роль управляемого элемента. Для биполярных транзисторов различают три вида каскадов: с общим эмиттером (ОЭ), общим коллектором (ОК), общей базой (ОБ).

Усилительный каскад с общим эмиттером (схема ОЭ)

В схеме ОЭ (рис. 14.10) эмиттерная цепь является общей для входного контура, образованного источником входного сигнала и цепью база-эмиттер транзистора, и выходного контура, содержащего цепь коллектор-эмиттер транзистора, разделительный конденсатор C_2 и резистор нагрузки R_n .

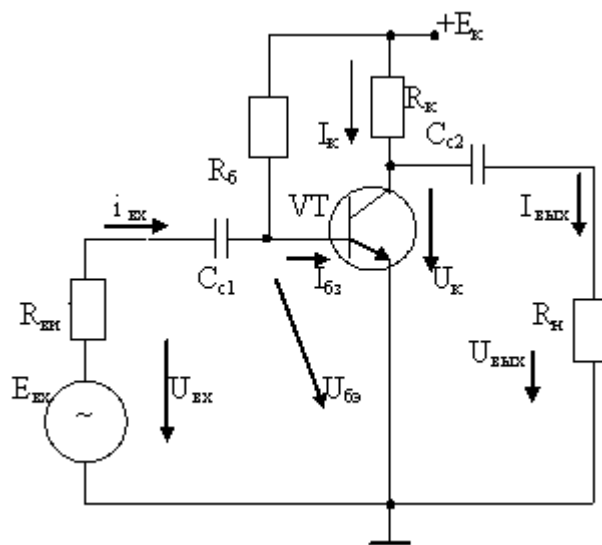


Рис. 14.10. Схема усилительного каскада с транзистором, включённым по схеме с общим эмиттером

Назначение и обозначения элементов в схеме: E_k – ЭДС источника питания; U_k – напряжение на коллекторе; $U_{бэ}$ – напряжение между базой и эмиттером; $E_{вх}$ – ЭДС источника входного сигнала; $U_{вх}$, $U_{вых}$ – входное и выходное напряжение; $R_{вх}$ – резистор в цепи источника сигнала; $R_б$ – резистор для создания начального тока базы $I_{бз}$; $R_к$ – резистор для ограничения тока в цепи коллектора; R_n – резистор нагруз-

ки; C_{c1} - разделительный конденсатор на входе; C_{c2} – разделительный конденсатор на выходе; $i_{вх}$, $I_{вых}$ – входной и выходной токи; I_k – коллекторный ток. Разделительный конденсатор на входе C_{c1} исключает прохождение постоянного тока от источника питания в цепь источника входного сигнала.

Конденсатор C_{c1} обеспечивает прохождение в резистор нагрузки переменной составляющей $U_{вых}$ коллекторного напряжения U_k , не пропуская в нагрузку постоянный ток от источника питания E_k .

Величина E_k обычно составляет (5-30)В, а токи транзисторов малой мощности обычно не превышают несколько десятков мА.

Для коллекторной цепи транзистора при отсутствии входного сигнала справедливо уравнение, называемое уравнением покоя выходной цепи:

$$E_k = U_k + R_k I_k \quad (14.9)$$

Процесс усиления входного сигнала удобно представить графо-аналитическим способом, используя ВАХ транзистора. Подробное описание и иллюстрация такого способа представлены на рис. 14.11.

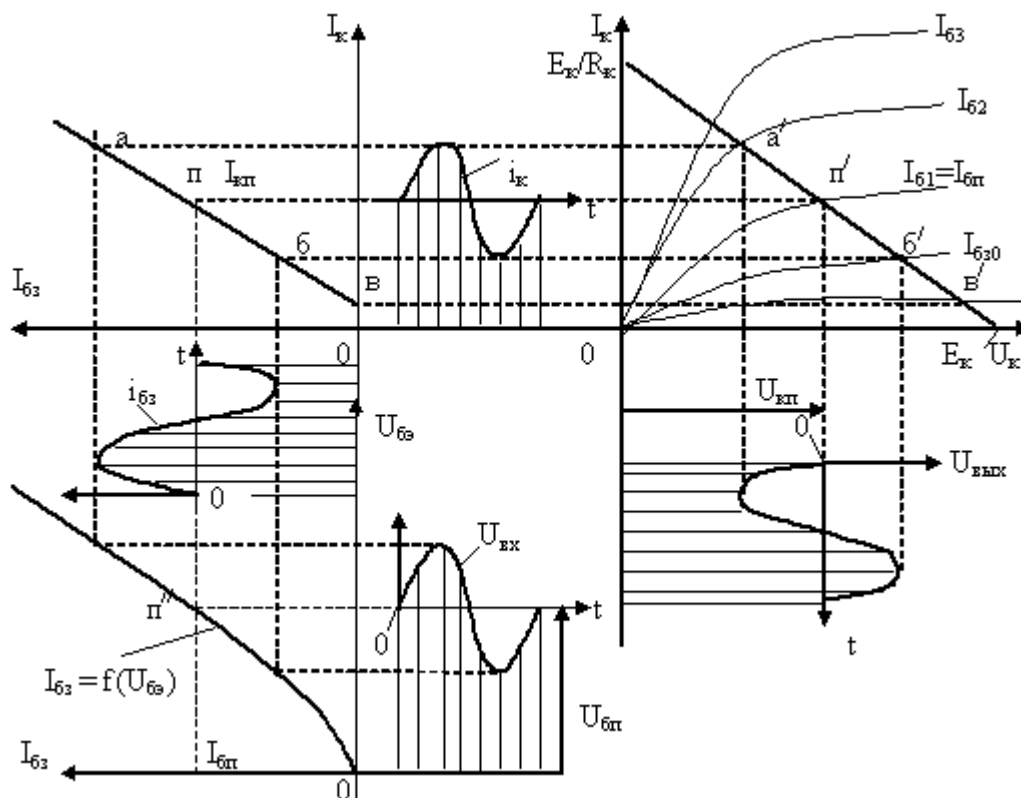


Рис. 14.11. Иллюстрация процесса усиления входного сигнала в схеме ОЭ

Для проведения анализа работы схемы, изображенной на рис. 14.10, уравнение (14.9) выходной цепи ($U_k = E_k - R_k I_k$) изобразим

на плоскости выходных характеристик транзистора в виде прямой линии с координатами точек ($U_K = E_K, I_K = 0$) и ($U_K = 0, I_K = E_K / R_K$). Эта линия является вольт-амперной характеристикой (ВАХ) резистора R_K и её называют линией нагрузки. Точки пересечения линии нагрузки с выходными характеристиками дают графическое решение уравнения покая (14.9) для данного сопротивления R_K и различных значений тока базы $I_{бз}$.

Во втором квадранте строим характеристику $I_K = f(I_{бз})$ по точкам пересечения $a', n', в'$. Затем в третьем квадранте строим по току $I_{бз}$ входную характеристику $I_{бз} = f(U_{бэ})$, повернутую на 90° против часовой стрелки по сравнению с её обычным изображением.

Сопротивление резистора R_K выбирают, исходя из того, чтобы линия нагрузки располагалась ниже линий $I_{K \max}, U_{K \max}, P_{K \max}$. В то же время участок $a'в'$ должен быть достаточно протяженным.

Резистор $R_б$ обеспечивает режим покая базы. С помощью этого резистора можно выбрать положение точки n'' на линейном участке входной характеристики, при этом: $R_б = (E_K - U_{бн}) / I_{бн}$. (14.10)

При подаче на вход каскада переменного напряжения $U_{вх}(t)$ ток базы будет изменяться в соответствии с входной характеристикой и будет иметь постоянную и переменную составляющую. В транзисторе будут изменяться коллекторный и эмиттерный токи, а также коллекторное напряжение U_K . Переменная составляющая коллекторного напряжения $U_K(t) = U_{вых}$ будет по амплитуде значительно больше $U_{вх}$ и противоположна по фазе (см. рис. 14.11).

Если $U_{вх}(t)$ укладывается в линейный участок характеристики $I_{бз} = f(U_{бэ})$, то искажений формы сигнала не будет. Если $U_{вх}(t)$ больше некоторого значения, появятся искажения формы – срезы, т.е. будут возникать нелинейные искажения. Оценку диапазона изменений входных напряжений, усиливаемых без искажения (динамического диапазона), делают по амплитудной характеристике. Диапазон работы без искажений ограничивается линейным участком амплитудной характеристики (рис. 14.12, а).

При работе усилительного каскада в режиме, соответствующем линейным участкам характеристик, т.е. при отсутствии искажений, параметры усилителя можно рассчитать аналитически по h -параметрам транзистора. Для этого используем схему замещения транзистора, включенного по схеме ОЭ, а в схеме каскада мысленно

закорачиваем выводы конденсаторов и источника питания. Схема замещения приобретает вид, показанный на рис. 14.12, б).

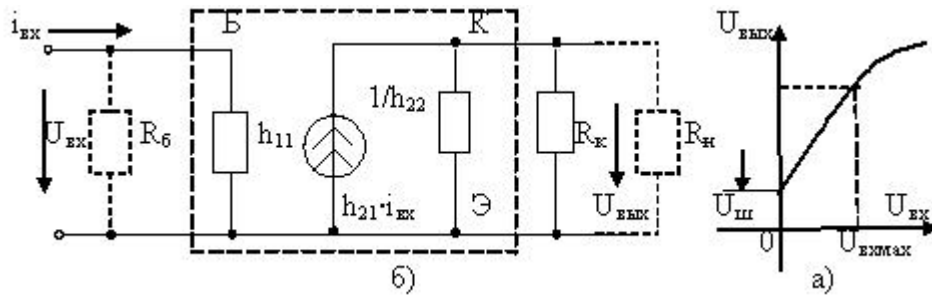


Рис. 14.12. Определение диапазона неискаженной работы (а) и схема замещения каскада в h -параметрах (б)

Система уравнений, соответствующая схеме замещения, имеет вид:

$$\begin{aligned} U_{\text{вх}} &= i_{\text{вх}} \cdot h_{11} \cdot R_{\text{б}} / (R_{\text{б}} + h_{11}); \\ U_{\text{вых}} / R_{\text{к}} + U_{\text{вых}} / R_{\text{н}} + h_{22} \cdot U_{\text{вых}} - h_{21} \cdot i_{\text{вх}} &= 0; \end{aligned} \quad (14.11)$$

Обычно $R_{\text{б}} \gg h_{11}$, $R_{\text{н}} \gg R_{\text{к}}$, тогда

$$\begin{aligned} U_{\text{вх}} &\approx i_{\text{вх}} \cdot h_{11}; \quad h_{22} \cdot U_{\text{вых}} + U_{\text{вых}} / R_{\text{к}} \approx h_{21} \cdot i_{\text{вх}}; \text{ откуда получим} \\ U_{\text{вых}} &= U_{\text{вх}} \cdot h_{21} / h_{11} \cdot 1 / (h_{22} + 1 / R_{\text{к}}); \end{aligned} \quad (14.12)$$

Определяем коэффициент усиления по напряжению, учитывая, что $R_{\text{к}} \cdot h_{22} \ll 1$.

В этом случае

$$K_U = U_{\text{вых}} / U_{\text{вх}} = h_{21} / h_{11} \cdot R_{\text{к}} / (1 + R_{\text{к}} h_{22}) \approx R_{\text{к}} \cdot h_{21} / h_{11}; \quad (14.13)$$

$$R_{\text{вх}} = h_{11} \cdot R_{\text{б}} / (R_{\text{б}} + h_{11}) \approx h_{11}; \quad (14.14)$$

$$R_{\text{вых}} = R_{\text{к}} // 1 / h_{22} = R_{\text{к}} / h_{22} (R_{\text{к}} + 1 / h_{22}) = R_{\text{к}} / (1 + h_{22} R_{\text{к}}) \approx R_{\text{к}}; \quad (14.15)$$

$R_{\text{вх}} \approx$ (сотни Ом – несколько кОм); $R_{\text{вых}}$ обычно больше $R_{\text{вх}}$.

Низкое входное сопротивление создает трудности в работе источника сигнала, если его внутреннее сопротивление велико. В этом случае образуется делитель напряжения входного сигнала и лишь его малая доля попадает во входную цепь транзистора (см. рис. 14.10): $U_{\text{вх}} = E_{\text{вх}} \cdot R_{\text{вх}} / (R_{\text{вн}} + R_{\text{вх}}) \ll E_{\text{вх}}$.

При высоком выходном сопротивлении каскада требуется, чтобы сопротивление нагрузки $R_{\text{н}}$ было еще больше, иначе существенно уменьшается коэффициент усиления по напряжению.

Если $R_H \ll R_K$, то $|K_U| = h_{21} / h_{11} * (R_H // R_K) \ll h_{21} / h_{11} * R_K$.

Температурная стабилизация каскада ОЭ

С ростом температуры в полупроводнике увеличивается число неосновных носителей заряда и в транзисторе увеличивается коллекторный ток I_K . С увеличением I_K напряжение $U_K = E_K - R_K I_K$ уменьшается (рис. 14.13). Со смещением точки покоя увеличивается вероятность искажений.

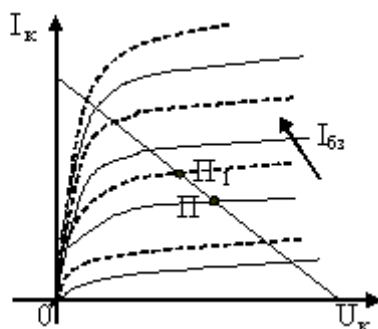


Рис. 14.13. Смещение точки покоя с ростом температуры

Для уменьшения влияния температуры на характеристики каскада используют схемы температурной стабилизации. Пример схемы ОЭ с температурной компенсацией показан на рис. 14.14.

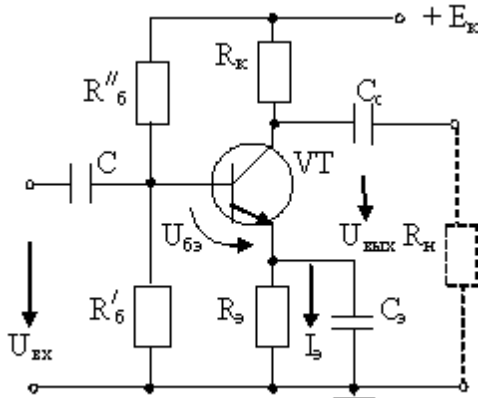


Рис. 14.14. Схема каскада ОЭ с эмиттерной термостабилизацией

В цепь эмиттера транзистора VT (см. рис. 14.14) включены резистор $R_Э$ и конденсатор $C_Э$. Резистор $R_Э$ создает зависимость управляющего напряжения от тока $I_Э$, однако при этом часть выходного

сигнала теряется из-за отрицательной обратной связи по току эмиттера. Включение C_3 препятствует снижению коэффициента усиления.

Принцип температурной компенсации состоит в следующем. В режиме покоя $U_{бэ} = E_k R'_6 / (R'_6 + R''_6) - R_3 I_3$. Температурное увеличение тока I_3 вызывает уменьшение управляющего транзистором напряжения $U_{бэ}$, препятствующее этому увеличению. Исходное состояние транзистора сохраняется, однако часть коллекторного (выходного) напряжения теряется в виде падения напряжения на резисторе R_3 , что снижает коэффициент усиления схемы. При наличии входного сигнала $U_{бэ} = U_{вх} - Z_3 I_3$, где Z_3 – эквивалентное сопротивление в цепи эмиттера. Если конденсатор C_3 отсутствует, то $Z_3 = R_3$ и коэффициент усиления для переменной составляющей выходного напряжения будет снижен. Если параллельно резистору R_3 подключить конденсатор C_3 , имеющий сопротивление $X_c = 1 / \omega C_3 \ll R_3$, то $Z_3 \ll R_3$ и снижение коэффициента усиления для переменной составляющей выходного напряжения будет небольшим.

Второй способ температурной стабилизации каскада ОЭ показан на рис. 14.15.

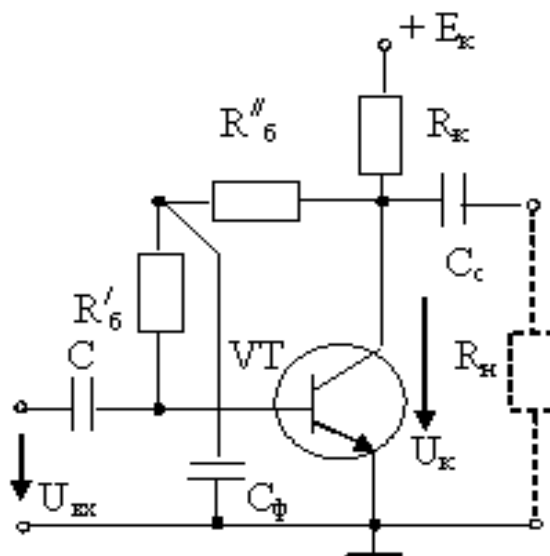


Рис. 14.15. Каскад ОЭ с коллекторной термостабилизацией

В этой схеме ток базы определяется напряжением U_k (в отличие от первой схемы, где $I_б$ определяется E_k). Если в результате роста температуры увеличивается I_k , то U_k падает, уменьшается и ток базы,

возвращая ток коллектора к исходному состоянию. Чтобы переменная составляющая U_k не попадала в базу, установлен конденсатор C_ϕ , причем емкость C_ϕ должна быть выбрана из условия $Z = 1/(2\pi f_k \times C_\phi) = (R'_\phi + R''_\phi)/(10 - 20)$, где f_k – низшая частота усиления.

Схема (см. рис. 14.15) обладает меньшей стабильностью, чем предыдущая, однако в ней отсутствует снижение $U_{вых}$ за счет потери в R_ϕ , что было в схеме с эмиттерной стабилизацией. Ёмкость конденсатора C_ϕ в этой схеме оказывается значительно меньшей, чем в схеме рис. 14.14.

Усилительный каскад с общим коллектором (эмиттерный повторитель, схема ОК). В этом усилительном каскаде основной резистор, с которого снимается $U_{вых}$, включен в эмиттерную цепь, а коллектор соединен с общей точкой по переменной составляющей сигнала, так как внутреннее сопротивление источника E_k близко к нулю. В режиме покоя резистор R_ϕ создает начальный ток смещения в цепи базы. Его значение выбирают так, чтобы рабочая точка в режиме покоя на входной характеристике находилась примерно в середине ее линейного участка (рис. 14.16).

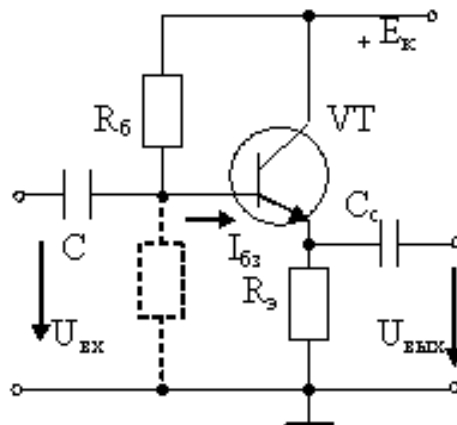


Рис. 14.16. Схема каскада с общим коллектором

Для определения основных характеристик усилительного каскада с ОК рассмотрим его схему замещения в h -параметрах (рис. 14.17).

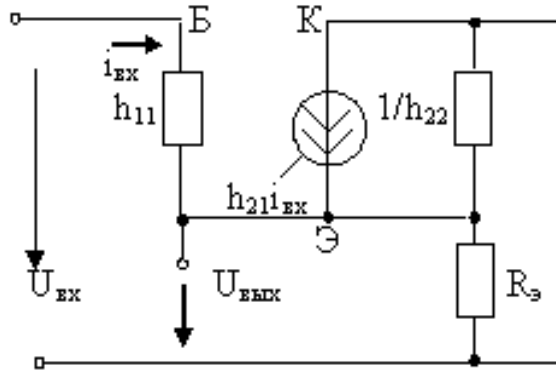


Рис. 14.17. Схема замещения эмиттерного повторителя в h -параметрах

Система уравнений, описывающих схему, имеет вид:

$h_{21}i_{вх} - U_{вых} / R_э - U_{вых}h_{22} = 0; U_{вх} = i_{вх}h_{11} + U_{вых}$. Решая систему относительно $U_{вых}$, получим явную связь между $U_{вых}$ и $U_{вх}$.

определяем коэффициент усиления по напряжению:

$$K_U = U_{вых} / U_{вх}.$$

$$K_U = 1 / \{ 1 + h_{11}(1 + h_{22}R_э) / [(1 + h_{21}) \cdot R_э] \}. \quad (14.16)$$

По выражению (14.16) видно, что $K_U < 1$.

Учитывая, что обычно $R_э = (10^2 - 10^4)$ Ом, а $h_{22} \cdot R_э \ll 1$, выражение (14.16) можно преобразовать к виду

$$K_U = 1 / \{ 1 + h_{11} / [(1 + h_{21}) \cdot R_э] \}. \quad (14.17)$$

В схеме эмиттерного повторителя фазы входного и выходного сигналов совпадают, а входное и выходное напряжения близки по значению, поэтому схема и получила своё название. Определяем входное сопротивление схемы:

$$R_{вх} = U_{вх} / i_{вх} = U_{вх} / (U_{вх} - U_{вых}) \cdot h_{11} = h_{11} / (1 - K_U). \quad (14.18)$$

Анализ выражения (14.18) показывает, что $R_{вх} \gg h_{11}$ и может достигать несколько сотен кОм. Большое входное сопротивление – достоинство эмиттерного повторителя. Для определения выходного сопротивления используем схему замещения каскада ОК в виде, представленном на рис. 14.18.

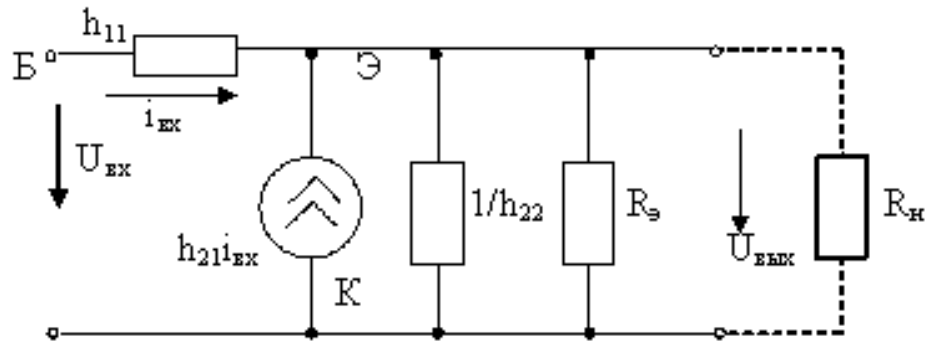


Рис. 14.18. Вариант схемы замещения эмиттерного повторителя

Выходное сопротивление, согласно [26], определяется как отношение напряжения холостого хода схемы (при отключенном сопротивлении нагрузки) к току короткого замыкания на выходе

$$R_{вых} = U_{xx} / i_{кз}.$$

Уравнения, описывающие схему рис. 14.18 в режимах холостого хода (х.х.) и короткого замыкания (к.з.) на выходе, имеют вид:

$$\text{в режиме к.з. } i_{кз} = i_{вх} + h_{21} \cdot i_{вх} = i_{вх} (1 + h_{21}),$$

$$\text{или } i_{кз} = U_{вх} / h_{11} * (1 + h_{21}); \text{ в режиме х.х. } U_{xx} = U_{вх} - i_{вх} \cdot h_{11}.$$

$$\text{Тогда } R_{вых} = h_{11} * (1 - h_{11} / R_{э}) / (1 + h_{21}) \quad (14.19)$$

Учитывая, что $R_{э} \gg h_{11}$, получим $R_{вых} \approx h_{11} / (1 + h_{21})$.

Выходное сопротивление эмиттерного повторителя имеет величину порядка десятков Ом, что также является достоинством каскада.

Таким образом, эмиттерный повторитель обладает высоким входным и малым выходным сопротивлениями. Следовательно, его коэффициент усиления по току может быть высоким. Эмиттерный повторитель обычно используют для согласования высокоомного источника усиливаемого сигнала с низкоомным нагрузочным устройством.

Температурная стабильность каскада обеспечивается основным резистором $R_{э}$, включенным в эмиттерную цепь, подобно тому, как это было выполнено в схеме каскада с ОЭ (по принципу эмиттерной стабилизации).

Усилительный каскад с общей базой (схема ОБ)

В схеме с ОБ (рис. 14.19) для создания режима покоя, при котором работа обеспечивается на линейном участке характеристики, используются резисторы $R'_{б}$ и $R''_{б}$.

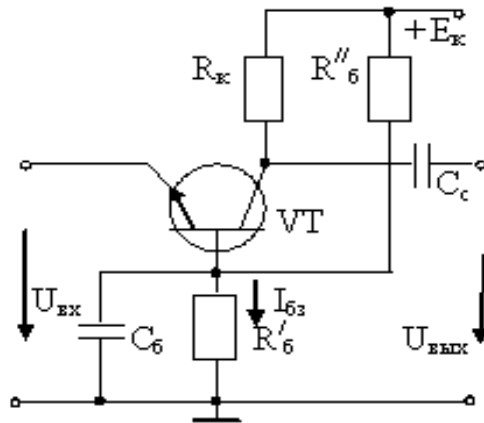


Рис. 14.19. Схема усилительного каскада с общей базой

Конденсатор $C_б$ имеет на усиливаемой частоте сопротивление $1/\omega C_б \ll R'_б$, поэтому падение переменной составляющей на этой параллельной цепочке мало и можно считать, что база соединена с общей точкой схемы.

Усиливаемый сигнал (входное напряжение $U_{вх}$) подается между базой и эмиттером. Через конденсатор связи C_c с коллектора снимается переменное выходное напряжение $U_{вых}$.

Каскад с общей базой имеет коэффициент усиления по напряжению примерно такой же, как в схеме с ОЭ. Однако коэффициент усиления по току гораздо ниже, т.к. входной ток – эмиттерный, а выходной – коллекторный. Коэффициент усиления по мощности меньше, чем в схемах ОЭ и ОК. Каскад ОБ имеет малое входное сопротивление и высокое выходное сопротивление.

По указанным причинам этот каскад используется редко.

14.4. Усилительные каскады на полевых транзисторах

Каскад с общим истоком (ОИ). В схеме каскада с ОИ (рис. 14.20) звено R_u, C_u обеспечивает отрицательное смещение на затворе Z относительно истока I . Резистор $R_з$ соединяет затвор с общей шиной и предназначен для стабилизации входного сопротивления каскада, причем $R_з = 1$ Мом и на 1 – 2 порядка меньше входного сопротивления транзистора.

Резистор R_c служит для ограничения тока и на нем выделяется усиленное переменное напряжение.

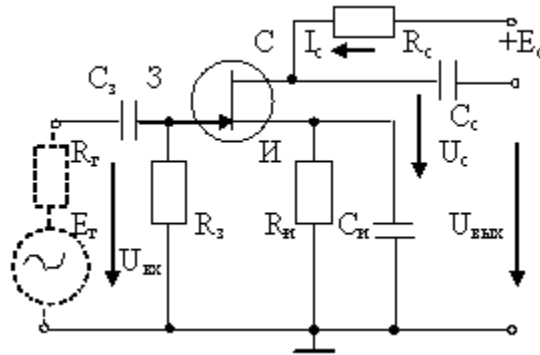


Рис. 14.20. Схема усилительного каскада с ОИ на полевом транзисторе

Схема замещения усилительного каскада с ОИ для переменного тока имеет вид, представленный на рис. 14.21.

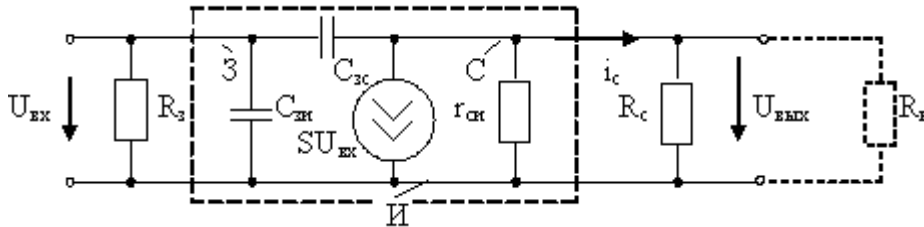


Рис. 14.21. Схема замещения каскада с ОИ для переменного тока

Пунктирным контуром охвачена схема замещения полевого транзистора.

В схеме замещения каскада (см. рис. 14.21) R_u и C_u , показанные в схеме на рис. 14.20, отсутствуют, так как предполагается, что емкость C_u достаточно велика и шунтирует цепь R_u по переменному току. Основные параметры каскада: входное сопротивление $R_{вх} \approx R_3$; коэффициент усиления по напряжению

$$K_u = U_{вых} / U_{вх} = [S U_{вх} r_{си} R_c / (R_c + r_{си})] / U_{вх} = S r_{си} R_c / (R_c + r_{си}). \quad (14.20)$$

$$\text{Если учесть, что } R_c \ll r_{си}, \text{ то } K_u \approx S R_c. \quad (14.21)$$

$$\text{Выходное сопротивление каскада } R_{вых} = R_c // r_{си} \approx R_c. \quad (14.22)$$

В выражениях (14.20 – 14.22) обозначено:

S – крутизна характеристики транзистора; $r_{си}$ – внутреннее сопротивление транзистора между стоком и истоком; $C_{зс}$, $C_{зи}$ – конденсато-

ры, учитывающие наличие ёмкости между затвором и стоком и между затвором и истоком.

Часто используют упрощенные эквивалентные схемы каскадов. Например, в приближённых расчетах применяют упрощенные эквивалентные схемы для сигналов средних и высоких частот (рис. 14.22).

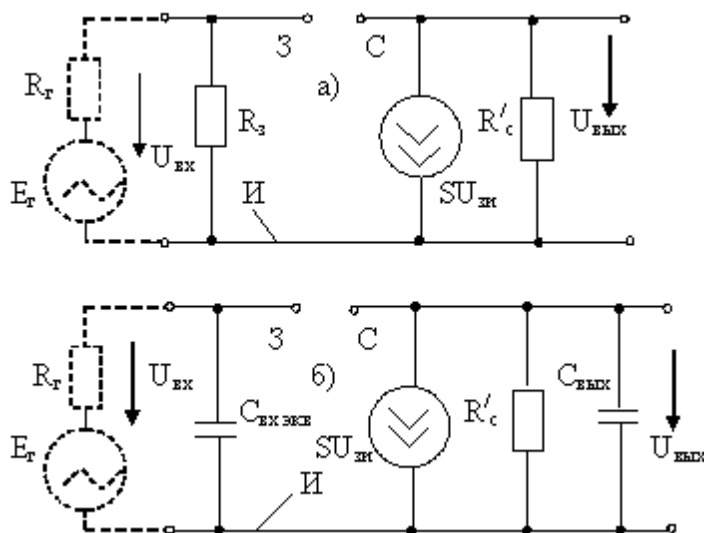


Рис. 14.22. Упрощённые схемы замещения каскада с ОИ для сигналов средних (а) и высоких (б) частот

Параметры схем замещения определяются следующими соотношениями:

в схеме 14.22 (а): $S = g_{21}$; $r_{cu} = 1/g_{22}$, $R'_c = r_{cu} // R_c$;

в схеме (б): $C_{вх экв} = C_{зи} + C_{зс} (1 + K_U)$; $C_{вых} = C_{зс}$; $K_U = U_{вых} / U_{вх}$.

Анализ работы усилительного каскада на полевом транзисторе с общим истоком удобно провести графоаналитическим способом с помощью стоковых характеристик $I_c = f(U_c)$.

Уравнение для цепи стока и истока в режиме покоя (рис. 14.20) имеет вид: $E_c = U_c + R_c I_c$, откуда $I_c = (E_c - U_c) / R_c$. (14.23)

Аналогично методике, изложенной выше (рис. 14.11), в области выходных характеристик (рис. 14.23) в первом квадранте координатной плоскости проводим линию нагрузки. Стоко-затворную характеристику размещаем во втором квадранте в соответствии с положением точек пересечения нагрузочной линии с выходными характеристиками. Выбираем исходное положение характеристической (рабочей) точки (Π , Π' на рис. 14.23). Построение графиков сигналов сле-

дует начинать с построения графика изменения во времени входного сигнала $U_{вх}(t)$.

Анализ графиков изменения входного $U_{вх}(t)$ и выходного $U_{вых}(t)$ напряжений показывает, что направления их изменений противоположны (противофазны).

Вследствие большого разброса параметров и влияния температуры для полевых транзисторов, как и для биполярных, необходима стабилизация положения рабочей точки на характеристиках транзистора (точки Π , Π' на рис. 14.23).

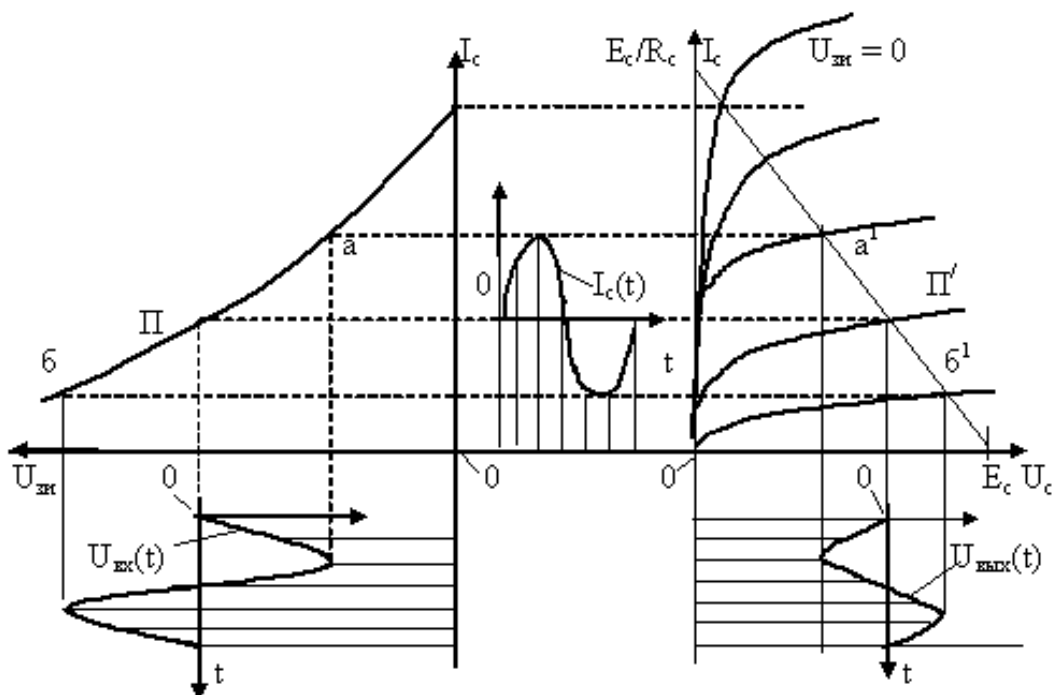


Рис. 14.23. Иллюстрация к графоаналитическому анализу работы усилительного каскада с общим истоком

Температурная стабилизация достигается включением в цепь истока резистора R_u . Для компенсации излишнего смещения на входе включают высокоомный резисторный делитель.

Истоковый повторитель (схема усилительного каскада с общим стоком).

В схемах повторителей (рис. 14.24) каскад (а) выполнен на транзисторе с управляющим р – n-переходом (с каналом n-типа). Струк-

турное построение и принцип действия каскада аналогичны эмиттерному повторителю.

Каскад (б) выполнен на МДП-транзисторе с индуцированным каналом n-типа. Резисторный делитель напряжения R_1, R_2 обеспечивает смещение на затворе.

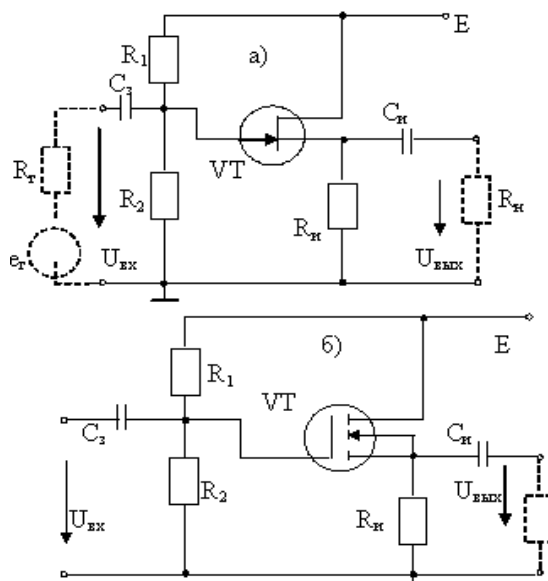


Рис. 14.24. Схемы истоковых повторителей на полевых транзисторах

Методика расчёта параметров истокового повторителя аналогична методике расчёта параметров эмиттерного повторителя в соответствии с эквивалентной схемой, показанной на рис. 14.25.

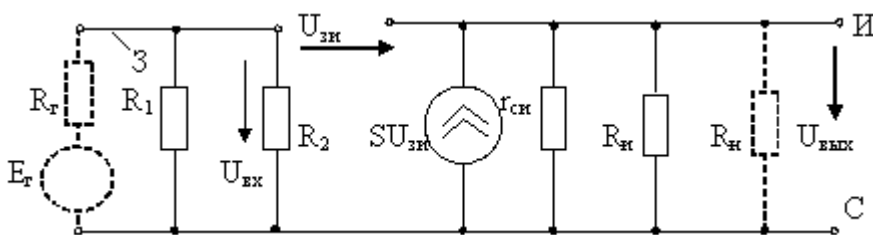


Рис. 14.25. Эквивалентная схема истокового повторителя

Эквивалентная схема (рис. 14.25) показана для средних частот, как наиболее простая.

Аналитические выражения для определения параметров приведены ниже, где знак // обозначает параллельное соединение сопротивлений.

$U_{вых} = SU_{зи} \cdot R'_u$, где $R'_u = (r_{cu} // R_u // R_u)$; S – крутизна характеристики;

$$U_{\text{ex}} = U_{\text{zu}} (1 + S \cdot R'_u); \quad K_U = U_{\text{вых}} / U_{\text{ex}} = S \cdot R'_u / (1 + S \cdot R'_u); \quad (14.24)$$

$$R_{\text{ex}} = R_1 // R_2; \quad R_{\text{вых}} \approx 1 / S; \quad K_i = K_U \cdot (R_1 // R_2) / R_u.$$

14.5. Режимы работы усилительных каскадов

Различают три основных режима работы усилительных каскадов (три класса усиления): А, В, С [27]. Основные параметры этих режимов – нелинейные искажения и коэффициент полезного действия (кпд). Параметры класса усиления зависят от исходного состояния усилительного каскада, отражаемого положением рабочей точки на выходных характеристиках, и от уровня входного усиливаемого сигнала.

Режим А характеризуется тем, что рабочую точку в режиме покоя выбирают на линейном участке (чаще всего посередине) выходной и переходной (сквозной) характеристик транзистора. Сквозная характеристика для биполярного транзистора – это зависимость выходного (коллекторного) тока от входного тока (тока базы).

Для полевого транзистора сквозная характеристика – это, например, зависимость тока стока от управляющего напряжения между затвором и истоком. Уровень (амплитуда) входного сигнала в режиме А должен быть таким, чтобы работа усилительного каскада происходила на линейном участке характеристики. В этом случае искажение формы выходного сигнала по сравнению с формой входного будут минимальными. Однако этот режим имеет низкий КПД, который вычисляется как отношение выходной (полезной) мощности $P_{\text{вых}}$ к мощности источника питания P_0 :

$$\eta = (P_{\text{вых}} / P_0) \cdot 100 \%. \quad (14.25)$$

Соотношение между мощностями удобно выявить, используя графическое представление процесса усиления входного сигнала в усилительном каскаде (см. рис. 14.11). Соответствующие построения показаны на рис. 14.26 и 14.27.

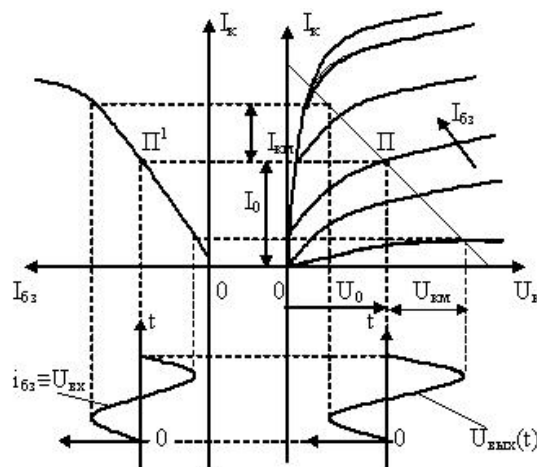


Рис. 14.26. Выбор положения рабочей точки на характеристиках каскада ОЭ в классе усиления А

В этом режиме $\eta = 0,5 I_{км} U_{км} / U_0 I_0$. Так как $I_{км} < I_0$ и $U_{км} < U_0$, то $\eta < 0,5$.

Постоянные составляющие напряжения U_0 и тока I_0 определяют исходное положение рабочей точки П (см. рис. 14.26). Потребляемая мощность равна произведению постоянных составляющих коллекторных напряжений и токов $P_0 = U_0 * I_0$. Для синусоидальных величин выходная мощность

$$P_{вых} = 0,5 U_{км} I_{км},$$

где $U_{км}, I_{км}$ – амплитуды коллекторных напряжений и токов, следовательно, (см. рис. 14.26), кпд каскада в режиме А, согласно (14.25), не может быть больше 50 %.

Режим В характеризуется тем, что рабочую точку П выбирают в начале переходной характеристики (в точке отсечки) (см. рис. 14.27, а) В этом режиме переменные составляющие тока и напряжения транзистора возникают лишь в положительные полупериоды входного напряжения.

При синусоидальном входном сигнале будем иметь на выходе полупериод синусоиды, т.е. большие искажения. Режим В будет иметь более высокий кпд по сравнению с режимом А, так как ток покоя I_0 мал, несмотря на то, что U_0 больше ($\eta \approx 80$ %). Иногда используют режим АВ, при котором рабочая точка занимает промежуточное положение.

В режиме С рабочую точку выбирают за точкой отсечки (рис. 14.27, б) и ток в транзисторе возникает только в течение некоторой части полупериода входного напряжения. Искажения будут большими, а кпд близок к 100 %.

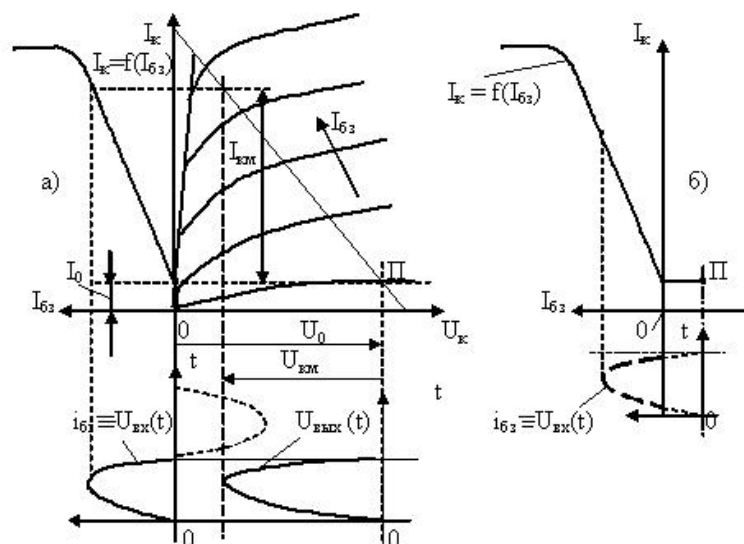


Рис. 14.27. Выбор исходного положения рабочей точки на характеристиках усилительного каскада ОЭ в режимах В (а) и С (б)

Режим С используют в избирательных усилителях, автогенераторах, выделяя из искаженного выходного сигнала основную гармонику [44].

15. УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ И УСИЛИТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Усилителями мощности называют выходные каскады, предназначенные для передачи максимальной мощности в нагрузочное устройство. Нагрузочными устройствами являются обычно обмотки реле и электродвигателей, громкоговорители, нагревательные устройства. Для усилителя мощности главные показатели – коэффициент усиления по мощности K_p и высокий КПД.

15.1. Усилители с трансформаторным включением нагрузки

а) Однотактный усилительный каскад

Утолщёнными линиями на рис. 15.1 условно изображены обмотки трансформатора TV: первичная обмотка включена в цепь коллектора транзистора VT, к вторичной обмотке подключено сопротивление нагрузки R_H .

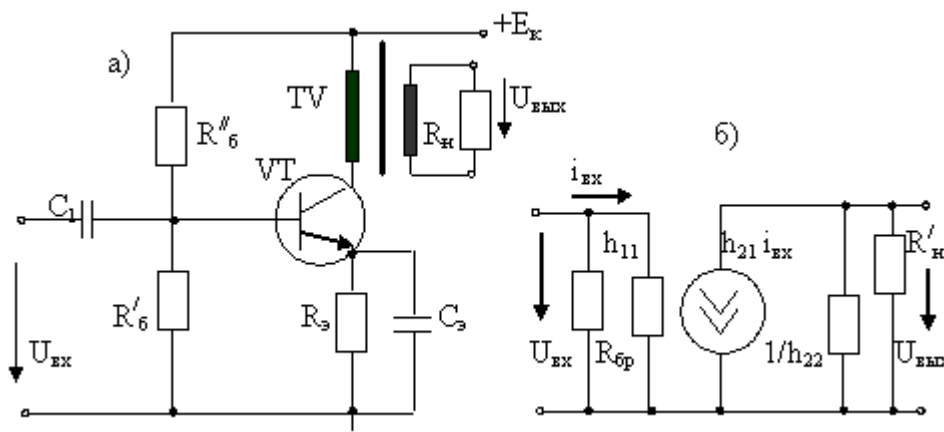


Рис. 15.1. Однотактный усилитель мощности (а) и его упрощенная схема замещения (б)

В схеме усилителя элементы $R'_б$, $R''_б$, $R_э$, $C_э$ обеспечивают выбранный режим по постоянному току и его температурную стабилизацию. Трансформатор TV согласует сопротивление ре-

зистора нагрузки R_n с выходным сопротивлением транзисторного каскада $R_{вых}$ и формирует усиленные ток и напряжение, а также гальванически отделяет цепь нагрузки и цепи каскада. В схеме замещения резистор $R_{бр}$ – эквивалентное сопротивление делителя напряжения, обеспечивающего нужное смещение на базе транзистора. R'_n – эквивалентное сопротивление нагрузки: $R'_n = n^2 * R_n$, где $n = W1/W2$ – коэффициент трансформации трансформатора TV; $W1, W2$ – числа витков первичной (коллекторной) и вторичной обмоток. Усилитель используется чаще всего в режиме А во избежание больших искажений. Недостаток схемы – завышенная мощность трансформатора из-за подмагничивания магнитного сердечника трансформатора постоянным током коллектора.

б) Двухтактный трансформаторный усилитель мощности

Усилитель состоит из двух симметричных плеч (рис. 15.2) Транзисторы VT1, VT2 подбирают с максимально близкими параметрами. Каждый из транзисторов работает противофазно. Входной трансформатор TV_{вх} обеспечивает получение одинаковых по модулю, но противоположных по фазе входных напряжений. Выходной трансформатор TV_{вых} суммирует переменные выходные токи и напряжения транзисторов. R_1, R_2 – делитель, обеспечивающий заданное положение рабочей точки (смещение). В этой схеме, в отличие от однотактной, отсутствует подмагничивание выходного трансформатора постоянным током. Это благоприятно сказывается на форме выходного сигнала и других показателях.

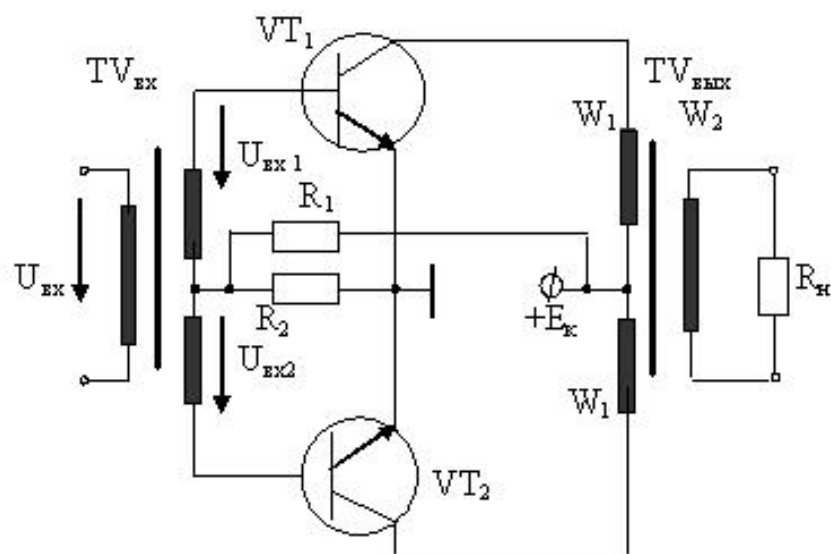


Рис. 15.2. Схема двухтактного трансформаторного усилителя мощности

Особенно эффективен режим В, когда каждый из транзисторов участвует в формировании выходного напряжения только в течение одного полупериода. Транзисторы работают поочередно, образуя гармоническое выходное напряжение из 2-х полу-волн.

Основные достоинства схемы: гальваническое разделение входных и выходных цепей, малые нелинейные искажения, высокий КПД. Недостаток – сложность, обусловленная необходимостью использования двух трёхобмоточных трансформаторов и трудность обеспечения симметрии в схеме.

15.2. Безтрансформаторные двухтактные усилители

Такие усилители используются в выходных каскадах электронных устройств. На схеме рис. 15.3 показан усилитель на одинаковых транзисторах с проводимостью *p-n-p*- типа.

Транзисторы управляются двумя противофазными сигналами U_{ex1} , U_{ex2} . В первом такте участвует, например, VT2, к базовой цепи которого приложено открывающее напряжение – полуволна U_{ex2} .

В этот полупериод транзистор VT1 будет закрыт положительной полуволной U_{ex1} . Во втором такте транзистором VT1 усиливается вторая полуволна входного тока, а VT2 будет закрыт.

Вариант схемы двухтактного безтрансформаторного усилителя на транзисторах разного типа проводимости (на комплементарных транзисторах) показан на рис. 15.4.

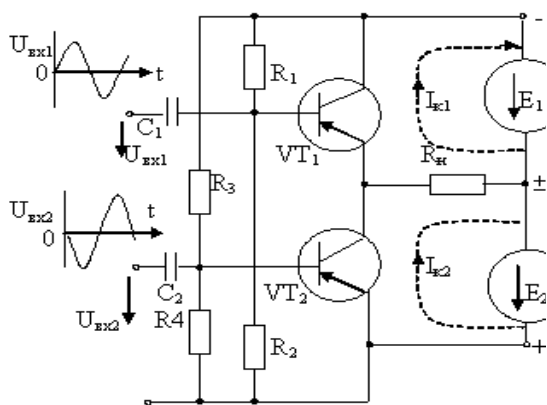


Рис. 15.3. Схема двухтактного безтрансформаторного усилителя

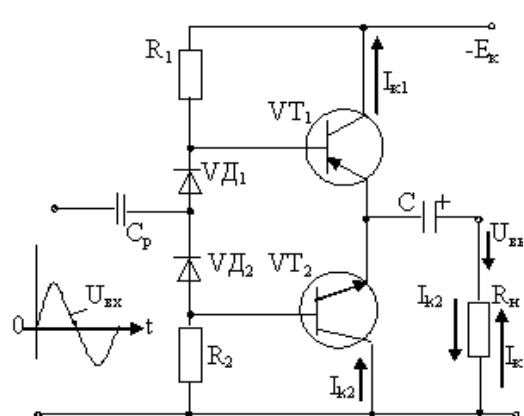


Рис. 15.4. Схема двухтактного усилителя с одним источником

В схеме (см. рис. 15.4) нужен конденсатор C большой емкости, так как он заменяет источник в такте, когда $VT1$ закрыт. Транзисторы должны иметь идентичные характеристики. Эти условия ограничивают область применения такого усилителя.

15.3. Усилители постоянного тока (УПТ)

УПТ – это усилители, способные усиливать не только сигналы переменного тока, но и сигналы, медленно изменяющиеся во времени, т.е. сигналы, эквивалентная частота которых практически равна нулю. АЧХ УПТ – отличается от АЧХ усилителя переменных сигналов (рис. 15.5).

Связь источника сигнала с входом усилителя и межкаскадные связи в УПТ не могут быть осуществлены посредством конденсаторов и трансформаторов подобно усилителям переменного тока.

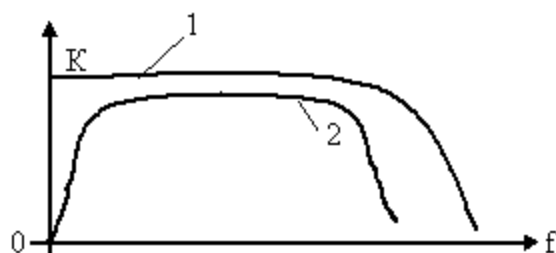


Рис. 15.5. Примерный вид АЧХ усилителя постоянного тока (1) и усилителя переменного тока (2)

В усилителях переменного тока связь входных и выходных цепей осуществляется резистивно-емкостными или трансформаторными цепями. Для передачи сигнала в УПТ по тракту усиления необходима непосредственная (с помощью проводников или резисторов) связь по постоянному току между усилительными каскадами и источником сигнала. В области высоких частот в УПТ сказываются паразитные емкостные и индуктивные связи, которые приводят к снижению коэффициента усиления в области высоких частот так же, как и в усилителе переменного тока с резистивно-емкостными связями (см. рис. 15.5).

УПТ должны удовлетворять нескольким требованиям:

- в отсутствие входного сигнала должен отсутствовать выходной сигнал;
- при изменении знака входного сигнала должен изменять знак и выходной сигнал;
- выходное напряжение должно быть пропорционально входному.

Усилители с непосредственной связью между каскадами

Непосредственная связь каскадов обуславливает особенности расчета их режима покоя (т.е. режима, при котором отсутствует входной сигнал). В первую очередь необходимо из усиленного и выходного сигналов убрать постоянные составляющие, обеспечивающие исходный режим работы усилительного элемента. Это можно, например, осуществить компенсационным методом. Упрощенная схема каскада УПТ на одном транзисторе показана на рис. 15.6. (Схема имеет, в основном, только теоретическое значение, на практике используются другие схемы, лишенные недостатков, присущих рассматриваемой).

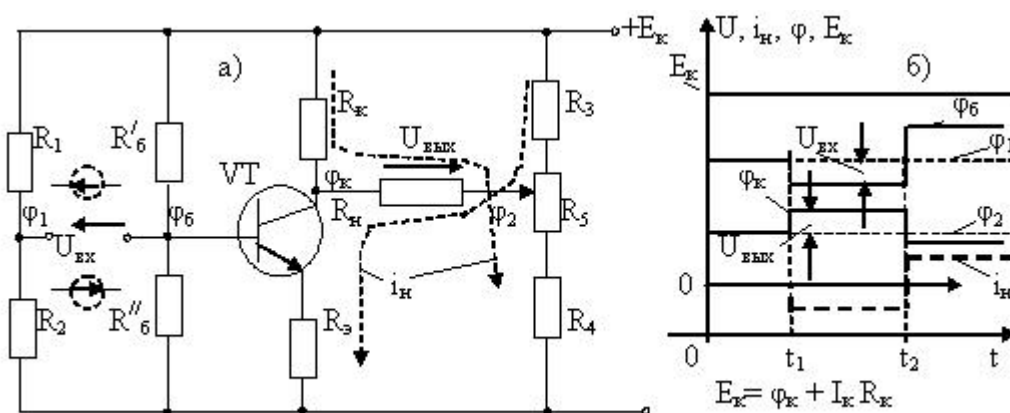


Рис. 15.6. Схема каскада УПТ с компенсацией постоянных составляющих (а) и диаграммы изменения сигналов (б)

Обозначения в схеме и на диаграммах: φ_1 – потенциалы в соответствующих точках; i_n – ток в сопротивлении нагрузки R_n ; $U_{вх}$ – входной (усиливаемый) сигнал, $U_{вх} = \varphi_1 - \varphi_6$; $U_{вых}$ – выходное напряжение,

$U_{вых} = \varphi_k - \varphi_2$; R_5 – резистор настройки нулевого уровня выходного напряжения при отсутствии входного сигнала.

В схеме отсутствуют конденсаторы внутрикаскадных связей, поэтому вид АЧХ соответствует таковому для УПТ (см. рис. 15.5).

Резистор R_3 осуществляет температурную стабилизацию и расширяет полосу пропускания каскада за счёт создания отрицательной обратной связи по току нагрузки.

Сопротивление нагрузки R_n включено между коллектором и средней точкой делителя R_3, R_5, R_4 . Входной сигнал (напряжение $U_{вх}$) подаётся между базой и средней точкой делителя R_1, R_2 .

При отсутствии входного напряжения ($U_{вх} = 0$) и равенстве потенциалов в соответствующих точках ($\varphi_1 = \varphi_б, \varphi_к = \varphi_2$) ток в нагрузке отсутствует ($i_n = 0$). Для точной подстройки режима служит переменный резистор R_5 . Если, например, на вход подать отрицательный сигнал (момент t_1 на рис. 15.6, б), ток базы транзистора уменьшится. Изменение тока базы вызывает соответствующее изменение тока коллектора, увеличивается потенциал $\varphi_к$, вызывая ток i_n в резисторе R_n . Если входной сигнал меняет знак (момент t_2) – ток коллектора увеличивается, потенциал $\varphi_к$ уменьшается, в резисторе R_n ток изменит направление. Таким образом, схема удовлетворяет требованиям, предъявляемым к УПТ.

Недостатки рассмотренной схемы усилителя постоянного тока:

а) нагрузочный резистор не соединен с общей точкой схемы;

б) источник входного сигнала также не соединен с общей точкой схемы;

в) требуется тщательная предварительная настройка исходного состояния и подстройка в процессе работы. Это создает неудобства при построении более сложных схем. От этих недостатков можно частично избавиться, если использовать не один, а два источника питания.

Работу каскада УПТ (рис. 15.7) можно пояснить следующим образом.

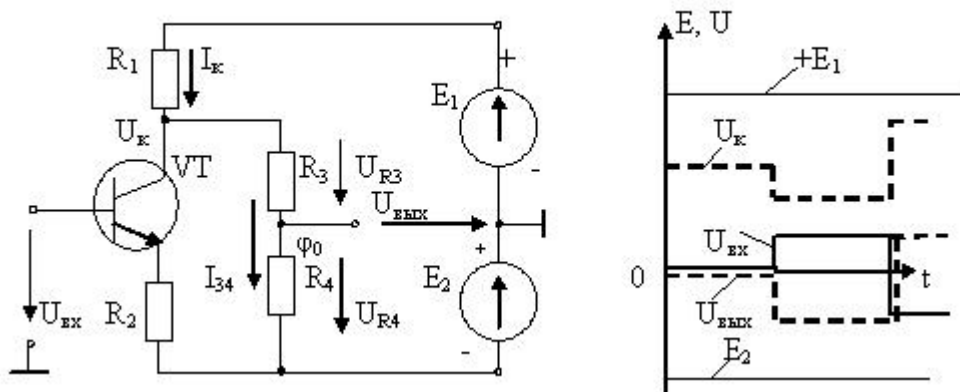


Рис. 15.7. Упрощенная схема и диаграммы сигналов каскада УПТ с двумя источниками питания

В контуре U_k, E_2, R_4, R_3 справедливо уравнение $U_{R3} + U_{R4} = U_k + E_2$. Потенциал средней точки ϕ_0 делителя $R_3 R_4$ должен быть равен нулю в исходном состоянии схемы, для чего должно соблюдаться условие $I_{34} * R_4 = E_2$. В этом случае $E_2 = U_{R4}$, а $U_{R3} = U_k$. Ток I_{34} выбирают из соотношения $I_{34} = (0,02 - 0,1)I_k$, т.е. значительно меньше тока коллектора, чтобы не нарушать режим работы транзистора. В этом случае $R_3 = U_k / I_{34}$, $R_4 = E_2 / I_{34}$. При подаче, например, положительного входного напряжения $U_{вх}$ возрастает ток базы, увеличивается ток коллектора I_k и падение напряжения $R_1 * I_k$, снижается напряжение коллектора U_k . Это приводит к снижению потенциала средней точки ϕ_0 и появлению отрицательного выходного напряжения. Если $R_3 \gg R_1$, $R_4 \gg R_1$, (в этом случае можно пренебречь шунтирующим действием делителя R_3, R_4), коэффициент усиления напряжения схемы можно приближённо определить по соотношению

$$K = K_0 R_4 / (R_3 + R_4), \quad (15.1)$$

где K_0 – коэффициент усиления напряжения усилителя с коллекторной нагрузкой без делителя $R_3 R_4$.

Дрейф в УПТ (дрейф нуля)

С течением времени в УПТ изменяются токи транзисторов и напряжения на их электродах, нарушается компенсация постоянных составляющих напряжений и на выходе УПТ появляется напряжение при отсутствии входного сигнала. Это явление называют дрейфом нуля.

УПТ должен усиливать напряжение вплоть до самых низких частот, поэтому всякое изменение постоянных составляющих напряжения из-за нестабильности источников питания, старения транзисторов, изменения температуры окружающей среды принципиально не отличается от полезного сигнала. Дрейф нуля можно наблюдать, если вход усилителя УПТ замкнуть накоротко, а на выходе включить милливольтметр. С течением времени на выходе появится напряжение дрейфа $U_{\text{вых}} = U_{\text{др}}$ (рис. 15.8).

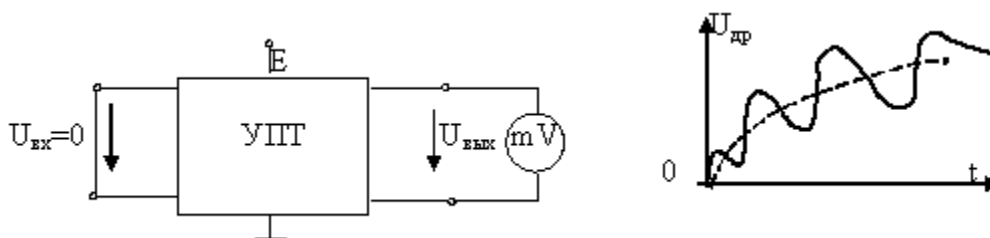


Рис. 15.8. Структурная схема для обнаружения дрейфа нуля и диаграмма изменения напряжения дрейфа после включения схемы

Если УПТ имеет коэффициент усиления по напряжению K , то величину дрейфа оценивают по выражению $U_{\text{др}} = U_{\text{вых}} / K$ при $U_{\text{вх}} = 0$ и называют дрейфом, приведенным к входу усилителя.

УПТ может правильно воспроизводить на выходе только те сигналы, которые значительно превышают напряжение дрейфа, т. е. при $U_{\text{вх}} \gg U_{\text{др}}$, поэтому $U_{\text{др}}$ определяет чувствительность усилителя по входу. Напряжение дрейфа условно можно разделить на две составляющие:

монотонно изменяющаяся и переменная составляющие (медленный и быстрый дрейф):

1-я обусловлена изменением характеристик транзисторов, 2-я – колебаниями напряжения источника питания, температуры и т.п.

Борьбу с дрейфом осуществляют различными способами, главные из них:

- стабилизация напряжения источников питания;
- стабилизация температурного режима;
- подбор и тренировка транзисторов;
- преобразование усиливаемого сигнала;
- использование дифференциальных (балансных) схем УПТ.

Например, при стабилизации напряжения питания с точностью $\pm 0,01\%$, температурной стабилизации $\pm 1^\circ\text{C}$ удается снизить дрейф усилителя до $U_{др\ вых} \approx 5 - 20$ мВ.

15.4. Дифференциальный усилитель (ДУ)

Одним из эффективных способов борьбы с дрейфом нуля [17] является использование дифференциальных схем усиления сигналов постоянного тока. ДУ – это устройство, усиливающее разность двух напряжений. В идеальном ДУ выходное напряжение должно быть пропорционально разности абсолютных величин входных напряжений. Входные и выходные напряжения определяются относительно общей точки схемы, являющейся обычно общей точкой двух последовательно включенных источников питания (рис. 15.9).

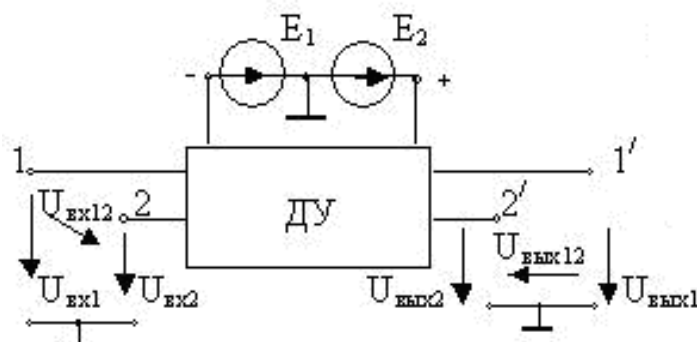


Рис. 15.9. Структурная схема дифференциального усилителя

Коэффициент усиления ДУ определяется как отношение разности выходных (усиленных) сигналов к разности входных сигналов:

$$K_p = (U_{вых1} - U_{вых2}) / (U_{вх1} - U_{вх2}) = U_{вых12} / U_{вх12}.$$

В реальном ДУ коэффициент усиления (передачи) напряжения K_p зависит не только от разности, но и от суммы напряжений. Этот факт отражается в том, что выходное напряжение ДУ определяется по двум коэффициентам передачи входных сигналов:

$$U_{вых12} = U_{вых1} - U_{вых2} = K_p (U_{вх1} - U_{вх2}) \pm K_c (U_{вх1} + U_{вх2}) / 2, \quad (15.2)$$

где K_p – коэффициент усиления разностного напряжения;

K_c – коэффициент передачи суммы входных сигналов. Полусумму входных сигналов $(U_{вх1} + U_{вх2})/2$ называют синфазным сигналом.

С учетом приведенных соотношений можно дать определение коэффициента передачи синфазного сигнала, полагая $(U_{вх1} - U_{вх2}) = 0$:

$$K_c = 2 (U_{вых1} - U_{вых2})_{сф} / (U_{вх1} + U_{вх2}). \quad (15.3)$$

В этом случае коэффициент передачи синфазного сигнала есть отношение напряжения на выходе к синфазному входному напряжению при разностном напряжении на входе, равном нулю. Качество ДУ оценивается коэффициентом ослабления синфазного сигнала:

$$K_{олсф} = K_p / K_c. \quad (15.4)$$

С учетом (15.4) выходное напряжение будет определяться соотношением:

$$U_{вых12} = K_p [(U_{вх1} - U_{вх2}) \pm (U_{вх1} + U_{вх2}) / 2K_{олсф}]. \quad (15.5)$$

У «хороших» ДУ обычно $K_{олсф} = (80 - 120)$ дБ.

Относительную погрешность усиления разности напряжений можно найти

по выражению:

$$\delta = 2(U_{вх1} + U_{вх2}) / [K_{олсф} (U_{вх1} - U_{вх2})]. \quad (15.6)$$

Выражение (15.6) показывает, что δ тем меньше, чем больше $K_{олсф}$.

Принципы построения дифференциальных усилительных каскадов

ДУ построены по принципу четырехплечевого измерительного моста (рис. 15.10).

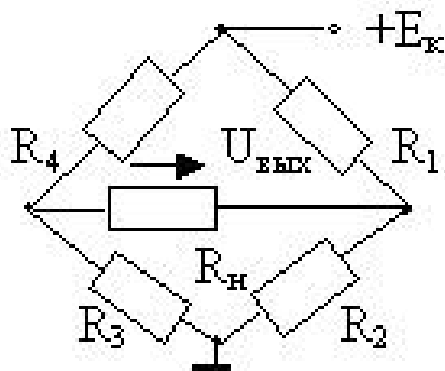


Рис. 15.10. Схема четырехплечевого измерительного моста

Мост сбалансирован (находится в равновесии), если $R_1R_3 = R_2R_4$, при этом $U_{вых} = 0$. Изменение напряжения питания E_k и пропорциональное изменение сопротивлений резисторов не нарушает равновесия в схеме.

В схеме дифференциального усилителя вместо резисторов моста используются транзисторы, например, так, как показано на рис. 15.11.

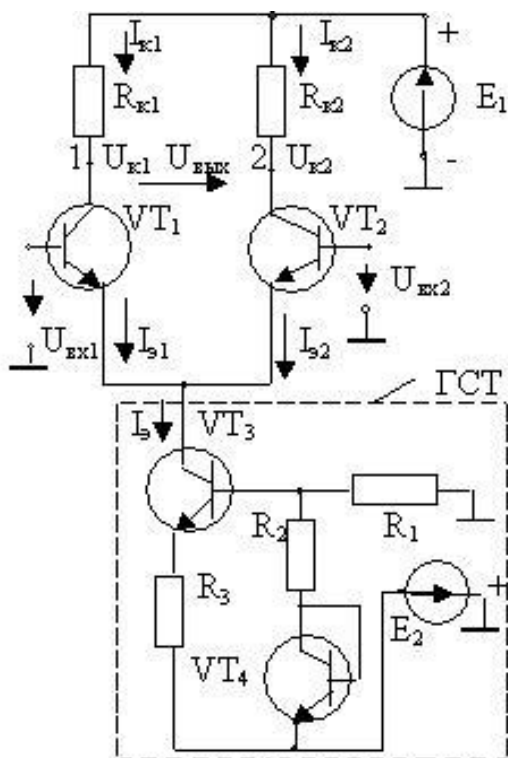


Рис. 15.11. Схема ДУ с транзисторами в плечах равновесного моста

Стабильность работы ДУ достигается не только использованием свойств равновесного моста, но и обеспечением стабильности тока $I_с$, протекающего в цепях источников питания. Величина этого тока определяется параметрами схемы, называемой генератором стабильного

тока (ГСТ). В неё входят транзисторы VT_3, VT_4 , резисторы R_1, R_2, R_3 и источник E_2 . Равновесный мост образуют резисторы $R_{к1} = R_{к2}$ и идентичные транзисторы VT_1, VT_2 . Если $E_1 = E_2$, то $I_{э1} = I_{э2} = I_э / 2$. Если $U_{вх1} = U_{вх2}$, то $U_{к1} = U_{к2} = E_1 - I_э R_к / 2$, $U_{вых} = 0$.

Это будет, в частности, и при $U_{вх1} = U_{вх2} = 0$, т. е. когда входы ДУ соединены с общей точкой схемы.

Наличие симметрии в схеме четырехплечевого моста с транзисторами – обязательное условие правильной работы схемы, поэтому характеристики используемых транзисторов должны быть идентичны.

Высокая стабильность ДУ (нечувствительность к дрейфу нуля) обеспечивается тем, что изменения параметров идентичных элементов происходят в одну сторону и при вычитании на выходе не проявляются.

Например, при изменении температуры напряжения $U_{к1}$ и $U_{к2}$ изменяются одинаково и в выходном разностном сигнале $U_{вых}$ это изменение практически не ощущается.

Входных сигналов не обязательно должно быть два. В частности, один из сигналов может быть равен нулю. Входы называют дифференциальными, причем один из входов называют *инвертирующим*,

а другой *неинвертирующим*. Для определения аналитических соотношений изобразим упрощённую схему ДУ (рис. 15.12).

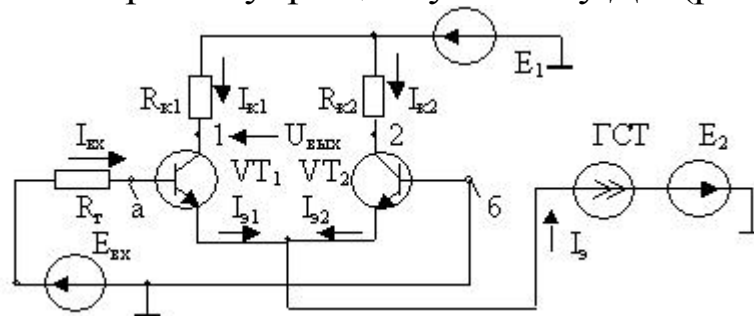


Рис. 15.12. Упрощённая схема ДУ

Можно заметить (см. рис. 15.12), что если подать входной сигнал $E_{вх}$ на базу VT_1 , то коллекторное напряжение в точке 1 ($U_{к1}$) с увеличением $E_{вх}$ уменьшается, т.е. инвертируется. При этом коллекторное напряжение в точке 2 ($U_{к2}$) с увеличением $E_{вх}$ тоже увеличивается, т.е. не инвертируется.

Поэтому вход *а)* называют инвертирующим, *б)* – не инвертирующим. При этом выходное напряжение:

$$U_{вых} = U_{к2} - U_{к1} = 2\Delta U_{к}, \quad (15.7)$$

где $\Delta U_{к}$ – величина изменения каждого коллекторного напряжения.

Интересно, что если, например, $I_{э2} = 0$ (обрыв цепи эмиттера VT_2), то

$$I_{э1} \approx I_{к1} \approx I_{э}, \quad U_{к1} = E_1 - I_{э1} R_{к1}, \quad U_{к2} = E_1, \quad U_{вых} = I_{э} R_{к1} = \text{Const.}$$

Схема теряет способность усиления входного сигнала. С изменением полярности входного сигнала или при подаче входного сигнала на базовую цепь транзистора VT_2 процессы протекают аналогично.

Расчет коэффициента усиления по напряжению для дифференциального каскада

Для упрощения будем считать, что входные сопротивления каскада по каждому входу транзисторов VT_1, VT_2 одинаковы, а $R_H = \infty$ (режим х.х.), тогда (см. рис. 15.12) $I_{ex} = E_{ex} / (R_2 + R_{ex1} + R_{ex2}) \approx E_{ex} / (R_2 + 2h_{11э})$.

Входные токи создают приращения коллекторных токов $\pm \Delta I_{к} = \pm \pm I_{ex} \cdot h_{21э}$. Приращения токов вызывают приращения коллекторных напряжений:

$$\pm \Delta U_{к} = \pm \Delta I_{к} \cdot R_{к} = \pm h_{21э} \cdot I_{ex} \cdot R_{к}$$

Коэффициент усиления по напряжению здесь удобнее определить по соотношению: $K_{Uxx} = (U_{к1} - U_{к2}) / E_{ex}$ или $K_{Uxx} = 2\Delta U_{к} / E_{ex}$. После подстановки имеем

$$K_{Uxx} = 2 h_{21э} \cdot R_{к} / (R_2 + 2h_{11э}) \quad (15.8)$$

Если учесть сопротивление нагрузки, то:

$$K_{UH} = 2h_{21э} \cdot (R_{к} // R_H) / (R_2 + 2h_{11э}).$$

Если $\rightarrow R_2 \rightarrow \infty$, а $R_H \rightarrow \infty$, то $K_{U\partial} = h_{21э} \cdot R_{к} / h_{11э}$,
 (15.9)

где $K_{U\partial}$ – коэффициент усиления каскада при указанных условиях.

По принципу действия видно, что в случае, когда подаются оба сигнала и подаваемые входные напряжения разнополярны, то

$$U_{вых} = K_{U\partial} \cdot [U_{ex1} - (-U_{ex2})] = K_{U\partial} (U_{ex1} + U_{ex2}). \quad (15.10)$$

Если подаваемые входные напряжения однополярны (синфазны), то

$$U_{\text{вых}} = K_{U\partial} (U_{\text{ex1}} - U_{\text{ex2}}). \quad (15.11)$$

15.5. Некоторые схемные решения, используемые в ДУ

С целью улучшения свойств ДУ используют схемные решения, которые часто встречаются в схемах усилительных каскадов интегральных элементов. Одно из таких решений – генератор стабильного тока (ГСТ) (рис. 15.13), использованный в схеме ДУ, показанной на рис. 15.11.

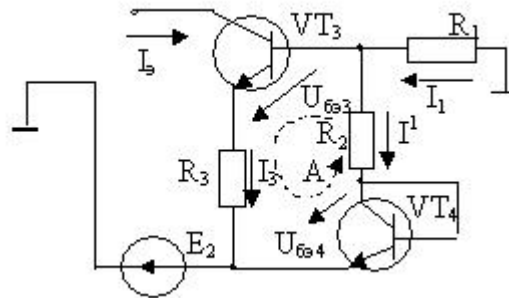


Рис. 15.13. Расчетная схема ГСТ

Для определения свойств ГСТ используем уравнение баланса напряжений в контуре А: $U_{\text{бэ3}} + I_3 R_3 = I^1 R_2 + U_{\text{бэ4}}$. Током, ответвляющимся в базу VT_3 , пренебрегаем. В этом случае $I_1 = I^1$, а входной ток I_9 равен току I_3 .

Учитывая, что $I_3 \approx I_9$, определим величину тока I_9 :

$$I_9 = [I_1 R_2 + (U_{\text{бэ4}} - U_{\text{бэ3}})] / R_3 \quad (15.12)$$

Если $U_{\text{бэ3}} = U_{\text{бэ4}}$, то $I_9 = I_1 R_2 / R_3 = [E_2 / (R_1 + R_2)] * R_2 / R_3$

$$(15.13)$$

Если E_2 стабильно и R_1, R_2, R_3 – точные, то $I_9 = \text{Const}$ независимо от сопротивления той части схемы ДУ, откуда он вытекает (но обязательно при её наличии).

В интегральных схемах ОУ широко используются ГСТ, называемые «токовым зеркалом». Некоторые из этих схем показаны на рис. 15.14 – 15.16.

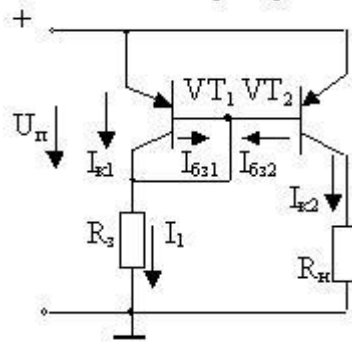


Рис. 15.14. Схема «токовое зеркало» на биполярных транзисторах p-n-p

Для схемы справедливы уравнения:

$$I_1 = I_{к1} + I_{б31} + I_{б32} = (1+h_{21,1}) \cdot I_{б31} + I_{б32}, \quad I_{к2} = h_{21,2} \cdot I_{б32},$$

$$I_{к1} / I_{к2} = [(1+h_{21,1}) \cdot I_{б31} + I_{б32}] / h_{21,2} \cdot I_{б32} \quad (15.14)$$

Если $I_{б31} = I_{б32}$, что может быть лишь при идентичных транзисторах, и $h_{21,1} = h_{21,2} \gg 1$,

то $I_{к2} = I_1 (h_{21,1} + 2) / h_{21,2} = I_1 (1 + 2/h_{21,2}) \approx I_1$.

Ток в цепи резистора R_3 определяется напряжением U_n : $I_1 = (U_n - U_{бэ}) / R_3$, а ток $I_{к2}$ практически не зависит от сопротивления резистора $R_н$ (это свойство генератора тока). Равенство $I_1 = I_{к2}$ определило название схемы – «токовое зеркало». На транзисторах с проводимостью типа *n-p-n* схема «токовое зеркало» будет иметь вид (см. рис. 15.15).

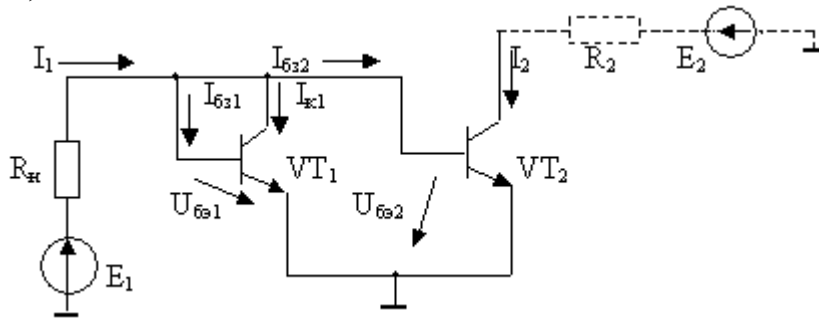


Рис. 15.15. Токовое зеркало на транзисторах n-p-n

Для схемы справедливы уравнения: $I_{к1} = h_{21} \cdot I_{б31}$; $I_1 = I_{к1} + 2I_{б31}$, так как $I_{б31} = I_{б32}$ потому что

$$U_{эб1} = U_{эб2}; \quad I_2 = h_{21} \cdot I_{б32} = h_{21} \cdot I_{б31}; \quad I_1 = (E_1 - U_{эб1}) / R_н.$$

Определяем отношение токов, подставляя их значения:

$$I_2 / I_1 = h_{21} \cdot I_{б31} / (I_{к1} + 2I_{б31}) = h_{21} / (2 + h_{21}) \approx 1. \quad (15.15)$$

При достаточно больших значениях R_H , h_{21} и E_1 получим $I_2 = I_1 \approx E_1$, что соответствует свойству «токового зеркала». Улучшенный вариант схемы рис. 15.14 показан на рис. 15.16.

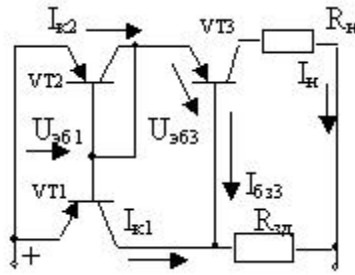


Рис. 15.16. Улучшенный вариант «токового зеркала»

Основное уравнение для схемы рис. 15.16 имеет вид: $I_H = I_{к2} + I_{б31} + I_{б32} - I_{б33}$.

Если $R_{3д} \gg R_H$, транзисторы идентичны и работают в линейном режиме, $I_{б31} \ll I_{к1}$, то $I_{к2} = I_{к1}$, а ток нагрузки I_H практически не зависит от величины сопротивления R_H .

Токовое зеркало – динамическая нагрузка ДУ

В схеме дифференциального усилителя (ДУ) на место резисторов включены транзисторы VT_3 , VT_4 по схеме «токовое зеркало» (рис. 15.17). Такое включение называют динамической нагрузкой. Это схемное решение позволило существенно улучшить технологичность многих интегральных схем.

По свойству токового зеркала при идентичности параметров транзисторов в схеме соблюдается равенство $I_{к1} = I_{к4}$. Ток в нагрузке (резисторе R_H) определяется соотношением $I_H = I_{к4} - I_{к2}$ (рис. 15.17).

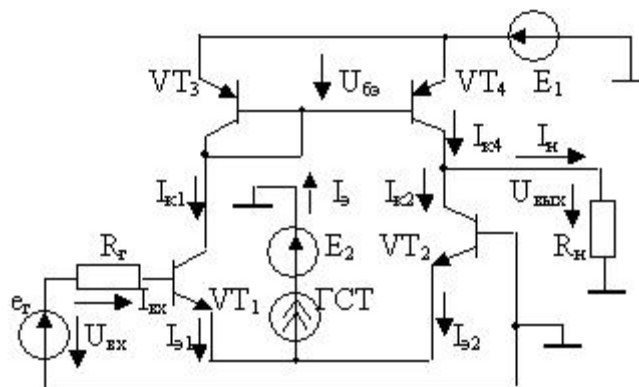


Рис. 15.17. Схема ДУ с динамической нагрузкой

В режиме покоя ($e_r = 0$, $U_{ex} = 0$) для дифференциальной схемы справедливо следующее соотношение токов:

$$I_{k1} = I_{k4} = I_{k2} = I_{\vartheta 1} = I_{\vartheta 2} = I_{\vartheta} / 2$$

Если на вход подаётся усиливаемый сигнал ($e_2 \neq 0$), создающий ток I_{ex} в базовых цепях входных транзисторов, например, показанного на схеме направления, то в коллекторных токах появляются приращения:

$$I_{k1} = I_{\vartheta} / 2 + h_{21} \cdot I_{ex}; \quad I_{k2} = I_{\vartheta} / 2 - h_{21} \cdot I_{ex}$$

Учитывая, что $I_{k1} = I_{k4}$, получим выражения для выходных величин:

$$I_n = I_{k4} - I_{k2} = 2 h_{21} \cdot I_{ex}; \quad U_{вых} = 2 h_{21} \cdot I_{ex} \cdot R_n \quad (15.16)$$

Если изменится полярность входного тока, изменится знак $U_{вых}$.

Коэффициент усиления напряжения определится соотношением

$$K_U = U_{вых} / e_2 = 2 h_{21} \cdot R_n / (R_r + 2 h_{11}), \quad (15.17)$$

где R_r – внешнее сопротивление в цепи базы транзистора VT₁.

Выражение (15.17) показывает, что коэффициент усиления схемы K_U пропорционален сопротивлению резистора нагрузки R_n .

Составные транзисторы

В усилительных схемах, в том числе и дифференциальных, часто используются так называемые составные транзисторы, представляющие собой два или более транзистора, сблокированные в одно целое, имеющее три вывода. Простейшие схемы составных транзисторов представлены на рис. 15.18.

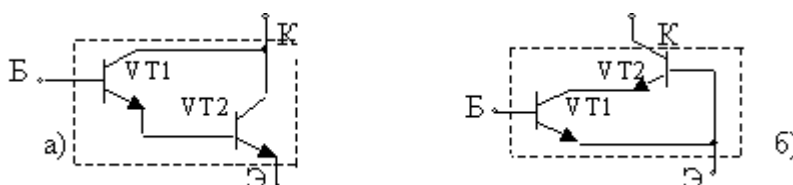


Рис. 15.18. Схемы составных транзисторов

Схема *a* (см. рис. 15.8) имеет следующие значения h -параметров: $h_{11} = h_{11\vartheta 1} + h_{11\vartheta 2} (1 + h_{21\vartheta 1})$; $h_{21} = h_{21\vartheta 1} + h_{21\vartheta 2} (1 + h_{21\vartheta 1})$; $h_{12} =$

$h_{12\text{э}1}; h_{22} = h_{22\text{э}2}$. Схема имеет большое входное сопротивление и большой коэффициент усиления базового тока.

В схеме \bar{b} , называемой *каскадной*, $h_{11} = h_{11\text{э}1}$; $h_{12} = h_{12\text{э}1} \cdot h_{12\text{э}2}$; $h_{22} = h_{22\text{э}2}$; $h_{21} = h_{21\text{э}1} \cdot h_{21\text{э}2} \approx h_{21\text{э}1}$. Здесь $h_{12} \approx 0$, поэтому схема имеет улучшенные частотные свойства (расширенную полосу пропускания).

16. ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

16.1. Общие сведения

Операционный усилитель (ОУ) – это усилитель постоянного тока, имеющий большой коэффициент усиления в широком диапазоне частот (от 0 до десятков МГц), выполненный по интегральной технологии. ОУ позволяет реализовать усилительные устройства, приближающиеся по свойствам к идеальным усилителям, и поэтому относится к универсальным электронным схемам, на основе которых строят разнообразные функциональные узлы.

Из теории усилителей известно [44], что при достаточно большом собственном коэффициенте усиления усилительного элемента свойства усилительного каскада, охваченного цепями внешних обратных связей, определяются свойствами этих связей. На основе ОУ выбором элементов цепей обратных связей можно обеспечить выполнение различных математических операций с аналоговыми сигналами: сложение, вычитание, интегрирование, дифференцирование, логарифмирование, усреднение и др.

Особенности схемотехники ОУ определяются тем, что в его схеме используются лучшие схемные решения усилительных устройств: на входе ОУ – дифференциальный усилительный каскад, используются динамические нагрузки, схемы источников тока, токовое зеркало, эмиттерные повторители на выходе (рис. 16.1)

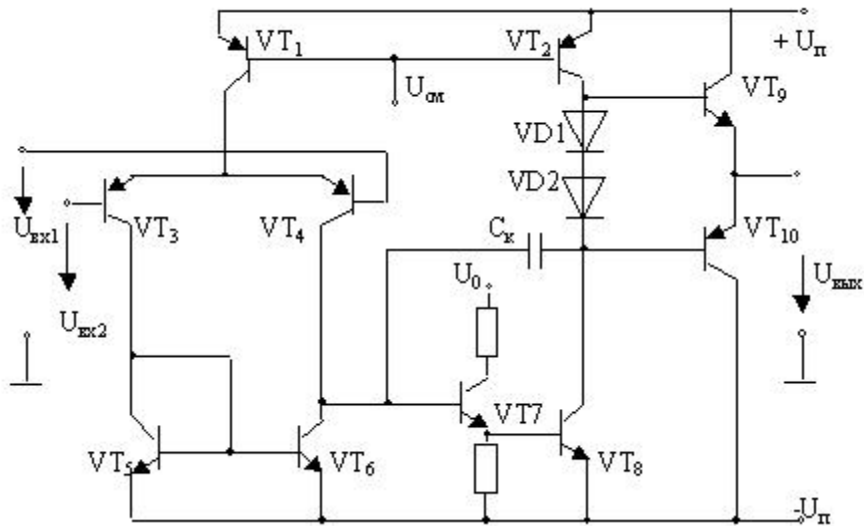


Рис. 16.1. Упрощенная структурная схема ОУ (пример)

В схемах ОУ изображают либо прямоугольником, либо треугольником с указанием входов и выхода, как показано на рис. 16.2.

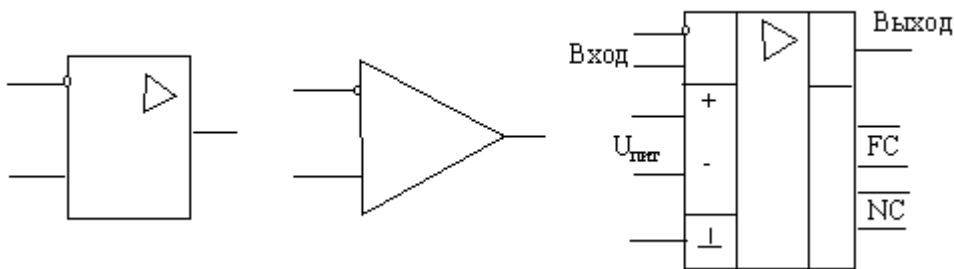


Рис. 16.2. Изображения ОУ:

FC – выводы для частотной коррекции,

NC – выводы для коррекции нуля

Характерной особенностью ОУ является то, что входные сигналы подаются относительно одной общей для входа и выхода точки (шины), которая непосредственно связана с общей точкой двух последовательно соединенных источников питания. Эта точка может не выводиться из корпуса микросхемы, а образована внешними цепями. ОУ имеет два входа, один из которых называется *инвертирующим*, а другой *неинвертирующим* (инвертирующий вход помечают кружком). Часто эти входы называют соответственно *инверсным* и *прямым*. Выводы для коррекции у современных ОУ могут отсутствовать.

16.2. Идеальный ОУ

Основные принципы работы устройств, построенных на основе ОУ, базируются на понятии «идеальный ОУ» [12], т.е. виртуальный ОУ, для которого приняты следующие допущения: собственный коэффициент усиления $K = \infty$, входное сопротивление $R_{вх} = \infty$, выходное сопротивление $R_{вых} = 0$, полоса пропускания $\Delta f = (0 - \infty)$ Гц, отсутствуют дрейф и шумы (при $U_{вх} = 0$, $U_{вых} = 0$).

С учетом принятых допущений найдем основное уравнение для идеального ОУ. Для этого составим систему уравнений для схемы, показанной на рис. 16.3.

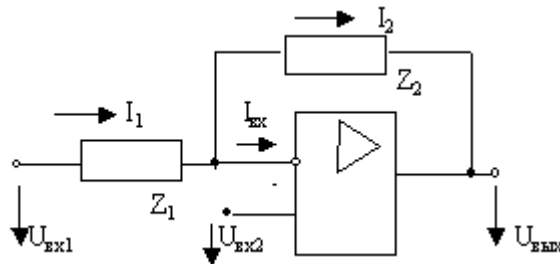


Рис. 16.3. Расчетная схема для идеального ОУ

Примем разность потенциалов между входами равной нулю, тогда:

$$\begin{aligned} U_{вх1} - U_{вх2} - I_1 Z_1 &= 0; \\ U_{вх1} - U_{вых} - I_2 Z_2 - I_1 Z_1 &= 0; \\ I_1 &= (U_{вх1} - U_{вх2}) / Z_1. \end{aligned}$$

Учитывая, что $I_1 = I_2$, получим:

$$U_{вых} = -U_{вх1} Z_2 / Z_1 + U_{вх2} (1 + Z_2 / Z_1). \quad (16.1)$$

Уравнение (16.1) позволяет получить соотношения между входными и выходными сигналами для частных случаев:

- а) $U_{вх1} = 0$, $U_{вых} = U_{вх2} (1 + Z_2 / Z_1)$ – неинвертирующее включение ОУ;
- б) $U_{вх2} = 0$, $U_{вых} = -U_{вх1} Z_2 / Z_1$ – инвертирующее включение ОУ;
- в) $Z_2 = 0$, $U_{вых} = U_{вх2}$, – ОУ включен по схеме повторителя напряжения.

Схемы подключения входных сигналов на входы ОУ для перечисленных случаев показаны на рис. 16.4.

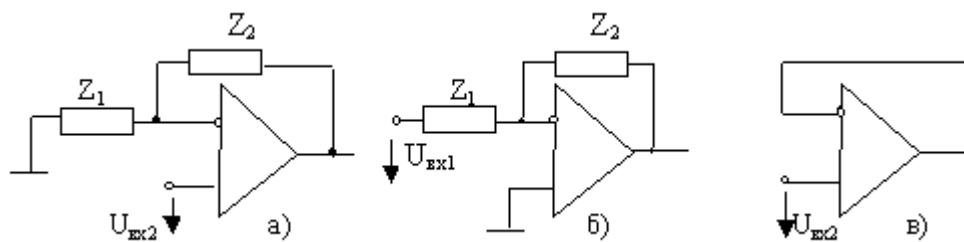


Рис. 16.4. Неинвертирующее включение (а); инвертирующее включение (б); повторитель напряжения (в)

Выбирая различные виды входных элементов и обратных связей ОУ, можно строить различные функциональные узлы. Широко распространены сумматоры (вычитатели) аналоговых сигналов, интеграторы, дифференциаторы и др. Структурные схемы таких устройств показаны на рис. 16.5.

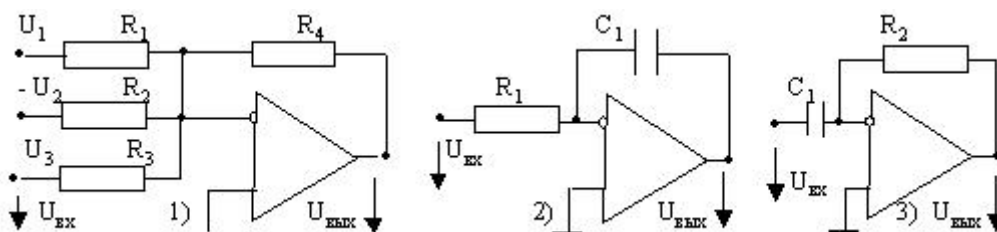


Рис. 16.5. Сумматор (вычитатель) напряжений (1); интегратор входного напряжения (2); дифференциатор входного напряжения (3)

Уравнения, связывающие входные и выходные напряжения для схем, изображенных на рис. 16.6, имеют следующий вид:

Схема 1:
$$U_{\text{вых}} = -R_4 \left[(U_1 / R_1) - (U_2 / R_2) + (U_3 / R_3) \right];$$

Схема 2:
$$U_{\text{вых}} = -1/T_u \int U_{\text{вх}} dt,$$

где T_u – постоянная времени интегрирования, $T_u = R_1 C_1$;

Схема 3:
$$U_{\text{вых}} = -T_\delta * dU_{\text{вх}} / dt,$$

где T_δ – постоянная времени дифференцирования, $T_\delta = R_2 C_1$.

Уравнения, характеризующие свойства схем с ОУ, охваченными различного рода цепями обратных связей, имеют несложный вид только в том случае, если принимается предположение, что ОУ идеален.

В практических уточняющих расчетах схем с применением ОУ часто используют схемную модель ОУ (схему замещения), в которой можно учесть реальные входное и выходное сопротивления ОУ, влияние величины и несимметрии входных токов, напряжение сме-

щения нуля. Один из простых вариантов схемы замещения ОУ [12] показан на рис. 16.6.

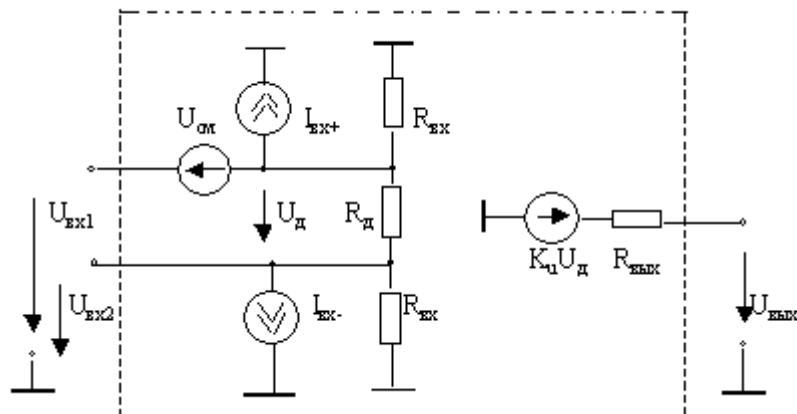


Рис. 16.6. Схема замещения ОУ для малых сигналов (вариант)

В схеме замещения обозначено: U_d – дифференциальное напряжение, которое усиливается в схеме, причем $U_d = U_{вх1} - U_{вх2} + U_{см}$; R_d – дифференциальное входное сопротивление; K_u – собственный коэффициент усиления; $U_{см}$ – напряжение смещения входа. Наличие входных токов по каждому входу имитируется двумя источниками тока $I_{вх-}$, $I_{вх+}$.

16.3. Основные параметры и характеристики ОУ

Различают входные, выходные характеристики и параметры и характеристики передачи.

1. Входные параметры:

1.1 Напряжение смещения нуля $U_{см}$ – это напряжение на выходе ОУ при нулевом входном сигнале, деленное на коэффициент усиления:

$$U_{см} = U_{вых} / K, \quad U_{вх} = 0.$$

1.2 Входные токи – обусловлены конечным значением входных сопротивлений ОУ.

Входные токи ОУ обеспечивают нормальную работу входного дифференциального каскада. Если этот каскад выполнен на полевых транзисторах, то входные токи столь малы, что сравнимы с токами различных утечек. Однако если источники входного сигнала, подключенные к входам ОУ, имеют разные внутренние сопротивления, то между входами образуется нежелательная разность потенциалов, которая после усиления появится на выходе. Поэтому резисторы,

подключаемые к входам ОУ, следует по возможности выбирать с одинаковыми сопротивлениями.

1.3 Разность входных токов – образуется по приведенным выше причинам и может иметь любой знак.

1.4 Входные сопротивления: дифференциальное и синфазное.

Дифференциальное входное сопротивление – это полное входное сопротивление со стороны любого входа при условии, что второй вход соединен с общим выводом схемы. Значение этого сопротивления – от десятков кОм до сотен Мом. Входное синфазное сопротивление характеризует изменение среднего входного тока при приложении к входам ОУ синфазного напряжения. Синфазное сопротивление на несколько порядков выше сопротивления для дифференциального сигнала.

2. Коэффициент ослабления синфазного сигнала:

$$K_{олсф} = U_{вхсф} / U_{вхдиф} \quad \text{при} \quad U_{выхсф} = U_{выхдиф},$$

это отношение напряжения синфазного (поданного на оба входа одновременно) сигнала к дифференциальному входному напряжению, которое обеспечило бы на выходе такой же сигнал, как и в случае подачи синфазного напряжения. Так как $U_{вых} = K \cdot (U_{вхдиф} + U_{вхсф}/K_{олсф})$, то ясно, что $K_{олсф}$ характеризует диапазон синфазного напряжения, при котором работа ОУ не нарушается.

3. Температурные дрейфы: по напряжению – $U_{см}/\text{Град}$, по току – $I_{сх}/\text{Град}$ важны для особо точных (прецизионных) ОУ, оцениваются в мкВ/Град и в нА/Град.

4. Напряжение шумов, приведенное к входу, – это действующее значение $U_{вых}$ при нулевом входном сигнале и нулевом внутреннем сопротивлении источника сигнала, деленное на коэффициент усиления ОУ:

$$U_{швх} = U_{швых}/K.$$

Шумы оценивают в определенной полосе частот входного сигнала, поэтому размерность оценки шума имеет вид: нВ/ $\sqrt{\text{Гц}}$. Иногда в технических данных ОУ приводят значение коэффициента шума в дБ, как отношение мощностей приведенного шума ОУ к мощности шума внутреннего сопротивления (активного) источника, с помощью которого измеряют шумовые характеристики.

5. Коэффициент влияния нестабильности источника питания – это отношение приведенного к входу изменения выходного напряжения ОУ к вызвавшему его изменению питающего напряжения:

$$K_v = \Delta U_{cm} / \Delta U_{um} , [\text{мкВ/В}].$$

6. Выходные параметры:

6.1 Выходное сопротивление (указывается в паспортных данных) – это измеренное со стороны выходного зажима ОУ активное сопротивление;

6.2 Выходное напряжение и выходной максимально допустимый ток – эти параметры указываются при определенной (допустимой) величине сопротивления нагрузки;

7. Характеристики передачи:

7.1 Коэффициент усиления по напряжению K_U

7.2 Частота единичного усиления f_1 – частота входного сигнала, при которой модуль коэффициента усиления ОУ равен 1. Часто называют граничную частоту, под которой подразумевается частота, до которой ОУ обеспечивает гарантируемое значение коэффициента усиления;

7.3 Допустимая скорость нарастания напряжения – это максимальная скорость изменения выходного напряжения при максимальном значении его амплитуды, В/мкс;

7.4 Время установления выходного сигнала – время, за которое выходной сигнал нарастает от 0,1 до 0,9 амплитудного значения;

7.5 Время восстановления – время возврата из режима насыщения.

8. Амплитудная характеристика.

Обычно амплитудная характеристика представляет собой зависимость амплитуды выходного сигнала от амплитуды входного сигнала. Согласно такому определению ОУ будет иметь две характеристики: для инвертирующего и неинвертирующего входов. Вид характеристик показан на рис. 16.7.

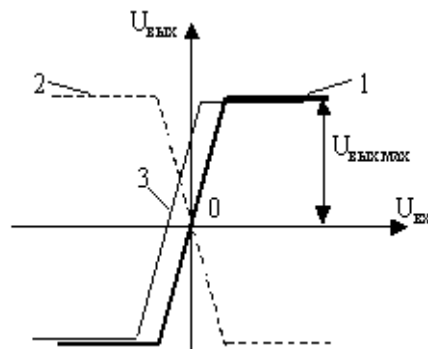


Рис. 16.7. Амплитудные характеристики ОУ:

1 – по неинвертирующему входу; 2 – по инвертирующему входу,

3 – по неинвертирующему входу при наличии смещения нуля

Следует учитывать, что масштабы напряжений имеют разные значения: по горизонтальной оси – мВ, по вертикальной оси – В, а также то, что в ОУ максимальное $U_{вых}$ не может превышать напряжение источника питания.

9. Амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики (АЧХ и ФЧХ) (рис. 16.8).

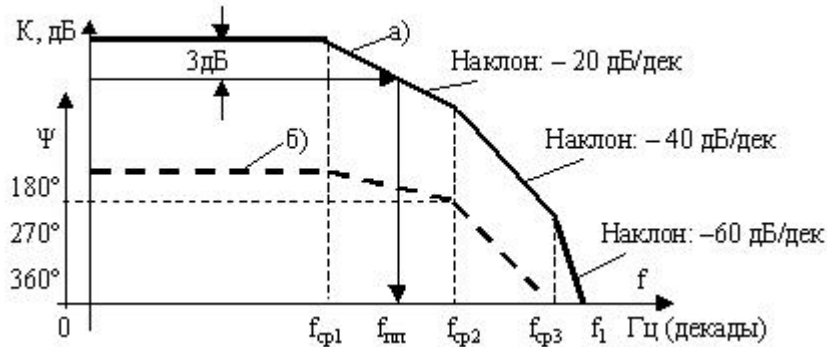


Рис. 16.8. Характеристики ОУ: АЧХ (а), ФЧХ (б)

АЧХ показывает зависимость коэффициента усиления ОУ от частоты входного сигнала. ФЧХ показывает зависимость угла сдвига фаз входного и выходного сигналов от частоты входного сигнала. Наличие указанных характеристик обусловлено тем, что в схеме ОУ всегда имеются паразитные емкости и индуктивности, вносящие сдвиги фаз в сигналы в процессе их усиления. При этом с ростом частоты коэффициент усиления падает, а фазовый сдвиг увеличивается. Если фазовый сдвиг достигает значения 2π , то отрицательная обратная связь превращается в положительную, усилитель превращается в генератор беспорядочных колебаний (возбуждается), теряет устойчивость работы, а, следовательно, и усилительные свойства.

На рис. 16.8, а по вертикальной оси откладывается значение модуля коэффициента усиления ОУ (обычно в дБ), по горизонтальной оси отложены значения частот, как правило, в логарифмическом масштабе. Характерные точки АЧХ показывают диапазоны частот, в которых происходит изменение модуля коэффициента усиления: $f_{cp1}, f_{cp2}, f_{cp3}$ — частоты «среза» — это частоты, при которых происходит заметное уменьшение коэффициента усиления;

f_{mn} — частота «полосы пропускания» — показывает диапазон частот, в котором модуль коэффициента усиления уменьшается от максимального значения не более, чем на 3 дБ; f_1 — частота «единичного» усиления — частота, при которой входной сигнал уже не усиливается. На логарифмических АЧХ (ЛАЧХ) участки характеристики показы-

вают отрезками прямых линий, имеющих наклон, соответствующий скорости изменения модуля коэффициента усиления ОУ при изменении частоты входного сигнала (рис.16.8, *а*). Фазочастотная характеристика на рис.16.8, *б* представлена для случая, когда входной сигнал подан на инвертирующий вход, поэтому начальное значение угла сдвига фаз $\Psi = 180^\circ$. По мере роста частоты угол сдвига фаз увеличивается, достигая при некоторой частоте значения 360° , что приводит к потере устойчивости работы ОУ.

С целью недопущения таких режимов производят частотную коррекцию характеристик при изготовлении ОУ (внутренняя коррекция), либо делают специальные контактные выводы в микросхеме ОУ для подключения корректирующих конденсаторов (внешняя коррекция).

Коррекцией добиваются желательного изменения АЧХ и ФЧХ в заданном диапазоне частот усиливаемого сигнала. Особого внимания заслуживает случай, когда нагрузка ОУ носит емкостный характер, так как емкость вносит дополнительный сдвиг фаз в усилительный тракт, который может привести к самовозбуждению схемы.

С целью предотвращения самовозбуждения в цепь отрицательной обратной связи ОУ обычно включают дополнительные конденсаторы для коррекции ФЧХ и АЧХ.

16.4. Обратные связи (ОС) в усилительных устройствах

Элементы теории обратных связей в усилителях. Обратной связью называют процесс передачи выходного сигнала (целиком или его части) с выхода на вход усилительного устройства с целью коррекции характеристик и параметров этого устройства.

Обратная связь осуществляется с помощью электрических цепей (устройств), соединяющих вход и выход усилительного устройства. Часто эти цепи тоже называют обратной связью и говорят, что они «охватывают» усилитель или усилительное устройство. В общем случае ОС может охватывать один усилительный каскад или несколько каскадов, поэтому можно различать *общую* и *местную* ОС.

Сигнал ОС, получаемый с выхода устройства, может на входе либо суммироваться с основным усиливаемым сигналом, либо вычитаться из него. В первом случае обратную связь называют *положительной* (ПОС), во втором – *отрицательной* (ООС). В случае сигналов переменного тока ПОС будет осуществляться при совпадении фаз основного (входного) сигнала и сигнала ОС, а ООС – при разности этих фаз, равной 180° .

Основные соотношения для усилительного устройства, охваченного цепями обратной связи, можно получить из обобщённой структурной схемы усилительного устройства, состоящего из усилительного каскада, цепи обратной связи и сумматора сигналов на входе (рис. 16.9).

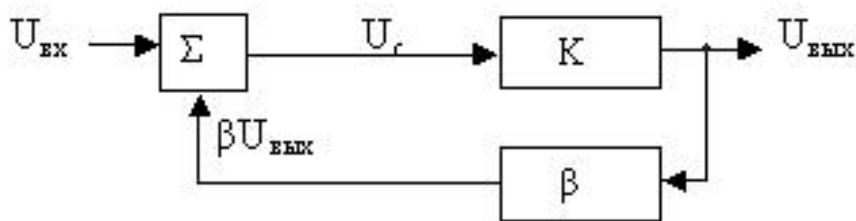


Рис. 16.9. Обобщённая структурная схема усилительного устройства с цепью обратной связи

Система уравнений, характеризующих структурную схему, выглядит следующим образом:

$$\begin{aligned} U_{вых} &= K U_c; \\ U_c &= U_{вх} + \beta U_{вых}, \end{aligned} \quad (16.2)$$

где K – собственный коэффициент усиления (передачи) усилителя;

β – коэффициент передачи (усиления) цепи (звена) ОС;

$U_{вх}$ – входной (основной) усиливаемый сигнал;

$U_{вых}$ – выходной (усиленный) сигнал усилительного устройства.

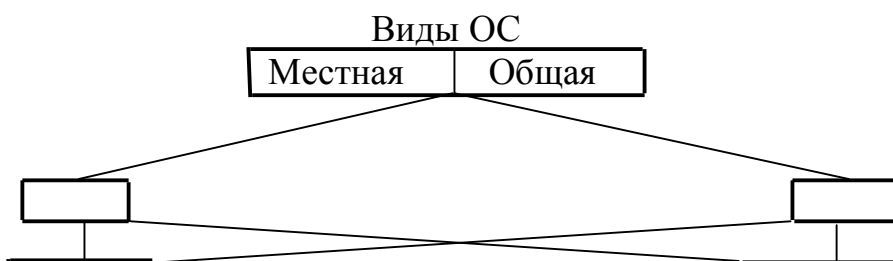
Вычислим по общему правилу результирующий коэффициент передачи (усиления) схемы: $K_p = U_{вых} / U_{вх}$. С учётом уравнений (16.2) получим:

$$K_p = K / (1 - \beta K). \quad (16.3)$$

Полученное выражение позволяет сделать важные выводы о свойствах усилительного устройства, охваченного цепью ОС, а также выяснить степень влияния свойств звена ОС на общие свойства этого устройства.

Виды ОС и их влияние на свойства усилительных устройств

В усилительных устройствах используют разнообразные виды обратных связей, различающихся по способам получения (формирования) сигнала ОС, по способам использования (введения) сигнала ОС на входе, по частотным свойствам и т.д. Основные названия видов ОС представлены ниже.



ПОС	Различие По знаку	ООС
По току	По роду электрической величины	По напряжению
Последовательная	По способу введения	Параллельная
Частотно-зависимая	По частоте	Частотно-независимая

Рассмотрим влияние обратных связей на общие свойства усилительного устройства, обобщенная схема которого изображена на рис. 16.9.

Анализ выражения (16.3) показывает, что величина результирующего коэффициента передачи схемы зависит от величины и знака коэффициента передачи звена ОС β , причём, если $\beta > 0$, а $\beta K < 1$, то $K_p > K$, т.е. коэффициент усиления схемы становится больше, чем собственный коэффициент усиления усилительного элемента (УЭ). Если $\beta < 0$, то $K_p < K$, т.е. коэффициент усиления схемы становится меньше, чем собственный коэффициент усиления УЭ.

Первый случай соответствует ПОС, второй – ООС. Если $\beta K = 1$, то теоретически результирующий коэффициент передачи увеличивается до бесконечно большой величины. На практике схема становится неработоспособной как усилитель и превращается в устройство, генерирующее (если не принять специальных мер) беспорядочные колебания выходного сигнала (говорят, что схема теряет устойчивость – «возбуждается»). Если предположить, что собственный коэффициент усиления усилительного звена достаточно большой, то из выражения (16.3) можно получить

$$K_p \approx - (1/ \beta). \quad (16.4)$$

Полученное соотношение свидетельствует о том, что свойства усилителя с большим собственным коэффициентом усиления будут определяться свойствами звена обратной связи. Этот факт широко используется для построения разнообразных функциональных узлов и устройств на основе ОУ.

Влияние ОС на другие параметры усилительного устройства рассмотрим на примерах изменения входных и выходных сопротивлений устройств с введением цепей ОС. Отметим два важных свойства указанных параметров:

1. Входное сопротивление устройства, охваченного цепью ОС, зависит от способа введения сигнала ОС во входную цепь и не зависит от способа получения этого сигнала;

2. Выходное сопротивление усилителя, охваченного цепью ОС, зависит от способа получения сигнала ОС и не зависит от способа введения этого сигнала во входную цепь.

Методику определения входных и выходных сопротивлений для усилительного каскада, охваченного цепью ОС, рассмотрим на примере структурной схемы усилителя напряжения (рис. 16.10).

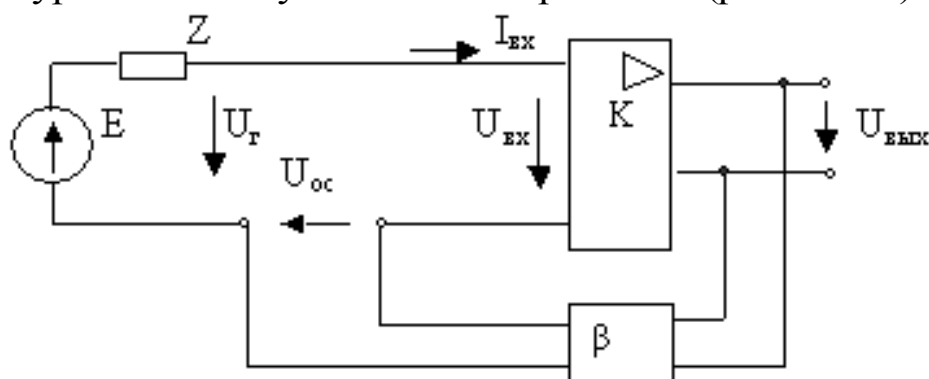


Рис. 16.10. Структурная схема усилительного устройства с ОС, введённой последовательно по напряжению

В схеме соблюдаются следующие очевидные соотношения:

$$U_{вых} = KU_{вх}; \quad U_{ос} = \beta U_{вых}; \quad U_{Г} = U_{вх} + U_{ос}; \quad U_{вх} / I_{вх} = Z_{вх0},$$

где $Z_{вх}$ – собственное входное сопротивление усилителя, имеющего собственный коэффициент усиления K . Определяя по общему правилу входное сопротивление всей схемы как $Z_{вх} = U_{Г} / I_{вх}$, получим:

$$Z_{вх} = Z_{вх0}(1 + \beta K). \quad (16.5)$$

Соотношение (16.5) показывает, что при наличии ООС входное сопротивление схемы увеличивается. Если направление напряжения $U_{ос}$ изменить на противоположное, получим положительную обратную связь. В этом случае

$$Z_{вх} = Z_{вх0}(1 - \beta K). \quad (16.6)$$

Анализ показывает, что в этом случае входное сопротивление схемы может быть нулевым, отрицательным либо положительным, но меньше $Z_{вх0}$.

Используя показанную выше методику определения сопротивлений схемы, можно получить следующие результаты:

1. ООС по напряжению уменьшает выходное сопротивление схемы, а ПОС либо увеличивает его, либо делает отрицательным.

2. ООС по выходному току увеличивает выходное сопротивление схемы, ПОС может это сопротивление оставить неизменным, увеличить его или сделать отрицательным.

Подробный анализ действия цепей ОС в усилительных устройствах [20] позволяет сделать следующие общие выводы:

1. Введение цепей ОС изменяет основные параметры усилительного устройства как количественно, так и качественно.

2. Действие ООС и ПОС, как правило, противоположно.

3. Введение цепей ООС стабилизирует коэффициент усиления устройства, расширяет полосу пропускания, уменьшает частотные и фазовые искажения.

4. Введение цепей ПОС сужает полосу пропускания устройства, приводит к увеличению частотных и фазовых искажений, уменьшает устойчивость схемы к изменениям параметров и характеристик элементов схемы.

5. Параметры цепей (звеньев) ОС оказывают существенное влияние на параметры и характеристики всего усилительного устройства.

16.5. Примеры использования ОУ и ОС в некоторых схемах

Конверторы сопротивлений. ОУ позволяют строить схемы, обладающие свойствами, не характерными для обычных элементов. Примерами могут служить так называемые конверторы и инверторы сопротивлений и проводимостей [12]. Эти схемы позволяют изменять масштаб сопротивлений, проводимостей, ёмкостей и индуктивностей, заменять индуктивные элементы ёмкостными, изменять знак сопротивлений с положительного на отрицательный, схемно получать отрицательные ёмкости и индуктивности. Понятия отрицательной ёмкости и индуктивности связаны с комплексным представлением соответствующих проводимостей. Положительная ёмкость имеет комплексную проводимость $Y_c = \omega C e^{j90^\circ}$, которая показывает, что ток в ёмкости опережает напряжение на 90° . В отрицательной ёмкости ток будет отставать от напряжения на 90° .

Известно, что в индуктивности (положительной) ток отстаёт от напряжения на 90° , а индуктивное сопротивление представляют комплексной величиной $Z_L = \omega L e^{j90^\circ}$.

Отрицательная индуктивность представляется комплексным сопротивлением, в котором ток опережает напряжение на 90° . Некоторые структурные схемы таких устройств [12] показаны на рис. 16.11.

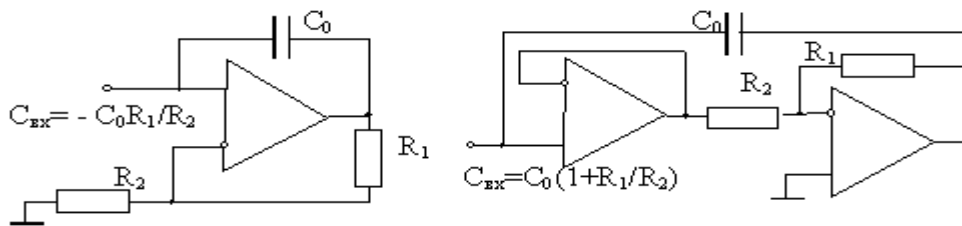


Рис. 16.11. Схемы конверторов емкостного сопротивления

Схемы сравнения на основе ОУ. Большой собственный коэффициент усиления позволяет построить эффективные схемы сравнения двух напряжений, применяемые в различных устройствах автоматики [53]. На основе ОУ можно построить как однопороговые, так и гистерезисные схемы сравнения. Передаточные характеристики таких схем представлены на рис. 16.12 и 16.13.

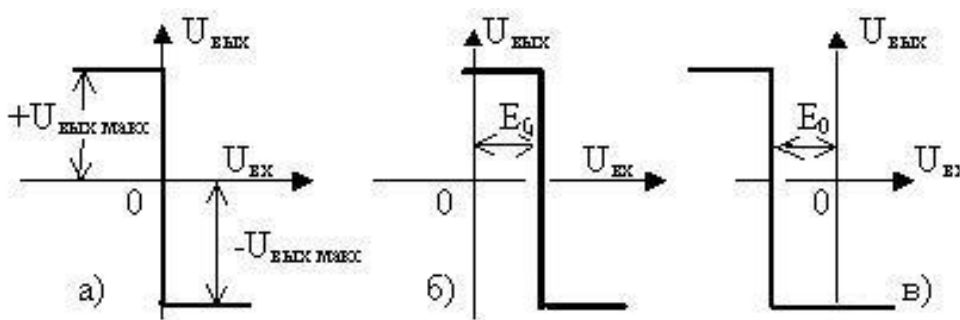


Рис. 16.12. Идеальные передаточные характеристики однопороговой схемы сравнения:

- а) для идеального ОУ без внешнего смещения;
- б) с положительным смещением; в) с отрицательным смещением

Передаточные характеристики, показанные на рис. 16.12 и 16.13, могут быть получены, если использовать ОУ без обратной связи или с положительной обратной связью.

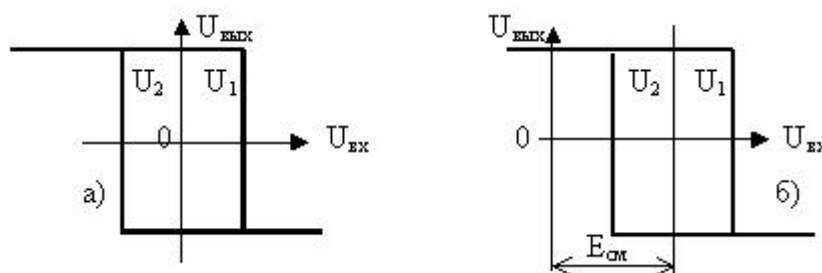


Рис. 16.13. Передаточные гистерезисные характеристики: а) симметричная без смещения; б) со смещением

При этом ОУ по свойствам должен приближаться к идеальному: $K_{OY} \rightarrow \infty$, $R_{BX} \rightarrow \infty$, $R_{BLYX} \rightarrow 0$. Согласно основному уравнению для усилителя с обратной связью (ОС), имеем:

$$K_{OC} = \frac{K_{OY}}{1 - b_{OC} \cdot K_{OY}}, \quad (16.7)$$

где b_{OC} – коэффициент обратной связи, K_{OY} – собственный коэффициент усиления ОУ, K_{OC} – коэффициент усиления схемы.

Если $b_{OC} = 0$ (отсутствует ОС), то $K_{OC} = K_{OY}$, причем при достаточно большом значении K_{OY} напряжение на выходе ОУ появится при нулевом значении напряжения на его входах. Работа ОУ в таком режиме имеет только теоретическое значение. Для того чтобы построить схему сравнения, нужно использовать факт перехода ОУ из одного состояния в другое при разности напряжений на входах, близкой к нулю. Сравнимые напряжения подают на инвертирующий и неинвертирующий входы, а момент их равенства будет зафиксирован скачкообразным изменением напряжения на выходе. Структурные схемы, позволяющие осуществить сравнение одного напряжения с другим (в том числе и с нулем), показаны на рис. 16.14.

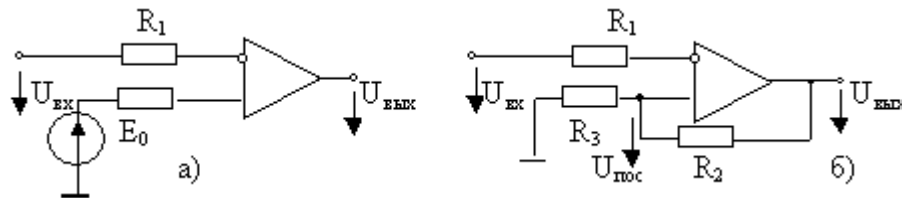


Рис. 16.14. Структурные схемы сравнения напряжений:

- а) ОУ без цепи обратной связи с высоким K_{OY} ;
- б) ОУ с положительной ОС

В схеме 16.14, а входное напряжение $U_{вх}$ сравнивается с опорным напряжением E_0 . В схеме 16.14, б входное напряжение $U_{вх}$ сравнивается с напряжением U_{noc} , образованным из выходного напряжения резисторным делителем R_2, R_3 .

Схема сравнения может быть построена на ОУ без обратной связи при подаче сравниваемых напряжений на один неинвертирующий вход, если одно из сравниваемых напряжений (или оба) имеют знакопеременный характер изменения. Схема такого устройства сравнения приведена на рис. 16.15.

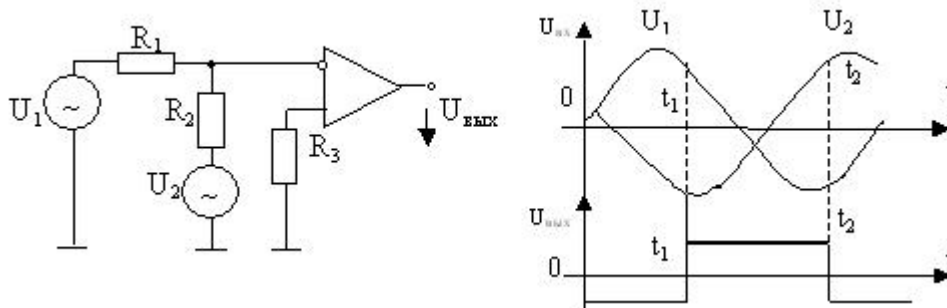


Рис. 16.15. Структурная схема сравнения знакопеременных напряжений и временные диаграммы сигналов

Переключение схемы будет происходить в моменты t_1, t_2 , когда

$$\frac{U_1(t)}{R_1} = \frac{U_2(t)}{R_2}, \quad (16.8)$$

где $U_1(t), U_2(t)$ – текущие (мгновенные) значения сравниваемых напряжений.

Если выбрать $R_1=R_2$, переключение будет происходить в моменты равенства абсолютных значений противоположных по знаку напряжений (в предположении, что внутренние сопротивления источников напряжений одинаковы).

Если $b_{oc} \neq 0$ и имеет положительный знак, то согласно (16.7), коэффициент передачи схемы увеличивается, при этом гистерезисную характеристику (рис. 16.13) можно получить при $b_{oc} > 1/K_{OУ}$.

В схеме рис. 16.14, б на инвертирующий вход подано изменяющееся по абсолютному значению и знаку напряжение U_{ex} , а цепь ПОС образована делителем R_2, R_3 . На неинвертирующем входе будет образовано напряжение

$$|U_{ПОС}| = |U_{вых\ max}| \cdot \frac{R_3}{(R_2 + R_3)}. \quad (16.9)$$

Знак этого напряжения будет определяться знаком выходного напряжения ОУ, находящегося в состоянии положительного или отрицательного ограничения. Если, например, на выходе ОУ напряжение соответствует уровню положительного ограничения (на выходе присутствует положительное $U_{вых\ max}$), подача отрицательного напряжения U_{ex} не будет изменять состояние схемы до тех пор, пока $|U_{ex}| < |U_{нос}|$. В момент, когда $|U_{ex}| = |U_{нос}|$ произойдет изменение выходного напряжения ОУ от $+U_{вых\ max}$ до $-U_{вых\ max}$, а на неинвертирующем входе установится напряжение

$$U_{\text{ПОС}} = -U_{\text{вых max}} \cdot \frac{R_3}{(R_2 + R_3)}. \quad (16.10)$$

Таким образом, устойчивые состояния при наличии ПОС в рассматриваемой схеме будут устанавливаться каждый раз после перехода входного напряжения через пороговые значения $U_{\text{нос}}$, определяемые выражениями (16.9, 16.10). Анализ работы схемы с идеальным ОУ и цепью ПОС показывает, что передаточная характеристика будет иметь вид, представленный на рис. 16.13, а, где U_1 и U_2 определяются по выражению (16.10).

Смещение характеристики по горизонтальной оси относительно начала координат можно осуществить подачей дополнительного напряжения смещения на тот или иной вход. Если напряжение смещения положительное, то подача его на неинвертирующий вход смещает характеристику вправо (рис. 16.13, б), а подача его на инвертирующий вход смещает характеристику влево. Смещение характеристики влево можно осуществить подачей отрицательного смещения на неинвертирующий вход.

Следует заметить, что подачу напряжения смещения нужно выполнять через резистор, сопротивление которого должно быть значительно больше сопротивлений, используемых для реализации характеристик. Структурные схемы, реализующие такие характеристики, показаны на рис. 16.16.

Аналоговый компаратор. Построение схем сравнения повышенной чувствительности на ОУ, как на дискретном элементе, встречает определенные трудности. Значительно лучшими характеристиками обладают интегральные схемы сравнения двух напряжений, называемые *аналоговыми компараторами*.

Компаратором принято называть интегральную схему, предназначенную для сравнения двух напряжений и выдачи результата сравнения в виде напряжения, соответствующего логическим уровням «0» или «1». Аналоговый компаратор служит связующим звеном между аналоговой и цифровой частями схемы.

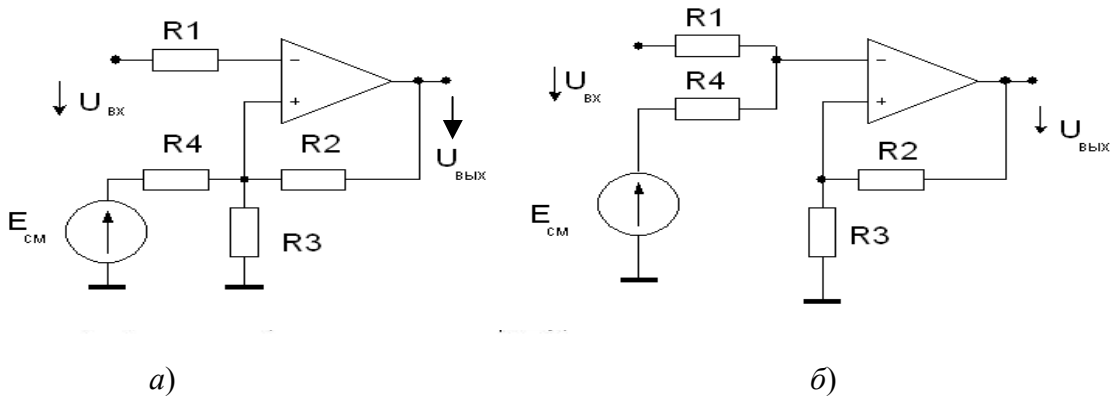


Рис. 16.16. Гистерезисные структурные схемы:
а – напряжение смещения подано на неинвертирующий вход;
б – напряжение смещения подано на инвертирующий вход

В структурной схеме компаратора помимо операционного усилителя есть дополнительные элементы, обеспечивающие выполнение основной функции сравнения и функции преобразования уровня выходного напряжения в соответствии с результатом сравнения. Передаточные характеристики и упрощенная структурная схема компаратора [30] показаны на рис. 16.17.

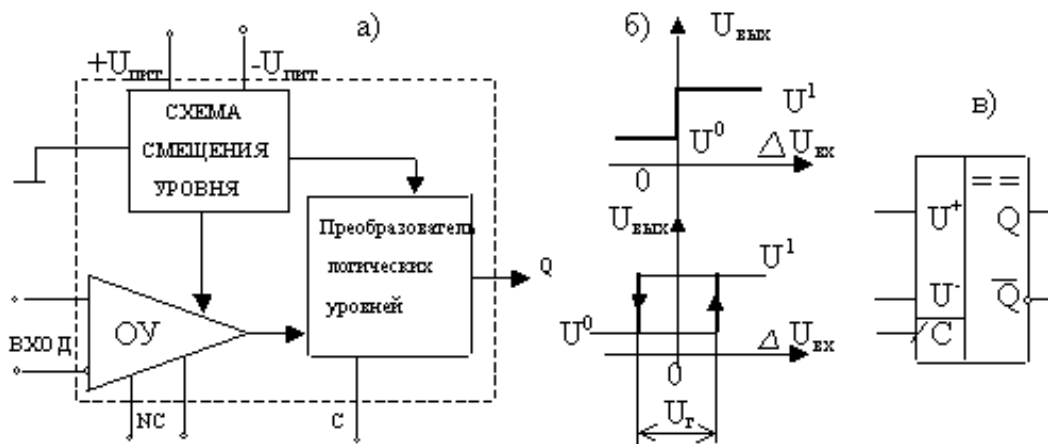


Рис. 16.17. Структурная схема, передаточные характеристики и УГО аналогового компаратора

На рис. 16.17 приняты следующие обозначения: *НС* – выводы для коррекции нулевого уровня (балансировки); *С* – вход тактирования; U^0, U^1 – логические уровни выходного сигнала; Q – обозначение выхода; U^+, U^- – обозначения входных зажимов; U_2 – ширина петли гистерезисной характеристики.

Условия работы компаратора определяются следующим образом:

{

$$U_{\text{вых}} = \begin{cases} U^1 & \text{при } U^+ > U^- \text{ или } \Delta U_{\text{вх}} > 0 \\ U^0 & \text{при } U^+ < U^- \text{ или } \Delta U_{\text{вх}} < 0. \end{cases}$$

Наличие гистерезиса в выходной характеристике компаратора обусловлено погрешностью сравнения уровней входных напряжений, а величина напряжения U_2 характеризует его чувствительность и может составлять несколько мВ. Важнейшими параметрами компаратора являются:

- пороговая чувствительность – минимальный разностный сигнал, который способен идентифицировать компаратор;
- входные и выходные токи;
- коэффициент ослабления синфазного сигнала – отношение величины синфазного напряжения к дифференциальному сигналу, вызывающему срабатывание компаратора, (измеряется в дБ);
- быстродействие (время переключения), характеризуемое промежутком времени от момента подачи входного сигнала $\Delta U_{\text{вх}}$ до момента достижения выходным сигналом логического уровня U^0 или U^1 .

Современные аналоговые компараторы имеют время переключения несколько десятков нс при пороговой чувствительности около 0,25 мВ.

16.6. Области применения ОУ в электронных схемах

Области использования ОУ весьма разнообразны. Приведенный ниже перечень устройств не охватывает все возможные случаи использования ОУ.

1. В линейных частотно-независимых и частотно-зависимых схемах:

1.1. Инвертирующие и неинвертирующие масштабные усилители.

1.2. Усилители с регулируемым усилением и повторители напряжения.

1.3. Специальные дифференциальные и мостовые усилители.

1.4. Стабилизаторы тока и напряжения.

1.5. Усилители тока фотоэлементов и электрометрические усилители.

1.6. Интеграторы, дифференциаторы, фазовращатели, активные фильтры.

2. В схемах с нелинейными и управляемыми обратными связями:

- 2.1. Формирователи импульсов, ограничители, функциональные преобразователи.
- 2.2. Прецизионные и фазочувствительные выпрямители, детекторы и компараторы.
- 2.3. Логарифмические и антилогарифмические усилители.
- 2.4. Аналоговые умножители и делители, широтно-импульсные модуляторы.
- 2.5. Аналого-цифровые и цифро-аналоговые преобразователи (АЦП и ЦАП).
- 2.6. Автогенераторы, мультивибраторы, генераторы синусоидальных колебаний.
- 2.7. Преобразователи напряжения в частоту и частоты в напряжение.

17. ГЕНЕРАТОРЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ И ЭЛЕКТРОННЫЕ КЛЮЧИ

17.1. Общие сведения

Генератор колебаний – это устройство, посредством которого энергия источника питания преобразуется в электрические колебания нужной формы, частоты и мощности.

Генераторы классифицируют по ряду признаков: частоте, форме колебаний, назначению, выходной мощности, типу активного элемента, виду цепей обратной связи.

По частоте различают инфранизкочастотные генераторы (частота генерации меньше 10 Гц), низкочастотные (от 10 Гц до 100 кГц), высокочастотные (от 100 кГц до 100 МГц), сверхвысокочастотные (выше 100 МГц). По форме колебаний различают генераторы гармонических и негармонических (импульсных) сигналов.

По виду цепей обратной связи различают LC -, RC -, RL - генераторы. По используемым активным элементам генераторы подразделяют на транзисторные, ламповые, на операционных усилителях, динисторах и др. [27].

Генератор колебаний можно представить нелинейным устройством, обобщенная структурная схема которого показана на рис. 17.1.

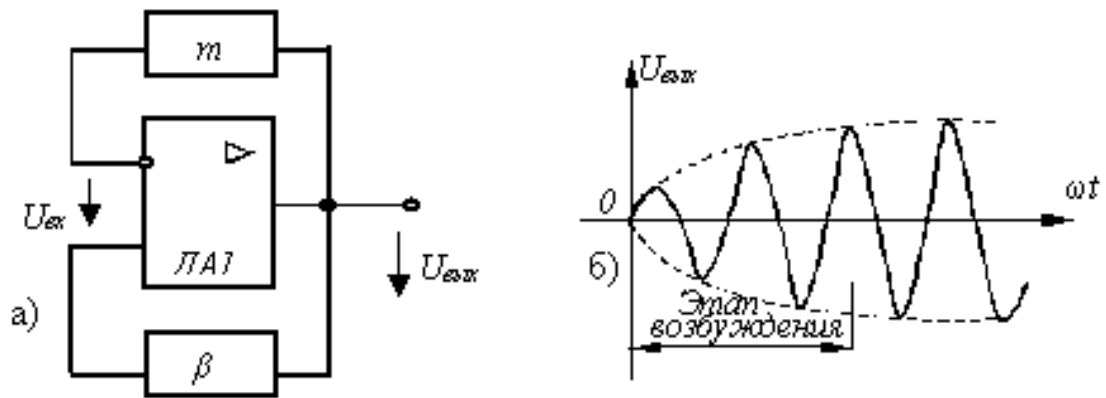


Рис. 17.1. Структурная схема генератора с внешней обратной связью (а) и процесс установления колебаний (б)

Схема содержит усилитель с коэффициентом усиления K , цепь отрицательной обратной связи с коэффициентом передачи m и цепь положительной обратной связи с коэффициентом передачи β . Различают 2 этапа после включения питания: этап возбуждения и этап стационарного режима. На первом этапе основную роль играет цепь положительной обратной связи (ПОС), которая обычно выполняется на пассивных элементах и имеет потери. После подачи питания в схеме возникают колебания, обусловленные нестационарными (переходными) процессами – зарядом емкостей, нарастанием тока в индуктивностях, переходными процессами в транзисторах или операционных усилителях. Эти колебания появляются на входе в виде сигнала $U_{вх}$ и на выходе усилителя в виде сигнала $U_{вых} = KU_{вх}$. С выхода усилителя колебания через цепь ПОС поступают на вход усилителя, т.е. $U_{вх} = \beta U_{вых}$.

Сравнение выражений для $U_{вых}$ в установившемся режиме приводит к равенству $U_{вых} = \beta K U_{вых}$, откуда следует, что для возбуждения колебаний должно соблюдаться условие

$$\beta K = 1 \quad (17.1)$$

Произведение βK называется *петлевым усилением* усилителя с обратной связью. Учитывая, что β и K – комплексные величины условие (17.1) распадается на два, которые называют *условиями баланса амплитуд* (17.2) и *баланса фаз* (17.3):

$$|K\beta| = 1 \quad (17.2);$$

$$\arg(K\beta) = \varphi_k + \varphi_c = 0, \quad (17.3)$$

где φ_k и φ_c – сдвиг по фазе усиливаемого сигнала соответственно для прямой и обратной передачи.

Условие (17.2) означает, что модуль коэффициента усиления усилителя должен быть равен модулю обратной величины коэффициента передачи звена ПОС, т.е. насколько сигнал ослабляется при передаче через цепь ПОС, настолько он должен быть усилен при прохождении через усилитель.

Если $K < \beta^{-1}$, то колебания в схеме генератора будут затухающими и наоборот. Цепь отрицательной обратной связи служит для точного выполнения условия баланса амплитуд.

Условие (17.3) означает, что полный фазовый сдвиг между колебаниями на входе и выходе в замкнутом контуре генератора должен быть равен $2\pi n$, где n – любое целое число. Если условие (17.3) соблюдается только на одной частоте, то (при выполнении условия баланса амплитуд) колебания будут гармоническими. Если условия баланса фаз выполняются для ряда частот, колебания будут негармоническими.

17.2. Генераторы гармонических сигналов

Широкое распространение получили схемы генераторов, имеющих название трехточечных. Одна из них приведена ниже на рис. 17.2.

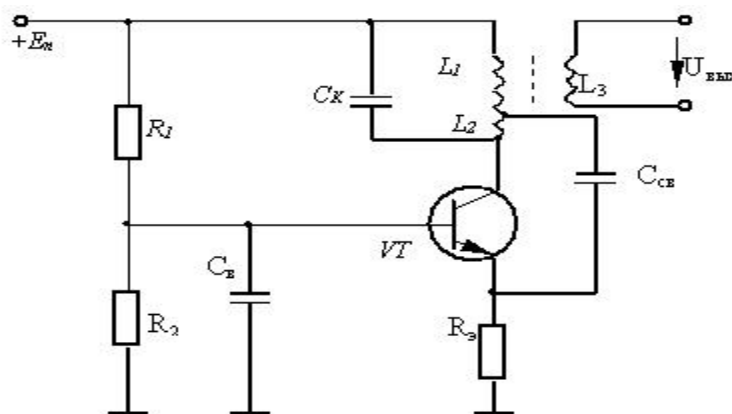


Рис. 17.2. Схема индуктивного трехточечного генератора на биполярном транзисторе

На рисунке изображена схема индуктивного трехточечного генератора на биполярном транзисторе. В ней колебания возникают в контуре C_k, L_1, L_2 , а часть напряжения через конденсатор связи $C_{св}$ подается во входную эмиттерную цепь транзистора, образуя положительную обратную связь.

Сопротивления R_1 и R_2 обеспечивают выбор рабочей точки транзистора по постоянному току. Выходное напряжение снимается с дополнительной индуктивной обмотки. Генераторы с LC -контурами ис-

пользуются в основном на высокой частоте. На низких частотах обычно используют генераторы с RC -цепями в звеньях ПОС. Часто используется RC -цепь, называемая мостом Вина (рис. 17.3).

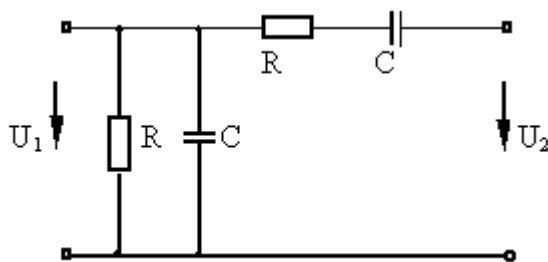


Рис. 17.3. Схема моста Вина

Мост Вина состоит из двух RC -звеньев: первое звено образовано последовательным соединением конденсатора и резистора и имеет сопротивление $z_1 = R + \frac{1}{j\omega C}$; второе звено образовано параллельным соединением таких же элементов и имеет сопротивление

$$z_2 = \frac{R \frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{R}{1 + j\omega RC}.$$

Схема генератора гармонических колебаний с мостом Вина показана на рис. 17.4. Мост Вина образует цепь ПОС с коэффициентом передачи

$$\beta = \frac{z_2}{z_1 + z_2} = \frac{1}{1 + \frac{(1 + j\omega RC)(1 + j\omega RC)}{j\omega RC}} = \frac{j\omega RC}{1 + 3j\omega RC - C^2 R^2 \omega^2}. \quad (17.4)$$

Если выполнить условие $1 - C^2 R^2 \omega^2 = 0$, то есть $\omega = \frac{1}{CR}$, то фазовый сдвиг будет равен нулю, а модуль коэффициента обратной связи $\beta = \frac{1}{3}$. Частота генерации будет определяться выражением

$$f = \frac{1}{2RC\pi}. \quad (17.5)$$

Стабилизацию амплитуды в таком генераторе обеспечивают с помощью нелинейной цепи отрицательной обратной связи R_1, R_2 .

В качестве нелинейного сопротивления можно использовать миниатюрную лампочку накаливания. При этом с увеличением выходного напряжения ток в цепи R_1, R_2 увеличивается, что приводит к увеличению сопротивления нити лампы накаливания и возрастанию глубины отрицательной обратной связи:

$$m = R_2 / (R_1 + R_2) \quad (17.6)$$

Увеличение глубины отрицательной обратной связи приводит к замедлению увеличения выходного напряжения, в результате чего амплитуда выходного напряжения стабилизируется.

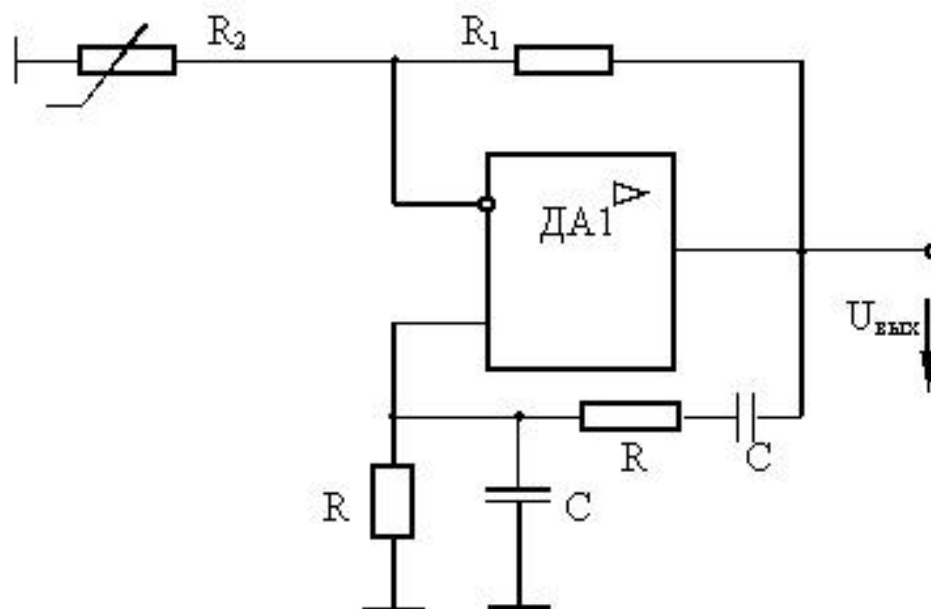


Рис. 17.4. Схема генератора с мостом Вина

17.3. Кварцевые генераторы

В кварцевых генераторах в качестве элемента колебательного контура используется кристалл кварца (кварцевый резонатор), имеющий высокостабильную собственную резонансную частоту. Схема замещения кварцевого резонатора представлена на рис. 17.5, *а*. Кварцевый генератор может быть построен по схеме, приведенной на рис. 17.5, *б*.

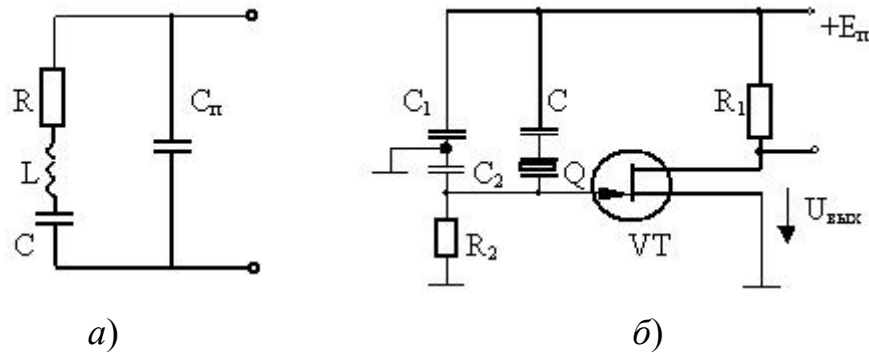


Рис. 17.5. Схема замещения кварца (а) и схема кварцевого генератора (б)

В схеме замещения кварцевого резонатора L – эквивалентная индуктивность кварца, R – сопротивление потерь, C – последовательная емкость, C_n – параллельная емкость. В изображенном на рис. 17.5, а контуре наблюдаются две резонансные частоты: резонанса токов и резонанса напряжений. Для кварца эти частоты практически совпадают, поэтому частотная характеристика кварцевого резонатора имеет резко выраженный максимум. В схеме кварцевого генератора ПОС обеспечивается за счет того, что кварц вносит дополнительный фазовый сдвиг между входным и выходным напряжениями. Конденсаторы C_1 и C_2 включаются для улучшения условий возбуждения. Основное преимущество кварцевых генераторов – высокая стабильность частоты колебаний. Например, стабильность частоты RC -генераторов имеет величину около 0,1 %, LC -генераторов – около 0,01 %, а кварцевый генератор имеет стабильность $(10^{-4}–10^{-5})$ % [30].

17.4. Генераторы колебаний прямоугольной формы (мультивибраторы)

Принцип получения сигналов с прямоугольной формой напряжения поясним на примере использования схемы *KP1006BIII*, называемой интегральным таймером [12]. (Таймерами называют устройства, предназначенные для получения точных интервалов времени или последовательности импульсов со стабильными частотами). Упрощенная схема интегрального таймера изображена на рис. 17.6.

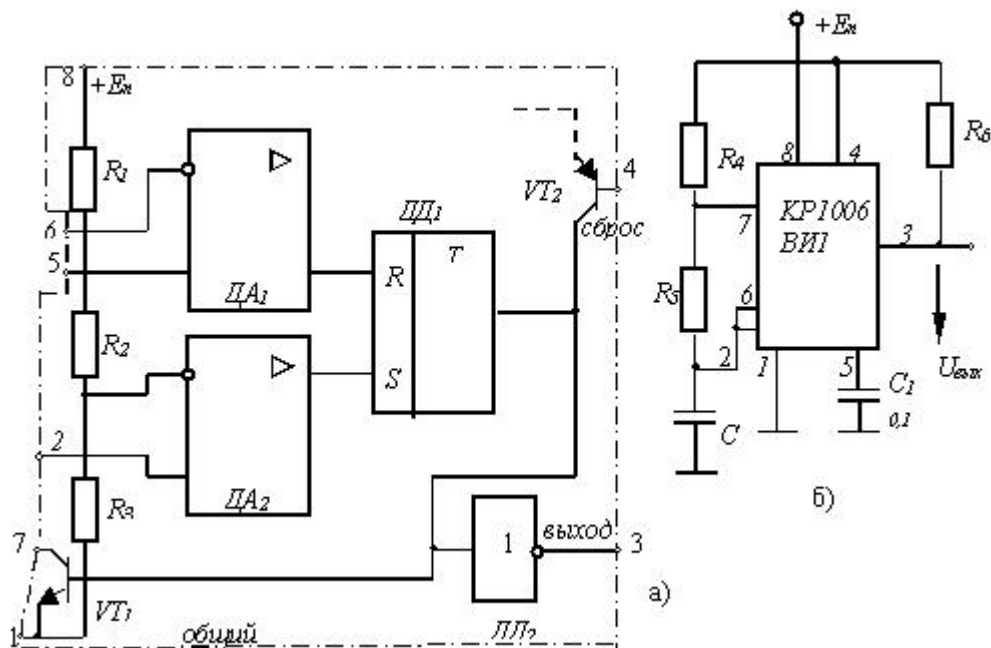


Рис. 17.6. Упрощенная схема таймера КР1006ВИ1 (а) и схема включения его мультивибратором (б)

Схема таймера содержит делитель напряжения, составленный из одинаковых резисторов R_1 , R_2 , R_3 , два компаратора $ДА_1$, $ДА_2$, выполненные на основе схем операционных усилителей, RS -триггер DD_1 , инвертор DD_2 , разрядный ключ на транзисторе VT_1 , ключ сброса VT_2 (показан условно).

При подаче напряжения на таймер конденсатор C (рис. 17.6, б) заряжается по цепи R_4 , R_5 , C до напряжения $U = \frac{2}{3}U_n$, при котором срабатывает компаратор $ДА_1$. Компаратор $ДА_1$ устанавливает триггер DD_1 в такое положение, при котором на его выходе появляется сигнал, включающий ключ VT_1 . При этом обеспечивается создание цепи разряда конденсатора через резистор R_5 и транзистор VT_1 .

При достижении напряжением на конденсаторе значения $1/3 E_n$ срабатывает компаратор $ДА_2$ и через вход S триггера DD_1 устанавливает триггер в исходное положение, при котором на его выходе образуется низкое напряжение, ключ VT_1 закрывается. Начинается заряд конденсатора до напряжения $2/3 U_n$. В схеме устанавливаются устойчивые колебания. На выходе инвертора DD_2 получим прямоугольные импульсы, амплитуда которых определяется напряжением питания.

Длительность стадий заряда T_1 и разряда T_2 конденсатора C можно определить следующим образом:

$$\begin{aligned} T_1 &= 0.693(R_4 + R_5)C, \\ T_2 &= 0.693R_5C \end{aligned} \quad (17.7)$$

Частота генерируемых импульсов определяется выражением

$$f = \frac{1}{T_1 + T_2} \approx \frac{1.443}{(2R_5 + R_4)C}. \quad (17.8)$$

Скважность импульсов определяется формулой

$$D = R_5 / (R_4 + 2R_5). \quad (17.9)$$

При изменении емкости конденсатора от 0,001 до 100 мкФ и суммарного сопротивления $(R_4 + 2R_5)$ от 1 кОм до 10 МОм можно получить любые частоты в диапазоне от 0,1 Гц до 100 кГц [12].

Следует отметить, что на основе рассмотренной схемы таймера можно собрать различные устройства, такие как ждущий мультивибратор, делитель частоты, широтно-импульсный и фазоимпульсный модуляторы и другие.

Мультивибраторы на ОУ и логических элементах. Генераторы прямоугольных импульсов с невысокими требованиями к стабильности могут быть выполнены на операционном усилителе. Примером может быть схема, показанная на рис. 17.7.

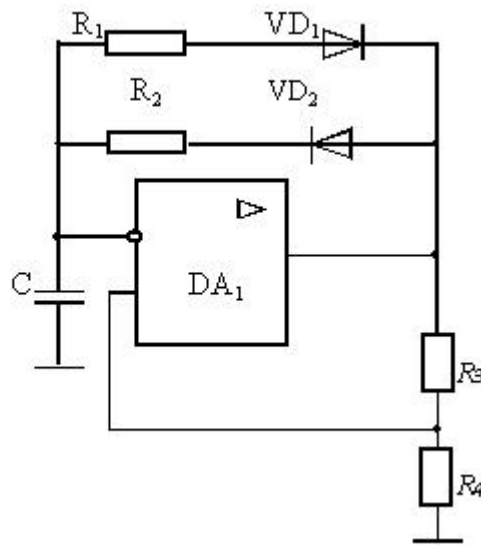


Рис. 17.7. Схема мультивибратора на операционном усилителе

Усилитель DA_1 работает в режиме регенеративного компаратора, то есть в режиме, при котором полярность и значение опорного напряжения изменяются в зависимости от полярности выходного сигнала. В схеме имеется положительная обратная связь, обеспечиваемая делителем R_3, R_4 , а выходное напряжение может принимать два устойчивых значения:

$$U_{\text{вых. макс.}}^+ \text{ и } U_{\text{вых. макс.}}^-.$$

Коэффициент передачи цепи ПОС

$$\gamma = \frac{R_4}{R_3 + R_4}.$$

В зависимости от исходного состояния ОУ напряжение на неинвертирующем входе будет

$$U_1 = U_{\text{вых. max}}^- \cdot \gamma, \quad (17.10)$$

либо

$$U_2 = U_{\text{вых. max}}^+ \cdot \gamma.$$

Компаратор срабатывает в моменты, когда напряжение на конденсаторе достигает значения U_1 или U_2 .

Если на выходе ОУ было отрицательное напряжение, конденсатор разряжается по цепи: общий провод – резистор R_1 – диод VD_1 . Если на выходе ОУ было положительное напряжение, конденсатор перезаряжается по цепи R_2, VD_2 . Время заряда и разряда определяются приближенно по следующим соотношениям

$$T_1 = R_1 C \ln \frac{U_{\text{вых. max}}^+ + |U_{\text{вых. max}}^-| \gamma}{U_{\text{вых. max}}^+ (1 - \gamma)}, \quad (17.11)$$

$$T_2 = R_2 C \ln \frac{|U_{\text{вых. max}}^-| + U_{\text{вых. max}}^+ \gamma}{|U_{\text{вых. max}}^-| (1 - \gamma)}$$

$$\text{Частота колебаний} \quad f = 1/(T_1 + T_2). \quad (17.12)$$

Мультивибратор удовлетворительно работает в диапазоне частот от нескольких Гц до 100 кГц. Выбирая параметры R_1, R_2, C можно изменять не только частоту, но и скважность выходных импульсов.

Стабильность частоты колебаний генератора на основе ОУ может быть существенно повышена, если в качестве реактивного элемента использовать кварцевый резонатор. Схема такого генератора приведена на рис. 17.8.

Кварцевый резонатор включен в цепь ООС. Глубина ООС определяется соотношением

$$m = R_2 / (R_2 + Z), \quad (17.13)$$

где Z – эквивалентное сопротивление параллельно соединенных резистора R_1 и кварцевого резонатора Q .

Глубина ПОС определяется соотношением $\gamma = R_4 / (R_3 + R_4)$. На резонансной частоте полное сопротивление кварцевого резонатора, а следовательно и эквивалентного сопротивления Z , резко увеличивается, глубина ООС уменьшается. Если результирующее значение обратной связи окажется положительным и $K\gamma > 1$, то генератор возбуждается. Ограничение амплитуды осуществляется за счет свойств ОУ.

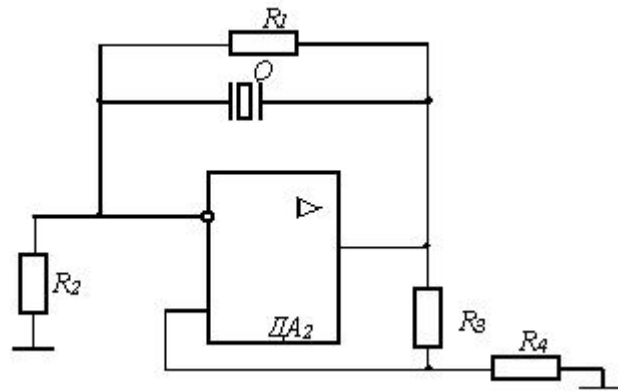


Рис. 17.8. Генератор колебаний на ОУ с кварцевым резонатором

Мультивибраторы часто выполняют на логических элементах (ЛЭ). Логические элементы схемно представляют собой усилители с большим коэффициентом усиления, у которых имеются два входных пороговых значения $U_{\text{вх.пор.}}^0, U_{\text{вх.пор.}}^1$. Следовательно, обеспечив положительную обратную связь в схеме рис. 17.9 подобно схеме рис. 17.7, при наличии реактивного элемента можно получить процесс генерации колебаний также, как было показано ранее. Для стабилизации частоты можно использовать кварцевый резонатор.

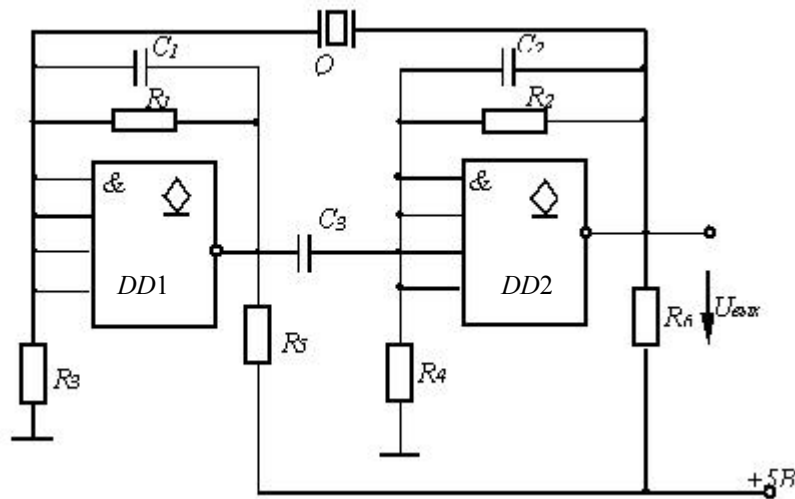


Рис. 17.9. Мультивибратор на логических элементах *K155ЛА7*

Промышленность выпускает интегральные схемы мультивибраторов, с помощью которых можно получать колебания с частотой от долей Гц до 80МГц [46].

В схеме (рис. 17.9) использован кварцевый резонатор для повышения стабильности частоты колебаний. ЛЭ выполняют функции усилителей. Усилители охвачены ООС, обеспечиваемой резисторами R_1, R_2 и R_3, R_4 . Конденсаторы C_1 и C_2 включены для устранения пара-

зитного возбуждения. Конденсатор C_3 введен для развязки по постоянному току выхода микросхемы DD_1 от входа микросхемы DD_2 . Положительная обратная связь обеспечивается за счет фазового сдвига, осуществляемого кварцевым резонатором. Так как ЛЭ $K155ЛА7$ имеет открытый коллектор, то в цепях выходов имеются резисторы R_5 и R_6 . В зависимости от соотношения параметров колебания могут быть синусоидальными либо несинусоидальными. Стабильность частоты генерации при этом сохраняется.

17.5. Импульсные сигналы

Импульсный принцип построения систем занимает доминирующее положение по сравнению с аналоговым. В импульсных системах используются сигналы (напряжение, ток) импульсной формы. Наиболее распространены импульсы, близкие по форме к прямоугольной, пилообразной и экспоненциальной, они могут быть положительной, отрицательной или чередующейся полярности (рис. 17.10).

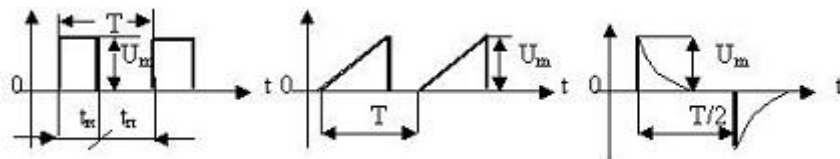


Рис. 17.10. Примеры электрических импульсов различной формы:

U_m – амплитуда, T – период импульсной последовательности, t_u – ширина (длительность) импульса, t_n – длительность паузы

Импульсными называются устройства, предназначенные для генерирования, формирования, преобразования и передачи импульсных сигналов.

Параметры электрического импульса

Электрическим импульсом называют кратковременное скачкообразное изменение напряжения или силы тока. Все электрические импульсы принято разделять на *видеоимпульсы* и *радиоимпульсы*. Электрические импульсы однополярные называют видеоимпульсами (они не содержат высокочастотных колебаний). Электрические импульсы, представляющие собой ограниченные во времени ВЧ или СВЧ электромагнитные колебания, огибающая которых имеет форму видеоимпульса, называют радиоимпульсами.

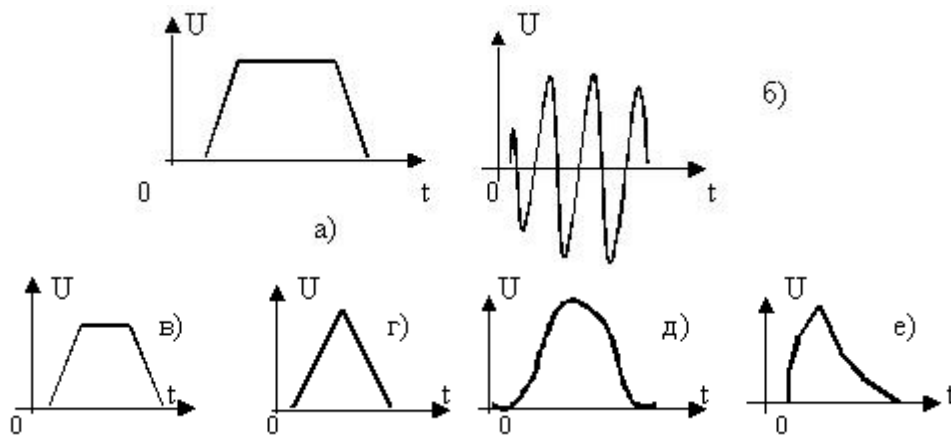


Рис. 17.11. Примеры видеоимпульсов (а, в, г, д, е) и радиоимпульса (б)

Распространённые формы импульсов: трапецеидальная – а, в, треугольная – г, колоколообразная – д, пилообразная – е (рис. 17.11).

Принято различать следующие участки импульса: фронт, вершина, спад, основание. Спад называют иногда задним фронтом.

Основные параметры видеоимпульса (рис. 17.12):

- 1) высота импульса (амплитуда) – A ;
- 2) спад вершины импульса – ΔA ;
- 3) длительность импульса t_u определяют на уровне $0,1 A$;
- 4) время установления или нарастания фронта импульса (длительность фронта импульса) t_ϕ – время нарастания сигнала от уровня $0,1$ до уровня $0,9$ своего максимального значения;
- 5) длительность среза t_c определяется аналогично t_ϕ ;
- 6) длительность вершины импульса t_v – на уровне $0,9A$;
- 7) активная длительность импульса t_{ua} – на уровне $0,5A$.

Выброс, образующийся чаще всего после спада, называют хвостом импульса, который характеризуется длительностью t_x и амплитудой выброса A_v . В этом случае расчетная длительность среза t_c должна быть увеличена. Периодическую последовательность импульсов характеризуют следующими параметрами:

1. Периодом повторения импульсов T .
2. Частотой повторения импульсов $f = 1/T$.
3. Сквасностью импульсов $Q = T/t_u$, $Q > 1$.
4. Коэффициентом заполнения $K_3 = 1/Q = t_u/T$, $K_3 < 1$.

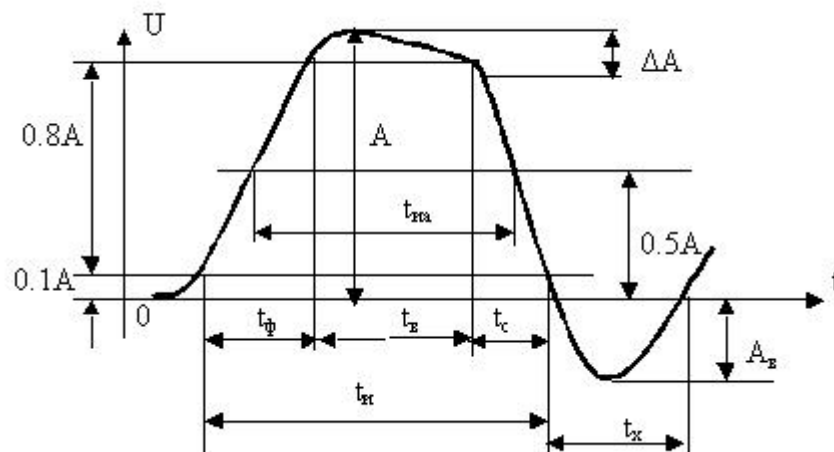


Рис. 17.12. Иллюстрация параметров видеоимпульса

Устройства, в которых выполняются основные виды преобразований импульсных сигналов, разделяются на несколько видов:

а) электрические цепи, обеспечивающие неискаженную передачу импульсов – линии передачи, кабели, трансформаторы, линии задержки, усилители импульсов (видеоусилители);

б) устройства преобразования импульсов – обеспечивают получение импульсов одной формы из импульсов другой формы или той же формы, но с другими параметрами:

– линейные преобразователи (интегральные и дифференциальные устройства и др.);

– нелинейные формирующие устройства (ограничители, компараторы, триггеры Шмитта, формирователи);

– преобразователи импульсов цифровых устройств, предназначенные для выполнения логических функций и преобразований одной последовательности импульсов в другую (логические элементы, триггеры, счетчики, регистры, комбинационные устройства и т. п.);

в) импульсные генераторы (автогенераторы, мультивибраторы, одновибраторы, синхронизируемые генераторы, делители частоты и др.).

Основу всех этих устройств составляют электронные ключи.

17.6. Электронные ключи

Ключи на биполярных транзисторах. Вся импульсная и цифровая техника базируется на работе транзистора в качестве *ключа – устройства, коммутирующего электрическую цепь* (рис. 17.13). Основой всех узлов и схем импульсной и цифровой техники является так называемая *ключевая схема* – каскад на транзисторе, работающем

в ключевом режиме. Транзистор может включаться по схемам ОЭ, ОК, ОБ.

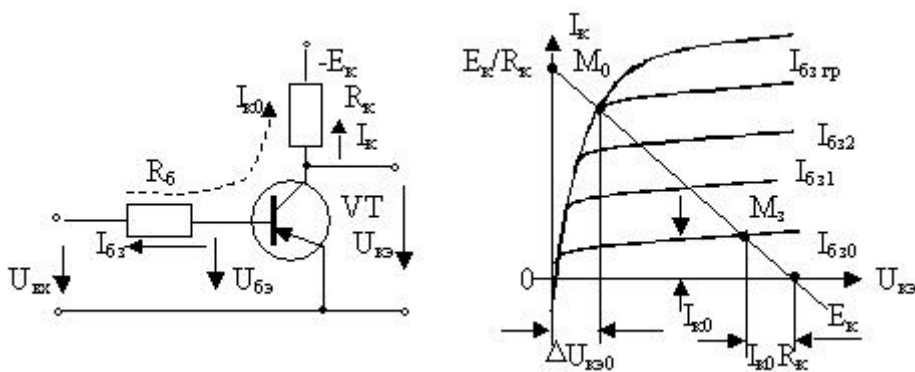


Рис. 17.13. Схема электронного ключа и графическая иллюстрация его состояния

Режим запираения (отсечки) осуществляется подачей на вход транзистора напряжения положительной полярности (согласно стрелке на рисунке) $U_{вх} > 0$. Эмиттерный переход под действием этого напряжения запирается и его ток равен 0. Вместе с тем через резистор R_b протекает обратный (тепловой) ток коллекторного перехода $I_{к0}$. Этому режиму на выходных характеристиках транзистора соответствует точка M_3 (см. рис. 17.13). Величину запирающего входного напряжения $U_{вх зап}$ выбирают такой, чтобы при протекающем через R_b тепловом токе выполнялось условие:

$$U_{бэ} = (U_{вх зап} - I_{к0} R_b) > 0. \quad (17.14)$$

Режим открытого состояния транзистора достигается изменением полярности входного напряжения ($U_{вх} < 0$) и заданием соответствующего тока базы. С изменением полярности входного напряжения увеличению тока базы будет соответствовать увеличение тока коллектора, чему соответствует условное перемещение на характеристиках точки M из положения M_3 вверх по линии нагрузки, при этом $U_{кэ}$ уменьшается по модулю. До некоторого граничного значения тока базы $I_{бз гр}$ сохраняется известная зависимость между током коллектора I_k и током базы $I_{бз}$

$$I_k \approx \beta I_{бз},$$

где β – статический (усредненный) коэффициент передачи тока транзистора в схеме ОЭ. При токе базы $I_{бз гр}$ будет «полное» открытие транзистора. При этом в точке M_0 $I_k = (E_k - \Delta U_{кэ0}) / R_k$, где $\Delta U_{кэ0}$ – остаточное напряжение на транзисторе в открытом состоянии. $\Delta U_{кэ0}$ является существенным параметром транзистора в импульсном ре-

жиме, причём оно должно быть минимальным. Обычно $\Delta U_{кэ0} = (0,5 - 1)V$. Граничное значение тока базы открытого транзистора зависит от R_k и β :

$$I_{бззр} = I_k / \beta \cong E_k / (R_k * \beta) . \quad (17.15)$$

С дальнейшим увеличением тока базы остаточное напряжение остаётся практически неизменным. Режим работы открытого транзистора при $I_{бз} > I_{бззр}$ называют насыщенным, а отношение $S = I_{бз} / I_{бззр}$ – коэффициентом насыщения транзистора. С целью надежного обеспечения режима насыщения обычно выбирают $S = (1,5 - 3)$.

Процессы, протекающие в ключевой схеме, при условии, что входной импульс напряжения имеет идеальную прямоугольную форму, можно представить импульсными диаграммами сигналов, показанными ниже (рис. 17.14).

На интервале $0-t_1$ транзистор заперт напряжением $U_{бкз}$. Напряжение на транзисторе $U_{кэ} = -(E_k - I_{кб0} * R_k)$. В момент появления импульса (момент t_1 рис. 17.14) ток I_k начинает нарастать, а напряжение $U_{кэ}$ – уменьшаться. Для упрощения можно считать, что изменения токов и напряжений происходят по экспоненциальному закону.

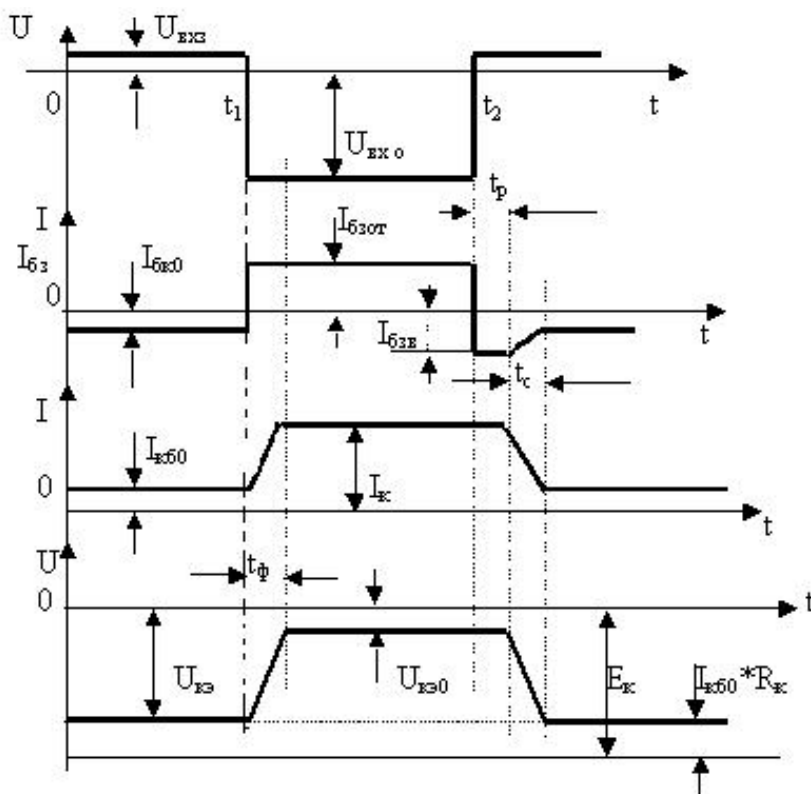


Рис. 17.14. Импульсные диаграммы сигналов транзисторного ключа

Инерционность процессов в области высоких частот можно учесть эквивалентной постоянной времени $T_b = T_1 + T_2$, где $T_1 = 1/2\pi F_{зр}$ – постоянная времени, характеризующая процессы в транзисторе, связанные с величиной граничной частоты $F_{зр}$; T_2 – постоянная вре-

мени, зависящая от величины емкости коллекторного перехода и величины сопротивления коллекторной цепи в схеме ОЭ. С некоторыми допущениями, полагая, что коллекторный ток возрастает по экспоненциальному закону, можно оценить длительность фронта импульса коллекторного тока:

$$t_{\phi} = T_e \ln [S / (S-1)] , \quad (17.16)$$

где S – коэффициент насыщения транзистора.

Из уравнения (17.16) следует вывод, что длительность фронта импульса уменьшается с увеличением коэффициента насыщения. Происходит это потому, что в случае увеличения коэффициента S увеличивается базовый ток, заставляющий быстрее изменяться коллекторный ток. При $S = 1$ (это активный режим на грани насыщения) значение t_{ϕ} следует определять по другому выражению, определяя его относительно уровней 0,1 и 0,9 установившегося значения коллекторного тока: $t_{\phi} = T_e * \ln (0.9 / 0.1) = 2.2 T_e$.

Процесс запираания транзистора начинается в момент t_2 , когда $U_{\text{вх}}$ меняет знак. Однако ток коллектора и напряжение на открытом транзисторе некоторое время остаются неизменными, т.е. создается задержка в запираании транзистора. Происходит это из-за того, что необходимо какое-то время для ухода избыточных носителей заряда из базы (время рассасывания заряда). Рассасывание происходит по цепи коллектора (за счет ухода избыточных зарядов) и по цепи базы (за счет протекания обратного тока $I_{\bar{\sigma}30}$, вызванного запирающим напряжением). Величина этого тока ограничивается сопротивлением $R_{\bar{\sigma}}$ входной цепи:

$$I_{\bar{\sigma}30} = U_{\text{вх}3} / R_{\bar{\sigma}}.$$

Время, в течение которого происходит рассасывание избыточного заряда в базе, называется временем рассасывания t_p . Это время зависит от коэффициента насыщения S . Приблизительно его можно оценить по выражению $t_p = T_e / 2 * \ln S$. За ним следует интервал времени спада тока коллектора t_c (время заднего фронта, время среза):

$$t_c = T_e * \ln [1 + (I_{\bar{\sigma}3p} / I_{\bar{\sigma}3в})],$$

где $I_{\bar{\sigma}3в}$ – амплитуда импульса тока базы в момент переключения (см. рис. 17.14).

Длительности t_{ϕ} , t_p , t_c характеризуют быстродействие транзисторного ключа. Приведенные оценочные выражения показывают, что эти величины зависят от частотных свойств транзистора и параметров импульса базового тока. Реальные значения величин составляют от долей единицы до единиц микросекунд.

Одним из способов повышения быстродействия транзисторных ключей является способ применения ненасыщенных ключей, в которых транзистор работает на границе активной области, например, ключ с транзистором Шоттки. Структурная схема такого ключа приведена на рис. 17.15, где обозначено: $VD_{ш}$ – диод Шоттки, $VT_{ш}$ – транзистор Шоттки.

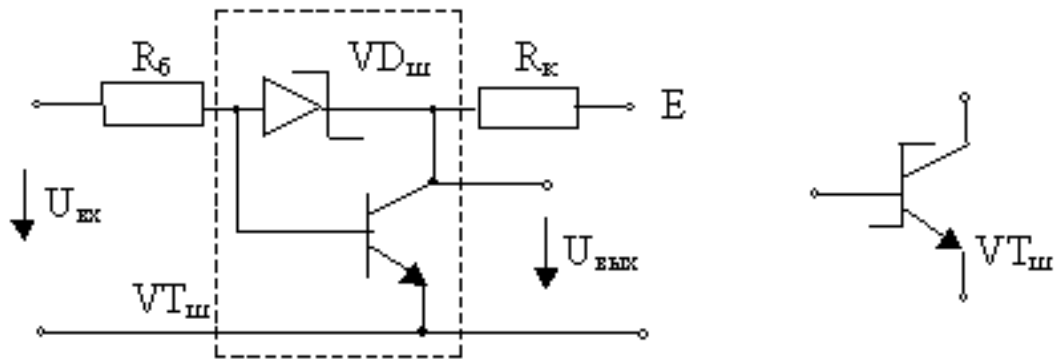


Рис. 17.15. Ключ с диодом Шоттки и УГО транзистора Шоттки

Особенность действия ключа состоит в следующем. До момента открывания диода процесс идет как обычно. В процессе открытия транзистора диод закрыт до момента, при котором вследствие уменьшения коллекторного напряжения напряжение на диоде не достигнет порогового значения. С момента открытия диода ток управления ключом замыкается на коллектор, что приводит к уменьшению тока базы в $(1+h_{21})$ раз. В итоге избыточный заряд в базе станет намного меньше, чем в обычной схеме насыщенного ключа. Диоды Шоттки имеют малое собственное время восстановления (0,1нс), низкое напряжение отпираания (0,25В) и малое сопротивление в открытом состоянии (около 10 Ом). Реальные ключи на биполярных транзисторах для обеспечения четкой работы в своем составе имеют обычно не менее двух транзисторов.

Примеры схем таких ключей представлены ниже (рис. 17.16)

Ключевая схема, изображенная на рис. 17.16, а, служит простейшим выходным каскадом цифровых (логических) элементов на биполярных транзисторах (элементы серии ТТЛ).

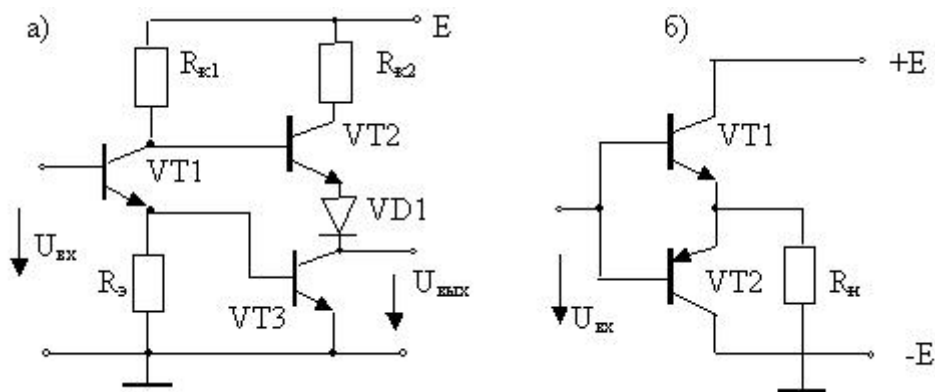


Рис. 17.16. Схемы ключей на биполярных транзисторах:
 а) с управлением однополярным входным импульсом;
 б) с управлением двухполярным входным импульсом

В схеме ключа при уровне входного сигнала $U_{вх} \leq U_{он}$ на выходе устанавливается выходной сигнал $U_{1н} \leq U_{вых} < E$, где $U_{он}$, $U_{1н}$ – пороговые значения соответственно низкого и высокого уровней входного сигнала. Транзисторы $VT1, VT3$ находятся в режиме отсечки, транзистор $VT2$ – в проводящем состоянии. При подаче на вход схемы $U_{вх} > U_{1н}$, транзистор $VT1$ открывается, транзистор $VT3$ переходит в режим насыщения, транзистор $VT2$ закрывается, на выходе устанавливается «нулевой» уровень выходного напряжения $U_{вых} \leq U_{он}$. Диод $VD1$ в схеме рис. 17.16, а служит для обеспечения чёткого переключения транзистора $VT2$. Схема, изображенная на рис. 17.16, б, часто используется как выходной каскад в операционных усилителях.

Ключи на полевых транзисторах (ПТ). Ключи на полевых транзисторах имеют широкое применение в качестве коммутаторов аналоговых сигналов (для этого используются ПТ с управляющим р – n-переходом или МОП-транзисторы с индуцированным каналом), а также для коммутации цифровых сигналов (только МОП транзисторы с индуцированным каналом). Примеры ключевых схем на полевых транзисторах разного типа представлены на рис. 17.17.

Основные достоинства ключей на полевых транзисторах:

- малое остаточное напряжение в проводящем состоянии;
- высокое сопротивление в непроводящем состоянии;
- малая мощность управления; возможность коммутации электрических сигналов очень малого уровня.

Недостаток – сравнительно низкое быстродействие (по сравнению с ключами на биполярных транзисторах).

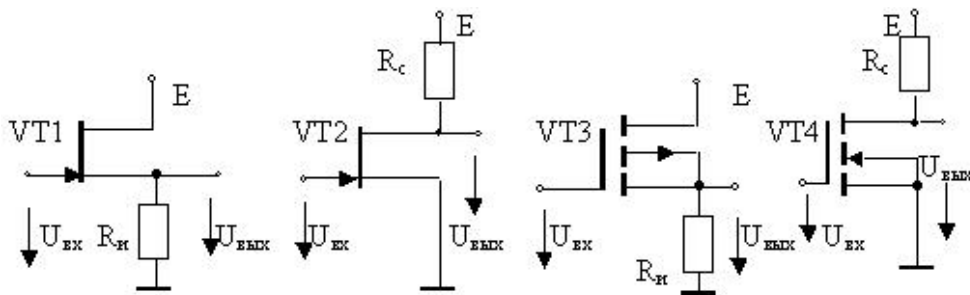


Рис. 17.17. Схемы ключей на полевых транзисторах

Для запираения ключей, выполненных на ПТ с управляющим р-п-переходом к затвору следует приложить запирающее напряжение $U_{зан}$, по модулю большее напряжения отсечки, но меньшее допустимых для переходов затвор – исток, затвор – сток:

$$U_{зан} \geq [U_{зи\ отс} + (1 \div 3)V];$$

$$U_{зан} \leq (U_{зс\ доп} , U_{зи\ доп})$$

МОП-транзисторы с индуцированным каналом закрыты до тех пор, пока $U_{зи}$ и $U_{зс}$ меньше эффективного порогового напряжения: $(U_{зи} , U_{зс}) < U_{зи\ пор}$. Входное сопротивление (по цепи затвора) ключей на ПТ при малой частоте коммутации составляет $10^8 - 10^9$ Ом у ПТ с управляющим р – п-переходом, $10^{12} \div 10^{14}$ Ом – у МОП-транзисторов. На высоких частотах сказываются емкости между стоком, истоком и затвором $C_{зс}$, $C_{зи}$, поэтому сопротивление ключа уменьшается. У МОП-транзисторов подложку обычно подключают к источнику питания требуемой полярности (подложку «n» – к $(+E)$, подложку «p» – к $(-E)$).

В цифровых устройствах важно иметь стабильные уровни выходных напряжений. Для этого широко применяют ключи на комплементарных транзисторах – КМОП-ключи. Комплементарные транзисторы – это транзисторы, обладающие идентичными параметрами, но имеющие разный тип проводимости (рис. 17.18).

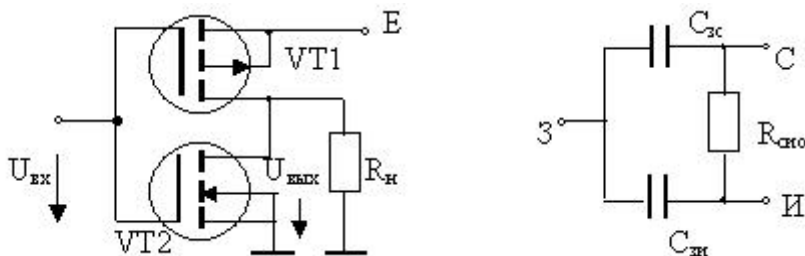


Рис. 17.18. Схема КМОП-ключа и схема замещения открытого МОП-транзистора:

R_n – сопротивление нагрузки; $R_{сто}$ – сопротивление сток – исток

КМОП-ключ работает следующим образом. Если подано $(-U_{вх})$, открыт $VT1$ и резистор R_n подключен к источнику питания. Если подано $(+U_{вх})$, открыт $VT2$ и вывод выходной цепи подключен к об-

щей шине. При этом ток от источника сигнала не потребляется, т.е. в первом случае на резисторе R_n устанавливается $+E$, во втором – нуль. На основе таких ключей созданы разнообразные микросхемы КМОП серий.

Эквивалентные схемы МОП-транзистора в открытом и закрытом состоянии существенно различаются, так как сопротивление сток – исток в открытом состоянии $R_{cно}$ на несколько порядков меньше чем сопротивление $R_{cиз}$ в закрытом состоянии (рис. 17.19).

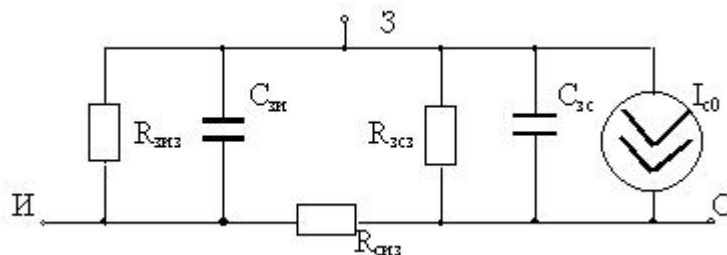


Рис. 17.19. Эквивалентная схема МОП-транзистора в закрытом состоянии

Ключи на МОП-транзисторах удобны тем, что могут пропускать ток в обоих направлениях, а цепь управления изолирована от коммутируемой цепи. Сопротивление канала открытого (находящегося в проводящем состоянии) ключа на МОП-транзисторе составляет (10-100) Ом, а быстродействие может достигать (3-5) нс [19].

Чаще всего для построения ключей в интегральном исполнении используют КМОП-транзисторы. Это даёт возможность получить постоянное по величине сопротивление ключа в открытом состоянии, не зависящее от величины и направления протекающего тока. Интегральное исполнение ключей позволяет в составе микросхемы иметь элементы, которые формируют сигналы, с помощью которых можно управлять внешними нормированными сигналами логических элементов цифровых схем. Сопротивление открытого КМОП-ключа существенно зависит от температуры: оно увеличивается на (2 – 5) % на каждые 10 °С. В закрытом состоянии через КМОП-ключ течёт обратный ток закрытого p – n-перехода ((0,1-10) нА при комнатной температуре), причём он увеличивается приблизительно в два раза на каждые 10 °С.

Ключи на полевых транзисторах находят широкое применение не только как самостоятельные электронные элементы, но и как составная часть многих сложных электронных узлов. К таким узлам можно отнести аналого-цифровые и цифро-аналоговые преобразователи,

запоминающие устройства и многие другие устройства аналоговой и цифровой техники.

17.7. Использование МОП-ключей в электронных устройствах с переключаемыми конденсаторами (ЭУПК)

Общие положения. В настоящее время технология переключаемых конденсаторов (ПК) широко применяется при реализации аналоговых и аналого-цифровых ИС [6]. Ее сущность состоит в имитации (симуляции) резисторов посредством ПК. Как известно, основными компонентами ИС являются резисторы, конденсаторы и транзисторы (биполярные или/и полевые), выполняющие функции усилительных и ключевых элементов.

В современной электронике наблюдается устойчивая тенденция вытеснения МОП-транзисторами других типов транзисторов практически во всех категориях ИС, кроме некоторых разновидностей прецизионных и высокочастотных аналоговых ИС. Это объясняется следующими основными преимуществами МОП-технологии ИС по сравнению с биполярными технологиями:

- существенно более высокой плотностью упаковки транзисторов на кристалле;
- простотой схемотехники и технологии изготовления МОП-ИС;
- на несколько порядков меньшей потребляемой мощностью при одинаковой функциональной сложности;
- на несколько порядков большим входным импедансом функциональных узлов ИС (что существенно упрощает сопряжение ИС между собой и управление их режимами и параметрами).

Кроме вышеперечисленных, важным преимуществом МОП-технологии ИС является простота реализации конденсаторов, функции которых при этом выполняют емкости затвор – канал МОП-транзисторов.

Таким образом, при преобладающей в настоящее время МОП-технологии ИС, функции как активных элементов (усилительных и ключевых), так и конденсаторов достаточно просто реализуются МОП-транзисторами. С другой стороны, при производстве МОП-ИС (как и биполярных) определенную сложность представляет изготовление резисторов в интегральном исполнении, а также обеспечение приемлемой точности изготовления таких резисторов и стабильности

их характеристик во времени и при изменении температуры. В частности, типовая погрешность номинала резистора, изготовленного методом ионной имплантации, составляет порядка нескольких десятых долей процента, а его температурный коэффициент – несколько сотых долей процента на градус, в то время как аналогичные параметры для МОП-конденсатора примерно на порядок меньше [6].

В качестве радикального решения вышеуказанной проблемы было предложено реализовывать функции резисторов в МОП-ИС посредством ПК, состоящих из МОП-конденсаторов, коммутируемых ключами на МОП-транзисторах. ПК при этом или выступают в качестве цепей прямой имитации резисторов, или (преимущественно в аналого-цифровых и цифро-аналоговых преобразователях) служат для косвенной (функциональной) замены резисторов в кодоуправляемых источниках напряжения, а также в интеграторах. При этом для цепей прямой имитации резисторов посредством ПК характерно постоянное переключение конденсаторов в процессе работы, а для ПК, служащих для функциональной замены резисторов – периодическое выполнение некоторого рабочего цикла, состоящего из нескольких тактов коммутации, обычно с восстановлением начальных значений зарядов на конденсаторах перед каждым рабочим циклом.

С точки зрения теории цепей, ЭУПК относятся к дискретным системам с непрерывными (аналоговыми) входными сигналами, т. к. изменение во времени их выходных сигналов носит дискретный характер. Это означает, что информативными являются значения указанных сигналов только в некоторые моменты времени, конкретно – соответствующие окончанию очередной фазы коммутации. Поэтому рассмотрение и анализ ЭУПК должны осуществляться с учетом дискретного характера их сигналов.

Необходимо также отметить, что корректное функционирование ЭУПК, как и других типов дискретных систем с непрерывными входными сигналами, возможно только при периоде дискретизации (применительно к ЭУПК – длительности фазы коммутации), намного меньшем периода наиболее высокочастотной из спектральных компонент входного сигнала.

Технология ПК позволяет:

- строить аналоговые и аналого-цифровые ИС на основе только МОП-транзисторов (т. е. однотипных элементов), выступающих как в качестве усилительных и ключевых элементов, так и конденсаторов

(роль которых при этом играет емкость между затвором и каналом МОП-транзисторов) и элементов цепей имитации или функциональной замены резисторов, т. е. ПК; данное свойство ЭУПК важно с технологической точки зрения, а также при реализации аналоговых и аналого-цифровых базовых матричных кристаллов;

- обеспечить повышенную точность реализации резисторов и стабильность их сопротивления по сравнению с «классическими» методами их изготовления (например, ионной имплантацией), что обусловлено значительно более высокой точностью и стабильностью емкости МОП-конденсаторов и, тем более, периода коммутации ПК по сравнению с аналогичными параметрами резисторов в интегральном исполнении, изготовленных «классическими» методами;

- достаточно просто реализовывать аналоговые устройства с цифровым управлением параметрами (например, фильтры с цифровым управлением типом характеристики и частотой среза [6]), осуществляемым посредством цифрового управления периодом коммутации ПК.

Естественно, технология ПК не свободна от недостатков, основными из которых являются:

- существенные погрешности имитации функциональной замены резисторов на частотах, сравнимых с половиной частоты коммутации и выше;

- характерный для всех дискретных систем эффект наложения спектров (элайзинга), заключающийся в искажении спектра выходного сигнала ЭУПК при наличии во входном сигнале ЭУПК составляющих с частотами выше половины частоты коммутации;

- наличие на выходе ЭУПК наводок, обусловленных процессами коммутации; частота данных наводок совпадает с частотой коммутации, а амплитуда обычно составляет порядка единиц – десятков милливольт.

Однако, ввиду того, что на практике частота коммутации на несколько порядков превышает верхнюю граничную частоту информативного входного и выходного сигнала ЭУПК, влияние перечисленных недостатков на функционирование ЭУПК достаточно легко устранимо.

Эффекты, обусловленные первыми двумя из них, устраняются включением на входе ЭУПК ФНЧ (обычно 1-го порядка) с частотой среза, намного меньшей частоты коммутации, а наводки на выходе ЭУПК – включением на нем аналогичного ФНЧ. Обычно указанные ФНЧ или компоненты для их реализации входят в состав ИС на ПК.

Вышесказанное, в целом, обуславливает весьма широкое применение технологии ПК в современных аналоговых и аналого-цифровых ИС.

Рассмотрим принципы реализации и базовые схемы ЭУПК, основанные на выполнении ПК как функции прямой имитации, так и косвенной замены резисторов.

ЭУПК на основе прямой имитации резисторов. Физический принцип прямой имитации резисторов посредством коммутации конденсаторов может быть пояснен на примере ПК, функциональная схема которого представлена на рис. 17.20, *а*, а временные диаграммы сигналов управления его ключами – на рис. 17.20, *б*. Буквами *е* и *о* обозначены сигналы управления ключами, активные в течение четной и нечетной фаз коммутации, от английских слов «even» – четный и «odd» – нечетный. Длительности четной и нечетной фаз коммутации ПК всегда равны между собой, а управляющие сигналы четной и нечетной фаз взаимно инверсны. В течение нечетных фаз коммутации, т. е. при замыкании ключей *S1* и *S4*, конденсатор заряжается напряжением, приложенным между точками *1* и *2*. При размыкании ключей *S1* и *S4* и замыкании управляемой в противофазе с ними пары ключей *S2* и *S3*, т. е. в течение четных фаз, конденсатор разряжается. Период циклов его заряда и разряда совпадает с периодом сигналов управления ключами, а длительности данных циклов равны половине периода указанных сигналов.

С физической точки зрения, принцип имитации резистора посредством ПК можно пояснить следующим образом. Как известно, конденсатор проводит электрический ток только в процессе заряда/разряда. Поэтому ПК, функционирующий в режиме периодического заряда с последующим разрядом можно рассматривать как структуру, способную проводить ток любой частоты, в том числе и постоянный.

Определим эквивалентное сопротивление между точками *1* и *2* (см. рис. 17.20, *а*) ПК в простейшем с точки зрения анализа случае – при пренебрежимо малом импедансе (сопротивлении) между каждой из указанных точек и общей шиной. Это имеет место при работе ПК в составе устройства с пренебрежимо малым выходным импедансом источника входного напряжения, например, в интеграторе Миллера на ОУ [12] с ПК в качестве входного резистора.

На рис. 17.21, *a* и 17.21, *б* приведены эквивалентные схемы указанного ЭУПК в каждой из двух фаз коммутации. Для упрощения полагаем, что конденсаторы, ключи и ОУ идеальны.

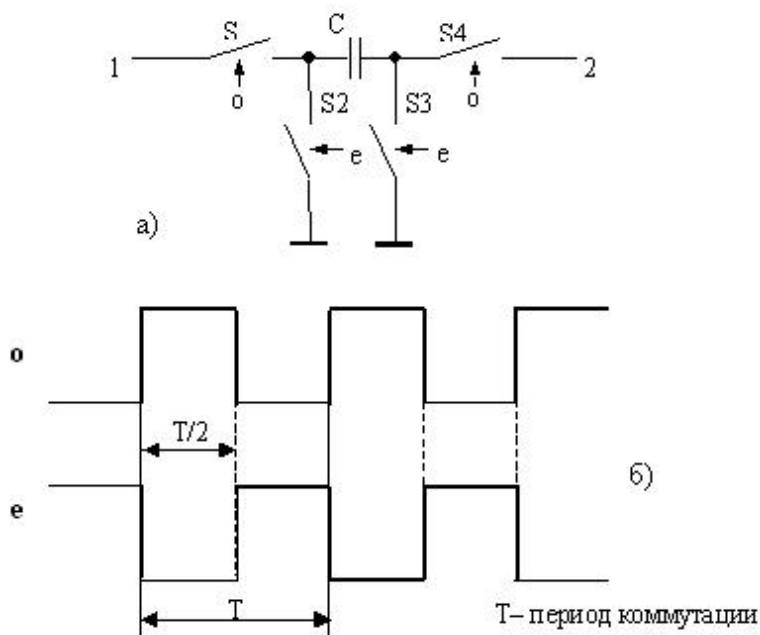


Рис. 17.20. Пример цепи прямой имитации резистора на ПК (*a*) и временные диаграммы сигналов управления ее ключами (*б*)

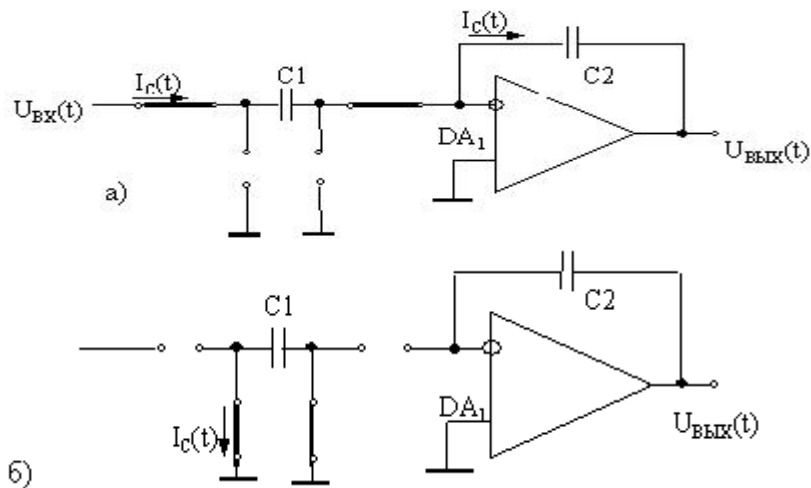


Рис. 17.21. Эквивалентные схемы интегратора в нечетных (*a*) и четных (*б*) фазах коммутации

Очевидно, что эквивалентное сопротивление ПК равно отношению среднего за период коммутации значения напряжения на нем к среднему значению тока через ПК за указанный период. Среднее за

период коммутации T напряжение на ПК анализируемого ЭУПК, описывается следующим выражением:

$$\bar{U}_{C1} = \frac{1}{C1} \int_0^T i_{C1}(t) \times dt ,$$

откуда получаем, что: $\bar{U}_{C1} = \frac{\bar{I}_{C1}}{C1} T ,$

где \bar{I}_{C1} – среднее за период коммутации значение тока через ПК. Следовательно, эквивалентное сопротивление ПК равно:

$$R_{\text{э}} = \frac{\bar{U}_{C1}}{\bar{I}_{C1}} = \frac{T}{C1} .$$

На частотах, много меньших частоты коммутации, падение напряжения на ПК и ток через него можно приближенно считать постоянными в течение периода коммутации. Поэтому в данном частотном диапазоне верно соотношение:

$$\frac{u_{C1}(t)}{i_{C1}(t)} \approx \frac{T}{C1} .$$

Следовательно, на частотах, много меньших частоты коммутации, данный ПК эквивалентен резистору с сопротивлением, прямо пропорциональным периоду коммутации и обратно пропорциональным емкости ПК.

В общем случае, на частотах, намного меньших частоты коммутации, эквивалентный импеданс цепи прямой имитации резистора на базе ПК равен kT/C , где k – коэффициент, зависящий от конкретной конфигурации ПК, а также от соотношения между емкостью ПК и выходной емкостью источника сигнала, с одной стороны, и емкостью нагрузки – с другой. Необходимо также отметить, что корректное функционирование указанных цепей возможно только при емкостном характере как выходного импеданса источника сигнала, так и нагрузки [6].

ЧАСТЬ 4. ОСНОВЫ ЦИФРОВОЙ СХЕМОТЕХНИКИ ЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

18. ОСНОВЫ ТЕОРИИ ЛОГИЧЕСКИХ (ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЬНЫХ) ФУНКЦИЙ

18.1. Логические функции и элементы

В подавляющем большинстве ЭВМ и цифровых устройств обрабатываемая информация представлена в виде двоичных чисел. Переменные величины и функции от них, которые могут принимать только два значения 1 и 0, называются логическими переменными и логическими (переключательными) функциями. Свойства логических функций изучает алгебра логики, а реализация логических функций осуществляется функциональными устройствами, называемыми логическими элементами.

Значениям переменных 1 и 0 ставятся в соответствие символы двоичного алфавита 1 и 0, а также физические аналоги – два хорошо различимых значения напряжения, тока, электрического сопротивления, магнитной индукции и т.п. Величина и полярность уровней (например, напряжения), которым ставятся в соответствие символы 0 и 1, выбираются из соображений удобства технической реализации и заданной помехоустойчивости.

В основе цифровой техники лежит использование логических или переключательных схем. Различают два класса логических схем [32]:

1. Комбинационные схемы, в которых значение выходной переменной зависит только от значений входных переменных в данный момент времени.

2. Последовательностные схемы, в которых значение выходной переменной зависит не только от значений входных переменных в данный момент, но и от состояний элементов памяти, заданных в предыдущих тактах работы.

Функционирование любого, сколь угодно сложного цифрового устройства, можно описать двояким образом: аналитически или

с помощью таблиц. Распространены комбинационные схемы, имеющие « m » логических входов и « n » логических выходов (рис. 18.1).

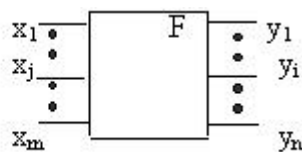


Рис. 18.1. Блок-схема цифрового устройства

Если $x_1, x_2, \dots, x_j, \dots, x_m$ – информационные значения независимых входных (управляющих) сигналов, а $y_1, y_2, \dots, y_i, \dots, y_n$ – информационные значения выходных сигналов, то комбинационная схема может быть описана системой уравнений:

$$Y_i = \| F (X_j) \| \quad (18.1)$$

Функцию Y_i называют логической (булевой или переключательной). При наличии m независимых входных переменных, каждая из которых может принимать два значения (1 или 0), максимальное число возможных наборов из этих переменных будет $A = 2^m$, а максимально возможное число значений функций определится соотношением $N_m = 2^A$.

Можно задать систему уравнений (18.1) в виде таблиц, называемых *таблицами истинности*. Таблицы и аналитические выражения используются для анализа и синтеза устройств с наименьшим количеством элементов [32].

В алгебре логики основными считаются такие функции (операции), при помощи которых можно записать любую сложную логическую функцию и распространить их действие на любое количество переменных. Есть три основные функции:

- 1) *инверсия* (отрицание) – операция «НЕ»;
- 2) *конъюнкция* (логическое умножение) – операция «И»;
- 3) *дизъюнкция* (логическое сложение) – операция «ИЛИ».

Сущность логической операции инвертирования состоит в отрицании первичного высказывания. С помощью логической операции «НЕ» можно переводить прямой код в обратный и наоборот. Обратным кодом при положительном кодировании называется такой, в котором истинному логическому высказыванию соответствует нулевой сигнал (цифра 0), а ложному – единичный сигнал (цифра 1). (В математической логике высказывания оцениваются двумя критериями: оно может быть «истинным» или «ложным». Этому можно поставить в соответствие цифры 1 и 0, либо сигналы, условно соответствующие этим цифрам). Аналитически операция «НЕ» записывается в виде $y = \bar{x}$, (читается «игрек равен не икс»). Табличное представление этой функции (таблица истинности) и условное графическое обозначение (УГО) элемента (инвертора), реализующего эту функцию, показаны на рис. 18.2.

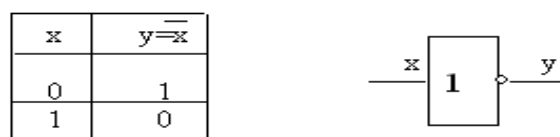


Рис. 18. 2. Таблица истинности и УГО инвертора

Конъюнкция – операция «И» или логическое произведение, является сложным высказыванием, истинным только в единственном случае, когда истинны все элементарные высказывания. Аналитически эта операция записывается следующим образом:

$$y = x_1 \cdot x_2 \cdot \dots \cdot x_m \tag{18.2}$$

Принятая форма записи наглядно показывает, что функция «у» обращается в нуль, если хотя бы один из аргументов принимает нулевое значение. Таблицы истинности и условные обозначения некоторых конъюнкторов показаны на рис. 18.3.

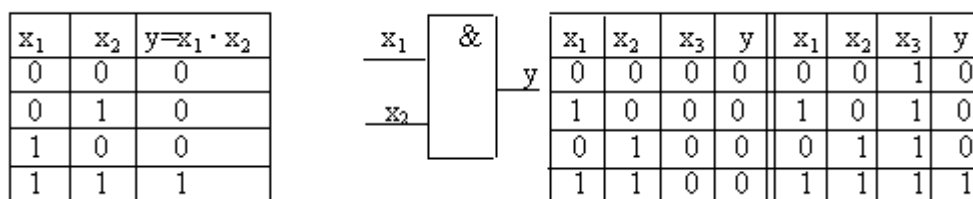


Рис. 18. 3. Таблицы истинности для конъюнкторов с двумя и тремя аргументами и УГО двухвходового конъюнктора

Дизъюнкция – логическая сумма (операция «ИЛИ») является сложным высказыванием, истинным, если истинно не менее чем одно элементарное высказывание. Аналитическое выражение этой операции имеет вид:

$$y = x_1 + x_2 + \dots + x_n \quad (18.3)$$

Таблица истинности для двухвходового дизъюнктора и его графическое изображение показано на рис. 18.4..

x_1	x_2	$y=x_1+x_2$
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

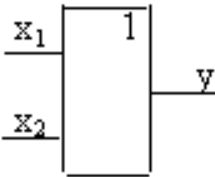


Рис. 18.4. Таблица истинности и УГО двухвходового элемента ИЛИ

Логические функции конъюнкции и дизъюнкции обладают свойством *двойственности*, которое заключается в том, что одна и та же функция в зависимости от способа кодирования уровней сигналов значениями 0 и 1 может выполнять функции либо «И», либо «ИЛИ». Сравнивая таблицы истинности этих функций, можно заметить, что таблица истинности для элемента И соответствует операции «И» для положительной логики (когда высокий уровень – «истинно» соответствует 1, а низкий – «ложно» соответствует 0). С другой стороны эта же таблица выражает операцию «ИЛИ» для негативной логики (когда в качестве высокого уровня – «истинно» принят 0, а в качестве низкого уровня – «ложно» принята 1). Чаще всего используется положительная логика, поэтому в дальнейшем рассматриваются функции для положительной логики.

Для лучшего усвоения понятий конъюнкции, дизъюнкции и свойства двойственности на рис. 18.5 показаны электромеханические эквиваленты операций «И» и «ИЛИ». Если за 1 принять наличие напряжения на резисторе, а за 0 – отсутствие напряжения (положительное кодирование), то схема *а* на рис. 18.5 реализует операцию «ИЛИ», а схема *б* – операцию «И». Если за единицу принять отсут-

ствии напряжения на резисторе, а за 0 – наличие напряжения (отрицательное кодирование), то схема *а*) реализует операцию «И», а схема *б* – операцию «ИЛИ». Соответственно можно условиться, что при положительном кодировании разомкнутое положение ключа соответствует логическому нулю, а замкнутое положение – логической единице, и наоборот – при отрицательном кодировании.

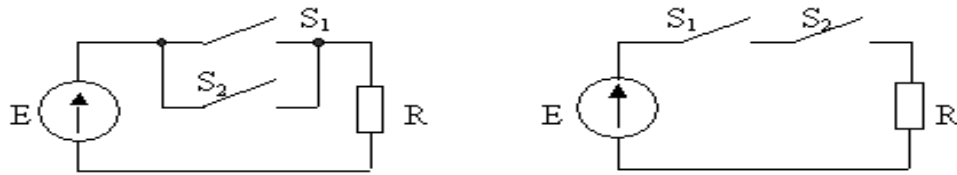


Рис. 18.5. Электромеханические эквиваленты операций «ИЛИ» и «И»

Алгебра логики допускает возможность образования сложных функций, т.е. функций, аргументы которых являются функциями других двоичных аргументов. Например, если $Y = y(z_1, z_2)$, а $z_1 = z_1(x_1, x_2)$ и $z_2 = z_2(x_3, x_4)$, то очевидно, что $Y = y(x_1, x_2, x_3, x_4)$. Такая операция замены аргументов одной функции другими функциями называется *суперпозицией* функций. Эта операция дает возможность с помощью функций меньшего числа аргументов получать функции большего их числа. Набор двоичных функций, который обеспечивает представление любой другой функции посредством суперпозиции функций этого набора, называют функционально полным.

Например, из функций двух переменных можно составить значительное число различных функционально полных наборов. Так функционально полные наборы образуют функции инверсии и конъюнкции, инверсии и дизъюнкции. Сочетания этих функций широко используются при синтезе электронных устройств.

Инверсия логической суммы двух величин (элемент ИЛИ-НЕ) носит название *стрелка Пирса*, её аналитическое представление имеет вид:

$$y = \overline{x_1 + x_2} \quad \text{или} \quad y = x_1 \downarrow x_2. \quad (18.4)$$

Инверсия логического произведения двух величин (элемент И-НЕ) носит название *штрих Шеффера*, его аналитическое представление показано ниже:

$$y = x_1 \circ x_2 \quad \text{или} \quad y = x_1 / x_2. \quad (18.5)$$

Набор функций дизъюнкции, конъюнкции и инверсии, рассмотренных выше, получил название основного функционально полного набора.

18.2. Аксиомы, законы, тождества и теоремы алгебры логики (булевой алгебры)

В алгебре логики любая переменная может иметь состояние «0» или «1», поэтому каждой двоичной переменной, например X , ставится в соответствие обратная или дополнительная к ней (инверсная) переменная, такая, что:

если $X = 0$, то $\overline{X} = 1$; если $X = 1$, то $\overline{X} = 0$.

Правила (законы), характеризующие операции дизъюнкции (логическое сложение), конъюнкции (логическое умножение), инверсию (логическое отрицание), приведены в табл. 18.1.

Таблица 18.1

Перечень основных законов и тождеств алгебры Буля

№ п/п	Название	форма записи	
		а)	б)
1	2	3	4
1	Закон нулевого множества (закон сложения с нулем и умножения на ноль)	$x + 0 = x$	$x * 0 = 0$
2	Законы универсального множества (закон сложения с единицей и умножения на 1)	$x + 1 = 1$	$x * 1 = x$
3	Законы инверсии (теоремы де Моргана). Инверсия суммы есть произведение слагаемых, инверсия произведения есть сумма инверсий сомножителей	$\overline{x_1 + x_2} = \overline{x_1} * \overline{x_2}$ $\overline{x_1 * x_2} = \overline{x_1} + \overline{x_2}$	$x_1 + x_2 = \overline{\overline{x_1} * \overline{x_2}}$ $x_1 * x_2 = \overline{\overline{x_1} + \overline{x_2}}$
4	Закон двойного отрицания	$\overline{\overline{x}} = x$	
5	Закон тождества (повторения, тавтологии)	$x + x = x$	$x * x = x$

6	Закон исключенного третьего, закон противоречия, закон дополнителности (правило отрицания)	$x + \bar{x} = 1$	$x * \bar{x} = 0$
7	Закон коммутативности (переместительный закон)	$x_1 + x_2 = x_2 + x_1$	$x_1 * x_2 = x_2 * x_1$
8	Ассоциативный закон, сочетательный закон, закон ассоциативности	$x_1 + (x_2 + x_3) = (x_1 + x_2) + x_3 = x_1 + x_2 + x_3$	$x_1 * x_2 * x_3 = (x_1 * x_2) * x_3 = x_1 * (x_2 * x_3)$
9	Дистрибутивный закон (распределительный закон)	а) $x_1 * (x_2 + x_3) = x_1 * x_2 + x_1 * x_3$; б) $(x_1 + x_2) * x_3 = x_1 * x_3 + x_2 * x_3$	Закон б) не имеет аналога в обычной алгебре
10	Закон обращения	Если $x_1 = x_2$, то $\bar{x}_1 = \bar{x}_2$	
11	Закон поглощения (абсорбции)	$x_1 + x_1 * x_2 = x_1$	$x_1 * (x_1 + x_2) = x_1$
12	Закон склеивания	$(x_1 + \bar{x}_2) * (x_2 + x_1) = x_1$	$x_1 * \bar{x}_2 + x_1 * x_2 = x_1$

Для алгебры логики, как и для обыкновенной алгебры, действительны следующие законы:

- закон коммутативности (переместительный закон) для логического сложения и умножения : $x + y = y + x ; x * y = y * x$;

- закон ассоциативности (сочетательный закон) для логического сложения и умножения: $x + y + z = (x + y) + z = x + (y + z)$;

- закон дистрибутивности логического умножения по отношению к сложению (распределительный закон): $x (y + z) = xy + xz$.

Следует предостеречь, что в булевой алгебре не действуют правила вычитания и деления обычной алгебры. Величины в алгебре логики не могут делиться, а потому в ней нельзя сокращать общий множитель. В булевой алгебре имеются специфические операции, отсутствующие в обычной алгебре, например, «склеивание», «поглощение».

А) Операция склеивания (правило склеивания):

$$xy + x\bar{y} = x ; \quad (x+y) * (x+\bar{y}) = x ;$$

Второе выражение является двойственным первому. В алгебре

Буля двойственные выражения получаются путем одновременной замены операций ИЛИ операциями И и наоборот – операций И на опе-

рации ИЛИ, а также заменой всех логических нулей единицами и всех единиц нулями.

Б) Операция поглощения: $x + xy = x$;

$x(x + y) = x$;

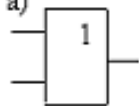
В) Операция (функция) неравнозначности (ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ):

$$x\bar{y} + \bar{x}y = x \oplus y.$$

Логическая функция, называемая «ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ»,

в отличие от операции ИЛИ (« A или B » или « A и B оба вместе») означает: «только A или только B ». Таблица истинности для двух функций показана на рис. 18.6.

A	B	$S = A \oplus B$	A+B
0	0	0	0
0	1	1	1
1	0	1	1
1	1	0	1

а) 

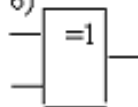
б) 

Рис. 18.6. Таблица истинности для функций двух переменных (ИЛИ и ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ) и условные графические изображения логических элементов:

а) – элемент ИЛИ; б) – элемент ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ

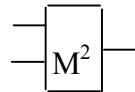
В двоичной системе операция ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ аналогична (по виду таблицы) результату арифметического сложения двух бинарных чисел, поэтому называется «суммой по модулю 2» или полусуммой. Эта функция имеет несколько названий: (ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ, сложение по модулю два, функция неравнозначности) и несколько обозначений,

например \oplus , ∇ , ∇ , \neq .

Аксиомы для логической функции ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ имеют вид:

$$X \oplus 0 = X; \quad X \oplus X = 0; \quad X \oplus 1 = \bar{X}; \quad X \oplus \bar{X} = 1.$$

В литературе часто используется ещё одно условное изображение элемента ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ:



Законы 5, 7, 8, 9, 11, 12 называют комбинационными законами [32].

18.3. Представление и преобразование логических функций

Логическая функция может быть записана аналитически различными сочетаниями логических операций. Однако с точки зрения представления логических функций и последующего синтеза логической схемы наиболее удобны формы записи, при которых функция выражается либо в виде суммы произведений переменных, либо в виде произведения их сумм.

Первая запись (сумма произведений переменных) называется дизъюнктивной нормальной формой (ДНФ). Например:

$$F = x_1 + \bar{x}_2 * x_3 + x_1 * x_2 * \bar{x}_3 + \bar{x}_1 * x_2 * x_3$$

Вторая форма (произведение сумм переменных) называется конъюнктивной нормальной формой (КНФ). Например:

$$F_1 = x_1 * (x_1 + x_2) * (x_2 + x_3) * (\bar{x}_1 + x_2 + x_3).$$

При этом инверсия любой функции, записанной в ДНФ, дает запись в КНФ и наоборот. Например:

$$F = x_1 + x_2 * \bar{x}_3 + x_1 * \bar{x}_2 * x_3;$$

$$F = \bar{x}_1 * (x_2 + x_3) * (\bar{x}_1 + x_2 + x_3).$$

Это доказывается с помощью *теоремы Шеннона*, обобщившего законы де Моргана. Теорема утверждает, что *инверсия любой функции получается заменой каждой переменной ее инверсией и одновременно взаимной заменой символов сложения (дизъюнкции) и умножения (конъюнкции)*.

При применении правила следует строго придерживаться группировки членов. Например: $F = x_1 * \bar{x}_2 + \bar{x}_1 * x_2 = x_1 \oplus x_2$ – функция неравнозначности.

Определение инверсии по теореме Шеннона даёт функцию равнозначности:

$$\bar{F} = (\bar{x}_1 + x_2) * (x_1 + \bar{x}_2) = x_1 * x_2 + \bar{x}_1 * \bar{x}_2 .$$

Логическую функцию, заданную любым аналитическим выражением, можно преобразовать к ДНФ и КНФ, пользуясь правилами алгебры логики, при этом может существовать несколько равносильных ДНФ и КНФ. Оказалось, что имеется только один вид ДНФ и КНФ, в которых функция может быть записана единственным образом: это так называемые *совершенные нормальные формы* – СДНФ и СКНФ.

В СДНФ каждое входящее слагаемое включает все переменные (они могут быть с инверсиями или без них) и нет одинаковых слагаемых. В СКНФ каждый сомножитель включает все переменные (они могут быть с инверсиями или без них) и нет одинаковых сомножителей.

Логическая функция наиболее наглядно и полно представляется так называемой таблицей соответствия или истинности, в которой для каждой комбинации значений переменных указывается значение функции. По сути это алгоритм работы синтезируемой цифровой системы.

От табличной формы представления функции можно перейти к её аналитической записи в виде СДНФ или СКНФ. Например, функция $F(x_1, x_2, x_3)$ задана табличными значениями (табл. 18.2). Требуется записать её в виде СДНФ и СКНФ.

Таблица 18.2
*Заданные значения
функций*

x_1	x_2	x_3	F	№ комбинации
0	0	0	0	1
0	0	1	1	2
0	1	0	0	3
0	1	1	0	4
1	0	0	0	5
1	0	1	0	6
1	1	0	1	7
1	1	1	1	8

Анализ таблицы показывает, что для комбинаций 2, 7, 8, где $F=1$, справедливы логические произведения: $x_1 * x_2 * x_3 = 1$; $x_1 * \bar{x}_2 * x_3 = 1$; $x_1 * x_2 * \bar{x}_3 = 1$.

Комбинации, при которых функция истинна ($F = 1$), называют конституентами единицы или минтермами (конституировать – устанавливать, определять состав, содержание). Представление логической функции в виде логической суммы минтермов определяет ее СДНФ:

$$F = x_1 * x_2 * x_3 + x_1 * \bar{x}_2 * x_3 + x_1 * x_2 * \bar{x}_3.$$

Функцию можно представить не только ее единичными, но и нулевыми значениями, как инверсиями единицы. Из таблицы видно, что $F=0$ или $\bar{F}=1$,

если $\bar{x}_1 * \bar{x}_2 * \bar{x}_3 = 1$; $\bar{x}_1 * x_2 * \bar{x}_3 = 1$; $\bar{x}_1 * x_2 * x_3 = 1$; $x_1 * \bar{x}_2 * \bar{x}_3 = 1$; $x_1 * \bar{x}_2 * x_3 = 1$.

Тогда функцию \bar{F} можно представить в виде логической суммы:

$$\bar{F} = \bar{x}_1 * \bar{x}_2 * \bar{x}_3 + \bar{x}_1 * x_2 * \bar{x}_3 + \bar{x}_1 * x_2 * x_3 + x_1 * \bar{x}_2 * \bar{x}_3 + x_1 * \bar{x}_2 * x_3.$$

Используя теорему Шеннона, получим произведение сумм переменных, для чего ещё раз инвертируем инверсию функции \bar{F} :

$$\bar{\bar{F}} = F = (x_1 + x_2 + x_3) * (x_1 + \bar{x}_2 + x_3) * (x_1 + \bar{x}_2 + \bar{x}_3) * (\bar{x}_1 + x_2 + x_3) * (\bar{x}_1 + x_2 + \bar{x}_3).$$

Каждый сомножитель в полученном выражении состоит из суммы тех переменных, для которых функция обращается в нуль в соответствии с таблицей истинности. Такие суммы называют конституентами нуля или макстермами. Произведение макстермов определяет СКНФ функции F .

18.4. Понятие о минимизации логических функций

Минимизация функции – это упрощение формы её записи с целью реализации с наименьшим числом элементов. Алгебра логики располагает рядом приёмов, разработанных на основе её законов, позволяющих производить минимизацию достаточно просто. Если число переменных не превышает 4-х, удобен метод карт Карно. Карта Карно представляет собой графическое изображение значений всех возможных комбинаций переменных – это по сути наглядное пред-

ставление всех минтермов заданного числа переменных, размещенных в клетках карты определенным образом. Для представления способов размещения минтермов изобразим карты Карно (рис. 18.7) для 2, 3 и 4-х переменных и запишем в клетки соответствующие минтермы.

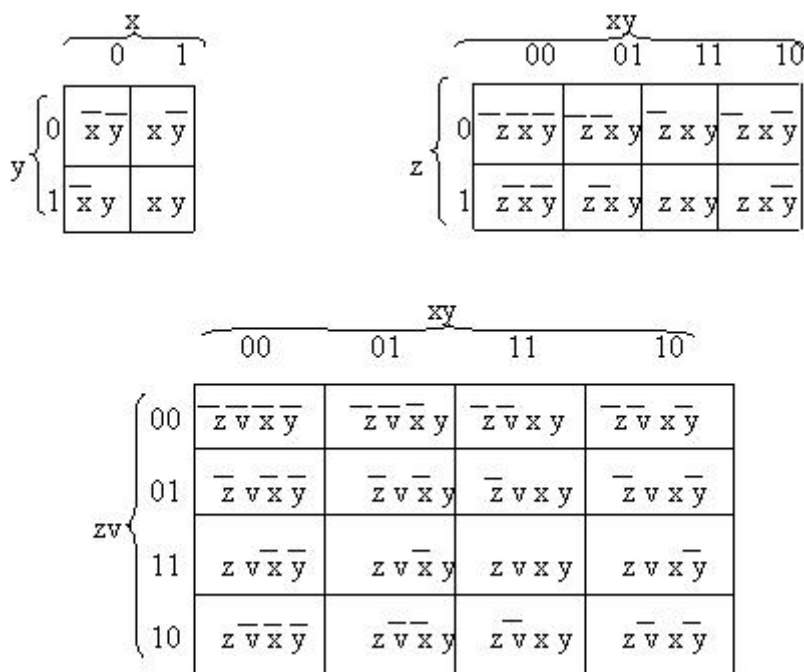


Рис. 18.7. Карты Карно для двух (x, y), трёх (z, x, y) и четырёх (z, v, x, y переменных)

В карте минтермы расположены так, что минтермы соседних клеток отличаются значением только одной переменной. При этом соседними считаются также крайние клетки столбца или строки. Прямое значение переменной обозначается символом 1, инверсное значение – 0. Порядок чередования значений переменных в строках и столбцах: 00, 01, 11, 10 (как показано на рис. 18.7).

Минтермы минимизируемой функции отмечают единицами в соответствующих клетках карты. Минтермы, не входящие в функцию, отмечают в клетках нулями или пустыми клетками. На основании дистрибутивного (распределительного) закона: $(x + y)(x + z) = x + yz$, а также логических соотношений $x + 0 = x$, $x + 1 = 1$, $x + \bar{x} = 1$,

$x * x = x$ можно доказать, что группа из двух минтермов, находящихся в соседних клетках, может быть заменена одним логическим произведением, содержащим на одну переменную меньше. Если соседними являются две пары минтермов, то такая группа из четырех минтермов может быть заменена произведением, содержащим уже на две

переменные меньше и т. д. В общем случае наличие 2^n соседних минтермов позволяет заменить их произведениями, содержащими на n ($n=1, 2, 3$) переменных меньше. В этом и состоит суть метода минимизации с применением карт Карно (карты Карно часто называют диаграммами Вейча) [46].

Рассмотрим процесс минимизации на примере функции 4-х переменных x, y, z, v , заданной следующим логическим выражением:

$$F = y v z + \bar{x} y v + \bar{y} v \bar{z} + \bar{x} y \bar{z}.$$

Для представления функции F в виде логической суммы минтермов преобразуем её следующим образом: каждое слагаемое умножим на единичное значение, образованное логической суммой прямого и инверсного значения той переменной, которой недостаёт для полного набора в каждом слагаемом.

$$\begin{aligned} F &= y v z (\bar{x} + x) + \bar{x} y v (\bar{z} + z) + y v \bar{z} (\bar{x} + x) + \bar{x} y \bar{z} (v + \bar{v}) = \\ &= \bar{x} \bar{y} v z + x y v z + \bar{x} y v z + \bar{x} y \bar{v} z + \bar{x} y v \bar{z} + \bar{x} y \bar{v} \bar{z} + \bar{x} y \bar{v} \bar{z} + x y v z. \end{aligned}$$

Заменяя группы повторяющихся выражений одним соответствующим выражением, получим функцию в виде СДНФ:

$$F = x y v z + \bar{x} y v z + x y \bar{v} z + \bar{x} y \bar{v} z + \bar{x} y v \bar{z} + \bar{x} y \bar{v} \bar{z}.$$

Анализ показывает, что функция 4-х переменных получена в виде суммы шести минтермов (в каждом слагаемом содержатся все переменные и нет одинаковых слагаемых). Для осуществления минимизации следует использовать карту Карно для 4-х переменных. Таким образом, в карте Карно из шестнадцати клеток функцию будут представлять минтермы, размещённые в шести клетках. Обозначая места размещения минтермов в клетках единицами, заполняем карту, как показано на рис. 18.8.

		xy			
		00	01	11	10
vz	00		1 1		
	01	3 1			3 1
	11		1 2	1	
	10		1 1		

Рис. 18.8. Карта Карно для минимизируемой функции

Выделяем группы соседних минтермов, учитывая, что крайние клетки столбцов и строк являются тоже соседними. На карте выделенные группы отмечены пунктирными контурами и цифрами мелкого шрифта.

Первая группа: $\bar{x} y v \bar{z} + \bar{x} y v z = \bar{x} y v$.

Вторая группа: $x y v \bar{z} + x y v z = x y v$.

Третья группа: $x y \bar{v} z + x y v z = x y z$.

Итак, минимизированная функция, выраженная в ДНФ, будет

иметь вид:

$$F = \bar{x} y v + x y v + x y z.$$

Непосредственная реализация функции по полученному выражению требует использования четырёх инверторов, двух логических элементов ИЛИ, трёх логических элементов И с тремя входами. Такая реализация нерациональна. С точки зрения уменьшения аппаратных затрат часто желательно иметь функцию в виде произведения. Для преобразования функции воспользуемся теоремой де Моргана (Шеннона), дважды инвертируя минимизированную функцию:

$$\bar{\bar{F}} = \bar{\bar{x} y v + x y v + x y z}; \quad F = \bar{x} y \bar{v} * y v \bar{z} * y v z.$$

В полученном выражении отсутствуют операции логического сложения, следовательно, аппаратная реализация может быть осуществлена без логических элементов ИЛИ. Следует отметить, что минимизация логических выражений имеет целью обеспечение условий оптимальной реализации электронных устройств, использующих логические элементы. Критерии оптимальности при этом определяются конкретными условиями проектирования и использования электронных устройств.

Здесь эти вопросы не рассматриваются, поэтому покажем только упрощенную структурную схему алгоритма минимизации сложной логической функции (рис. 18.9).

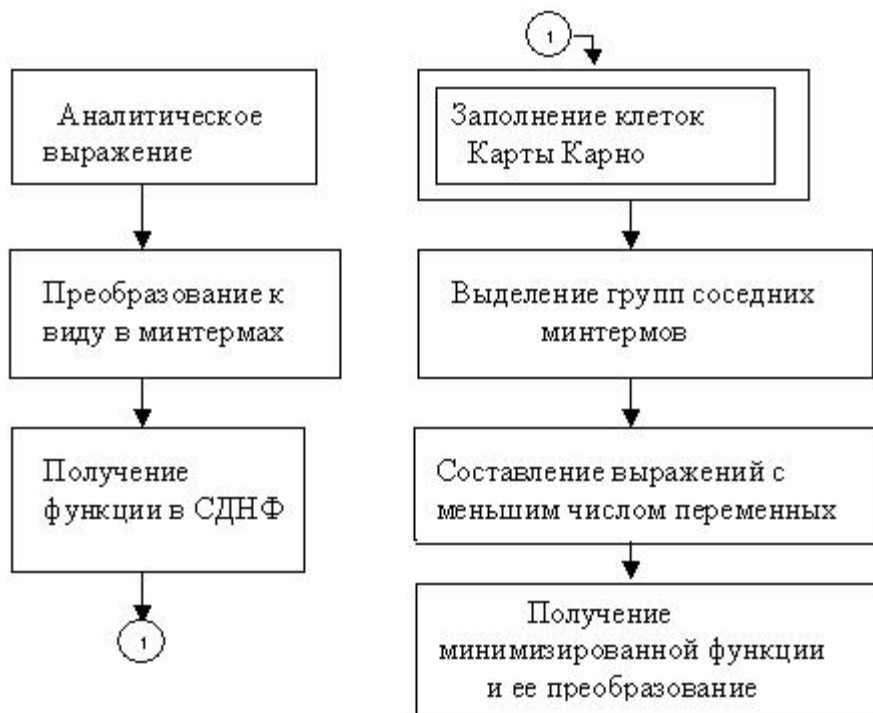


Рис. 18.9. Структурная схема алгоритма минимизации логической функции

18.5. Структура и принцип действия логических элементов

Для построения логических элементов, как устройств электронной техники, в основном используются элементы Шеффера и Пирса,

которые являются основными представителями современной потенциальной системы логических элементов. Можно доказать, что достаточно иметь набор одинаковых логических элементов (И-НЕ либо ИЛИ-НЕ), чтобы только на них построить все многообразие логических схем. Однако такой способ чаще всего оказывается нерациональным, так как требует большого количества этих элементов. На практике в состав серий цифровых схем, выпускаемых промышленностью, входят не только указанные элементы (И-НЕ, ИЛИ-НЕ), но и другие элементы, обладающие большим разнообразием по способу их выполнения, по компоновке и числу входов и выходов. Логические элементы по виду реализуемой функции подразделяют на простейшие элементы одноступенчатой логики (И, ИЛИ, НЕ, И-НЕ, ИЛИ-НЕ) и элементы двухступенчатой логики (И-ИЛИ, И-ИЛИ-НЕ и др.). На рис. 18.2, 18.3 и 18.4 показаны элементы одноступенчатой логики. На рис. 18.10 показаны примеры условных графических обозначений двухступенчатых элементов.

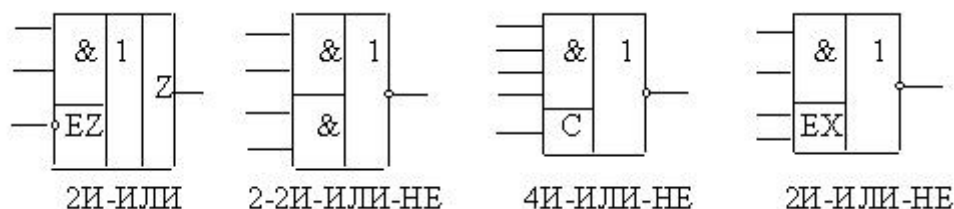


Рис. 18.10. Примеры двухступенчатых логических элементов

Обозначение элемента 2-2И-ИЛИ-НЕ значит, что в составе микросхемы имеются два двухвходовых элемента И, выходы которых подключены к входам элемента ИЛИ, выход которого подключен к входу элемента НЕ, выход элемента НЕ является выходом всей микросхемы. Таким образом, в одной микросхеме имеются все три основных элемента. Построение элемента 2-2И-ИЛИ-НЕ с помощью простейших элементов показано на рис. 18.11.

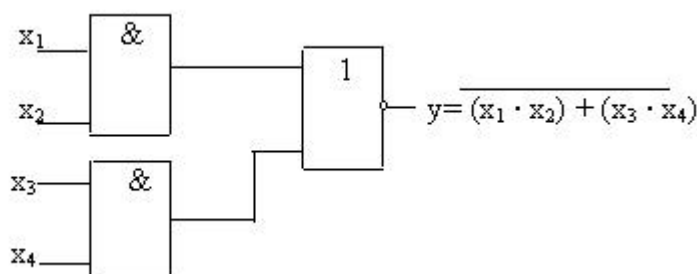


Рис. 18.11. Структурная схема элемента 2- 2И –ИЛИ –НЕ

С помощью базовых операций, используемых в двухступенчатой логике, выполняются некоторые функции, нашедшие широкое применение в электронных системах. Примерами таких функций являются:

«ЗАПРЕТ», «ИМПЛИКАЦИЯ» (вовлечение), «ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ». Таблицы истинности и УГО элементов, реализующих перечисленные функции, показаны на рис. 18.12 и 18.13:

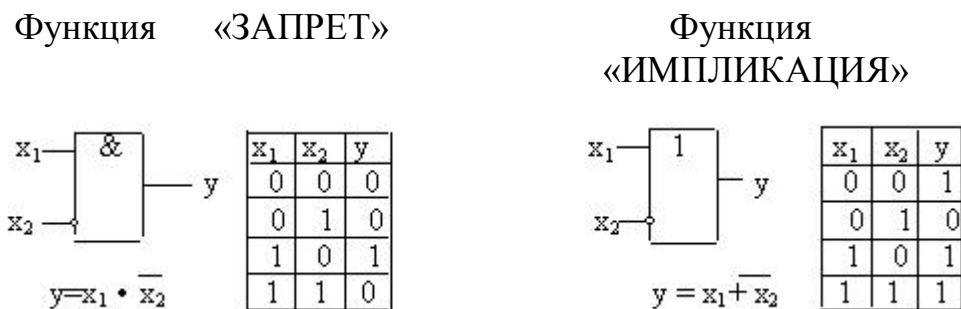


Рис. 18.12. Условные изображения, таблицы истинности и аналитическое представление дополнительных логических функций

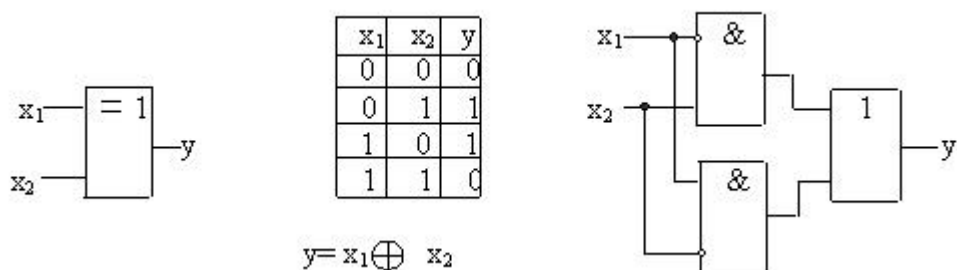


Рис. 18.13. Изображение, таблица истинности и структурная схема логического элемента «ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ»

Выпускается несколько серий микросхем, наибольшее распространение из которых получили серии логических элементов ТТЛ (транзисторно-транзисторная логика), ТТЛШ (на транзисторах Шоттки), ЭСЛ (эмиттерно-связанная логика), КМОП (на комплементарных МОП-транзисторах).

Характерной особенностью логических элементов (ЛЭ) ТТЛ является использование на входах многоэмиттерных транзисторов. Рассмотрим электрическую принципиальную схему элемента 4И-НЕ (рис. 18.14, а), условное графическое обозначение которого показано на рис. 18.14, б. Схема содержит четырехэмиттерный транзистор VT1 на входе, промежуточный усилитель (VT2) и выходной усилительный каскад на транзисторах VT3, VT4.

Работает логический элемент следующим образом. Многоэмиттерный транзистор в исходном состоянии (при наличии источников входного сигнала) может находиться либо в состоянии насыщения (если хотя бы один из входных сигналов равен 0, а остальные 1), ли-

бо в состоянии отсечки, когда все входные сигналы – 1. Если транзистор VT_1 насыщен, то транзистор VT_2 закрыт, так как его базовое напряжение близко к нулю. Соответственно закрыт транзистор VT_4 , так как его базовый ток мал.

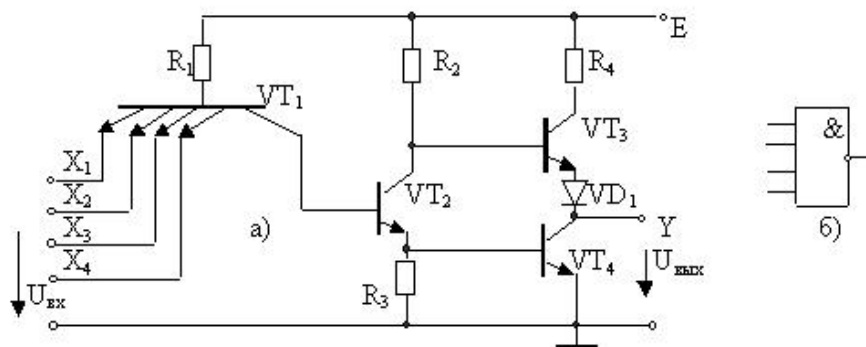


Рис. 18.14. Электрическая принципиальная схема логического элемента 4И-НЕ (а) и его условное обозначение (б)

Транзистор VT_3 открыт базовым током, протекающим через резистор R_2 . Напряжение источника E через резистор R_4 , открытый транзистор VT_3 и диод VD_1 попадает на выход, т.е. на выходе получим уровень, соответствующий 1. Таким образом, при появлении на входе хотя бы одного сигнала с уровнем, соответствующим логическому нулю, на выходе будем иметь уровень, соответствующий логической единице. Если на все четыре входа подать уровень сигнала, соответствующий логической единице, транзистор VT_1 окажется в режиме отсечки, однако по цепи база-коллектор VT_1 – база-эмиттер транзистора VT_2 будет протекать ток, достаточный для открытия транзистора VT_2 , и, соответственно, транзистора VT_4 . Открытый транзистор VT_2 шунтирует базовую цепь транзистора VT_3 и он закрывается, отсекая выход Y от источника питания. На выходе появляется низкий уровень сигнала, соответствующий логическому нулю. Следовательно, рассматриваемая схема реализует функцию И-НЕ по отношению к сигналам, подаваемым на любой (или на все) из четырех входов.

Примером микросхемы, в которой используются все три основные логические функции, может служить элемент ТТЛ 2-2И-ИЛИ-НЕ, принципиальная схема которого показана на рис. 18.15.

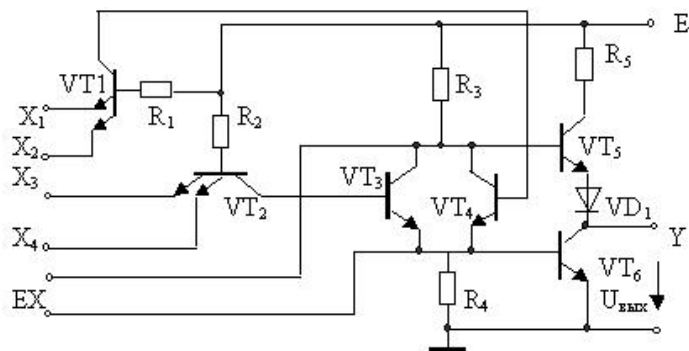


Рис. 18.15. Электрическая принципиальная схема элемента 2-2И-ИЛИ-НЕ

Функцию И в этой схеме выполняют двухэмиттерные транзисторы $VT1$ и $VT2$, функцию ИЛИ – транзисторы $VT3$, $VT4$. Принцип действия каждой пары транзисторов ($VT1, VT2$), ($VT3, VT4$) практически не отличается от работы транзисторов $VT1$, $VT2$ схемы рис. 18.14, а. Для появления сигнала 0 на выходе логического элемента безразлично, открыт только один из транзисторов $VT1$, $VT2$ или открыты оба, что соответствует реализации функции ИЛИ. Выводы, обозначенные EX , служат для подключения специальных схем (расширителей по входу), с помощью которых можно увеличить количество входных сигналов [1,2].

18.6. Основные параметры и характеристики логических элементов

Схемотехническая реализация цифровых логических устройств осуществляется на основе ряда типовых (базовых) функциональных элементов. Классификацию параметров и характеристик логических элементов можно произвести по следующим признакам.

1. Функциональные признаки:

- а) реализуемая логическая функция;
- б) нагрузочная способность (коэффициент разветвления по выходу) K_p ;
- в) коэффициент объединения по входу K_o .

2. Статические характеристики:

- а) входные,
- б) выходные,
- в) передаточная,
- г) уровни сигналов, соответствующих логической единице и логическому нулю,
- д) статическая помехоустойчивость.

3. Импульсные и переходные характеристики (динамические):

а) среднее время задержки распространения сигнала,

б) предельная рабочая частота,

в) необходимая скорость нарастания управляющего напряжения на входе логического элемента,

г) динамическая помехоустойчивость.

4. Требования к источнику питания:

а) потребляемая мощность,

б) входные токи при входных напряжениях низкого и высокого уровня,

в) напряжение источника питания и допустимые отклонения от номинального значения.

5. Климатические признаки:

а) диапазон рабочих температур,

б) влагоустойчивость и др.

6. Конструктивные и другие признаки:

а) вес, б) габариты, в) стоимость и т.д.

Краткое описание основных параметров и характеристик приводится ниже.

Нагрузочная способность логического элемента характеризуется коэффициентом разветвления K_p , который показывает, какое число логических входов устройств этой же серии может быть одновременно присоединено к выходу данного логического элемента без нарушения его работоспособности. Увеличение K_p расширяет логические возможности элемента, позволяет уменьшить число элементов в цифровом устройстве. Однако это увеличение ухудшает другие параметры: быстродействие, помехоустойчивость, увеличивает потребляемую мощность. По этой причине в составы серий цифровых интегральных схем часто входят логические элементы с различной нагрузочной способностью: основные – с $K_p = 4-10$ и буферные – с $K_p = 20-50$. Это позволяет более гибко проектировать цифровые устройства, достигая оптимальных показателей по потребляемой мощности и количеству логических элементов.

Коэффициент объединения по входу K_o характеризует максимальное число логических входов функционального элемента. С увеличением K_o расширяются логические возможности схемы за счет выполнения функций с большим числом аргументов на одном базовом логическом элементе, однако это ухудшает нагрузочную способность, помехоустойчивость и быстродействие. Обычно логические элементы выполняются с $K_o = 2-8$. Увеличение K_o сверх 8

обеспечивается за счет применения специальных логических расширителей.

Статические характеристики рассмотрим на примере характеристик базового элемента серии 155 [46] (серия устаревшая).

Передаточная и входная характеристики базового элемента ТТЛ серии 155 приведены на рис. 18.16.

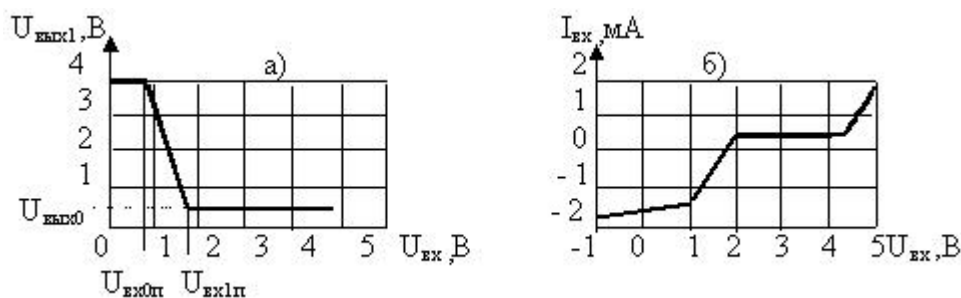


Рис. 18.16. Передаточная (а) и входная (б) характеристики логического элемента ТТЛ

На характеристиках можно отметить следующие параметры: $U_{вх1п} \approx 1.5\text{В}$; $U_{вх0п} \approx 0.8\text{В}$; $U_{вых1} \approx 4\text{В}$; $U_{вых0} \approx 0.4\text{В}$, где $U_{вх1п}$, $U_{вх0п}$ – пороговые напряжения соответственно высокого и низкого уровней – это наименьшее ($U_{вх1п}$) или наибольшее ($U_{вх0п}$) значения соответствующих уровней, при которых начинается переход логического элемента в другое состояние.

Входная характеристика (см. рис. 18.16, б) показывает, что при $U_{вх} > 4\text{В}$ начинается заметный рост входного тока. По этой причине для логических элементов серии ТТЛ недопустимо увеличение $U_{вх}$ свыше 5 В.

Выходные характеристики элементов ТТЛ имеют вид, показанный на рис. 18.17.

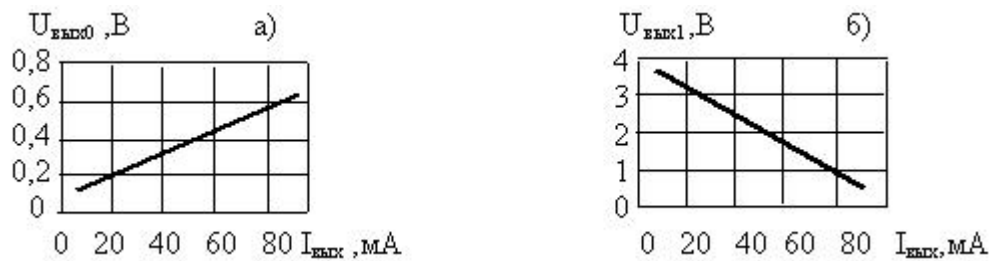


Рис. 18.17. Выходные характеристики логических элементов ТТЛ для сигналов низкого (а) и высокого (б) уровней

По характеристикам видно, что уровень выходного сигнала существенно зависит от величины сопротивления нагрузки. При заданных допустимых значениях уровней выходных напряжений нагрузка не должна превышать допустимых значений. Поэтому в составе серий микросхем различают микросхемы с нормальной и повышенной нагрузочной способностью. Например, в серии 155 микросхемы с $I_{\text{вых}0} \leq 16\text{мА}$, $K_p \leq 10$ относятся к микросхемам с нормальной нагрузочной способностью, а схемы с повышенной нагрузочной способностью имеют $I_{\text{вых}0} = 48\text{мА}$. По выходным характеристикам можно определить, что выходные сопротивления логических элементов ТТЛ имеют небольшую величину. По этой причине нельзя объединять между собой выходы нескольких ТТЛ ЛЭ, так как в случае разных уровней выходных сигналов через выходные транзисторы ЛЭ (см. рис. 18.15) будут протекать большие токи. Чтобы осуществлять непосредственное соединение выводов нескольких логических элементов между собой и получать разные уровни выходного сигнала используют схемы с «открытым» электродом, например коллектором, т.е. схемы, на выходе которых установлен транзистор, коллекторная цепь которого оставлена свободной [22]. Следует заметить, что «открытым» может быть не только коллектор, но и эмиттер у биполярных транзисторов, а также сток или исток – у полевых.

Быстродействие логического элемента характеризуется временем задержки распространения сигналов при включении t_{310} , выключении t_{301} и средним временем – t_{3c} (рис. 18.18).

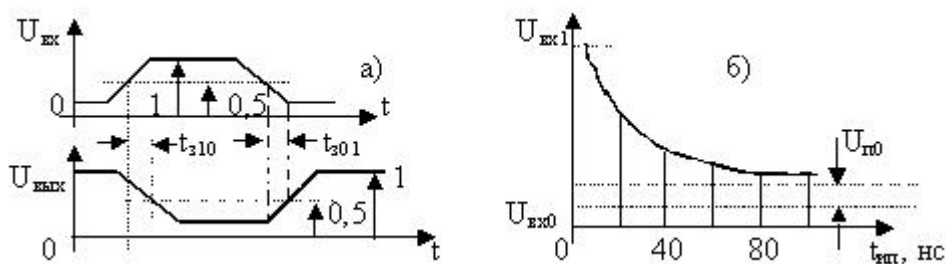


Рис. 18. 18. Определение времени задержки распространения сигнала (а) и изменение амплитуды импульсной помехи с изменением её длительности (б)

Время задержки распространения сигнала при включении ЛЭ – это интервал времени между входным и выходным импульсами при переходе выходного напряжения от уровня логической единицы к уровню логического нуля, измеренный на уровне 0,5 амплитуды.

Аналогично время задержки распространения сигнала при выключении ЛЭ – это интервал времени между входным и выходным импульсами при переходе выходного напряжения от уровня логического нуля к уровню логической единицы, измеренный на уровне 0,5 (рис. 18.18, а). Среднее время задержки распространения – это интервал времени, равный полусумме времен задержки распространения сигнала при включении и выключении логического элемента:

$$t_{зс} = (t_{з01} + t_{з10}) / 2. \quad (18.6)$$

Различается статическая и динамическая помехоустойчивость логического элемента. Статическая помехоустойчивость определяется как минимальная разность между значениями выходного и входного сигналов данного логического уровня:

$$\begin{aligned} U_{n1} &= U_{вых1} - U_{вх1}, \\ U_{n0} &= U_{вх0} - U_{вых0}. \end{aligned} \quad (18.7)$$

Из (18.7) можно заключить, что статическая помехоустойчивость – это минимальное значение напряжения помехи на выходе ЛЭ, которое может вызвать срабатывание подключенного к нему ЛЭ.

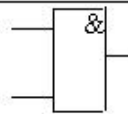
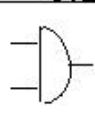
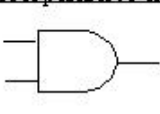
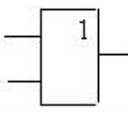
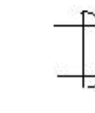
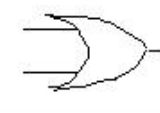
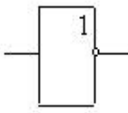
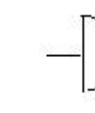
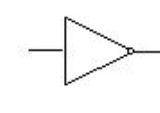
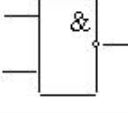
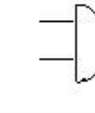
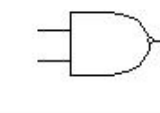
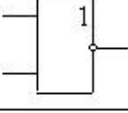
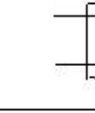

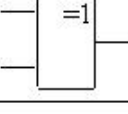





Помехи могут быть импульсными. При малых длительностях помехи, меньших или соизмеримых с $t_{зс}$, напряжение помехи может быть значительно больше напряжения статической помехи и не вызывать срабатывания ЛЭ. Это объясняется наличием емкостей между элементами микросхемы, емкостей полупроводниковых структур, проявляющихся при больших частотах сигналов. Динамическую помехоустойчивость обычно характеризуют графиком, связывающим длительность и амплитуду допустимой помехи (см. рис. 18.18, б).

Важным параметром логического элемента является потребляемая мощность P_n или ток потребления I_n , которые приводятся в каталожных данных. В целях сравнения между собой микросхем отдельных серий иногда используют интегральный параметр, называемый энергией переключения:

$$\mathcal{E}_n = P_n * t_{зс} \quad (18.8)$$

Смысл этого параметра в том, что он характеризует работу, затрачиваемую на выполнение одного переключения.

Условные графические обозначения логических элементов в нашей стране и за рубежом разные, поэтому их соответствие приведено ниже.

Вид операции	УГО			
	1	2	3	4
		Российское	Зарубежное	
			Общее	Интегральное исполнение
И				
ИЛИ				
НЕ				
И-НЕ				
ИЛИ-НЕ				
ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ				
ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ-НЕ				

19. КОМБИНАЦИОННЫЕ ЛОГИЧЕСКИЕ УСТРОЙСТВА

Ранее уже отмечалось, что к комбинационным устройствам относятся функциональные узлы, в которых отсутствуют элементы памяти. Состояние комбинационного узла однозначно определяется комбинацией входных сигналов в данный момент и не зависит от предыдущего состояния. К таким узлам относятся шифраторы, дешифраторы, сумматоры, мультиплексоры, демультимплексоры, компараторы, преобразователи кодов и другие.

19.1. Шифраторы и дешифраторы

Шифратор – это функциональный узел, преобразующий поступающие на его входы сигналы (команды) в n -разрядный двоичный код. «Командами» могут быть, например, десятичные цифры. Построим шифратор, преобразующий десятичные цифры в нормальный двоичный код (НДК). Функциональное описание такого шифратора представим в виде таблицы истинности, в которой кодируемые цифры обозначим переменной X_n , где $n = 0 \dots 9$, а в качестве кода, присваемого кодируемым цифрам, выберем четырехразрядный двоичный код. В табличной форме числа $a_0 \dots a_3$ представлены как функции аргументов X_n , принимающих различные значения десятичных цифр.

Код

число	a_3	a_2	a_1	a_0
X_0	0	0	0	0
X_1	0	0	0	1
X_2	0	0	1	0
X_3	0	0	1	1
X_4	0	1	0	0
X_5	0	1	0	1
X_6	0	1	1	0
X_7	0	1	1	1
X_8	1	0	0	0
X_9	1	0	0	1

Для синтеза схемы, реализующей указанные функции, записываем их представления в аналитической форме по табличным данным $a_0 = X_1 + X_3 + X_5 + X_7 + X_9$; $a_1 = X_2 + X_3 + X_6 + X_7$; $a_2 = X_4 + X_5 + X_6 + X_7$; $a_3 = X_8 + X_9$. В полученных выражениях знак + обозначает логическую операцию ИЛИ, поэтому очевидная (не минимизированная) структура устройства должна содержать четыре дизъюнктора, каждый из которых имеет разное число входов (рис. 19.1).

Дешифратор – это функциональный узел, преобразующий n -разрядный двоичный код в комбинацию выходных сигналов (команд).

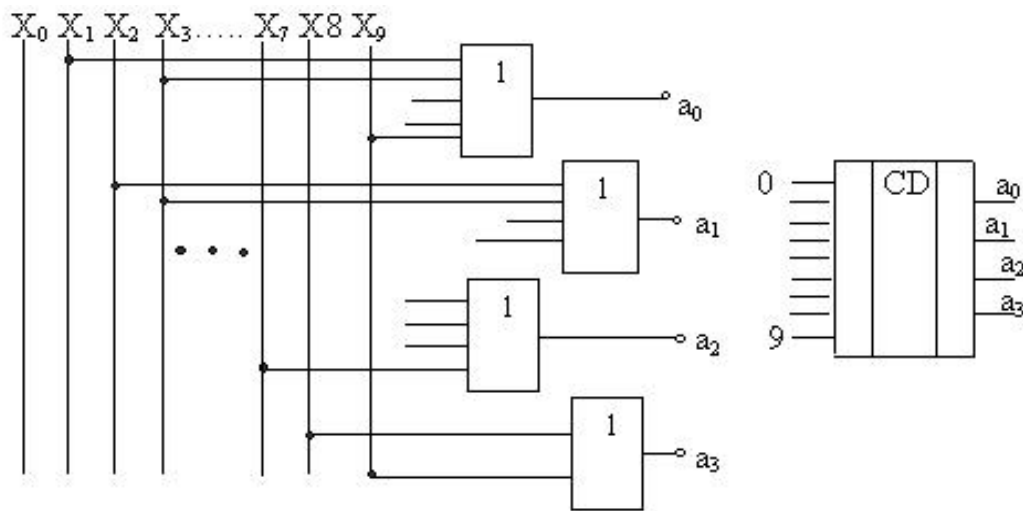


Рис. 19.1. Структурная схема и интегральное изображение шифратора

n -разрядный код дает 2^n наборов входных переменных, которые могут превратиться в 2^n выходных сигналов. В этом случае дешифратор называют *полным*. Если число выходных сигналов меньше 2^n , то дешифратор *неполный*.

Методика построения простейшего дешифратора, имеющего два входа и четыре выхода (дешифратор 2 – 4), рассмотрена ниже.

Составляем таблицу функционирования дешифратора, исходя из его функционального назначения: 2 разрядный код, подаваемый на вход, должен быть превращен на выходе в четыре выходных сигнала. Пусть таким выходным сигналом будет позиционный код, в котором значение определяется положением «1» в цепочке нулей.

Рассматривая логические переменные « x » как функции входных логических переменных « a », запишем логические выражения для выходных сигналов: $x_0 = \overline{a_0} \cdot \overline{a_1}$; $x_1 = \overline{a_0} \cdot a_1$;

$$x_2 = a_0 \cdot a_1; \quad x_3 = \overline{a_0} \cdot a_1.$$

Входной код		Выходной сигнал			
a_1	a_0	x_0	x_1	x_2	x_3
0	0	1	0	0	0
1	0	0	1	0	0
0	1	0	0	1	0
1	1	0	0	0	1

Анализ полученных выражений показывает, что структурная схема, реализующая функцию разрабатываемого дешифратора, должна содержать два инвертора и четыре двухвходовых конъюнктора. Синтезированная таким способом структурная схема и её интегральное изображение представлены на рис. 19.2.

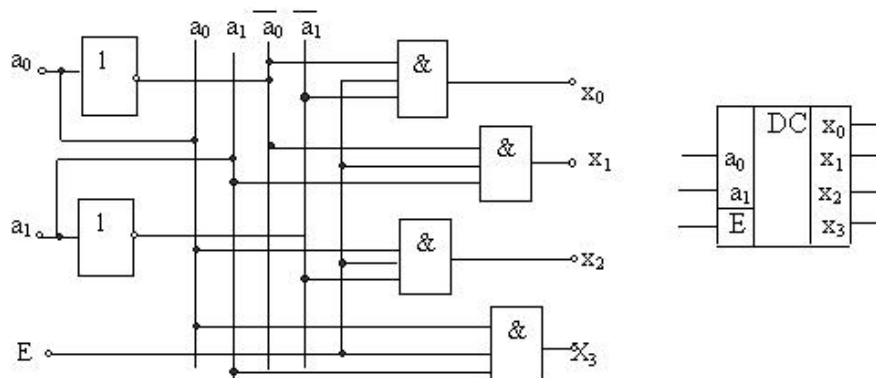


Рис. 19.2. Структурная схема дешифратора 2 – 4 и его интегральное изображение

Реальные дешифраторы обычно снабжены дополнительным входом, разрешающим или запрещающим выполнение основной функции. Например, в схеме рис. 19.2 можно снабдить каждый конъюнктор дополнительным входом, объединить эти входы и обеспечить внешний доступ к ним (обычно этот дополнительный вход обозначают буквой E). Если на вход E подать логический 0, функции дешифратора будут запрещены, а на выходах установится инверсный (нулевой) уровень выходного сигнала. Логическая 1, установленная на дополнительном входе E , не препятствует работе дешифратора. Аналогичным способом можно синтезировать дешифраторы (1-2), (3 - 8) и т.д. Более сложные дешифраторы можно построить на основе каскадного соединения простых. В качестве примера рассмотрим структурную схему дешифратора (4-16), построенного на основе дешифратора (2- 4) (рис. 19.3).

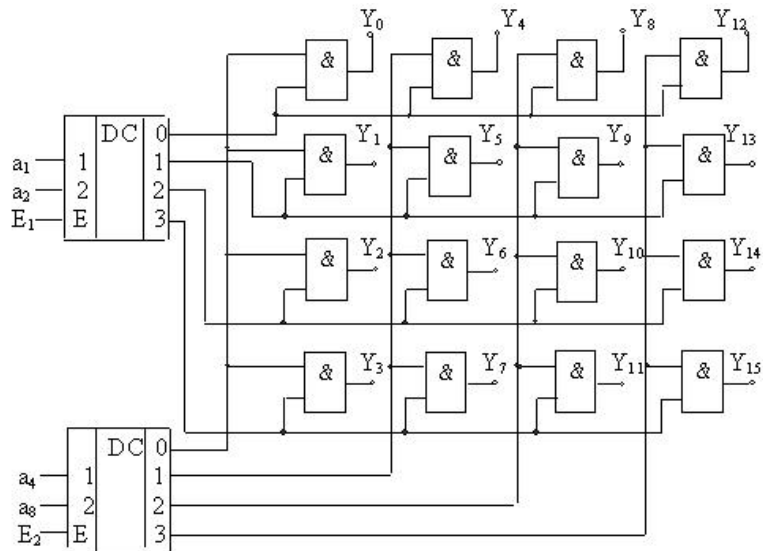


Рис. 19.3. Дешифратор (4-16) на основе дешифраторов (2-4)

В этом дешифраторе вторая ступень выполнена на матрице двухвходовых конъюнкторов, активируемых сигналами, поступающими с выходов дешифраторов (2-4).

Запрещение работы дешифратора может осуществляться либо по вертикальным, либо по горизонтальным шинам, при этом на одном из входов разрешения E_1 , E_2 должен присутствовать сигнал логической 1. Дешифратор (5-32) может быть составлен из одного дешифратора (2-4) и четырех дешифраторов (3-8), управляемых по входу разрешения выходными сигналами дешифратора (2-4) [43].

19.2. Мультиплексоры и демультиплексоры

Мультиплексор – это функциональный узел, который осуществляет управляемую коммутацию логических сигналов с входных линий на одну выходную линию. Коммутация определенной входной линии осуществляется в соответствии с двоичным адресным кодом, установленным на адресных входах мультиплексора.

Если адресный код имеет n разрядов, то можно осуществить 2^n коммутаций входных линий на одну выходную, следовательно, мультиплексор с n -разрядным адресным входом может иметь любое число входных линий, не превышающее 2^n .

В качестве примера рассмотрим методику построения мультиплексора, осуществляющего коммутацию четырех входных линий x_0 , x_1 , x_2 , x_3 на выходную линию Y . Число разрядов адресных входов определяется по выражению $n = \log_2 N$, где N – число входных линий, (n округляется в сторону увеличения). В нашем случае $n=2$. Для

определения структуры составляем таблицу функционирования мультиплексора, обозначив адресные входы символами a_0, a_1 .

По данным таблицы можно записать характеристическое уравнение данного мультиплексора: $Y = a_0 a_1 \bar{x}_0 + a_0 \bar{a}_1 x_1 + a_0 a_1 \bar{x}_2 + a_0 a_1 x_3$.

a_0	a_1	Y
0	0	x_0
0	1	x_1
1	0	x_2
1	1	x_3

Анализ уравнения показывает, что структура мультиплексора должна содержать два инвертора, четыре конъюнктора и один четырехвходовой дизъюнктор. Синтезированная по таким признакам схема показана на рис. 19.4.

Наращивание размерности мультиплексора возможно с помощью пирамидальной структуры из нескольких мультиплексоров меньшей размерности. В этом случае первый каскад должен содержать столько мультиплексоров, сколько необходимо для обеспечения нужного (суммарного) количества входных линий.

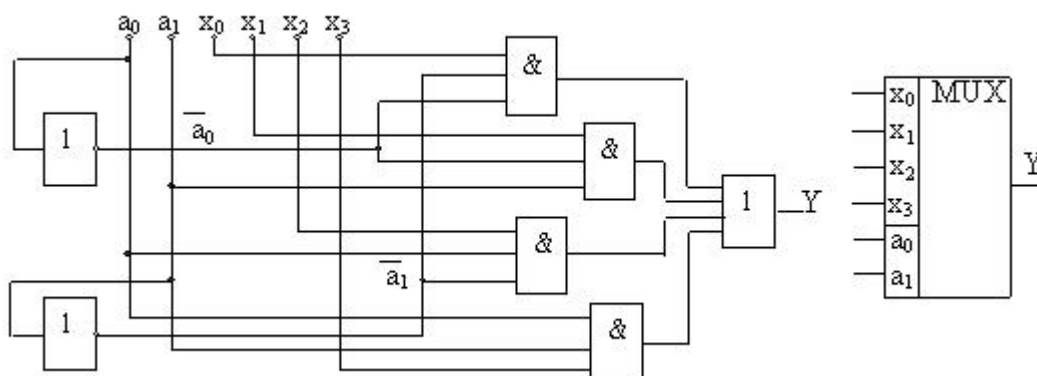


Рис. 19.4. Структурная схема мультиплексора 4-1 и его интегральное изображение

Мультиплексоры первого каскада адресуются одним и тем же кодом, составленным из соответствующего числа младших разрядов общего адресного кода. Если число адресных разрядов мультиплексоров первого каскада n_1 , а общее число адресных разрядов – n (соответствует суммарному числу адресуемых входных линий 2^n), то мультиплексор второго каскада должен иметь $(n - n_1)$ адресных разрядов.

Например, для построения мультиплексора 32-1 на мультиплексорах меньшей размерности, в первом каскаде можно использовать четыре мультиплексора 8-1, а во втором каскаде – один мультиплексор 4-1. При этом в пятиразрядном адресном коде ($2^5 = 32$) два старших разряда принадлежат мультиплексору второго

каскада, а три младших – объединённым адресным входам мультиплексоров первого каскада.

Для мультиплексора второго каскада входными линиями являются выходные линии мультиплексоров первого каскада.

Реализация логических функций на основе мультиплексоров.

С помощью мультиплексора, имеющего n адресных входов, можно последовательно адресовать на выход 2^n разрядов информационного слова, поданного на информационные входы. Для воспроизведения на выходе мультиплексора значения логической функции, имеющей n аргументов, используется условие, согласно которому каждому набору аргументов соответствует передача на выход одного из сигналов, поданных на информационные входы. Следовательно, если на адресные входы мультиплексора подать кодовый набор аргументов функции, а на информационные входы – соответствующие значения функции, то получим устройство, воспроизводящее на выходе значения функции, соответствующие набору аргументов этой функции, установленному на адресных входах мультиплексора. На рис. 19.5. приведен пример использования мультиплексора 8-1 в качестве логического устройства («универсального логического элемента») [43] для реализации функции трех аргументов $F(A_4, A_2, A_1)$.

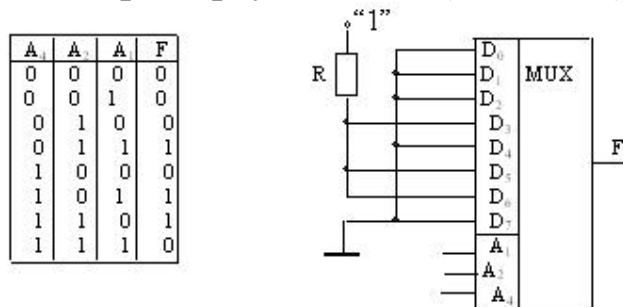


Рис. 19.5. Схема включения мультиплексора 8 – 1 для реализации функции трех аргументов, заданной таблично

Демультимплексор

Демультимплексор выполняет операцию, обратную операции мультиплексора, т.е. передаёт данные из одной входной линии в одну из нескольких выходных линий. Управление коммутацией осуществляется с помощью адресного кода, устанавливаемого на адресных входах, при этом адресуются, в отличие от мультиплексора, не входные, а выходные выводы. В общем случае число выходных линий N определяется разрядностью n кода согласно соотношению $N = 2^n$. Синтез демультимплексора рассмотрим на примере демультимплексора 1-4, для которого $N=4$. Составляем таблицу истинности (таблицу функционирования), в которой адресный код обозначен символами

a_k , выходные линии символами Y_i , а сигнал на входе обозначен символом F .

В соответствии с таблицей истинности характеристические уравнения такого устройства будут:
 $Y_0 = \bar{a}_0 \bar{a}_1 F$; $Y_1 = \bar{a}_0 a_1 F$; $Y_2 = a_0 \bar{a}_1 F$; $Y_3 = a_0 a_1 F$.

Соответствующая этим уравнениям структурная схема должна содержать два инвертора и четыре трёхвходовых конъюнктора (рис. 19.6).

a_0	a_1	Y_0	Y_1	Y_2	Y_3
0	0	F	0	0	0
0	1	0	F	0	0
1	0	0	0	F	0
1	1	0	0	0	F

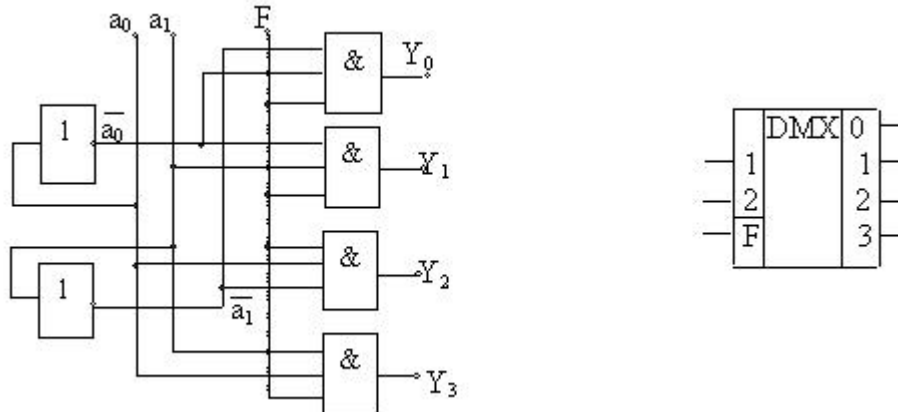


Рис. 19.6. Структурная схема демультиплексора 1-4 и его УГО

19.3. Сумматоры

Сумматором называется комбинационный функциональный узел, предназначенный для арифметического сложения двоичных чисел. Основным узлом сумматора является одноразрядный сумматор, на основе которого строятся многоразрядные сумматоры. Одноразрядный сумматор выполняет арифметическое сложение одноразрядных двоичных чисел a_i , b_i и бита переноса c_i из младшего разряда, образуя на выходах значения суммы S_i и бита переноса в старший разряд c_{i+1} . Сумматор, не имеющий бита переноса из младшего разряда, называют *полусумматором*. Он имеет два входа и два выхода в отличие от «полного» одноразрядного сумматора, имеющего три входа и два выхода. Таблицы истинности для одноразрядных сумматоров показаны ниже.

a_i	b_i	c_i	S_i	c_{i+1}
0	0	0	0	0
0	0	1	1	0
0	1	0	1	0
0	1	1	0	1

a_0	b_0	S_0	c_0
0	0	0	0
0	1	1	0
1	0	1	0
1	1	0	1

1	0	0	1	0
1	0	1	0	1
1	1	0	0	1
1	1	1	1	1

В соответствии с таблицами истинности можно составить характеристические уравнения для одноразрядного полного сумматора и полусумматора:

$$S_i = \bar{a}_i \bar{b}_i c_i + \bar{a}_i b_i \bar{c}_i + a_i \bar{b}_i \bar{c}_i + a_i b_i c_i; \quad S_0 = \bar{a}_0 b_0 + a_0 \bar{b}_0;$$

$$c_{i+1} = a_i b_i + a_i c_i + b_i c_i; \quad c_0 = a_0 b_0.$$

По полученным характеристическим уравнениям не трудно синтезировать структурные схемы, используя нужные логические элементы. Выражение для бита переноса c_{i+1} записано после минимизации полного выражения, полученного из таблицы истинности.

Обычно сумматоры выполняются многоразрядными. Число входов и выходов такого сумматора определяется разрядностью слагаемых. Структуру многоразрядного сумматора определяет способ передачи сигнала переноса от младшего разряда к старшему. Различают два основных вида сумматоров: с последовательным и параллельным переносом. На основе этих вариантов разработано несколько видов сумматоров: для сложения параллельных и последовательных операндов, сумматоры групповой структуры, накапливающие сумматоры и др.

В сумматорах с последовательным переносом выход переноса i -разряда последовательно соединен с входом $(i+1)$ разряда. Структурная схема такого сумматора показана на рис. 19.7.

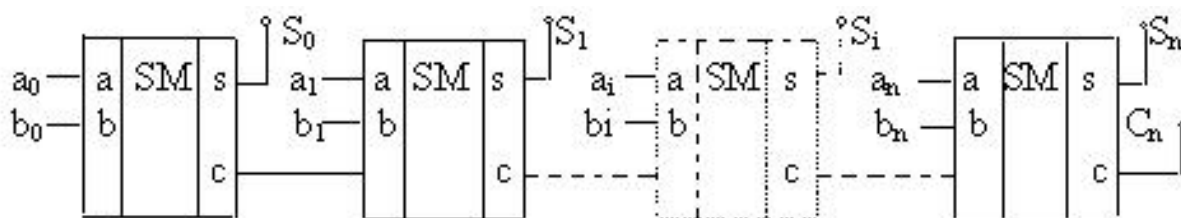


Рис. 19.7. Структурная схема многоразрядного сумматора с последовательным переносом

Важным параметром сумматора является его быстродействие. Для получения максимального быстродействия разработаны сумматоры для параллельных операндов с параллельным переносом. В таких сумматорах сигналы переноса для каждого разряда формируются специальными схемами, на входы которых поступают те переменные, которые необходимы для выработки бита переноса. К ним относятся внешний входной перенос (если он есть) и значения всех разрядов слагаемых, младших относительно данного.

Структурная схема сумматора для сложения двух n -разрядных чисел представлена на рис. 19.8, где CR – схемы формирования переносов.

Быстродействие в таких сумматорах достигается за счет того, что биты переносов формируются практически одновременно с формированием результата.

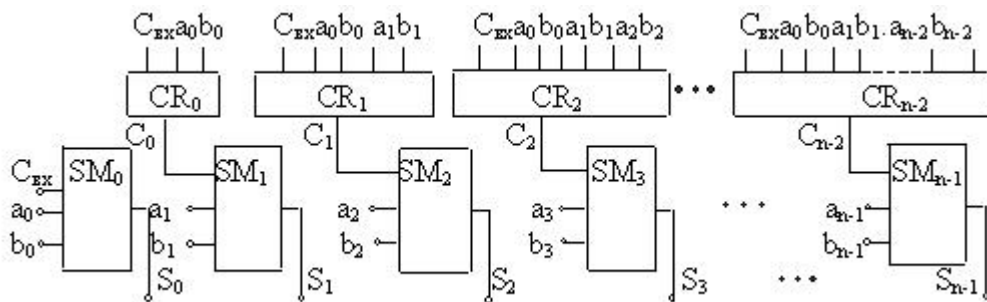


Рис. 19.8. Структурная схема сумматора для сложения двух параллельных операндов с параллельным переносом

Накапливающий сумматор представляет собой сочетание комбинационного сумматора и тактируемого регистра, причем очередное слагаемое добавляется к содержимому сумматора и результат замещает старое значение суммы [43].

19.4. Цифровой компаратор

Компаратор (устройство сравнения) служит для определения соотношения между двумя кодовыми словами. Такими соотношениями можно считать: «меньше», «равно», «больше». Принято считать, что выходные функции, вырабатываемые компараторами, принимают единичные значения, если соблюдаются указанные выше соотношения, и равны нулю, если не соблюдаются.

Например, функция равенства $F_{A=B}=1$, если $A=B$ и равна нулю, если $A \neq B$. С учетом принятого соглашения таблица истинности компаратора двух одноразрядных чисел будет выглядеть так, как показано на рис. 19.9.

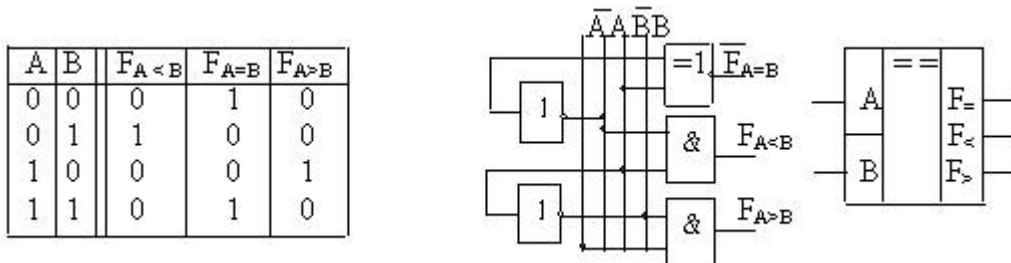


Рис. 19.9. Таблица истинности, структурная схема и условное обозначение компаратора двух одноразрядных слов

Устройства сравнения строятся на основе поразрядных операций над одноименными разрядами обоих слов. Признак равенства разрядов — $r_i = A_i \oplus B_i$. Компараторы для слов большей разрядности получают наращиванием размерности путем использования нескольких схем компараторов. Например, для сравнения восьмиразрядных чисел можно использовать две четырехразрядные схемы. Для этой цели в четырехразрядном компараторе предусмотрены три дополнительных входа: $A>B$, $A=B$, $A<B$, к которым подводятся соответствующие выходы схемы, выполняющей сравнение младших разрядов.

19.5. Преобразователи кодов

Преобразователи кодов используются для перевода представления информации из одного кода в другой. Необходимость такого перевода возникает потому, что для представления информации используют различные двоичные и двоично-десятичные коды. Табли-

цы истинности некоторых кодов для десятичных чисел представлены ниже.

Десятичное Число	прямой код				обратный код				Дополнительный				Код Грея				Код 8-4-2-1				Код 2-4-2-1			
	a ₃	a ₂	a ₁	a ₀	b ₃	b ₂	b ₁	b ₀	c ₃	c ₂	c ₁	c ₀	d ₃	d ₂	d ₁	d ₀	e ₃	e ₂	e ₁	e ₀	k ₃	k ₂	k ₁	k ₀
0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	
1	0	0	0	1	1	1	1	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	1
2	0	0	1	0	1	1	0	1	1	1	1	0	0	0	1	1	0	0	1	0	0	0	1	0
3	0	0	1	1	1	1	0	0	1	1	0	1	0	0	1	0	0	0	1	1	0	0	1	1
4	0	1	0	0	1	0	1	1	1	1	0	0	0	1	1	0	0	1	0	0	1	0	0	0
5	0	1	0	1	1	0	1	0	1	0	1	1	0	1	1	1	0	1	0	1	1	0	1	1
6	0	1	1	0	1	0	0	1	1	0	1	0	0	1	0	1	0	1	1	0	1	1	0	0
7	0	1	1	1	1	0	0	0	1	0	0	1	0	1	0	0	0	1	1	1	1	1	0	1
8	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	1	1	0	0	1	0	0	0	1	1	1	0
9	1	0	0	1	0	1	1	0	0	1	1	1	1	1	0	1	1	0	0	1	1	1	1	1
10	1	0	1	0	0	1	0	1	0	1	1	0	1	1	1	1	1	0	0	1	1	1	1	1
11	1	0	1	1	0	1	0	0	0	1	0	1	1	1	1	1	0	0	0	1	1	1	1	0
12	1	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0
13	1	1	0	1	0	0	1	0	0	0	1	1	1	0	1	1	0	1	1	0	1	1	1	1
14	1	1	1	0	0	0	0	1	0	0	1	0	1	0	1	0	1	0	0	1	1	0	0	1
15	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0	0

Синтез преобразователей кодов осуществляется в соответствии с таблицами их функционирования. В качестве примера рассмотрим синтез схемы, преобразующей двоично-десятичный код (8421) в код Айкана (2421). С этой целью каждую переменную кода Айкана будем рассматривать как функцию соответствующих коэффициентов двоично-десятичного кода. В этом случае можно в соответствии с таблицами составить характеристические уравнения для каждой переменной кода 2421. Например, для переменной k_3 имеем:

$$k_3 = \overline{e_3} e_2 \overline{e_1} e_0 + \overline{e_3} e_2 e_1 \overline{e_0} + e_3 \overline{e_2} \overline{e_1} \overline{e_0} + e_3 \overline{e_2} \overline{e_1} e_0 + e_3 e_2 e_1 \overline{e_0}.$$

Составив характеристические уравнения для всех переменных кода Айкана, можно упростить их согласно правил логических преобразований, затем построить структурную схему преобразователя.

Однако более эффективным является метод структурного проектирования с использованием карт Карно. Согласно этому методу составляем карты Карно для переменных k_3, k_2, k_1, k_0 , причем клетки, не заполненные значениями аргументов $e_0 - e_3$, заполняем значениями 1 либо 0, делаем соответствующие объединения и записываем минимизированные выражения для переменных k .

		k_3				k_2				k_1				k_0			
		e_0e_1				e_0e_1				e_0e_1				e_0e_1			
e_2e_3		00	10	11	01	e_2e_3		00	10	11	01	e_2e_3		00	10	11	01
00		0	0	0	0	00		0	0	0	0	00		0	0	1	1
10		0	1	1	1	10		1	0	1	1	10		0	1	1	0
11		x	x	x	x	11		x	x	x	x	11		x	x	x	x
01		1	1	x	x	01		1	1	x	x	01		0	1	x	x

В результате минимизации получим: $k_3 = e_3 + e_2e_1 + e_2e_0$;
 $k_2 = e_3 + e_2e_1 + \overline{e_2}e_0$; $k_1 = e_3 + \overline{e_2}e_1 + e_2\overline{e_1}e_0$; $k_0 = e_0$.

Полученные выражения полностью определяют структуру и состав элементов преобразователя. Однако технологически более рациональны структуры, выполненные на одноклассовых логических элементах, например на элементах И-НЕ. Структурная схема такого преобразователя представлена на рис. 19.10.

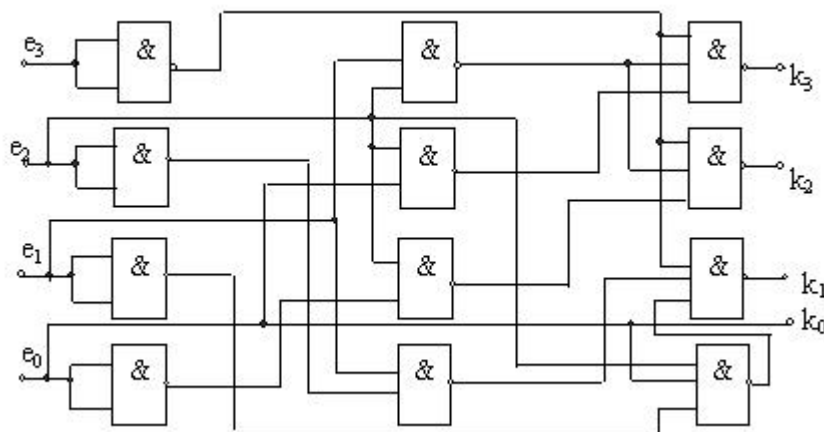


Рис. 19.10. Структурная схема преобразователя кода 8421 в код 2421

19.6. Арифметико-логическое устройство

Арифметико-логическое устройство (АЛУ) – это функциональный узел, предназначенный для реализации арифметических и логических операций по обработке цифровой информации. Типичное АЛУ (обычно четырёхразрядное) имеет входы операндов A и B , входы выбора операций S , вход переноса C_i и вход M (Mode), сигнал на котором задает тип выполняемых операций: логические ($M=1$) или арифметико-логические ($M=0$). Перечень выполняемых АЛУ операций приведен ниже в табл. [43] (рис. 19.11).

№	S	Логические функции (M=1)	Арифметико-логические функции (M=0)
0	0000	\overline{A}	$A+C_1$
1	0001	$\overline{A} \vee B$	$\overline{A} \vee B + C_1$
2	0010	$\overline{A} B$	$\overline{A} \overline{B} + C_1$
3	0011	0000	$1111+C_1$
4	0100	$\overline{A} \overline{B}$	$A + \overline{A} B + C_1$
5	0101	\overline{B}	$\overline{A} \vee B + \overline{A} B + C_1$
6	0110	$\overline{A} \oplus B$	$\overline{A} + \overline{B} + C_1$
7	0111	$\overline{A} B$	$\overline{A} B + 1111 + C_1$
8	1000	$\overline{\overline{A} \vee B}$	$A + \overline{A} B + C_1$
9	1001	$\overline{A} \oplus \overline{B}$	$A + B + C_1$
10	1010	B	$\overline{A} \vee \overline{B} + \overline{A} B + C_1$
11	1011	$\overline{A} B$	$\overline{A} B + 1111 + C_1$
12	1100	1111	$A + A + C_1$
13	1101	$\overline{A} \vee \overline{B}$	$\overline{A} \vee B + A + C_1$
14	1110	$\overline{A} \vee B$	$\overline{A} \vee \overline{B} + A + C_1$
15	1111	A	$A + 1111 + C_1$

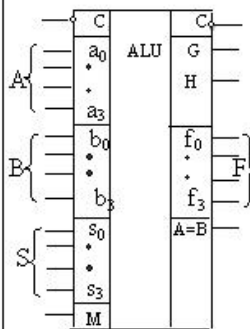


Рис. 19.11. Таблица функций и условное изображение 4-разрядного АЛУ

Набор логических операций АЛУ позволяет воспроизводить все функции двух переменных. В арифметико-логических операциях сочетаются логические и арифметические операции одновременно. Выражение типа $A \overline{B} + \overline{A} B$ следует понимать следующим образом: вначале поразрядно выполняется операция инвертирования (\overline{B}), затем логическое сложение ($A \overline{B}$), умножение ($\overline{A} B$) и последующее арифметическое сложение.

Для выполнения операций над словами большой размерности АЛУ соединяются друг с другом с организацией последовательных или параллельных переносов. Организацию параллельных переносов осуществляют с помощью специальных схем – блоков ускоренного переноса, для чего в схеме АЛУ (см. рис. 19.11) предусмотрены два дополнительных выхода (G, H), позволяющих организовать параллельный перенос.

20. ТРИГГЕРЫ И ЦИФРОВЫЕ АВТОМАТЫ

Триггер – устройство, имеющее два устойчивых состояния, у которого переход из одного состояния в другое происходит при воздействии управляющего сигнала вследствие регенеративного процесса.

Слово триггер означает спусковое устройство – «курок». Отличительной способностью симметричного триггера является свойство запоминания двоичной информации, т.е. *триггер обладает памятью*, под которой подразумевают способность оставаться в одном из двух состояний и после прекращения действия переключающего (управляющего) сигнала. Приняв одно из состояний за «1», а другое за «0»,

можно считать, что триггер может хранить (помнить) один разряд числа, записанного в двоичном коде, (1 бит).

Регенеративным обычно называют процесс, сопровождающийся самовозбуждением, (самостимулированием). Такой процесс наблюдается в электрической цепи, охваченной положительной обратной связью с петлевым усилением $K\gamma > 1$, он характеризуется резким изменением токов и напряжений в цепи.

20.1. Триггерная схема на двух усилительных каскадах

Рассмотрим принцип действия триггера, для чего возьмем два простейших усилителя и соединим их так, чтобы они были охвачены ПОС (рис. 20.1).

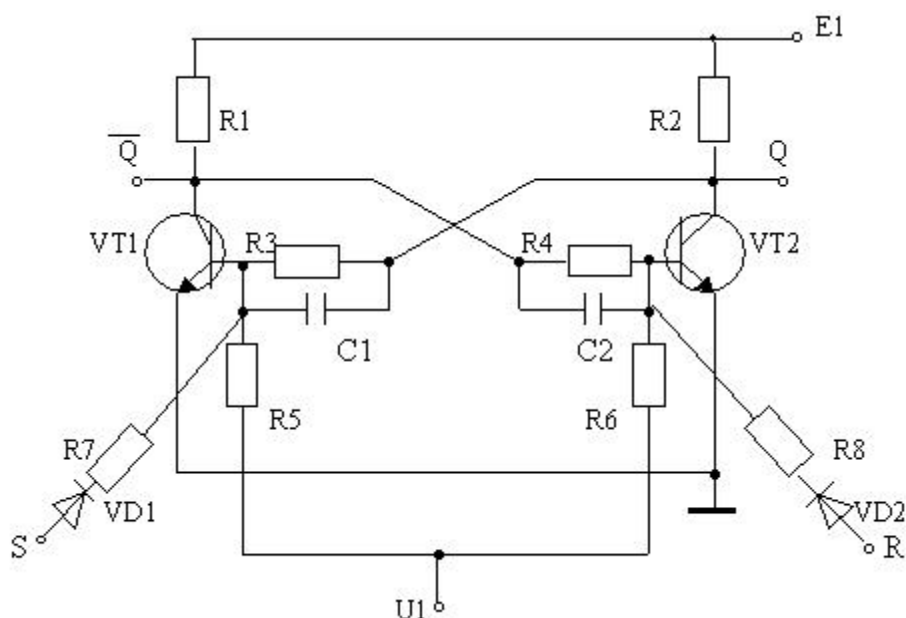


Рис. 20.1. Триггерная схема на двух транзисторах

В этой схеме возможны теоретически четыре состояния:

1 – оба транзистора открыты,

2 – оба транзистора закрыты,

3 – открыт $VT1$, $VT2$ – закрыт, 4 – $VT2$ открыт, $VT1$ – закрыт.

Особенность схемы в том, что первые два состояния являются неустойчивыми.

Предположим, что оба транзистора открыты и находятся в активном режиме. Ввиду симметрии схемы должны быть равны токи коллекторов и токи базы. Неизбежны малейшие флуктуации тока. Например, увеличится чуть-чуть ток коллектора $VT1$ – это повлечет за собой обязательное уменьшение напряжения на этом коллекторе,

а оно вызовет уменьшение базового тока транзистора $VT2$, что вызывает увеличение коллекторного напряжения транзистора $VT2$. В свою очередь это увеличение приведет к увеличению базового тока транзистора $VT1$, которое вызовет увеличение степени открытия $VT1$, т.е. дальнейшее уменьшение коллекторного напряжения и увеличение коллекторного тока транзистора $VT1$. Процесс носит лавинообразный характер и будет продолжаться до тех пор, пока не прекратится действие положительной обратной связи. Это произойдет, когда транзистор $VT1$ войдет в режим насыщения, а транзистор $VT2$ – в режим отсечки. Триггерная схема (триггер) окажется в устойчивом состоянии.

Совершенно аналогично будут проходить процессы, если начнет изменяться ток транзистора $VT2$. Параметры схемы могут быть подобраны так, что открытый транзистор насыщен, либо находится на границе активной области и не входит в режим насыщения. В первом случае триггер называется насыщенным, во втором – ненасыщенным.

В одном из устойчивых состояний триггер может находиться как угодно долго до момента, пока не поступит сигнал от внешнего источника управляющего напряжения. Управляющее напряжение можно вводить различными способами, например, через входные диоды $VD1, VD2$.

Пусть транзистор $VT2$ – закрыт, а $VT1$ – открыт. Подадим открывающий импульс в цепь базы транзистора $VT2$. Как только появится ток коллектора $VT2$, транзистор $VT1$ выйдет из насыщения, возникнет регенеративный процесс, приводящий к опрокидыванию триггера, т.е. транзистор $VT2$ откроется, $VT1$ закроется. Конденсаторы, показанные в схеме, не изменяя сути процесса, предназначены для ускорения этого процесса.

Чтобы перевести триггер в другое устойчивое состояние, нужно подать управляющий импульс теперь на базу другого транзистора ($VT1$), который находится в состоянии отсечки. Процесс пройдет аналогично. Если бы вместо этого мы подали открывающий импульс вновь на транзистор уже открытый, это не изменило бы состояния триггера.

Если подать открывающие импульсы на оба транзистора, они оба могут открыться, но после снятия импульса возникнет неопределенность, т. к. любой из транзисторов окажется в запертом состоянии. Следовательно, такая комбинация управляющих импульсов должна быть запрещена.

У рассматриваемого триггера два информационных входа и два выхода. Они имеют специфические названия: один из выходов называют прямым и обозначают буквой \underline{Q} (quit - покидать, оставлять), другой – инверсным и обозначают \overline{Q} (не ку, ку под чертой). Этим подчеркивается, что сигнал противоположен первому. *Состояние триггера чаще всего отождествляют с сигналом на прямом выходе.* Считается, что триггер «установлен», если $Q = 1, (\overline{Q} = 0)$, т.е. находится в единичном состоянии.

Триггер «сброшен», «погашен», т.е. находится в нулевом состоянии, если $Q = 0, (\overline{Q} = 1)$. Когда управляющие входы (R и S) не активны (в данном случае $R = 0, S = 0$), триггер находится в *режиме хранения*. Различают три состояния триггера: *установлен, сброшен, хранение*. Вход, по которому триггер устанавливается в единичное состояние, обозначают входом S (*set* установка). Вход, по которому триггер устанавливается в нулевое состояние, обозначают R (*reset* – возврат). В нашем случае, если мы обозначили \underline{Q} и \overline{Q} вход S будет на схеме слева, а вход R – справа.

20.2. RS- триггеры на логических элементах

Триггерную схему, рассмотренную выше, называют *RS-триггером*. Проще всего триггер можно построить на логических элементах, соединяя их по кольцевой схеме так, что вход одного логического элемента является выходом второго, как показано на рис. 20.2.

Предположим, что $Q = 1, R = 0, S = \underline{0}$, тогда на входах $DD1.2$ есть сигналы $\underline{Q} = 1, S = 0$, на выходе будет $\overline{Q} = 0$; на входах $DD1.1$ будут $R = 0, \overline{Q} = 0$, на выходе $Q = 1$, т. е. такое состояние будет устойчивым и поддерживать само себя.

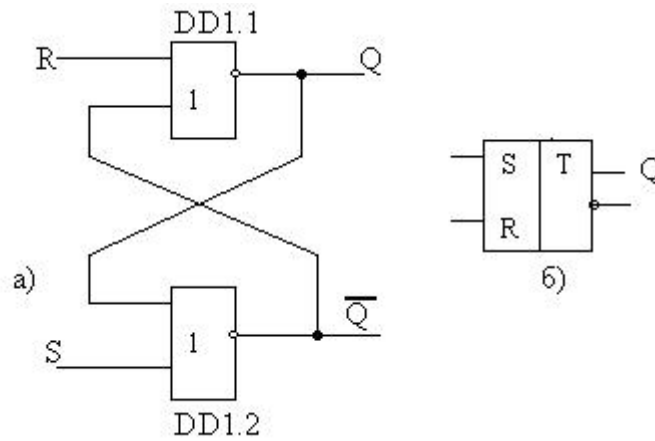


Рис. 20.2. RS-триггер на элементах ИЛИ – НЕ:
 а) структурная схема; б) условное графическое обозначение (УГО)

Подадим на вход сигнал $R = 1$, тогда на выходе микросхемы $DD1.1$ получим $Q = 0$, на входе $DD1.2$ будем иметь $Q=0, S=0$ - на выходе $Q=1$, этот сигнал поступит на вход $DD1$, будем на входе иметь $R=1, Q=1$, на выходе $Q=0$, т.е. подтверждаем новое состояние. Если теперь сделать $R=0$, положение не изменится: на выходе $DD1.1$ $Q=0$, на выходе $DD1.2$ $Q=1$, т. е. триггер принял состояние « сброшен». Рассуждая аналогично, придем к выводу, что при подаче на вход сигнала $S=1$ триггер установится в состояние «1». Последовательность изменения состояний на выходах триггера после подачи сигналов управления на его входы можно показать на диаграммах сигналов (рис. 20.3).

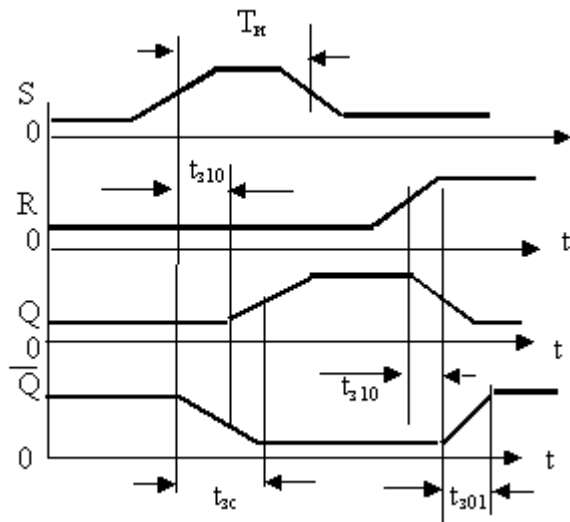


Рис. 20.3. Диаграммы сигналов RS- триггера

Обозначения:

t_{310} – время задержки переключения логического элемента $DD1.2$ из «1» в «0» под действием сигнала S , либо время задержки переключения логического элемента $DD1.1$ под действием сигнала R ;

t_{301} – время задержки переключения логического элемента $DD1.1$ из «0» в «1» под действием сигнала R ;

t_{zc} – среднее время перехода сигнала на выходе триггера из одного состояния в другое.

Условимся считать, что действие переключающего сигнала по изменению состояния других сигналов начинается с момента достижения этим сигналом половины своего уровня. Анализируя при этих условиях диаграммы сигналов, изображенные на рис. 20.3, можем получить:

1. Для надежного переключения триггера входными сигналами минимальная длительность импульса T_u должна выбираться из условия:

$$T_u = 2 t_{zc}$$

2. Учитывая разброс средних значений времени задержки и появления сигналов на входах, для предотвращения сбоев, т. е. нарушения порядка переключения, следует обеспечивать паузу между фронтами и срезами управляющих сигналов. С этой целью для триггера должно быть определено «разрешающее» время – минимальный интервал времени между моментами посылок входных импульсов:

$$T_p = 3 t_{zc}$$

Таким образом, максимальная частота переключения может быть определена как величина обратная разрешающему времени:

$$f_{max} = 1 / T_p = 1 / 3t_{zc}, \quad (\text{если } t_{zc} \text{ измерять в мкс, то } f_{max} \text{ - в МГц}).$$

Состояние триггера обычно отражают в таблицах состояния (табл. 20.1). Для RS -триггера на логических элементах ИЛИ - НЕ ($t+1$) – дискретные моменты времени до и после воздействия входных сигналов; Q^n, Q^{n+1} – состояния до переключения и после него, X – неопределенное состояние.

В таблице видно, что при наличии или подаче «0» на входы R и S на выходе будет сохраняться предыдущее значение Q^n .

Таблица 20.1

Состояния триггера,
построенного
на элементах ИЛИ-НЕ

t		t+1
R	S	Q^{n+1}
0	0	Q^n
0	1	1
1	0	0
1	1	X

Часто можно встретить в литературе упрощенные временные диаграммы, в которых не показывают наклоны фронтов и спадов сигналов. Такие диаграммы можно использовать для определения общей картины, но для подробного анализа они мало пригодны (рис. 20.4)

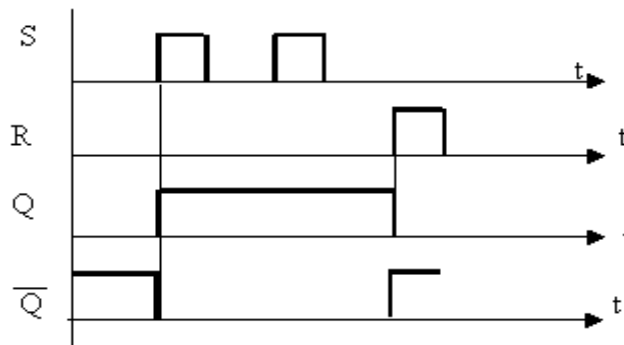


Рис. 20.4. Упрощенные временные диаграммы сигналов RS-триггера

RS-триггер может быть построен не только на логических элементах ИЛИ-НЕ, но и на элементах И-НЕ, причём управление таким триггером осуществляется логическим сигналом низкого уровня. Структурная схема такого триггера показана на рис. 20.5.

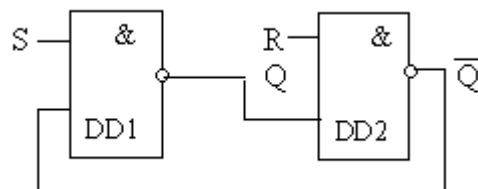


Рис. 20.5. Структурная схема RS -триггера на логических элементах И-НЕ

Состояния триггера при различных сочетаниях входных сигналов показаны в табл. 20.2. Анализ структурной схемы и таблицы показывает, что «активным», то-есть изменяющим состояние триггера логическим уровнем, в рассматриваемом триггере является уровень «0».

Таблица 20.2
Состояния триггера,
построенного
на элементах И-НЕ

t		t+1
R	S	Q^{n+1}
1	1	Q^n
1	0	1
0	1	0
0	0	X

Упрощенные диаграммы сигналов показаны на рис. 20.6.

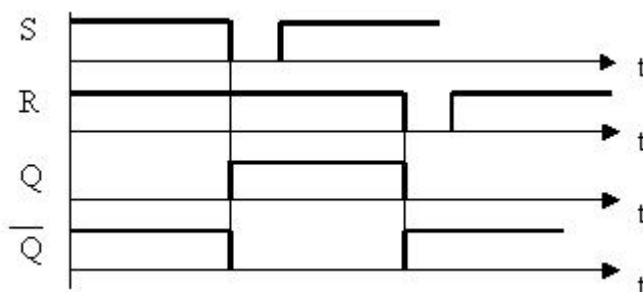


Рис. 20.6. Диаграммы сигналов RS -триггера на элементах И-НЕ

Триггеры являются схемной реализацией элементарных *цифровых автоматов*, т.е. устройств, которые можно описать с помощью конечных множеств входных сигналов $x(t)$ (входного алфавита), выходных сигналов $Y(t)$ (выходного алфавита), функций переходов F_n , конечного множества внутренних состояний $q(t)$ и функций выходов $F_{вых}$ [41]. При этом используется понятие дискретного времени t , $(t + 1)$, $(t - 1)$ и т.д., т. е. моменты текущий, последующий и предыдущий (подробнее см. раздел 20.7). Если текущее состояние $Q(t)$, то $Q(t+1) = F_n [Q(t), x(t)]$,

$$Y(t) = F_{вых} [Q(t), x(t)],$$

где $x(t)$ – входной сигнал, $Y(t)$ – выходной сигнал.

Например, анализируя таблицы состояний рассмотренных ранее триггеров, можно записать их функции переходов:

RS-триггер на элементах ИЛИ-НЕ : $Q(t+1) = S(t) + Q(t) \bar{R}(t)$; $RS = 0$

RS-триггер на элементах И-НЕ: $Q(t+1) = \bar{S}(t) + Q(t) R(t)$; $R+S = 1$

Функциональное назначение RS-триггера – реализация задержки на такт или запоминание значения двоичной переменной.

Рассмотренные RS -триггеры являются *асинхронными*, т.е. такими, в которых переключения ЛЭ происходят только как следствие изменения сигналов на входе. Физически после каждого переключения входного сигнала имеет место переходный процесс, состоящий в переключении связанных между собой ЛЭ, и этот процесс заканчивается переходом триггера в новое состояние, сохраняющееся до нового переключения. Поэтому можно условно принять временной интервал между двумя соседними переключениями на входе, равным условной единице ($t = 1$). Тогда к началу каждого переключения условное (дискретное) время принимает целочисленные значения, для которых состояние триггера можно предсказать, т.к. к моменту нового переключения переходный процесс предыдущего переключения уже завершен. Этим объясняется форма записи функций переходов триггера.

Асинхронные RS -триггеры используются и как самостоятельные изделия, но чаще всего в составе более сложных триггерных схем.

Помимо асинхронных RS -триггеров очень часто используются *тактируемые (синхронизированные) RS -триггеры*. Тактируемые триггеры имеют на входе ЛЭ, входы которых соединены так, чтобы образовать вход C – *тактовый вход* (рис. 20.7).

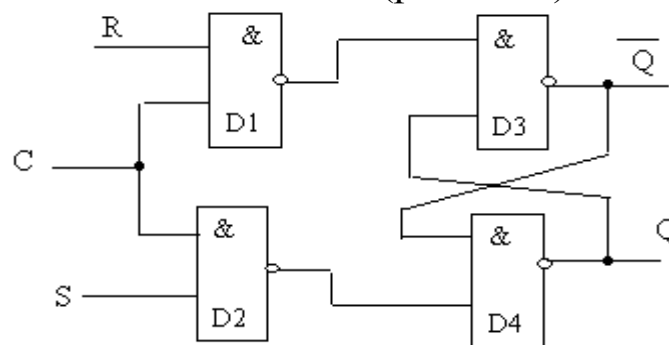


Рис. 20.7. Структурная схема тактируемого сигналом RS -триггера

Пусть $S=1, C=1, R=0$, тогда должно быть $Q=1, (\bar{Q}=0)$, так как асинхронный триггер $D3, D4$ устанавливается в 1 сигналом 0.

Тактируемые RS -триггеры при наличии тактового импульса действуют как асинхронные, поэтому смена сигналов на информационных входах должна происходить только в паузах между тактовыми импульсами, иначе возникнут *нарушения в работе – сбои*. Как отмечалось ранее, для RS -триггера есть сочетание входных сигналов, после снятия которых триггер может принять любое из двух состояний, причем это состояние заранее не определено.

20.3. Разновидности RS-триггеров

Подключая к входам RS -триггера схему управления из ЛЭ, включенных определенным образом, можно обеспечить такое положение, что при всех комбинациях входных сигналов сигналы на выходе будут иметь заведомо известные состояния. В литературе можно встретить S -триггеры, R -триггеры, E -триггеры, как разновидности RS -триггеров. S -триггер принимает единичное состояние при запрещенной для RS -триггера комбинации; R -триггер принимает нулевое состояние; E -триггер принимает состояние, в котором он был до подачи запрещенной комбинации. Триггер, меняющий свое состояние на противоположное после действия запрещенной для RS -триггера комбинации, относится к JK -триггерам, причем вход I соответствует входу S , а вход K – входу R . Каждый из этих триггеров может быть асинхронным (табл. 20.3) либо тактируемым. Кроме того они могут быть с прямым, либо с инверсным управлением, тогда их можно обозначить как \overline{S} -триггер, \overline{R} -триггер, \overline{E} -триггер, \overline{JK} -триггер.

Таблица 20.3

Сводная таблица асинхронных RS -триггеров

Такт n		Такт (n+1)			
S (J)	R (K)	Тип триггера			
		S-триггер	R-триггер	E-триггер	JK-триггер
0	0	Q_n	Q_n	Q_n	Q_n
0	1	0	0	0	0
1	0	1	1	1	1
1	1	1	0	Q_n	$\overline{Q_n}$

Структурные схемы E и R -триггеров (рис. 20.8) представлены ниже (управление триггерами прямое).

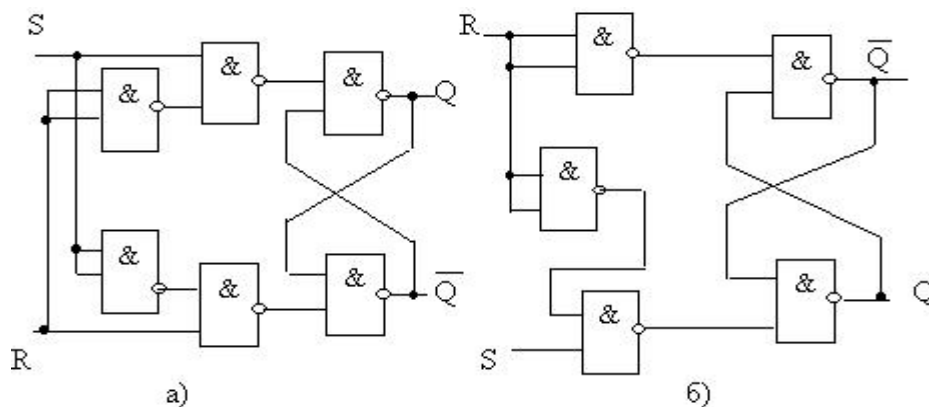


Рис. 20.8. Структурные схемы E-триггера (а) и R- триггера (б)

Двухступенчатый RS -триггер (MS-триггер)

MS-триггер состоит из двух последовательно включенных синхронных RS-триггеров. Один из триггеров называют M-триггер (master – хозяин), другой S-триггер (slave – раб) (рис. 20.9).

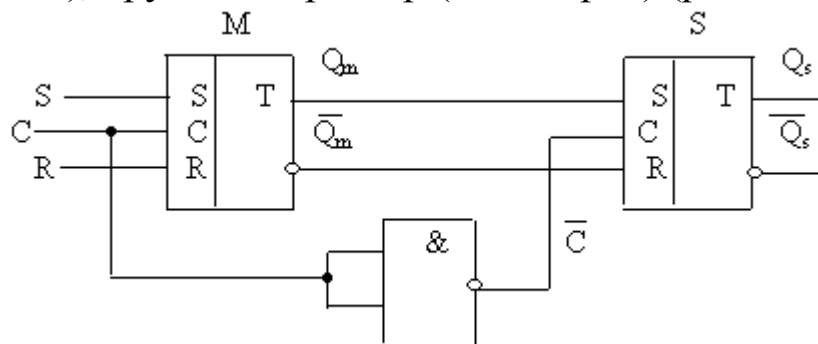


Рис. 20.9. Структурная схема MS-триггера

Благодаря общему синхросигналу C вся схема функционирует как единое целое и называется двухступенчатым или MS-триггером (flip-flop). В этом триггере при $C = 1$ разрешается действие M-схемы (она действует как синхронизируемый RS-триггер, однако \bar{C} обеспечивает режим хранения на выходах Q_s, \bar{Q}_s . При $C = 0$ обеспечивается режим хранения на выходах Q_m, \bar{Q}_m , а вторая ступень действует как синхронизируемый RS – триггер, так как $\bar{C} = 1$ и на выходах Q_s, \bar{Q}_s будут устанавливаться значения, соответствующие предыдущему состоянию Q_m, \bar{Q}_m . Работу MS-триггера можно показать с помощью упрощенных временных диаграмм сигналов (рис. 20.10).

Считаем, что на входах R и S уровни сигналов установлены, а управление делаем сигналом C . Анализ показывает, что информация, поступившая на входы R и S , принимается в M-триггер, когда C изменится от 0 к 1 (по фронту). Но пока $C = 1$ эта информация не приходит в S-триггер, так как инверсией $C = 0$ закрыты входные конъюнктеры S-схемы. Эти конъюнктеры откроются лишь тогда, когда сигнал $C = 0$ изменится от 0 к 1, т.е. по спаду синхронного сигнала.

ла C . Только после этого информация с выхода Q_m попадет на выход Q_s , то-есть триггер меняет свое состояние по срезу C -сигнала.

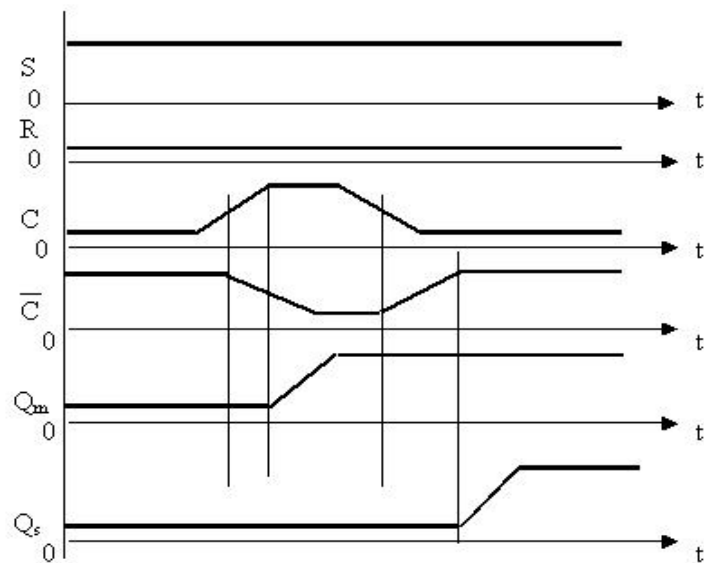


Рис. 20.10. Временные диаграммы сигналов двухступенчатого RS-триггера

Срезу C -сигнала должен предшествовать интервал подготовки, в течение которого входные сигналы на входах R и S не должны меняться. Иначе, если срез C -сигнала наложится на процесс переключения M -схемы, правильную работу гарантировать нельзя. Так как входные конъюнкторы закрываются срезом синхроимпульса, они не пропустят никаких изменений входного сигнала после этого, т.е. управляющие сигналы можно обновлять тоже по срезу (сразу после него) синхроимпульса. Принцип построения двухступенчатого триггера лежит в основе принципа динамического управления триггером, при котором существенно повышается помехоустойчивость триггерной системы.

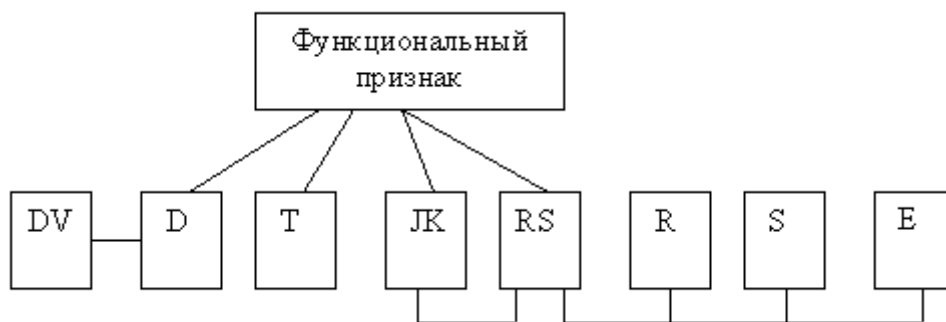
Действие триггеров аналитически описывается так называемыми *уравнениями состояний*, в которых показано, под действием каких сочетаний входных логических сигналов триггер изменяет состояние на выходе. Для несинхронизируемых триггеров эти уравнения показаны ниже:

$$\begin{aligned}
 RS\text{-триггер:} & \quad Q(t+1) = \underline{S}(t) + Q(t) \overline{R}(t), & RS=0; \\
 \overline{RS}\text{-триггер:} & \quad Q(t+1) = \overline{S}(t) + \underline{Q}(t) R(t), & R + S = 1; \\
 JK\text{-триггер} & \quad Q(t+1) = I(t) \overline{Q}(t) + K(t) Q(t);
 \end{aligned}$$

Рассмотрев основные принципы построения триггеров, можем сделать классификацию триггеров. Триггеры классифицируют по способу записи информации и функциональному признаку.



У асинхронного триггера изменение его состояния происходит непосредственно с приходом управляющего сигнала. В синхронизируемых триггерах кроме информационных входов имеются так называемые *входы синхронизации (тактовые входы)*. Изменение состояния тактируемого триггера при наличии на входах информационных сигналов может произойти только после подачи на тактовые входы соответствующих разрешающих сигналов. Причем, как мы убедились ранее, разрешающий сигнал может быть подан либо в виде потенциала (статическое управление), либо в виде перепада (динамическое управление). Классификацию по функциональному признаку можно представить в следующем виде:







Основой классификации по функциональному признаку является способ организации логических связей между входами и выходами в определенные (дискретные) моменты времени (t , $t+1$, $t-1$). Название триггера отражает особенности его управления и характеризует вид логического уравнения (уравнение состояния), описывающего его функционирование при подаче соответствующих сигналов.

Ввиду разнообразия различных видов триггеров систематизируем общепринятые обозначения входов и выходов и кратко рассмотрим основные виды УГО (условных графических обозначений). Ранее было отмечено, что состояние триггера отождествляют с сигналом на его прямом выходе: триггер находится в единичном состоянии (установлен) при $Q = 1$ ($Q = 0$) и в нулевом состоянии («сброшен»), если $Q = 0$ ($Q = 1$). Входы имеют следующие обозначения:



S – вход для раздельной установки триггера в состояние 1;

R – вход для отдельной установки триггера в состояние 0;
J – вход для установки «универсального» триггера в состояние 1;
K – вход для сброса этого триггера;
T – счетный вход;
D – информационный вход для установки или сброса триггера;
C – тактовый вход;

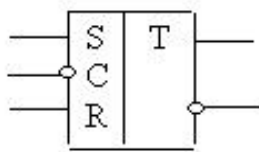
E – дополнительный управляющий вход для разрешения приема информации (ранее был *V*- вход, согласно ГОСТ 2743-72, отсюда остались названия *DV*, *TV*-триггеры). Срабатывание по фронту либо по спаду импульса отмечается знаками:

срабатывание по фронту (перепаду от 0 к 1) –  
 срабатывание по спаду (перепаду от 1 к 0) –  

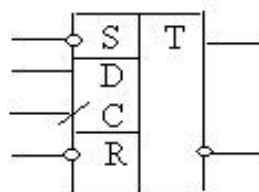
Если триггер управляется инверсным сигналом (логическим нулем), то это показывается кружком, располагаемым на конце входного вывода.

Если требуется указать инверсный выход, то кружок ставят в начале выходного вывода: вход – ,  – выход.

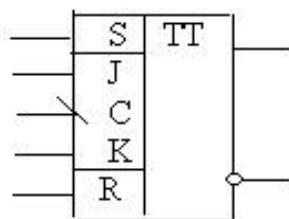
Выходы всегда указываются с правой стороны прямоугольника, изображающего триггер (рис. 20.11).



RS-триггер, синхронизируемый нулем



D-триггер, срабатывающий по фронту синхроимпульса с входами независимой установки



JK-триггер, срабатывающий по срезу синхроимпульса.

Рис. 20.11. Примеры УГО триггеров

20.4. JK-триггеры

JK-триггер носит название универсального триггера, т.к. используется во многих устройствах (регистры, счетчики, делители частоты и т.п.) чаще других за счет того, что легко преобразуется в триггеры других видов.

JK-триггер с потенциальным (статическим) управлением (рис. 20.12) может быть построен на базе *RS*-триггера путем введения дополнительных элементов и цепей обратной связи.

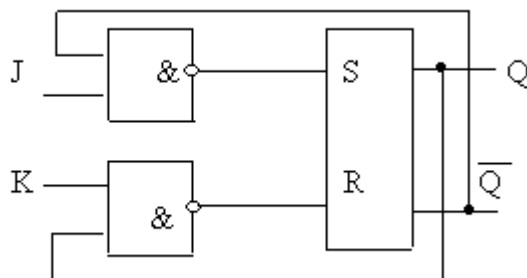


Рис. 20.12. Структурная схема *JK*-триггера со статическим управлением

Функция переходов (уравнение состояния) имеет вид:

$$Q(t+1) = J(t) \bar{Q}(t) + K(t) Q(t),$$

JK-триггеры обычно выполняются синхронными и двухступенчатыми, что расширяет их возможности и повышает помехоустойчивость. Рассмотрим логическую структуру двухступенчатого *JK*-триггера (рис. 20.13).

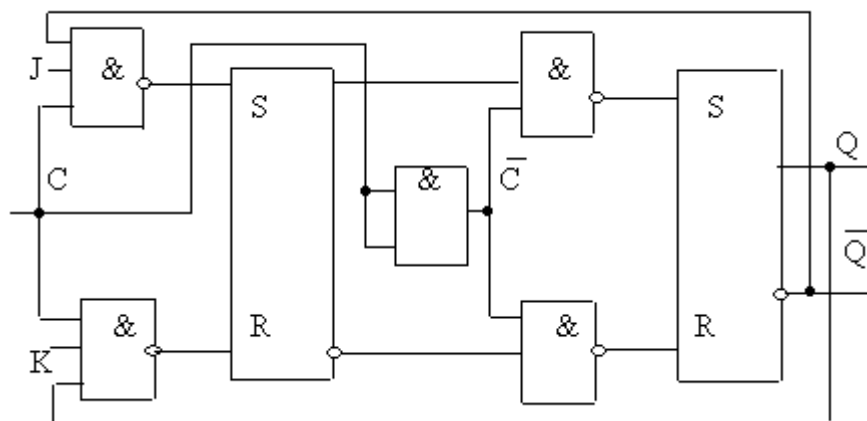


Рис. 20.13. Структурная схема двухступенчатого *JK*-триггера, срабатывающего по спаду синхроимпульса

Эта структура отличается от рассмотренной ранее двухступенчатой структуры *RS*-триггера наличием обратных связей с выхода на вход.

Можно видеть, что схема отличается от *MS*-триггера наличием цепей обратной связи и трехходовыми элементами «И» в первой ступени (в *M*-схеме). При любом состоянии триггера сигналы обратной связи открывают для *C*-сигнала (при $J = K = 1$) именно тот конъюнктор, пройдя через который *C*-сигнал переведет триггер в противоположное состояние (табл. 20.4).

Таблица 20.4

Таблица функционирования JK-триггера

C	J	K	Q (t+1)	Режим
X	0	0	Q(t)	Хранение
↓	0	1	0	Сброс
↓	1	0	1	Установка
↓	1	1	$\overline{Q(t)}$	Счетный

Главное условие правильной работы остается прежним: во время изменения синхросигнала не должны меняться сигналы на информационных входах J, K .

20.5. D-триггер и T-триггер

D-триггер имеет один информационный вход; сигнал на выходе *D-триггера* повторяет сигнал на входе *D*, существовавший в предыдущем такте, т.е. *D-триггер* «запоминает» этот сигнал до следующего такта. Функция переходов имеет вид:

$$Q(t+1) = D(t).$$

Можно сказать, что *D-триггер* задерживает на один такт информацию, существовавшую на входе *D*. *D-триггеры* выполняются тактируемыми.

Рассмотрим логическую структуру *D-триггера* со статическим управлением, построенного на базе *RS-триггера* (рис. 20.14) с тактированием потенциалом (уровнем) синхронизирующего сигнала.

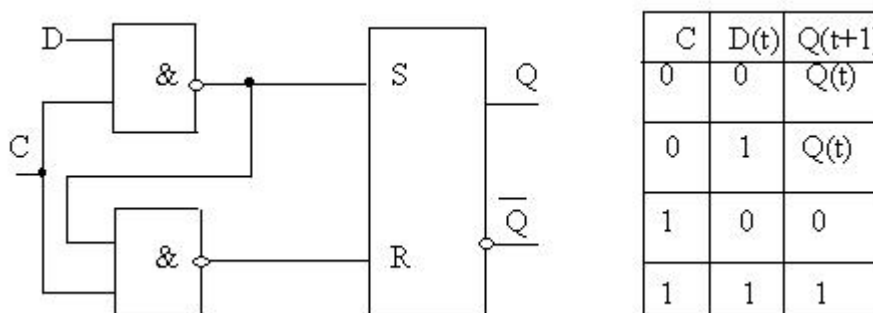


Рис. 20.14. Структурная схема и таблица функционирования *D-триггера*

Принцип действия рассматриваемого D -триггера поясняется диаграммами сигналов, приведенными на рис. 20.15.

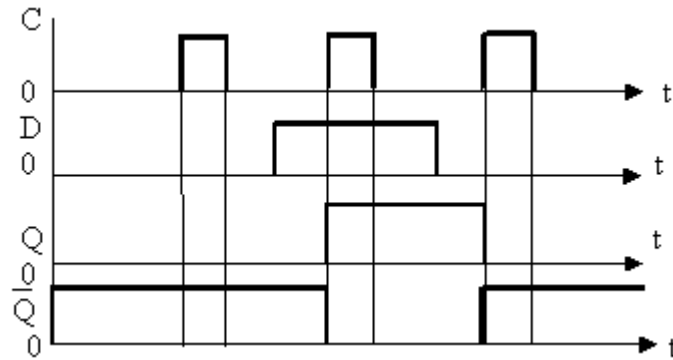


Рис. 20.15. Диаграммы сигналов D -триггера

Из диаграмм видно, что D -триггер осуществляет «задержку» появления, (исчезновения) импульса на выходе на промежутки времени между фронтом импульса и фронтом (спадом) сигнала на D -входе.

D -триггер, как и любой другой, может быть построен не только на элементах И-НЕ, но и на других: ИЛИ-НЕ, И-ИЛИ-НЕ. При этом удастся совместить функции триггерной ячейки и комбинационной логической схемы. Примером может служить DV -триггер на элементах И-ИЛИ-НЕ (рис. 20.16).

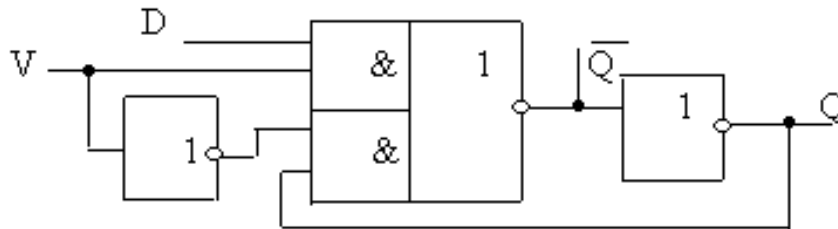


Рис. 20.16. Структурная схема DV -триггера

Характеристическое уравнение для DV -триггера имеет вид:

$$Q(t+1) = V(t) D(t) + V(t) Q(t).$$

DV -триггер позволяет получить: при $V = 1$ $Q(t+1) = D(t)$;
при $V = 0$ $Q(t+1) = Q(t)$.

Лучшими функциональными характеристиками обладает D -триггер с динамическим управлением, так называемый шестиэлементный триггер – (триггер Вебба) [46] (рис. 20.17).

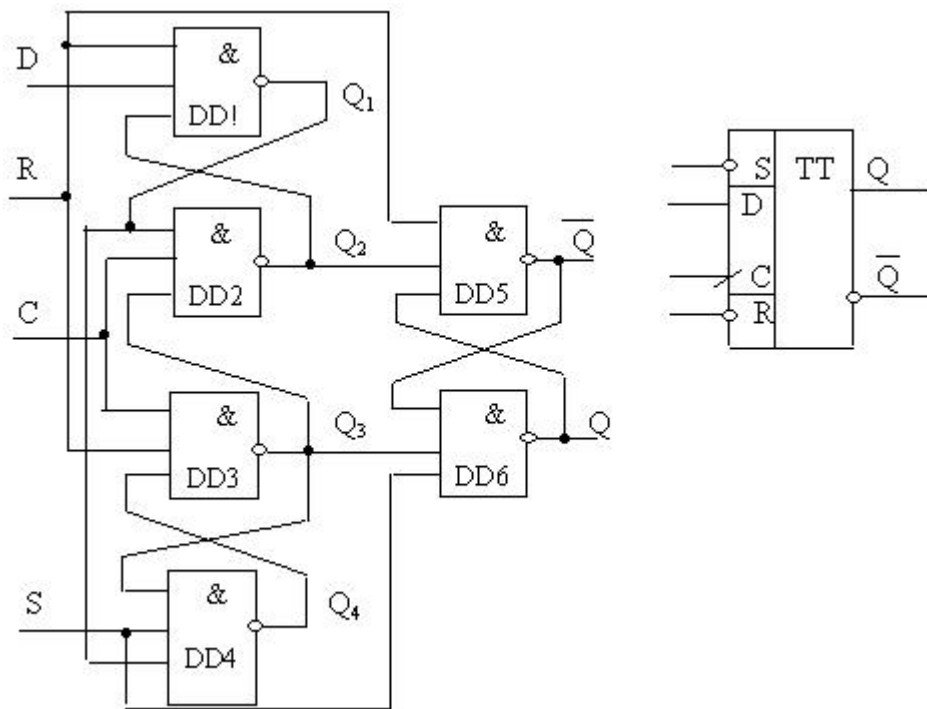


Рис. 20.17. Структурная схема и УГО шестиэлементного *D*-триггера

В структуре имеются шесть элементов И-НЕ, образующих попарно три элементарных триггера. Дополнительные входы асинхронного управления *R* и *S* действуют независимо от *D*-входа и служат для асинхронной установки или сброса триггера.

Если $C = 0$, на выходе $Q_2 = Q_3 = 1$ и триггер *DD5*, *DD6* находится в режиме хранения $Q = Q(t)$. Состояние элементов *DD1* и *DD4* определяется сигналами $D(t)$: если $D = 0$, то $Q_1 = 1$, $Q_4 = \overline{Q_3} * \overline{Q_1} = 0$; если $D = 1$, то $Q_1 = \overline{Q_2} * \overline{D} = 0$, $Q_4 = 1$.

Если $C = 0$, а сигнал на входе *D* изменится, то это отразится лишь на состоянии Q_1 , Q_4 , но на выходах схемы это не отразится.

С приходом сигнала $C = 1$ (при изменении от 0 до 1) возникает такая комбинация сигналов Q_2, Q_3 , которая приводит выходную триггерную ячейку в состояние, которое было на входе $D(t)$. УГО триггера отражает тот факт, что «активным» уровнем для входов *R, S* является низкий логический уровень входного сигнала.

Режимы работы триггера отражены в таблице состояний (табл. 20.5).

D-триггеры очень часто используются в различных схемах: регистрах, счетчиках. Это объясняется тем, что *D*-триггеры позволяют построить схемы с малой вероятностью ложных срабатываний.

Таблица состояний шестиэлементного D-триггера

Операция	Вход				Выход	Режим	
	S	R	C	D(t)	Q(t+1)		
Загрузка 0 Загрузка 1	1 1	1 1	↑ ↓	0 1	0 1	Синхронный	
Хранение Хранение Хранение	1 1 1	1 1 1	↓ 0 1	X X X	Q(t) Q(t) Q(t)		Хранение
Установка 1 Установка 0	0 1	1 0	X X	X X	1 0	Асинхронный	

T-триггер – это логическая схема с двумя устойчивыми состояниями и одним информационным входом, изменяющая свое состояние на противоположное всякий раз, когда на вход T поступает управляющий сигнал.

T-триггер – единственный вид триггера, состояние которого в текущий период определяется собственным состоянием в предыдущем периоде. Самостоятельных T-триггеров не выпускают. Основной способ построения T-триггеров – введение соответствующих обратных связей в тактируемых RS, JK, D-триггерах.

T-триггер называют также *счетным триггером* (триггером со счетным входом). Его применяют в основном для счета входных импульсов и деления частоты этих импульсов. Применение T-триггеров в счетчиках обусловлено тем, что каждому входному импульсу соответствует одно срабатывание, т.е. число срабатываний триггера соответствует числу импульсов.

Деление частоты T-триггером следует из принципа его действия. Каждому периоду изменения входного сигнала соответствует половина периода на выходе (двум периодам соответствует один), т.е. частота выходного сигнала оказывается в два раза ниже частоты входного. Импульсы на выходе T-триггера имеют равные длительность паузы и ширину импульса независимо от скважности входного периодического сигнала. Последовательность таких импульсов называют *меандром*. Диаграммы сигналов и таблица состояний T-триггера показаны на рис. 20.18.

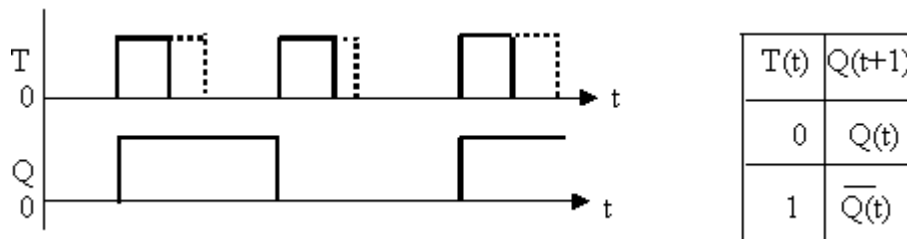


Рис. 20.18. Диаграммы сигналов и таблица состояний T-триггера

Уравнение состояний (функция переходов) T-триггера имеет вид:

$$Q(t+1) = T(t) * \overline{Q(t)} + \overline{T(t)} * Q(t) = T(t) \oplus Q(t),$$

где знак \oplus обозначает функцию ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ-ИЛИ.

Имея функцию переходов, можно определить способы получения T-триггеров из других. Например, если в уравнении состояний JK-триггера положить $J=K$, то получим уравнение, идентичное уравнению T-триггера. На практике это означает, что если соединить между собой входы J и K и подавать на них импульсы, JK-триггер будет выполнять функцию T-триггера.

20.6. Несимметричные триггеры

Такие триггеры часто называют триггерами Шмитта [1]. По своим свойствам они существенно отличаются от симметричных триггеров, так как у них нет «памяти» о предыдущем состоянии.

Несимметричный триггер – это регенеративное устройство, имеющее гистерезисную передаточную характеристику, у которого выходной сигнал может принимать два значения.

Переход от одного уровня выходного напряжения к другому происходит скачкообразно при определенном значении входного сигнала – напряжении срабатывания $U_{сраб}$. Возвращение в исходное состояние происходит при другом уровне входного сигнала – напряжении отпускания $U_{отп}$ (рис. 20.19).

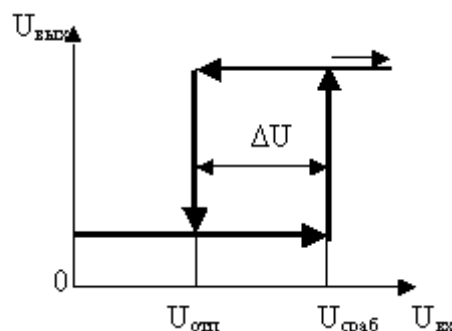


Рис. 20.19. Амплитудная характеристика

триггера Шмита

Характеристика имеет вид гистерезисной петли с шириной ΔU .

Триггер Шмитта используется для формирования резких перепадов напряжения из медленно меняющихся входных сигналов. Принцип действия триггера Шмитта рассмотрим на схеме, составленной из дискретных элементов (рис. 20.20).

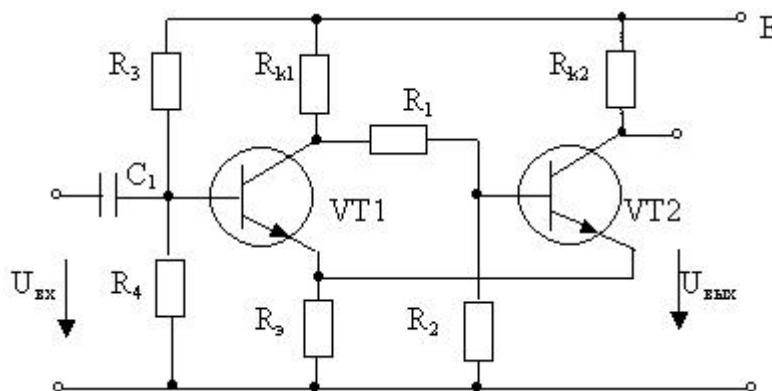


Рис. 20.20. Схема триггера Шмитта на биполярных транзисторах

Работа схемы происходит следующим образом:

Пусть транзистор $VT2$ открыт при $U_{вх} = 0$ и насыщен. Ток, протекающий в цепи $E - R_{к2} - R_3$, создает падение напряжения на резисторе R_3 , препятствующее открыванию транзистора $VT1$. При этом в исходном положении $VT1$ будет находиться в состоянии отсечки, если управляющее напряжение $U_{бэ1}$ меньше порогового напряжения открытия $U_{пор}$ для данного транзистора. При подаче входного напряжения $VT1$ открывается в тот момент, когда $U_{бэ1} = U_{пор}$, потенциал его коллектора понижается, следовательно понижается потенциал и ток базы $VT2$. Транзистор $VT2$ из режима насыщения начнет переходить в активный режим, т.е. ток через него понижается, что приводит к уменьшению падения напряжения на резисторе R_3 . Последнее увеличивает ток через $VT1$ и еще более снижает потенциал его коллектора, что ведет к переходу его из активной области в режим насыщения. Процесс идет лавинообразно. В результате транзистор $VT2$ переходит в область отсечки, а транзистор $VT1$ – в область насыщения. Напряжение, при котором происходит переключение, называется напряжением срабатывания. Дальнейшее повышение входного напряжения только увеличивает глубину насыщения транзистора $VT1$. Если уменьшить входное напряжение, то возврат схемы в исходное положение будет при меньшем входном напряжении. Схема представляет собой двухкаскадный усилитель, охваченный слабой

положительной обратной связью. Параметры элементов схемы выбирают так, чтобы ток насыщения транзистора $VT2$ был больше тока насыщения транзистора $VT1$. Это условие выполняется, если

$$E/(R_{к2} + R_9) > E/(R_{к1} + R_9); \quad R_{к1} > R_{к2}.$$

Различие в уровнях срабатывания и отпускания является необходимым условием работы схемы в триггерном режиме. Логические элементы со свойством триггера Шмитта имеют внутреннюю ПОС, глубина которой подобрана так, чтобы получить передаточную характеристику со значительным гистерезисом. Триггеры Шмитта в интегральном исполнении широко используются во входных цепях электронных устройств.

Триггер Шмитта на основе операционного усилителя (ОУ)

Достоинство триггера Шмитта на основе ОУ (рис. 20.21) – возможность получения заданных стабильных уровней напряжений срабатывания и отпускания и возможность регулирования ширины петли гистерезиса.

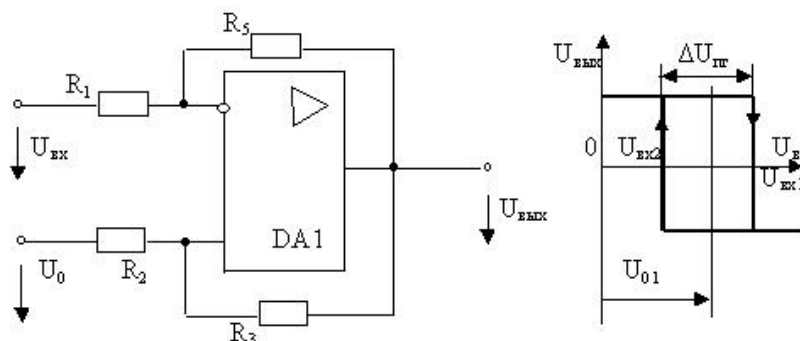


Рис. 20.21. Схема триггера Шмитта на основе ОУ и его амплитудная (выходная) характеристика

Уровень входного сигнала срабатывания определяется опорным напряжением, которое можно регулировать в широких пределах.

Триггер представляет собой ОУ, охваченный ПОС (положительной обратной связью) с помощью резисторов R_2 и R_3 . Коэффициент ПОС :

$$\gamma = R_2 / (R_2 + R_3).$$

Известно, что усилитель, охваченный ПОС, переходит в генераторный режим или становится регенеративным устройством, если $K\gamma \geq 1$, где K – собственный коэффициент усиления ОУ.

Если $R_2 / (R_2 + R_3) > 1/K$, то устройство будет обладать регенеративными свойствами и выходная характеристика будет иметь вид релейной (т.е. имеет скачкообразный характер). Смещение центра петли гистерезиса

$$U_{01} = U_0 * R_3 / (R_2 + R_3).$$

Ширина петли гистерезиса $\Delta U_{нз} = (U_{м}^+ + |U_{м}^-|) * (\gamma - 1/K)$, где $U_{м}^+$ – максимальное положительное выходное напряжение ОУ; $|U_{м}^-|$ – модуль максимального отрицательного выходного напряжения ОУ.

20.7. Цифровые автоматы

В электронных системах и устройствах управления различными объектами широкое применение находят функциональные узлы, называемые цифровыми автоматами (ЦА) [2].

В общем случае цифровым автоматом называют цифровое устройство с памятью, предназначенное для преобразования входной цифровой информации в выходные сигналы управления различными объектами.

Поведение цифрового автомата определяется:

- множеством входных сигналов $X = (x_1, x_2, \dots, x_l)$;
- множеством выходных сигналов $Y = (y_1, y_2, \dots, y_n)$;
- множеством внутренних состояний $Z = (z_1, z_2, \dots, z_s)$;
- начальным состоянием $z_i^{(t=0)} \in Z$;
- функцией переходов $z^{(t+1)} = f(z^{(t)}; x^{(t)})$;
- функцией выходов: $y^{(t)} = \varphi(z^{(t)}; x^{(t)})$ – для ЦА Мили;
 $y^{(t)} = \varphi(z^{(t)})$ – для ЦА Мура.

Разница между автоматами Мили и Мура состоит в разной форме зависимости функций выходов: в автоматах Мили функция выходов зависит от входных сигналов и внутреннего состояния, а в автоматах Мура функция выходов однозначно определяется его внутренним состоянием.

Функционирование ЦА может быть представлено:

- в виде словесного (текстового описания);
- в виде таблиц переходов и выходов;
- в виде графа функционирования.

Структурно ЦА может быть представлен в виде трех функциональных устройств (рис. 20.22).

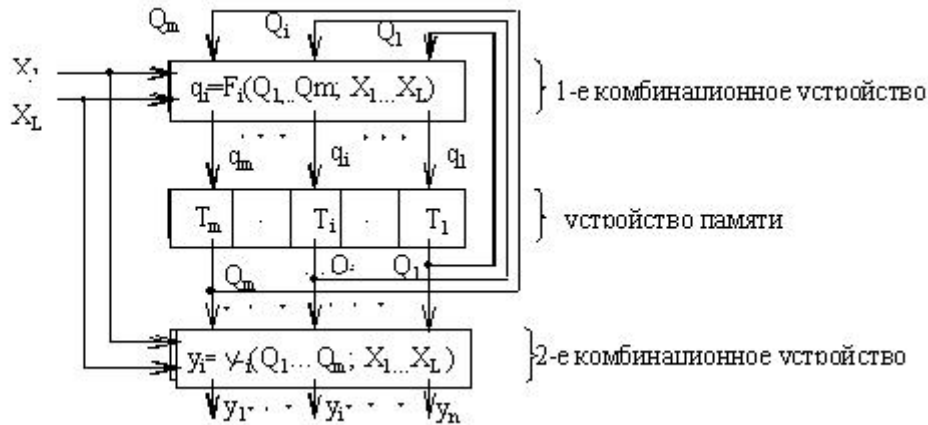


Рис. 20.22. Структурная схема ЦА Мили

Как следует из структурной схемы, 1-е комбинационное устройство формирует сигналы управления памятью, а 2-е комбинационное устройство вырабатывает выходные сигналы Y . ЦА содержит m триггеров, поэтому может иметь 2^m состояний, соответствующих m -разрядному двоичному слову. Разрядность n выходного слова Y может отличаться от значения m .

Синтез цифрового автомата. Рассмотрим выполнение этапов синтеза ЦА на примере гипотетического ЦА типа Мили, функционирование которого задано графом (рис. 20.23)

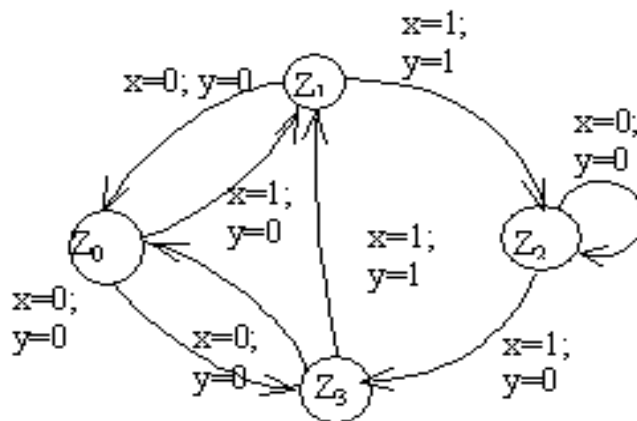


Рис. 20.23. Граф переходов ЦА

Табл. 20.6 переходов / выходов: (z)/(y) представлена ниже.

Таблица 20.6

Таблица переходов ЦА

Входные сигналы	Состояния ЦА			
	z_0	z_1	z_2	z_3
$x_1(x = 0)$	$z_3/0$	$z_0/0$	$z_2/0$	$z_0/0$
$x_2(x = 1)$	$z_1/0$	$z_2/1$	$z_3/0$	$z_1/1$

1. Определяем структуру памяти ЦА – число и тип триггеров. Число триггеров m зависит от числа состояний ЦА S и в данном примере равно $m = \lceil \log_2 S \rceil = \lceil \log_2 4 \rceil = 2$. В качестве триггеров выбираем JK-триггеры.

2. Производим кодирование S состояний ЦА состояниями JK-триггеров (табл. 20.7).

Таблица 20.7

Кодирование состояний ЦА

Состояние ЦА – Z	Z_0	Z_1	Z_2	Z_3
Состояние триггера $T_0 (Q_0)$	0	1	0	1
Состояние триггера $T_1 (Q_1)$	0	0	1	1

3. Составляем таблицу функционирования ЦА, учитывающую функцию переходов $z^{(t+1)} = f(z^{(t)}, x^{(t)})$, функцию выходов $y^{(t)} = \varphi(z^{(t)}; x^{(t)})$ и тип триггеров – JK (табл. 20.8).

Таблица 20.8

Таблица функционирования ЦА

Входной сигнал x	Предыдущее состояние ЦА			Новое состояние ЦА			Сигналы управления триггерами				Выходной сигнал $y^{(t)}$
	$Z^{(t)}$	$Q_1^{(t)}$	$Q_0^{(t)}$	$Z^{(t+1)}$	$Q_1^{(t+1)}$	$Q_0^{(t+1)}$	J_1	K_1	J_0	K_0	
0	Z_0	0	0	Z_3	1	1	1	*	1	*	0
0	Z_1	0	1	Z_0	0	0	0	*	*	1	0
0	Z_2	1	0	Z_2	1	0	*	0	0	*	0
0	Z_3	1	1	Z_0	0	0	*	1	*	1	0
1	Z_0	0	0	Z_1	0	1	0	*	1	*	0
1	Z_1	0	1	Z_2	1	0	1	*	*	1	1
1	Z_2	1	0	Z_3	1	1	*	0	1	*	0
1	Z_3	1	1	Z_1	0	1	*	1	*	0	1

4. Пользуясь данными таблицы функционирования, с помощью карт Карно определяем минимизированные логические функции (ЛФ) для построения схем комбинационных устройств, формирующих сигналы управления триггерами J_1, K_1, J_0, K_0 и выходной сигнал y :

$J_1)$	$\bar{Q}_1^{(i)}$	$Q_1^{(i)}$		
$\bar{Q}_0^{(i)}$	1	0	*	*
$Q_0^{(i)}$	0	1	*	*
	\bar{x}	x	\bar{x}	

$$J_1 = \bar{x}\bar{Q}_0 + xQ_0;$$

$J_0)$	$\bar{Q}_1^{(i)}$	$Q_1^{(i)}$		
$\bar{Q}_0^{(i)}$	1	1	1	0
$Q_0^{(i)}$	*	*	*	*
	\bar{x}	x	\bar{x}	

$$J_0 = \bar{Q}_1 + x;$$

$Y)$	$\bar{Q}_1^{(i)}$	$Q_1^{(i)}$		
$\bar{Q}_0^{(i)}$	0	0	0	0
$Q_0^{(i)}$	0	1	1	0
	\bar{x}	x	\bar{x}	

$$y = Q_0x;$$

$K_1)$	$\bar{Q}_1^{(i)}$	$Q_1^{(i)}$		
$\bar{Q}_0^{(i)}$	*	*	0	0
$Q_0^{(i)}$	*	*	1	1
	\bar{x}	x	\bar{x}	

$$K_1 = Q_0;$$

$K_0)$	$\bar{Q}_1^{(i)}$	$Q_1^{(i)}$		
$\bar{Q}_0^{(i)}$	*	*	*	*
$Q_0^{(i)}$	1	1	0	1
	\bar{x}	x	\bar{x}	

$$K_0 = \bar{Q}_1 + \bar{x};$$

5. На основании полученных ЛФ строим логическую схему ЦА (рис. 20.24).

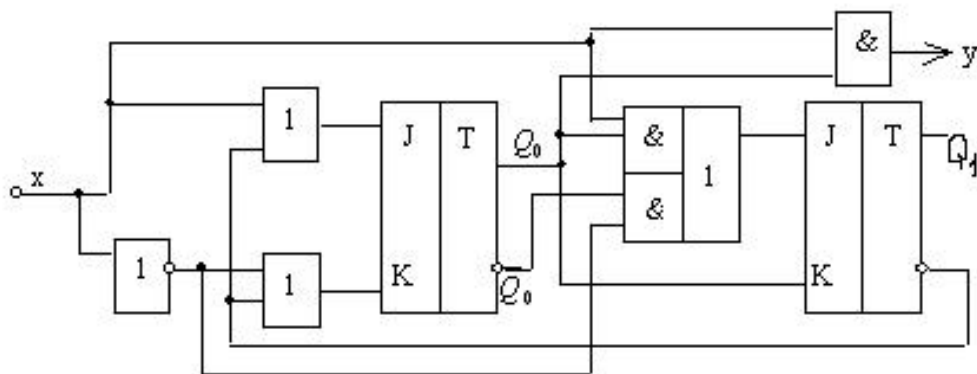


Рис. 20.24. Логическая схема синтезированного ЦА

Схема синтезируемого ЦА может быть построена на триггерах любого типа, поэтому критерии выбора типа триггеров могут быть самыми разными, зависящими от конкретных условий. Можно, например, исходить из условия минимального количества логических элементов в комбинационной части ЦА и т.п.

На основании сравнения выбранных критериев сложности реализации синтезируемых схем можно сделать вывод о предпочтительности выбора того или иного вида триггера или набора логических элементов.

Пользуясь данными таблицы функционирования, получим, например, ЛФ для комбинационной части при реализации ЦА на D -триггерах, для чего составим карты Карно для сигналов управления D_0 и D_1 :

$$D_0) \begin{array}{c} \overline{Q_1^{(t)}} \quad Q_1^{(t)} \\ \overline{Q_0^{(t)}} \quad \begin{array}{|c|c|c|c|} \hline 1 & 1 & 1 & 0 \\ \hline 0 & 0 & 1 & 0 \\ \hline \end{array} \\ Q_0^{(t)} \end{array}$$

$$D_0 = \overline{Q_1} \overline{Q_0} + x Q_1;$$

$$D_1) \begin{array}{c} \overline{Q_1^{(t)}} \quad Q_1^{(t)} \\ \overline{Q_0^{(t)}} \quad \begin{array}{|c|c|c|c|} \hline 1 & 0 & 1 & 1 \\ \hline 0 & 1 & 0 & 0 \\ \hline \end{array} \\ Q_0^{(t)} \end{array}$$

$$D_1 = \overline{Q_1} Q_0 x + Q_1 \overline{Q_0} + x \overline{Q_0}$$

Подсчёт сложности реализации логических схем управления триггерами по полученным ЛФ даёт:

- а) для реализации на *JK*-триггерах требуется 6 элементов на 13 входов;
- б) для реализации на *D*-триггерах потребуется другое количество элементов.

21. РЕГИСТРЫ И СЧЕТЧИКИ

21.1. Общие сведения о регистрах

Регистр – это функциональный узел, предназначенный для записи, обработки и хранения цифровых слов. Над словами выполняется ряд операций: приём, выдача, хранение, сдвиг, поразрядные логические операции.

Главным классификационным признаком для регистров является способ приёма и выдачи данных. По этому признаку различают регистры *параллельные* (статические), *последовательные* (регистры сдвига) и *параллельно-последовательные* (универсальные). В параллельных регистрах приём и выдача слов производятся по всем разрядам одновременно. В последовательных регистрах слова принимаются и выдаются разряд за разрядом. Эти регистры называют *сдвигающими*, так как в них под действием тактирующих импульсов слова перемещаются в разрядной сетке с шагом в один разряд.

Последовательно-параллельные регистры имеют одновременно как последовательные так и параллельные входы и (или) выходы. Существуют варианты с возможностью любого сочетания способов приёма и выдачи слов.

Структурно любой регистр представляет собой несколько триггеров (по числу разрядов обрабатываемых слов), объединённых общими цепями тактирования (синхронизации), сброса и установки, разрешения приёма (записи) или выдачи (чтения) слов. Важнейшие характеристики регистров – *разрядность* и *быстродействие*. Разрядность определяется количеством триггеров для хранения слов, быстродействие характеризуется максимальной тактовой частотой, с которой может производиться запись, чтение или сдвиг информации. Для построения регистров используются D-триггеры, JK- и RS-триггеры. Однако в современной схемотехнике, согласно [43], характерно построение регистров именно на D-триггерах, преимущественно с динамическим управлением. Достоинство регистров на D-триггерах состоит в существенном уменьшении числа соединений в узле, кроме этого D-триггер повышает устойчивость регистра к помехам.

В структурной схеме статического (параллельного) регистра (рис. 21.1) приняты следующие обозначения:

C – вход сигнала тактирования;

R – вход сигнала сброса («очистки») – установка логического нуля во всех разрядах выходного слова;

$D_0 \dots D_{n-1}$ – n -разрядное слово, подаваемое на входы данных D ;

EZ – вход разрешения третьего состояния на выходе;

$Q_0 \dots Q_{n-1}$ – n -разрядное слово, образованное на выходах Q ;

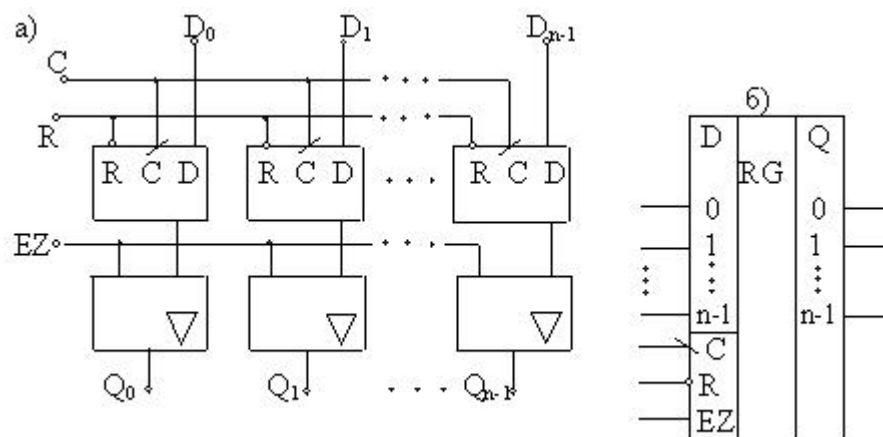


Рис. 21.1. Структурная схема (а) и условное изображение статического n -разрядного регистра (б)

Режимы работы n -разрядного регистра определяются совокупностью трех управляющих сигналов: «тактирование» – C , «сброс (очистка)» – R , «третье состояние на выходе» – EZ в соответствии с таблицей функционирования (табл. 21.1)

Таблица 21.1

Режимы работы n-разрядного регистра

Режим работы	Управляющие сигналы			Выходные сигналы
	C	R	EZ	
Очистка	1	0	1	$Q_0 \dots Q_{n-1}$
Запись		1	1	$Q_0 \dots Q_{n-1}$
Хранение	1	1	1	$Q_0 \dots Q_{n-1}$
Чтение		1	0	$D_0 \dots D_{n-1}$

По принципу хранения информации регистры делят на *статические* и *динамические*. С этой точки зрения статические регистры – это регистры, которые строят на триггерах, способных хранить информацию сколь угодно долго (конечно, при наличии напряжения питания).

Динамические регистры строят на таких элементах памяти, как конденсатор, причем в качестве конденсатора обычно используется входная ёмкость МОП-транзистора. Подобный элемент памяти может хранить информацию лишь в течение небольшого промежутка времени (несколько мс), поэтому в динамических регистрах записанная информация требует постоянной *регенерации*.

Из статических регистров можно составить блоки, называемые регистровыми файлами. Регистровые файлы позволяют хранить несколько многоразрядных слов с возможностью независимой и одновременной записи одного слова и чтения другого. Схема управления регистровым файлом позволяет легко наращивать размерность регистровой памяти, составляя блоки памяти из нескольких микросхем.

Пример схемы регистрового файла показан на рис. 21.2 [43].

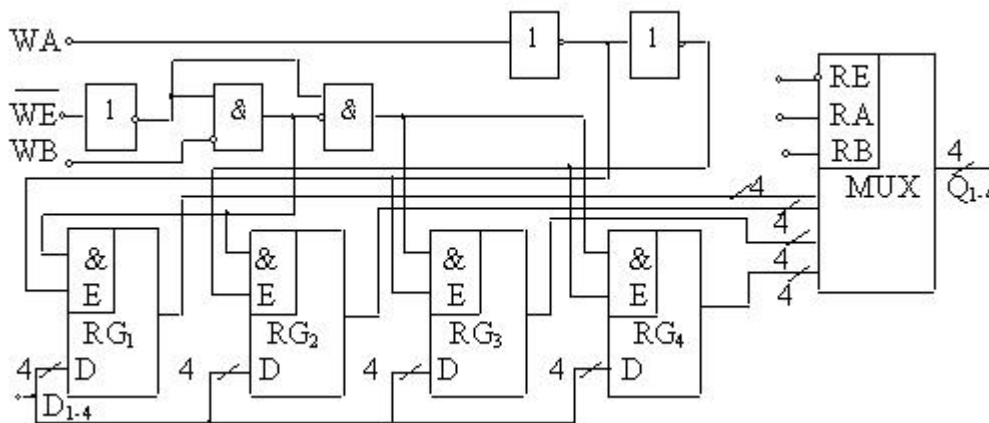


Рис. 21.2. Структурная схема четырёхразрядного регистрового файла

21.2. Сдвиговые регистры

Сдвиговый регистр – это устройство, состоящее из нескольких триггеров, соединенных между собой определенным образом и предназначенное для обработки и кратковременного хранения цифровой информации (рис. 21.3).

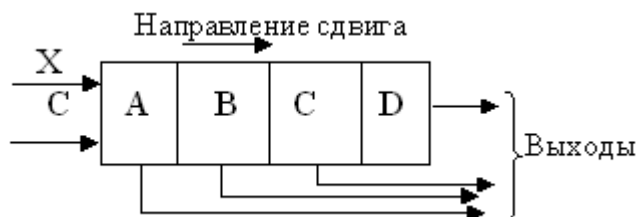


Рис. 21.3. Иллюстрация действия сдвигового регистра

Принцип действия сдвигового регистра можно представить следующим образом [10]. Пусть имеется, например, четыре триггерных ячейки, соединенных между собой последовательно. На вход первой ячейки будем подавать двоичную информацию X , считая, что триггеры тактируются тактовыми импульсами C . Символы A, B, C, D представляют триггеры регистра. Соединения внутри выполнены так, что после каждого тактового импульса каждый триггер фиксирует информацию предыдущего триггера.

Составим таблицу состояний на выходах триггеров при поступлении на вход X (см. рис. 21.3) двоичной информации. Примем для определенности, что до подачи тактовых импульсов исходное состояние триггеров было $A = 0, B = 0, C = 0, D = 0$ (табл. 21.2).

Таблица 21.2

Состояния сдвигового регистра

№ такта	X	A	B	C	D
-	-	0	0	0	0
1	1	1	0	0	0
2	0	0	1	0	0
3	1	1	0	1	0
4	1	1	1	0	1

Регистры сдвига могут быть построены на триггерах разного вида, но наиболее распространены регистры на JK- и D-триггерах. Структурные схемы таких регистров показаны на рис. 21.4, 21.5.

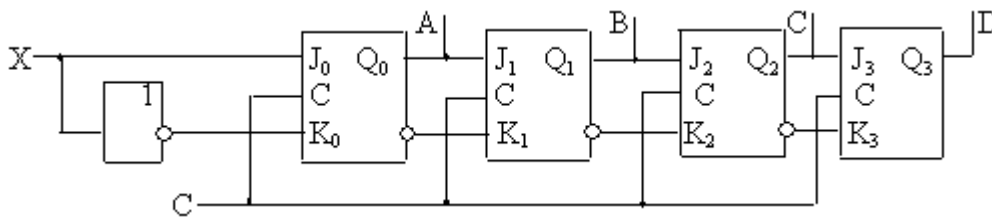


Рис. 21.4. Структурная схема сдвигового регистра на JK-триггерах

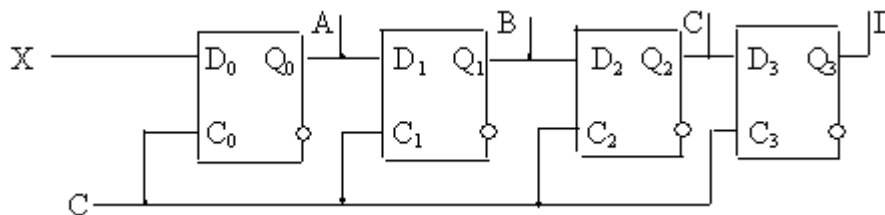


Рис. 21.5. Структурная схема сдвигового регистра на D-триггерах

В схемах используется последовательный ввод и вывод информации. На практике часто используют комбинации видов ввода и вывода: последовательный ввод и параллельный вывод, параллельный ввод и последовательный вывод. Кроме этого сдвиговый регистр можно построить таким образом, что информацию, загруженную в него, возможно сдвигать в двух направлениях: либо вправо (в сторону младших разрядов сдвигаемого числа), либо влево (в сторону старших разрядов сдвигаемого числа). Такие сдвиговые регистры называют *реверсивными*.

Все эти возможности обеспечиваются дополнительными логическими элементами, которые соединяются между собой и с триггерами таким образом, чтобы обеспечить необходимую структуру регистра как единого целого. Пример структурной схемы реверсивного сдвигового регистра показан на рис. 21.6. Регистр имеет в своём составе 8 D-триггеров с выходами $Q_0 \dots Q_7$,

8 логических элементов 3-2И-ИЛИ и набор логических элементов: 2 инвертора для входных сигналов S_0, S_1 , буферные усилители для сигналов C и R , 2 логических элемента 2ИЛИ-НЕ и элемент 2И. Комбинации сигналов $R S_0 S_1$ позволяют выбрать режим работы регистра, а сигналы DSR, DSL определяют направление сдвига.

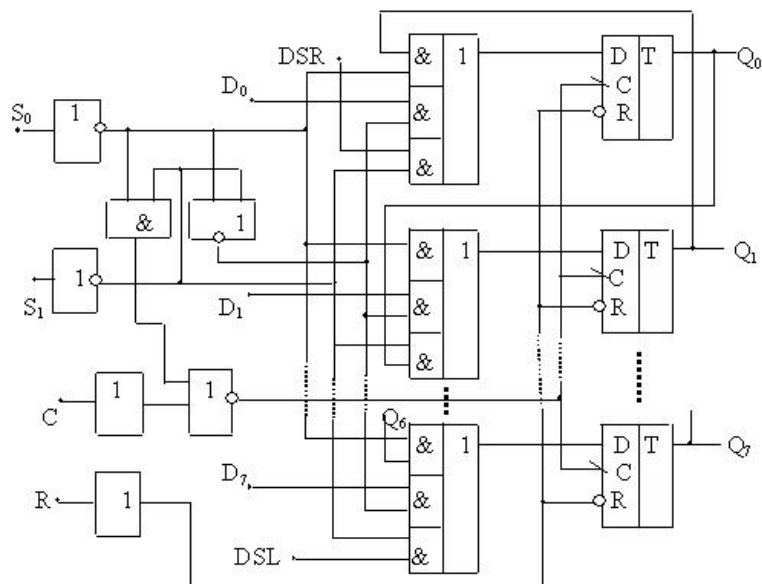


Рис. 21.6. Структурная схема универсального сдвигового регистра (регистр реверсивный, с параллельным выводом)

Условное графическое обозначение универсального регистра КР 1533 ИР13 показано на рис. 21.7.

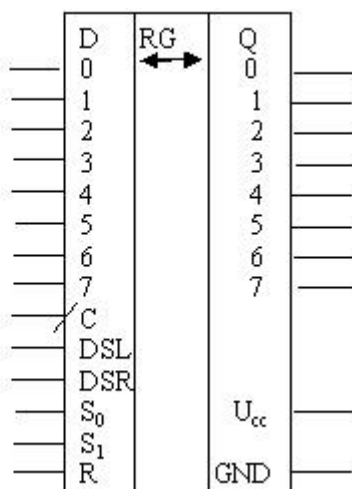


Рис. 21.7. Условное графическое обозначение регистра КР1533ИР13

Функциональные возможности регистра отражены в его таблице функционирования (табл. 21.3). В таблице показано, что любые операции с данными возможны (разрешены) только при единичном уровне сигнала сброса ($R=1$). При $R=0$ происходит обнуление выходов $Q_0...Q_7$ (очистка регистра). Стрелки в графе C (см. табл. 21.3) по-

казывают, что операции совершаются в момент изменения сигнала C от нуля к единице (по фронту сигнала C).

Таблица 21.3

Таблица функционирования регистра КР 1533ИР13

Режимы	Входы							Выходы					
	C	R	S_0	S_1	DSR	DSL	D_n	Q_0	Q_1	...	Q_6	Q_7	
Сброс	x	0	x	x	x	x	x	0	0	...	0	0	
Хранение	↑	1	0	0	x	x	x	Q_0	Q_1	...	Q_6	Q_7	
Сдвиг влево	↑	1	1	0	x	0	x	Q_1	Q_2	...	Q_7	0	
Сдвиг вправо	↑	1	1	0	x	1	x	Q_1	Q_2	...	Q_7	1	
		1	0	1	0	x	x	0	Q_0	...	Q_5	Q_6	
Параллельная загрузка	↑	1	0	1	1	x	x	1	Q_0	...	Q_5	Q_6	
		1	1	1	x	x	D_n	D_0	D_1	...	D_5	D_6	

21.3. Синхронные сдвиговые регистры с обратными связями

Обратные связи в сдвиговых регистрах осуществляют, соединяя выходы регистра с управляющими входами триггеров, образующих структуру регистра, с использованием дополнительных комбинационных схем. В простейшем случае обратную связь образуют соединением выхода комбинационной схемы с первым каскадом сдвигового регистра (рис. 21.8), где обозначено: A, B, C, \dots, N – цепочка триггеров; $ТИ$ – тактовые импульсы; F – логическая функция обратной связи.

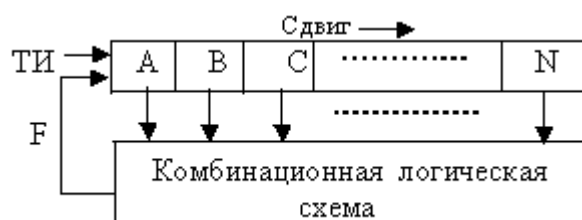


Рис. 21.8. Структурная схема организации обратной связи для сдвигового регистра

Рассмотрим принцип действия и возможности простейшего регистра с обратной связью и числом каскадов $N=3$. Построим диаграмму состояний трехразрядного регистра сдвига (рис. 21.9), учитывая, что трехразрядное двоичное число может принимать 8 значений. Принцип построения диаграммы состоит в том, что необходимо назначить исходное состояние регистра, а следующее состоя-

ние будет зависеть от того, какое значение имеет функция обратной связи F . Если, например, исходное состояние $ABC=000$, а $F=0$, то состояние регистра не изменится; если $F=1$, то следующее состояние регистра будет $ABC=100$ и т.д.

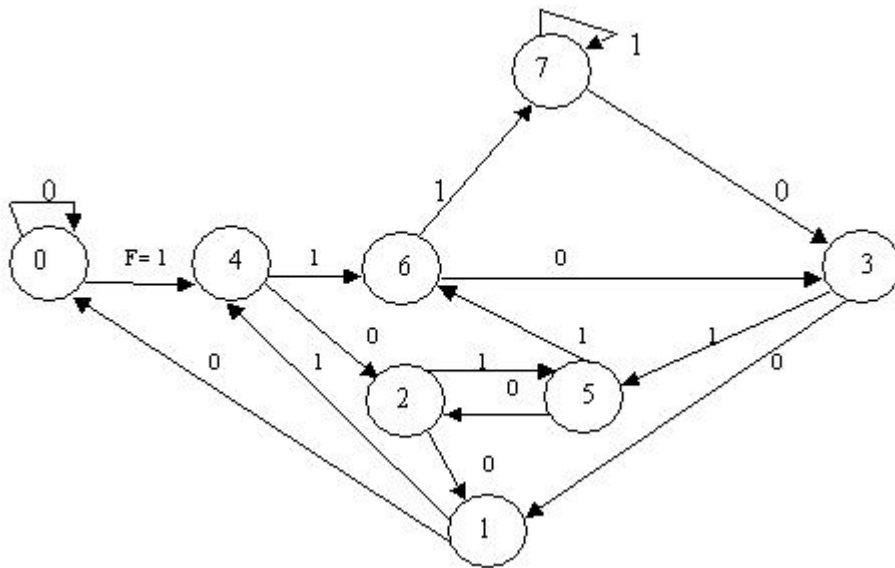


Рис. 21.9. Диаграмма состояний трехразрядного регистра сдвига

На диаграмме состояния регистра обозначены цифрами в кружках, причем значения цифр соответствуют десятичным значениям двоичных чисел, образующихся в регистре после очередного сдвига. Диаграмма показывает, что регистр позволяет выполнить несколько циклов сдвига, однако максимальная длина цикла равна $2^3 = 8$. Для синтеза логической функции F , обеспечивающей выбранный цикл сдвига, нужно составить таблицу состояний регистра. С этой целью в таблицу записываем исходное сочетание логических переменных для трех выходов триггеров ABC . Справа записываем значение функции обратной связи, изменяющей исходное состояние, в следующей строке записываем новое состояние, в котором окажется регистр после сдвига и т.д.

Используя карту Карно, получим логическое выражение для функции F :

$$F = \overline{B}\overline{C} + A\overline{C} + \overline{A}BC$$

По этому выражению, используя логические элементы, синтезируется часть схемы сдвигового регистра, образующая функцию обратной связи F в соответствии с таблицей состояний (рис. 21.10), при этом следует учитывать конкретный вид триггеров регистра.

№ состояния	A	B	C	F
0	0	0	0	1
4	1	0	0	1
6	1	1	0	1
7	1	1	1	0
3	0	1	1	1
5	1	0	1	0
2	0	1	0	0
1	0	0	1	0

Рис. 21.10. Таблица состояний и карта Карно для сдвигового трехразрядного регистра

Следует отметить, что функция обратной связи значительно усложняется с увеличением числа разрядов регистра, так как зависит от состояния всех триггеров, образующих регистр.

21.4. Функциональные узлы на основе регистров сдвига

На основе сдвигового регистра, синтезируя нужные схемы управления, можно реализовать разнообразные цифровые функциональные узлы. Примеры реализации приведены ниже [10].

1. Сдвиговый регистр-кольцевой счетчик. На практике обычно используется цикл с одной единицей, циркулирующей в кольце, образованном сдвиговым регистром с логическими цепями, формирующими функцию обратной связи. Максимальная длина цикла в этом случае $L=n$, где n – число разрядов регистра.

В качестве примера рассмотрим методику синтеза трехканального распределителя тактов, выполненного на сдвиговом регистре, замкнутом в кольцо (такой распределитель можно назвать счетчиком в коде «1 из n »).

В диаграмме состояний трехразрядного регистра следует выбрать для реализации цикла только те состояния, в коде которых имеется лишь одна единица. Остальные состояния должны быть исключены, так как в нашем случае они являются ложными (на диаграмме их изобразим не в кружках, а в прямоугольниках). Диаграмме состояний (рис. 21.11) соответствует таблица истинности (табл. 21.4), в которой нужно отразить конкретные значения логических переменных на выходах триггеров синтезируемого устройства при поступлении тактирующих импульсов на входы синхронизации регистра. Синтез схемы

управления триггерами делается по таблице после выбора вида используемых триггеров.

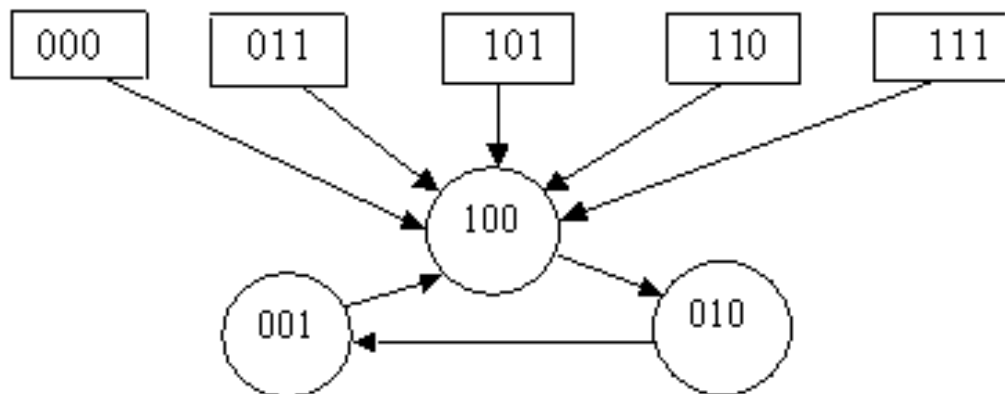


Рис. 21.11. Диаграмма состояний трехканального распределителя импульсов на кольцевом регистре

Таблица 21.4

Таблица истинности регистра-кольцевого счётчика

Q_1	Q_2	Q_3	Q_{1t}	Q_{2t}	Q_{3t}
0	0	0	1	0	0
0	0	1	1	0	0
0	1	0	0	0	1
0	1	1	1	0	0
1	0	0	0	1	0
1	0	1	1	0	0
1	1	0	1	0	0
1	1	1	1	0	0

Диаграмма состояний (см. рис. 21.11) и таблица истинности (см. табл. 21.4) показывают, что при случайном попадании сдвигового регистра в одно из состояний, показанных в прямоугольниках, система управления вернет регистр в состояние 100, с которого начнется очередной цикл сдвига.

Реализация схемы получается наиболее простой при использовании триггеров типа *D*. Функция возбуждения (переключения) для них имеет вид: $D_n = Q_{nt}$.

Анализ таблицы с помощью карт Карно дает: $D_1 = Q_2Q_1 + \bar{Q}_2\bar{Q}_1 + Q_3$; $D_2 = \bar{Q}_1\bar{Q}_2Q_3$; $D_3 = \bar{Q}_1Q_2\bar{Q}_3$.

Полученные логические соотношения позволяют синтезировать структурную схему распределителя импульсов на кольцевом регистре (рис. 21.12).

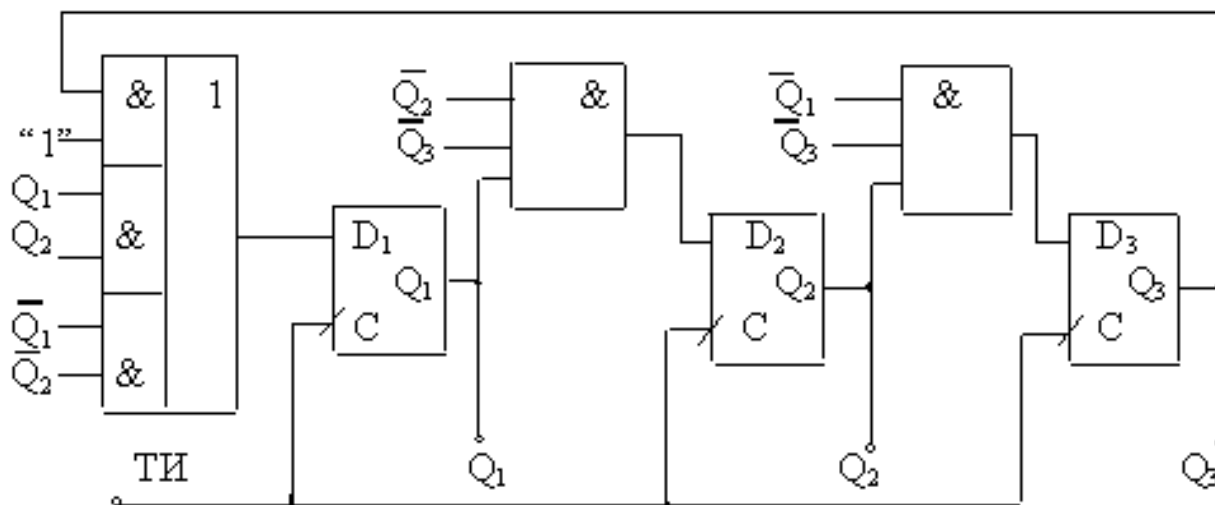


Рис. 21.12. Структурная схема трехканального распределителя импульсов (инверсные выходы и входы сброса триггеров не показаны)

Методика синтеза кольцевых регистров сдвига – распределителей импульсов для большего количества каналов не отличается от рассмотренной выше.

2. Сдвиговый регистр-счетчик Джонсона. Кольцевой регистр с перекрестной обратной связью, замкнутой на первый триггер от инверсного выхода последнего триггера, известен как счетчик Джонсона [10]. Достоинство счетчика Джонсона в простоте структуры, обеспечивающей к тому же и простоту схем преобразования его выходного кода в код «1 из *N*» для получения выходов распределителя импульсов.

Одно из отличительных свойств счетчика Джонсона рис. 21.13 – он имеет $2n$ состояний, т.е. в два раза больше, чем обычный кольцевой сдвиговый регистр. Преобразование выходного кода счетчика в

код «1 из N » производится добавлением одного двухвходового элемента И либо И – НЕ на каждый выход.

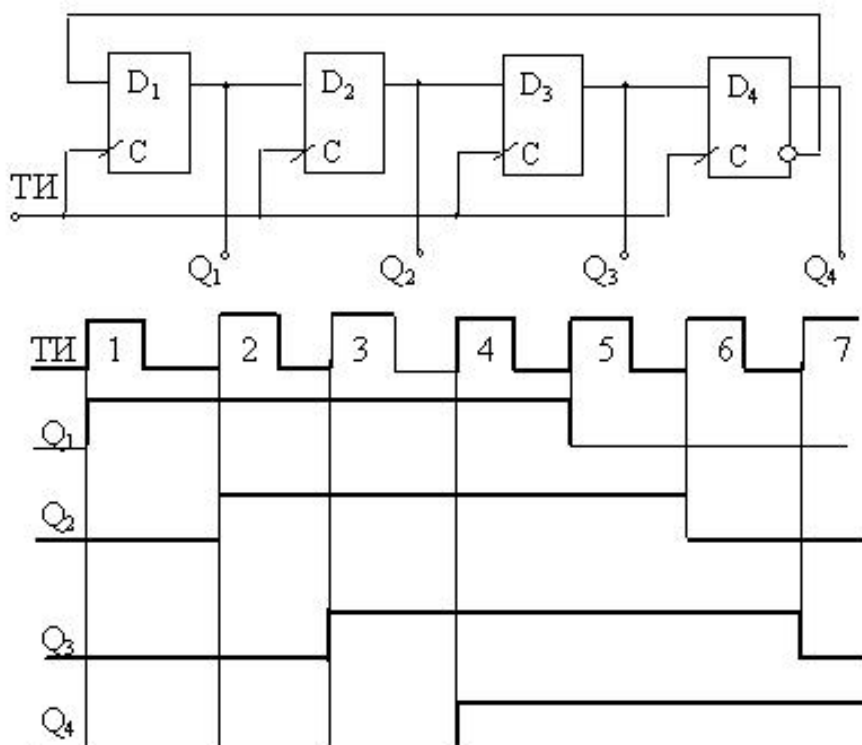


Рис. 21.13. Структурная схема четырехразрядного счетчика Джонсона и временные диаграммы его работы

На основе счетчика Джонсона изготавливаются интегральные схемы распределителей в сериях элементов КМОП, например ИС К561ИЕ8 [46].

3. Генераторы псевдослучайных последовательностей (ГПСП). ГПСП используются в устройствах тестового диагностирования цифровых устройств, при моделировании систем с учетом случайного разброса параметров их элементов и т.п. Наиболее простые реализации ГПСП представлены так называемыми генераторами М-последовательностей, которые способны формировать последовательности с периодом $2^n - 1$, где n – число разрядов сдвигового регистра [10].

Для генерации М-последовательностей необходимо организовать обратную связь с выходов первого и n -го триггеров регистра через элемент сложения по модулю 2 на вход первого триггера.

Упрощенная структурная схема генератора М-последовательностей с периодом $2^4 - 1 = 15$ показана на рис. 21.14.

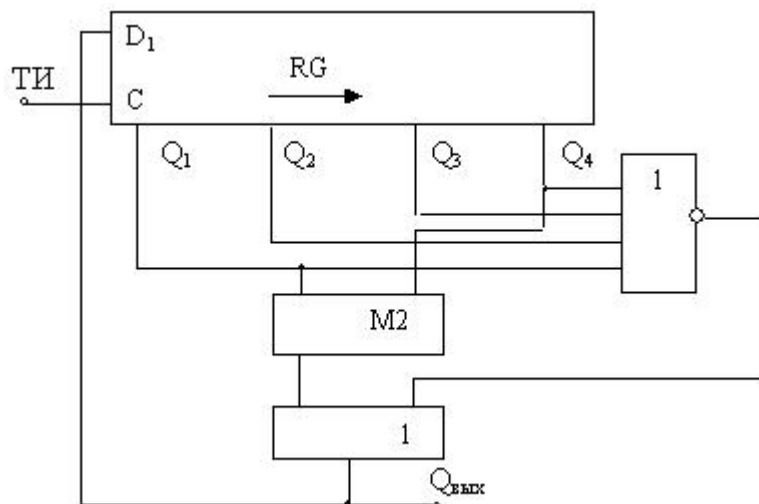


Рис. 21.14. Генератор 15-разрядной последовательности двоичных символов

Процесс генерации поясняется табл. 21.5. Образование выходной последовательности происходит после запуска генератора согласно логическому выражению $Q_{вых} = D_1 = Q_1 \oplus Q_4$.

Исходное состояние обеспечивается логическими элементами 2ИЛИ и 4ИЛИ-НЕ после активизации схемы, т.е. после подачи питания и начального сброса триггеров регистра.

Таблица 21.5

Процесс генерации M-последовательностей

№ ТИ	Q ₄	Q ₃	Q ₂	Q ₁	Q _{вых}	№ТИ	Q ₄	Q ₃	Q ₂	Q ₁	Q _{вых}
0	0	0	0	0	1	9	1	0	1	1	0
1	0	0	0	1	1	10	0	1	1	0	0
2	0	0	1	1	1	11	1	1	0	0	1
3	0	1	1	1	1	12	1	0	0	1	0
4	1	1	1	1	0	13	0	0	1	0	0
5	1	1	1	0	1	14	0	1	0	0	0
6	1	1	0	1	0	15	1	0	0	0	1
7	1	0	1	0	1	16	0	0	0	1	1
8	0	1	0	1	1						

Анализ таблицы показывает, что после вхождения в рабочий цикл, начиная с тактового импульса (ТИ) № 1, повтор состояния на выходах триггеров будет наблюдаться на 16-м ТИ, следовательно генерируется последовательность 111101011001000, которая повторяется со сдвигом на выходе каждого триггера.

4. Сдвиговый регистр – устройство деления полиномов. Если в схеме ГПСП ввести дополнительный вход на элемент сложения по модулю 2, то получится устройство для аппаратного выполнения

операции деления полиномов по правилам арифметики по модулю 2. Такое устройство применяется для построения средств тестового диагностирования, построения и анализа циклических кодов. В частности, сдвиговый регистр, выполняющий деление полиномов, широко используется в сигнатурных анализаторах. В этих устройствах входная двоичная последовательность подается на дополнительный вход элемента сложения по модулю 2 и трактуется как полином, который делится на другой полином, который определяется сигналами обратных связей, подаваемых с выходов триггеров на другие входы элемента сложения по модулю 2. Этот полином называют порождающим. В результате деления в регистре образуется остаток от деления входной двоичной последовательности на двоичную последовательность, соответствующую порождающему полиному. Этот остаток называют *сигатурой* и применяют для диагностирования цифровых устройств. В качестве примера рассмотрим процесс образования сигнатуры в 8-разрядном сдвиговом регистре для заданной 12-разрядной тестовой последовательности (рис. 21.15).

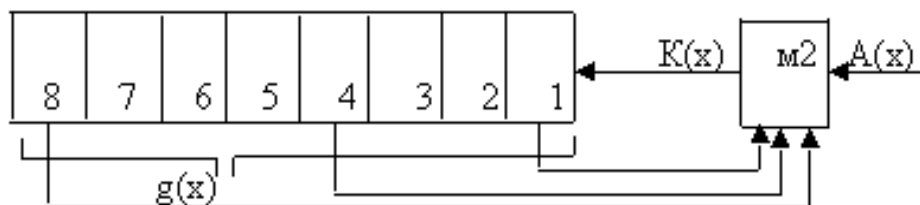


Рис. 21.15. Структурная схема делителя полиномов

В структурной схеме триггеры показаны условно, а три отвода от выходов триггеров № 1, 4, 8 образуют обратные связи и подключены к входам схемы сложения по модулю 2. 12-разрядная двоичная последовательность $A(x)$ подается на дополнительный вход схемы $m2$. В такой структуре на вход первого триггера подается комбинация $K(x) = A(x) \oplus Q_8 \oplus Q_4 \oplus Q_1$, а образующий полином в этом случае будет $g(x) = 10001001$.

Предполагается, что регистр сдвига реализован на D -триггерах. Входная двоичная последовательность – $A(x) = 110110011111$. Остаток от деления – $Q(x) = 11110001$ представлен в последней строке табл. 21.16.

Таблица 21.16

Образование остатка от деления полиномов

8	7	6	5	4	3	2	1	K(x)	A(x)	№ такта
0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0
0	0	0	0	0	0	0	1	0	1	1
0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	2
0	0	0	0	0	1	0	0	1	1	3
0	0	0	0	1	0	0	1	1	1	4
0	0	0	1	0	0	1	1	1	0	5
0	0	1	0	0	1	1	1	1	0	6
0	1	0	0	1	1	1	1	1	1	7
1	0	0	1	1	1	1	1	0	1	8
0	0	1	1	1	1	1	0	0	1	9
0	1	1	1	1	1	0	0	0	1	10
1	1	1	1	1	0	0	0	1	1	11
1	1	1	1	0	0	0	1	-	-	12

5. Делители частоты с нечетным коэффициентом деления. Известно, что цепочка из последовательно соединенных Т-триггеров обеспечивает деление частоты входных импульсов в 2^n раз, где n – число триггеров. Для построения делителей частоты с нечетным коэффициентом деления можно использовать сдвиговый регистр на JK-триггерах с внешними обратными связями [10]. Реализация структурной схемы осуществляется после синтеза таблицы состояний, отражающей переключение триггеров в процессе тактирования.

Таблица строится после принятия исходного состояния выходов триггеров и управляющих сигналов на входах триггеров, соответствующих принятым состояниям (удобно принять $Q_1=0, \dots, Q_n=0$).

Построим, например, делитель частоты входных импульсов на 3. При синтезе таблицы следует помнить, что для JK-триггеров комбинация $J=1, K=1$ при тактировании соответствует счетному режиму работы, комбинация $J=0, K=1$ – установке 0.

Синтезированная таблица (табл. 21.17) и соответствующие ей временные диаграммы сигналов показаны на рис. 21.16.

Таблица 21.17

Состояния тактируемых
JK-триггеров

№ТИ	J_1	K_1	Q_1	$\overline{Q_1}$	J_2	K_2	Q_2	$\overline{Q_2}$
0	1	1	0	1	0	1	0	1
1	1	1	1	0	1	0	0	1
2	0	1	0	1	0	1	1	0
3	1	1	0	1	0	1	0	1
4	1	1	1	0	1	0	0	1
5	0	1	0	1	0	1	1	0
6	1	1	0	1	0	1	0	1
7	1	1	1	0	1	0	0	1

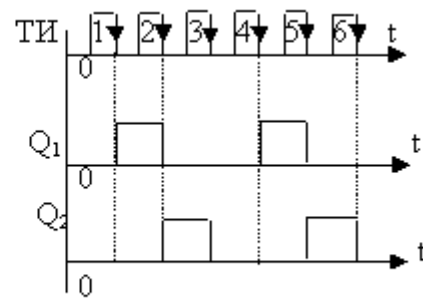


Рис. 21.16. Временные диаграммы сигналов делителя частоты:
ТИ – тактовые импульсы;
 Q_1, Q_2 – выходы триггеров

Анализ таблицы дает соотношения: $J_1 = \overline{Q_2}$, $K_1 = 1$, $J_2 = Q_1$, $K_2 = \overline{Q_1}$. Синтезируемая схема представлена на рис. 21.17.

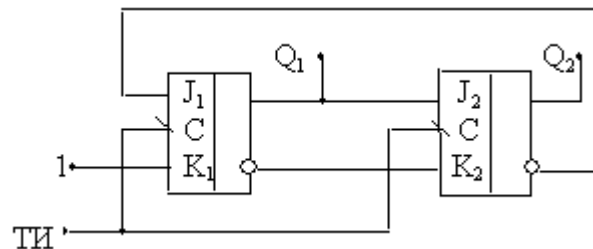


Рис. 21.17. Структурная схема делителя частоты тактовых импульсов на 3

Аналогичным способом можно синтезировать схему делителя частоты на сдвиговом регистре с любым нечетным коэффициентом деления.

6. Преобразователь кодов на сдвиговом регистре. **Преобразователи параллельного кода в последовательный или последовательного в параллельный имеют разнотипные входы и выходы и строятся на регистрах сдвига. В качестве примера рассмотрим схему преобразователя параллельного кода в последовательный на основе 8-разрядного регистра с параллельным входом и последовательным выходом [10] (рис. 21.18).**

Преобразователь работает следующим образом. В исходном состоянии $DSR=1$, $D_0=0$, $C=1$, $S_t=1$, на входе присутствует преобразуемое информационное слово ($D_1...D_7$). Загрузка информации в регистр осуществляется при подаче на вход S_t кратковременного (короткого) импульса низкого уровня.

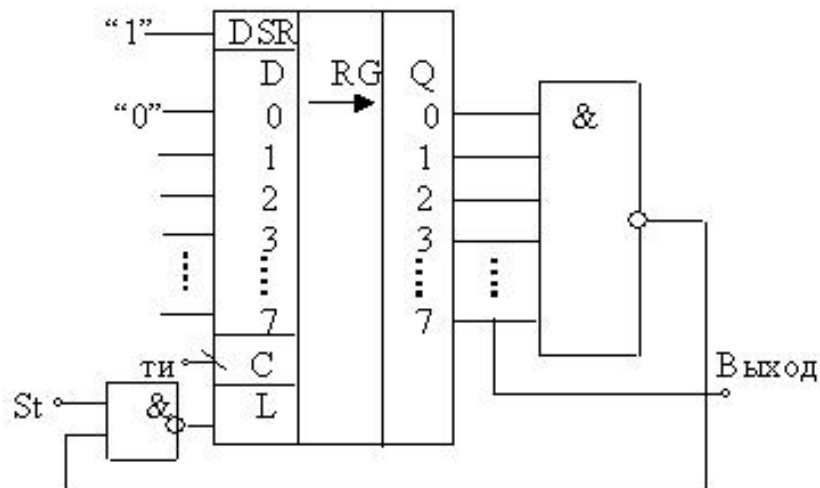


Рис. 21.18. Преобразователь параллельного кода в последовательный

Образующийся на входе L короткий единичный импульс разрешает загрузку входного информационного слова в разряды (1...7), а в нулевой разряд – «0». По мере поступления тактовых импульсов на вход C загруженное слово с каждым спадом импульса сдвигается вправо (от разряда 0 к разряду 7). На выходе слово будет появляться поразрядно в последовательном виде, начиная с седьмого разряда. После первого разряда идет логический нуль, а за ним появится цепочка логических единиц, так как логическая единица постоянно присутствует на входе DSR . В момент появления логических единиц на всех входах 8-входового элемента И-НЕ на его выходе формируется сигнал низкого уровня, разрешающий со стартовым сигналом S_t загрузку очередного информационного слова.

21.5. Электронные счетчики

Счетчиками называют функциональные узлы, в которых выходной код отражает число импульсов, поступающих на его входы. Счетчики, как и регистры, строятся на основе триггеров, соединяемых последовательно с помощью комбинационных схем, формирующих сигналы управления триггерами. Отличительной особенностью счетчика является возможность выполнения двух операций над кодовыми словами:

Инкремент – увеличение кодового слова на единицу и (или) *декремент* – уменьшение слова на единицу.

Вместе с этим счетчики могут выполнять операции над кодовыми словами, характерные для регистров: установку в исходное состояние, запись входного слова, хранение и выдачу хранимой информации.

Основным параметром счетчика является *модуль счета* M – это максимальное число кодовых комбинаций на выходе счетчика, после которого счетчик возвращается в исходное состояние. Быстродействие счетчика характеризуется временем установления выходного кода – интервалом времени между моментом подачи входного сигнала и моментом установления нового кода на выходе.

1. Краткая классификация счетчиков. По направлению счета счетчики делятся на *суммирующие* (прямого счета), *вычитающие* (обратного счета) и *реверсивные* (с изменением направления счета). У суммирующего счетчика его выходной код по мере поступления счетных импульсов изменяется в сторону увеличения его числового эквивалента.

По значению модуля счета счетчики подразделяют на *двоичные*, модуль счета которых равен целой степени числа 2 ($M=2^n$), и *двоично-кодированные*, у которых модуль счета не равен целой степени числа 2.

Помимо двоичных различают ещё счетчики Джонсона, счетчики с кодом «1 из N » и другие.

По способу организации межразрядных связей счетчики делятся на счетчики с *последовательным*, *параллельным* и *комбинированным переносом*. У счетчиков с последовательным переносом переключение триггеров происходит последовательно один за другим. У счетчиков с параллельным переносом переключение триггеров разрядных схем осуществляется по сигналу синхронизации одновременно.

Счетчик, как функциональный узел, относится к классу автоматов, поэтому по принадлежности к тому или другому виду автоматов различают *синхронные* и *асинхронные* счетчики.

2. Двоичные счетчики. Вид структурной схемы двоичного счетчика определяется из анализа его таблицы истинности, представляющей собой последовательность двоичных чисел от нуля до $M-1$. Анализ показывает, что младший разряд счетчика переключается от каждого входного импульса, следующий по старшинству разряд переключается с частотой, в два раза меньшей и т.д. Известно, что простейшим делителем частоты в два раза является счетный триггер (Т-триггер).

Таким образом, двоичный счетчик должен содержать цепочку соединенных между собой последовательно счетных триггеров.

Число триггеров определяется по условию $n = \log_2 M$. Например, двоичный счетчик с модулем счета $M=8$ будет содержать 3 счетных триггера, с модулем $M=16$ – четыре триггера и т.д. Структурная схема двоичного счетчика с модулем $M=8$ и временные диаграммы его работы показаны на рис. 21.19.

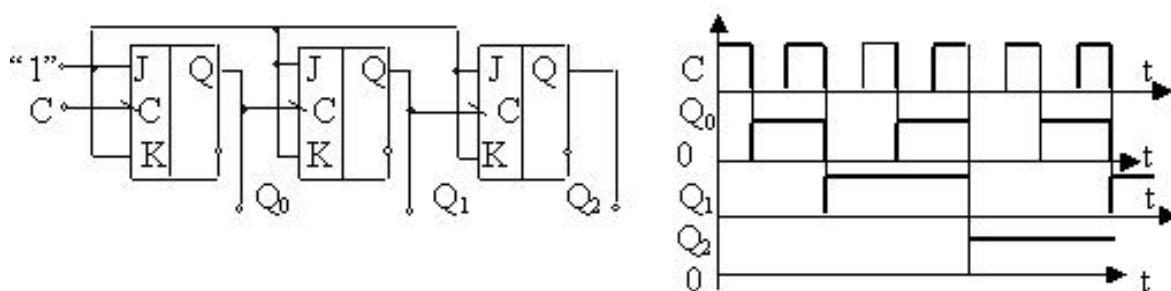


Рис. 21.19. Структурная схема суммирующего двоичного счетчика с модулем счета $M=8$ и временные диаграммы его работы

Различие вычитающего счетчика (счетчика обратного счета) от суммирующего состоит в направлении переключения предыдущего разряда, вызывающего переключение последующего. У суммирующего счетчика это переключение происходит от «1» к «0», а у вычитающего – от «0» к «1».

Если схема строится на счетных триггерах с прямым динамическим управлением (срабатывание триггера по «фронту»), то характер подключения следующих триггеров к предыдущим для получения счетчика обратного счета будет таким же, как на рис. 21.19.

В структуре реверсивного счетчика для реализации его на триггерах с прямым динамическим управлением в межрегистровые связи необходимо вставить логические переключатели соединительных линий, как показано на рис. 21.20.

Рассмотренные выше структуры относятся к асинхронным счетчикам, так как в них переключения триггеров происходят не одновременно, а последовательно один за другим. Время установления кода в асинхронном счетчике составит величину $t_y = n * t_{TP}$, где t_{TP} – собственное время переключения триггера.

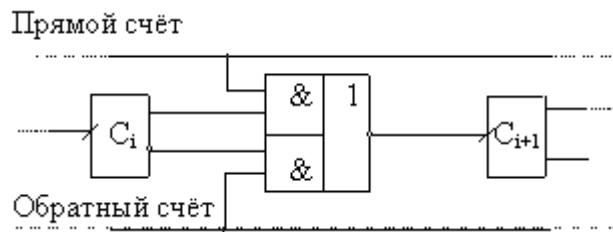


Рис. 21.20. Структурная схема межрегистровой связи в реверсивном двоичном счетчике (триггеры показаны условно)

Для получения максимального быстродействия используют синхронные счетчики с параллельным переносом. Время установления нового кода на выходе таких счетчиков теоретически не зависит от их разрядности и приближенно равно t_{TP} (рис. 21.21).

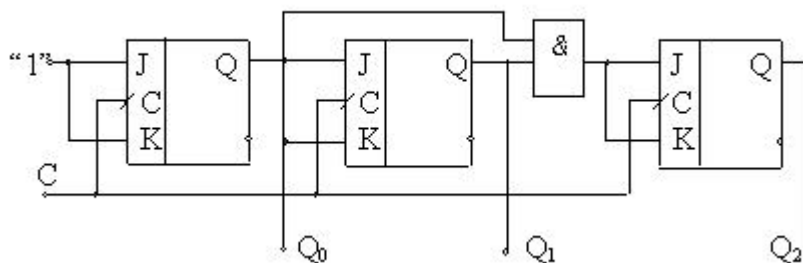


Рис. 21.21. Структурная схема синхронного (параллельного) счетчика прямого счета с модулем $M=8$

В структурных схемах таких счетчиков сигнал синхронизации подаётся одновременно на все разрядные триггеры, а межразрядные связи осуществляются с помощью конъюнкторов. Счетчики такого типа имеют еще одно название – счетчики *со сквозным переносом*.

3. Двоично-кодированные счетчики с произвольным модулем.

Двоично-кодированные счетчики строятся на основе двоичных, но их разрядность определяется из условия $n = \lceil \log_2 M \rceil$, где $\lceil \cdot \rceil$ – знак округления до ближайшего большего числа. В этом случае двоичный счетчик будет иметь некоторое число лишних состояний $L = 2^n - M$, которые необходимо исключить. В схемах с естественным порядком счета (с нулевым начальным состоянием счетчика) обычно исключают последние состояния. Существуют два основных способа построения счетчиков с произвольным модулем счета: *модификация межразрядных связей и управление сбросом*.

При синтезе счетчика на основе модификации межразрядных связей в таблице функционирования исключаются лишние состояния, а функции возбуждения для триггеров определяются обычным для синтеза автоматов способом. При управлении сбросом выявляется момент достижения содержимым счетчика значения $(M-1)$, что является сигналом сброса в следующем такте. После сброса начинается новый цикл счета. Этот вариант построения счетчиков удобен тем, что для изменения модуля счета требуется лишь изменение кода, с которым сравнивается содержимое счетчика для определения момента сброса. В качестве примера построим структурную схему счетчика с $M=5$ методом модификации межразрядных связей, используя данные табл. 21.8.

Таблица 21.8
Таблица функционирования счётчика
с модулем счёта $M=5$

Исходное состояние			Следующее состояние			Функции возбуждения					
Q_2	Q_1	Q_0	Q_2	Q_1	Q_0	J_2	K_2	J_1	K_1	J_0	K_0
0	0	0	0	0	1	0	x	0	x	1	x
0	0	1	0	1	0	0	x	1	x	x	1
0	1	0	0	1	1	0	x	x	0	1	x
0	1	1	1	0	0	1	x	x	1	x	1
1	0	0	0	0	0	x	1	0	x	0	x

Для синтеза схемы используем карты Карно, полагая функции возбуждения зависимыми от трёх переменных исходного состояния (рис. 21.22).

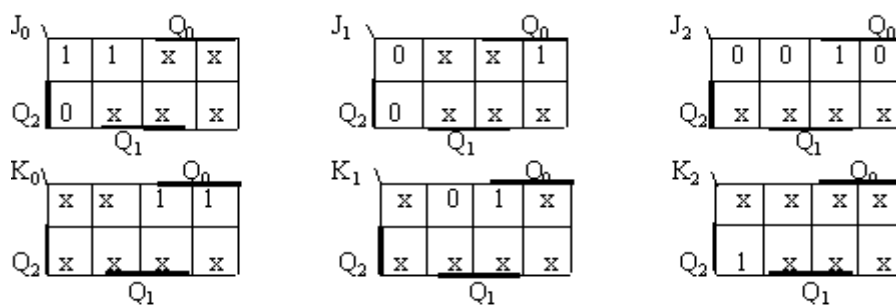


Рис. 21.22. Карты Карно для функций возбуждения триггеров счетчика. По картам получаем аналитические соотношения следующего вида:

$$J_0 = \overline{Q_2}; K_0 = K_2 = 1; J_1 = K_1 = Q_0; J_2 = Q_1 Q_0.$$

Синтезированная, согласно полученным результатам, схема показана на рис. 21.23.

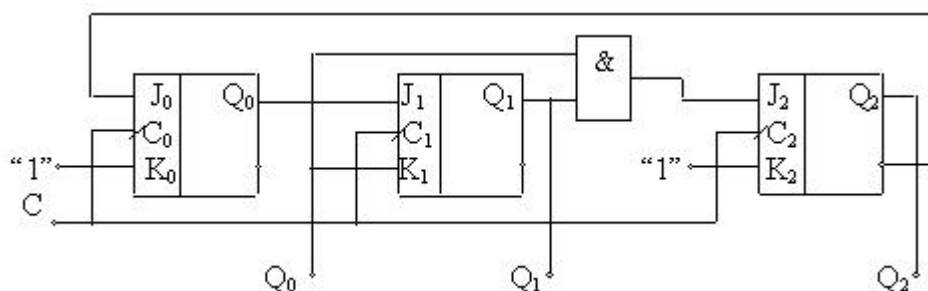


Рис. 21.23. Структура синхронного счетчика с модулем счета $M=5$

4. Синтез счетчика методом управляемого сброса. Если триггеры счетчика со сквозным переносом снабдить входами сброса и добавить дополнительный многовходовой конъюнктор, то, используя метод управляемого сброса, можно построить устройство с любым модулем счета. Основная идея метода управляемого сброса состоит в принудительном формировании сигнала сброса в момент, когда достигается нужное значение модуля счета.

Иллюстрацией использования рассматриваемого метода может служить преобразование двоичного 4-разрядного счетчика со сквозным переносом ($M=16$) в двоично-десятичный счетчик [10] (рис. 21.24).

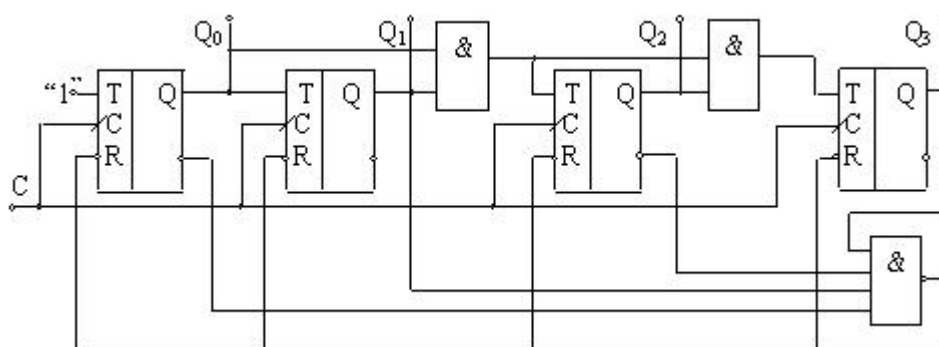


Рис. 21.24. Структурная схема 4-разрядного двоично-десятичного счетчика, синтезированного методом управляемого сброса

22. ЗАПОМИНАЮЩИЕ ЭЛЕКТРОННЫЕ УСТРОЙСТВА

Проектирование сложных цифровых устройств не обходится без применения запоминающих устройств (ЗУ), которые могут сохранять цифровую информацию.

Для кратковременного хранения используют регистры, состоящие из множества триггерных ячеек. Если необходимо длительное

время хранить большие объемы информации, то следует использовать специально предназначенные для этого устройства, в частности микросхемы ЗУ. Это позволяет существенно упростить аппаратную часть электронных узлов и блоков.

Для целей хранения цифровой информации сейчас разработано большое число технических решений, причем эта часть электроники бурно развивается по пути увеличения объемов информации, уменьшения габаритов устройств, повышения надежности долговременного хранения (CD-диски, брелки, и т. п.). Рассмотрим лишь принципы построения и использования полупроводниковых ЗУ, т.е. устройств, выполненных в виде интегральных микросхем [33].

22.1. Основные параметры и виды ЗУ

1. Емкость ЗУ. Единица измерения – 1 бит (разряд), 8-ми битное слово – байт. 2^{10} бит = 1024 бит = 1 Кбит; 2^{20} бит = 1048576 бит = 1 Мбит.

2. Организация ЗУ – это число кодовых слов с указанием их разрядности (длины). $M = N \times L$, где N – число кодовых слов, L – число разрядов в коде. Например, $M = 256$ бит: это могут быть ЗУ с организацией 32×8 , 256×1 , 64×4 . Структура этих ЗУ будет разная, как и цоколевка корпуса микросхемы, и разные схемы соединения с другими элементами.

3. Динамические параметры ЗУ характеризуются многими временными параметрами. Из них наиболее важными являются следующие:

а) время выборки – время от момента подачи на вход ЗУ команды на выдачу информации до момента установления данных на выходе;

б) время выборки адреса, t_A , нс;

в) время выбора м/схемы, t_{CS} , нс;

г) время цикла записи, t_{CYWR} , нс – время от подачи до установления сигналов на управляющих входах в режиме записи;

д) время цикла считывания (чтения) – время от подачи до установления сигналов на управляющих входах в режиме считывания t_{CYRD} , нс;

е) емкости: входная C_1 , рФ; выходная C_o , рФ; емкость нагрузки, C_L , рФ.

Следует помнить, что прежде чем считывать информацию из ЗУ, требуется найти ее местоположение, т.е. определить координаты ячеек, где эта информация находится. Аналогично при записи: прежде чем записать (запомнить) нужно указать адрес, куда эта информация должна попасть. Алгоритмы управления процессами записи и считывания можно показать на временных диаграммах изменения сигналов управления (рис. 22.1).

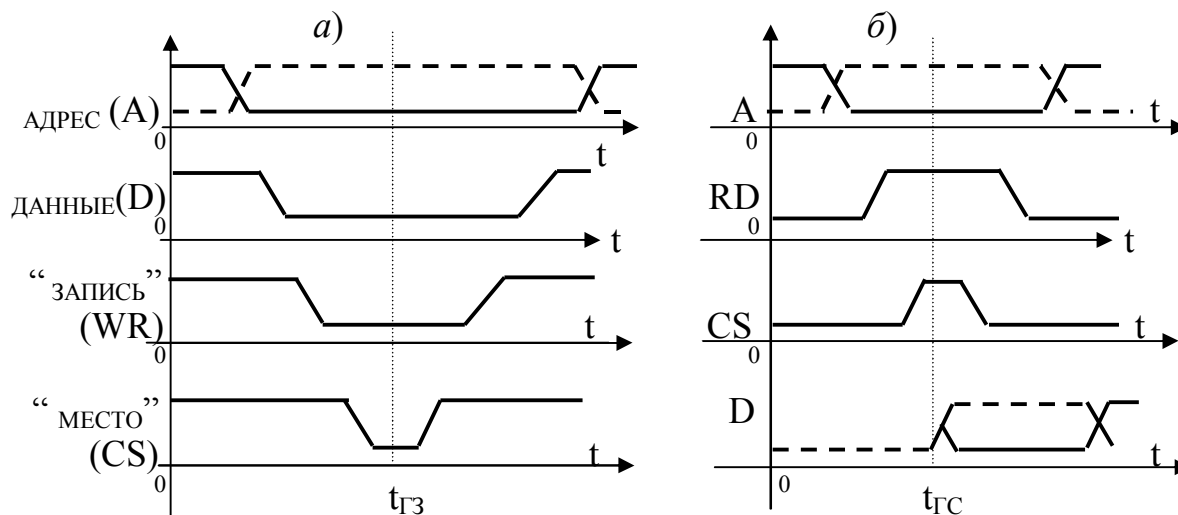


Рис. 22.1. Временные диаграммы изменения сигналов управления записью информации в ЗУ (а) и считыванием (б)

На диаграммах обозначено: A – адрес ячейки памяти; D – команда на выставление (при записи) или получение (при считывании) данных; WR – сигнал готовности к записи; RD – сигнал готовности к чтению (считыванию); CS – сигнал, определяющий микросхему, с которой нужно работать в данный момент времени; $t_{ГЗ}$ – момент готовности к записи; $t_{ГС}$ – момент готовности к считыванию. На диаграммах видно, что в ЗУ операции с данными осуществляются только в те моменты времени, когда на входах управления установлены все необходимые логические сигналы. Это необходимо для обеспечения надежной работы ЗУ. По выполняемым функциям различают: *оперативные* запоминающие устройства (ОЗУ) и *постоянные* запоминающие устройства (ПЗУ) (соответствующая английская аббревиатура – RAM и ROM). Оперативные ЗУ используют для временного хранения информации, полученной в процессе работы. ОЗУ могут быть статическими и динамическими. В статических ОЗУ записанная информация хранится в виде состояния триггерных ячеек памяти и при ее считывании не разрушается. Она разрушается, когда выключается напряжение питания или ее принудительно удаляют

(стирают). В динамических ОЗУ информация хранится в виде заряда конденсатора и постоянно циркулирует в массиве конденсаторов, выделенном для её хранения. Считывание из динамического ОЗУ разрушает информацию и для восстановления её нужно периодически перезаписывать, (осуществлять регенерацию – «подкачку»). Широко распространенные простые запоминающие ячейки статических ОЗУ в виде триггерных схем выполняют на МОП-транзисторах либо на биполярных транзисторах. Для обеспечения доступа к ячейкам памяти триггерные схемы снабжаются адресными и разрядными шинами (проводниками) и шинами питания. Совокупность сигналов, подаваемых извне на эти шины схемами управления, должна обеспечивать выполнение следующих режимов работы ОЗУ: «хранение», «считывание», «запись». Для динамических ячеек памяти к этим режимам добавляется «регенерация».

22.2. Статические ОЗУ

Упрощенные структурные схемы триггерных ячеек статических ОЗУ показаны на рис. 22.2.

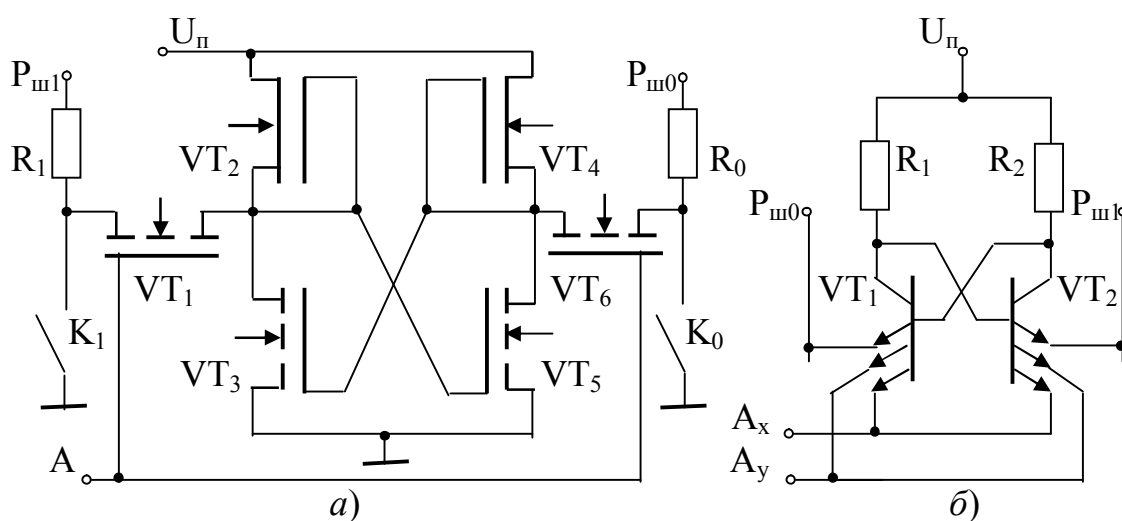


Рис. 22.2. Структурные схемы триггерных ячеек памяти на МОП-транзисторах (а) и на биполярных транзисторах (б)

В схеме рис. 22.2, а VT_1, VT_6, VT_3 и VT_5 (МОП-транзисторы с индуцированным каналом n -типа) работают в ключевом режиме. VT_2, VT_4 (МОП-транзисторы с встроенным каналом n -типа) выполняют роль резисторов в триггерной схеме, так как обладают начальной проводимостью.

Работа ячейки поясняется таблицей истинности (табл. 22.1).

Таблица 22.1

Таблица истинности ячейки памяти (рис. 22.2)

Режим	Потенциал шины $P_{ш1}$	Потенциал шины $P_{ш0}$	A	VT_1 , VT_6	VT_3	VT_5
Хранение нуля	0	0	0	закрыты	закрыт	открыт
Хранение единицы	0	0	0	закрыты	открыт	закрыт
(Пример) Считыв. «1»	Импульс заряда 	Импульс заряда 	1	VT_1 открыт	открыт	закрыт
Запись «0» (Пример)	1 (ключ K_1 разомкнут)	0 (ключ K_0 замкнут)	1	открыты оба	закрыт	открыт

В режиме хранения на адресной шине «нуль» ($A=0$), VT_1 и VT_6 закрыты, ячейка отсоединена от шин $P_{ш1}$ и $P_{ш0}$. При этом на разрядных шинах потенциал равен 0, так как ключи K_1 и K_0 замкнуты. Пусть в режиме «Хранение единицы» VT_3 открыт, а VT_5 – закрыт, т.к. потенциал затвора VT_5 равен потенциалу стока VT_3 (это подтверждение принятого положения). В режиме считывания сначала импульсом заряжаются до уровня «1» разрядные шины $P_{ш1}, P_{ш0}$, затем подается потенциал «1» на адресную шину ($A=1$), транзистор VT_1 открывается и подключает $P_{ш1}$ к точке управления триггером (к стоку транзистора VT_3), при этом открытый транзистор VT_3 подключается к разрядной шине $P_{ш1}$. Заряд, присутствовавший на $P_{ш1}$, создает импульс тока в цепи разрядная шина – общая шина через открытые транзисторы VT_1, VT_3 . Протекание импульса тока является признаком считывания «1» для усилителя считывания, подключенного к разрядным шинам (на схеме не показан).

Режим записи: например, при записи «0» на $P_{ш0}$ устанавливается «0», на $P_{ш1}$ – «1», т.е. ключ K_1 размыкается, ключ K_0 замыкается. Затем подается «1» на шину A , VT_1 и VT_6 открываются и подключают соответствующие электроды (сток VT_6 и затвор VT_3) к потенциалу «0». VT_3 закрывается, напряжение на его стоке увеличивается – открывается VT_5 , при этом закрывается VT_1 (на его электродах напряжения сравниваются). Ячейка приняла положение записанного «0». Смена потенциала «1» адресной шины на нулевой потенциал (установка «0») переводит ячейку в режим «Хранение нуля», так как транзисторы VT_1, VT_6 отключают ячейку от $P_{ш0}$ и $P_{ш1}$.

Запоминающий (статический) элемент ОЗУ на биполярных транзисторах (рис. 22.2, б) также представляет собой триггерную ячейку, собранную на двух многоэмиттерных транзисторах с перекрестными базовыми связями. Различные сочетания управляющих сигналов, подаваемых на шины A_x , A_y , $P_{ш1}$, $P_{ш0}$, позволяют устанавливать режимы записи, хранения и считывания.

22.3. Динамические ОЗУ

В динамических ОЗУ используют ячейки памяти, в которых уровень «1» или «0» отождествляется с наличием или отсутствием заряда конденсатора, образованного структурой транзисторов при обратных смещениях. Так как заряд не может долго храниться, следует периодически производить регенерацию зарядов, что осуществляется специально организованным управлением. По этой причине для таких ОЗУ нужно иметь режимы: хранение, считывание, запись и регенерация. Основное достоинство динамических ОЗУ – более высокая информационная емкость (почти в 4 раза). Недостаток – усложнение управления из-за необходимости регенерации.

Простейший запоминающий элемент динамического ОЗУ может быть построен на одном МОП-транзисторе (рис. 22.3, а). Используется заряд-разряд конденсатора ёмкостью $\leq 0,1\text{pF}$. Величина приращения напряжения оказывается очень малой: $(0,2 - 0,25)\text{В}$. Поэтому это напряжение должно быть хорошо усилено – это влечет усложнение усилителей считывания. При считывании происходит разрушение информации, поэтому ее надо восстанавливать.

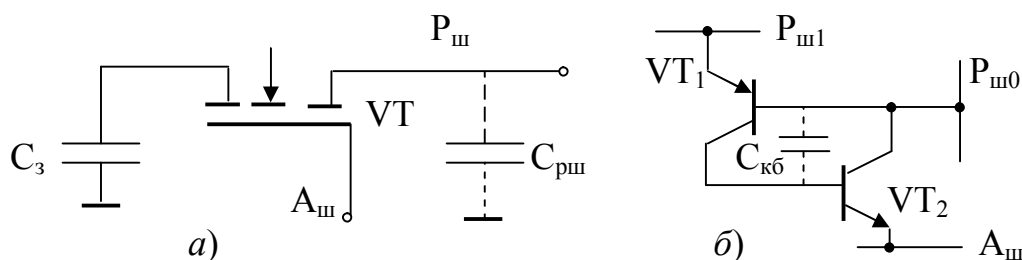


Рис. 22.3. Простейшие ячейки памяти динамических ОЗУ:

а) на МДП – транзисторе; б) на биполярном составном транзисторе

В схеме рис. 22.3, а запоминание «1» или «0» – это наличие или отсутствие заряда на конденсаторе $C_з$. В режиме записи сигнал, поданный на адресную шину $A_{ш}$, разрешает доступ к $C_з$ (транзистор VT открыт), заряд с разрядной шины $P_{ш}$ переходит на $C_з$ (большой заряд считается «1», меньший – «0»). В режиме считывания заряд с $C_з$ пе-

переходит на емкость $C_{pш}$ (которая является паразитной ёмкостью разрядной шины), причем $C_{pш} \gg C_3$ и равна нескольким пФ. Такое построение позволяет получить ОЗУ, обладающее большой информационной емкостью (несколько Мбит), но невысокой надежностью.

Для построения динамических ОЗУ на биполярных транзисторах используется специальная технология, при которой на кристалле формируется запоминающий элемент в виде емкости коллектор – база двоярного транзистора (рис. 22.3, б). Величина ёмкости $C_{кб}$ – около 1 пФ. В период хранения «конденсатор» хранит поданный на него заряд, а в режиме считывания – отдаёт его на разрядную шину.

22.4. Энергонезависимые ОЗУ

Основной недостаток ОЗУ – разрушение информации при снятии напряжения питания. Очевидный (и самый неэффективный) способ преодоления этого недостатка – сочетание ОЗУ и встроенной литиевой батарейки в одном корпусе микросхемы. Более оригинальным выглядит использование «запоминающих конденсаторов», которые способны сохранять электрическую поляризацию после снятия приложенного электрического напряжения (сегнето – электрический эффект). При смене направления вектора напряженности поля в таких конденсаторах меняется направление электрической поляризации кристаллического вещества. Конденсатор при этом имеет два устойчивых состояния и два различных пороговых напряжения перехода из одного состояния в другое и наоборот. Такими свойствами обладают, например, пленки цирконата – титана – свинца (PZT - керамика, $\epsilon = 1200$). Недостаток – ограниченное число циклов перезарядки, (приблизительно 10^{10} циклов). Ячейку памяти с таким конденсатором можно представить так, как показано на рис. 22.4, где $Ш_e$ – шина импульсного возбуждения, $A_{ш}$ – адресная шина, $P_{ш}$ – разрядная шина.

Можно так построить схемы управления, что при снятии питания конденсатор будет поляризоваться таким образом, чтобы его состояние соответствовало состоянию запоминающей ячейки до отключения питания. Время поляризации примерно 10 – 20 нс, что значительно меньше времени разрушения информации в триггере.

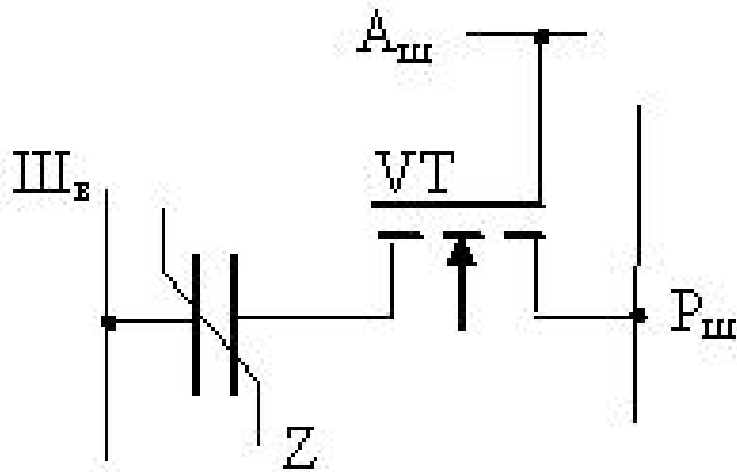


Рис. 22.4. Структурная схема ячейки памяти на основе «запоминающего» конденсатора

Более перспективными являются ЗУ, сочетающие в себе свойства быстродействия, компактности, технологичности, простоты управления при обеспечении энергонезависимости, т.е. неразрушения информации в условиях исчезновения напряжения питания. К таким ЗУ относятся, в частности, ОЗУ, называемые в международной терминологии FRAM, MRAM, PFRAM [43].

FRAM – это ЗУ ферроэлектрического типа, PFRAM – разновидность ЗУ ферроэлектрического типа, в которых используются полимерные ферроэлектрические материалы (тонкие плёнки), обладающие свойством образования диполей в своей структуре. Участки с ориентированными диполями служат запоминающими элементами и в зависимости от направления поляризации хранят биты информации. Следует заметить, что ЗУ типа PFRAM для построения ОЗУ считаются менее перспективными вследствие их относительно небольшого быстродействия [24].

MRAM – это магниторезистивные ЗУ. В них запоминающим элементом является участок магнитного материала, способный сохранять приданное ему состояние намагниченности независимо от наличия или отсутствия питания схемы.

22.5. Основные структуры оперативных запоминающих устройств (ОЗУ)

Микросхемы ОЗУ могут иметь одноразрядную и многоразрядную (словарную) организацию. В структуре одноразрядной организации данные записываются и считываются по одному биту последова-

тельным кодом, что позволяет уменьшить до минимума число вводов и выводов данных.

Структура микросхемы статического ОЗУ с одноразрядной организацией имеет вид, показанный на рис. 22.5.

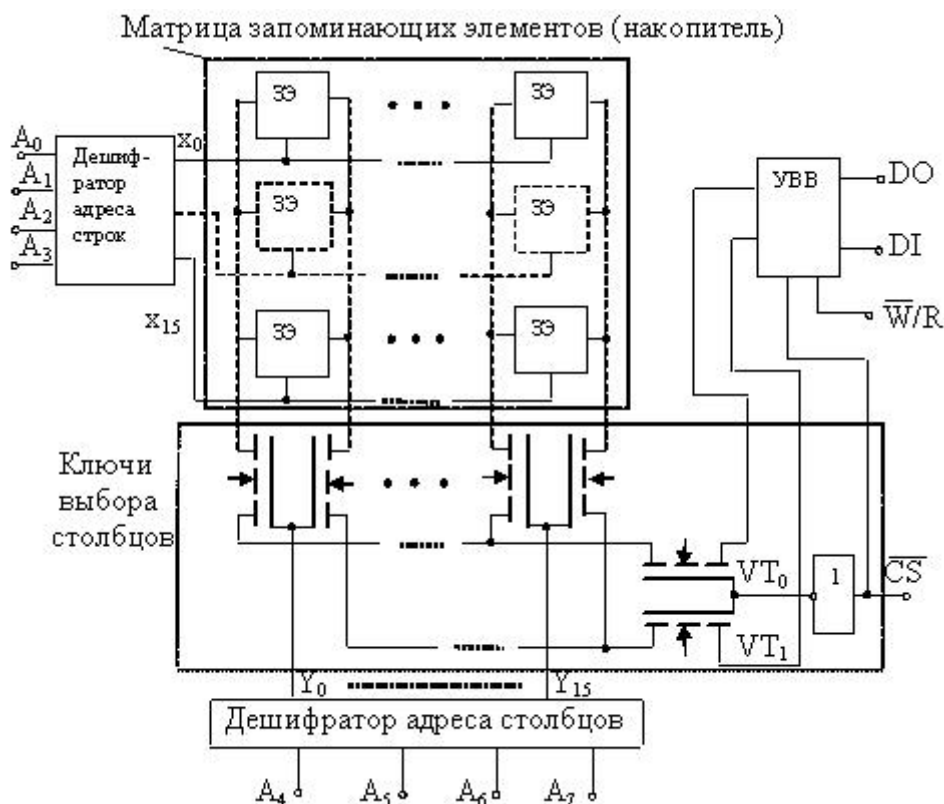


Рис. 22.5. Структурная схема одноразрядного статического ОЗУ

В схеме обозначено: (A_0-A_3) – адресные входы строк накопительной матрицы; (A_4-A_7) – адресные входы столбцов матрицы; DO – выход данных при чтении (считывании); DI – вход данных при записи; W/R – вход сигнала «Запись»/ «Чтение»; CS – выбор микросхемы; $УВВ$ – устройство ввода-вывода.

Запоминающий элемент (ЗЭ) представляет собой, например, триггерную схему, изображенную на рис. 22.2, а, причем в рассматриваемой схеме ключи выбора столбцов исполняют роль коммутаторов разрядных шин, изображенных на рисунке справа и слева возле каждого ЗЭ.

Транзисторы ЗЭ, затворами соединенные с адресной шиной элемента, подключены к шинам возбуждения строк, являющимися выходами дешифратора строк. При возбуждении строки сигналом выборки x_0-x_{15} , снимаемым с выхода дешифратора адреса строк, ключевые транзисторы открываются и подключают входы-выходы триггера к разрядным шинам. При отсутствии сигнала выборки строк ($x=0$) ключевые транзисторы закрыты и триггер изолирован от разрядных

шин. Для сохранения информации требуется источник питания, т.е. ОЗУ – энергозависимое.

Особенность МОП (КМДП)-триггеров заключается в том, что в режиме хранения они потребляют незначительную мощность от источника питания. В режиме обращения, когда переключаются элементы матрицы, дешифраторы и другие функциональные узлы микросхемы, уровень энергопотребления возрастает на 2 – 3 порядка.

Доступ к разрядным шинам столбца со стороны УВВ обеспечивается сигналом $\overline{CS} = 1$, открывающим ключи VT_0, VT_1 . Настройку УВВ на прием сигнала для записи со входа DI осуществляет сигнал $\overline{W/R} = 1$.

В большинстве микросхем памяти УВВ содержит выходной ключевой усилитель – формирователь, способный принимать три состояния на выходе: «0», «1» и третье состояние (высокоомное), имеющее обозначение «Z».

По способу управления различают асинхронные и синхронизируемые (тактируемые) ОЗУ. У асинхронных статических ОЗУ сигналы управления могут быть поданы в виде уровней напряжений, соответственно 0 и 1, у тактируемых – в форме импульса.

Структура микросхемы статического ОЗУ со словарной организацией представлена на рис. 22.6.

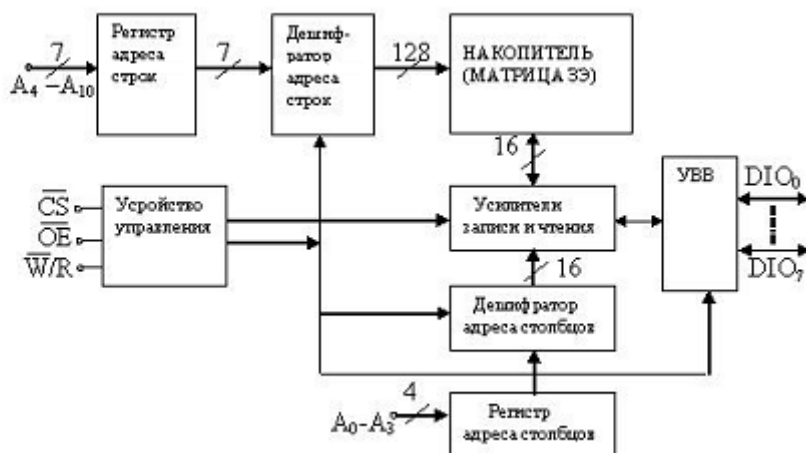


Рис. 22.6. Структурная схема статического ОЗУ со словарной организацией

Сигнал разрешения выхода \overline{OE} позволяет в режиме хранения запрещать вывод информации: при $OE = 1$ входы-выходы $DIO_0 - DIO_7$ принимают третье состояние, информация на выходе отсутствует. В представленной схеме запись и чтение информации производится восьмиразрядными кодовыми словами, что повышает быстродействие устройства. По количеству адресуемых слов и их разрядности

можно определить, что ёмкость рассматриваемого ЗУ составляет 2048 Байт (2 КБ) или 16 Кбит.

Выбор определенного типа ЗУ при проектировании основывается на оценке их классификационных и статических параметров, перечисленных ниже.

Классификационные параметры:

- информационная емкость – число бит;
- число разрядов адреса – число слов адреса;
- число разрядов слова в ЗУ;
- K_p – коэффициент разветвления по выходу (нагрузочная способность);
- число циклов перепрограммирования;
- $P_{номр}$ – мощность потребления в рабочем режиме;
- $P_{нагр}$ – мощность потребления в режиме хранения ;
- время хранения информации (быстродействие).

Статические параметры:

- U_{cc} – напряжение источника питания;
- I_{cc} – ток потребления;
- U_{ccs} – напряжение питания в режиме хранения;
- I_{ccs} – ток питания в режиме хранения;
- U_1 – уровень логической 1;
- U_0 – уровень логического нуля.

22.6. Постоянные запоминающие устройства (ПЗУ)

ПЗУ предназначены для хранения информации, остающейся неизменной в течение длительного времени или всего времени эксплуатации устройства. Такая информация обычно представляет собой либо кодовые преобразования, либо последовательности кодов управления согласно заданному алгоритму, либо константы, которые требуются для определенных вычислений.

В зависимости от технологии записи информации различают три подкласса ПЗУ: *масочные* ПЗУ, *программируемые* (прожигаемые) ПЗУ, *репрограммируемые* ПЗУ. ПЗУ обозначают на схемах аббревиатурой ROM.

В масочные ПЗУ (ROM(M)) информация записывается в процессе изготовления микросхем с помощью шаблона (маски). Прожигаемые ПЗУ – это однократно программируемые ПЗУ (программирование

может делать пользователь). Репрограммируемые ПЗУ – ПЗУ, способные к многократному перепрограммированию.

В масочных ПЗУ используется простой принцип программирования: заготовка микросхемы (кристалл) формируется со всеми соединениями между элементами, а затем ненужные соединения ликвидируются. Элементами связи могут быть диоды, транзисторы, металлические перемычки и т.п. Фрагмент структуры диодного ROM(M) показан на рис. 22.7.

Информация в таких ЗУ представляется в виде наличия или отсутствия соединения между шинами адреса и шинами данных. Используя указанный принцип, разработаем структуру диодного ПЗУ, реализующего произвольную таблицу истинности (табл. 22.2).

Таблица 22.2

Таблица истинности диодного ПЗУ

Вход		Выход								Сигнал
A ₁	A ₀	DO ₀	DO ₁	DO ₂	DO ₃	DO ₄	DO ₅	DO ₆	DO ₇	шины A
0	0	1	0	0	1	1	0	0	1	A _{ши0}
0	1	0	1	0	1	0	0	1	0	A _{ши1}
1	0	1	1	0	0	1	1	0	0	A _{ши2}
1	1	0	0	1	0	0	1	0	1	A _{ши3}

Анализ таблицы показывает, что ЗУ должно содержать 32 бита двоичной информации и иметь восьмиразрядный выход, при этом выходное слово должно появляться на выходе при обращении к ЗУ с помощью двухразрядного слова. На основании анализа строим структурную схему на базе координатной сетки, содержащей 8 столбцов и 4 строки. Используем дешифратор 2-4 для создания адресных шин координатной сетки.

Масочные ПЗУ (рис. 22.7) применяются для хранения информации, имеющей широкий круг потребителей. В частности, масочные ЗУ используют в качестве знакогенераторов кодов для букв различных алфавитов, как таблицы типовых функций и т.п.

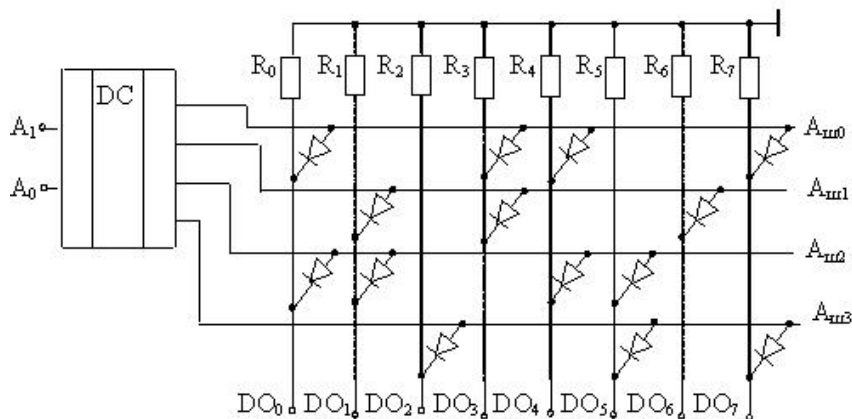


Рис. 22.7. Структурная схема масочного диодного ПЗУ

Другим видом однократно программируемого ЗУ являются ЗУ типа PROM. Микросхемы PROM программируются удалением или созданием специальных перемычек. Принцип программирования похож на таковой для масочных ЗУ. В структурах с плавкими перемычками при программировании лишние перемычки удаляются путем расплавления импульсом тока. Плавкие перемычки (металлические или поликристаллические) включаются в цепи диодов или транзисторов. В исходном состоянии запоминающий элемент хранит логическую единицу. После разрушения перемычки запоминающий элемент будет хранить логический ноль.

Схемы с создаваемыми перемычками в качестве исходных имеют непроводящие соединители в виде двух встречно включенных диодов либо тонкого диэлектрического слоя. При программировании импульсом повышенного напряжения в первом случае пробивается один из диодов, а во втором – диэлектрический слой, после чего в месте пробоя возникает проводящая перемычка. Принцип программирования в ЗУ типа PROM можно пояснить рис. 22.8.

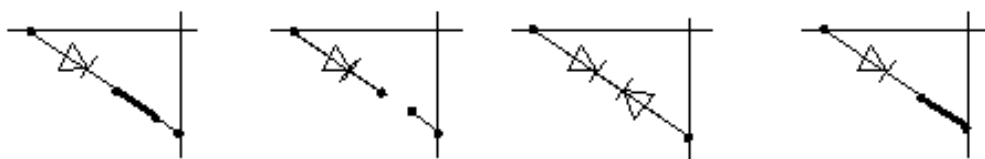


Рис. 22.8. Состояние соединений до и после программирования в структурах с удаляемыми и создаваемыми перемычками

ПЗУ типа ROM(M) и PROM после программирования становятся для потребителя постоянными в буквальном смысле, так как изменить их содержание он не может. Более широкие возможности предоставляют ПЗУ, содержимое которых может изменять сам пользователь с помощью специального оборудования (программаторов). Различают несколько типов таких ПЗУ: EPROM, EEPROM, FLASH,

в которых содержимое может быть изменено путем стирания старой информации и записи новой.

В ЗУ типа EPROM стирание выполняется ультрафиолетовым облучением кристалла в специальных устройствах, поэтому на русском языке такие ПЗУ носят название РПЗУ-УФ. В ЗУ типа EEPROM стирание производится электрическим сигналом, поэтому русское название таких микросхем – РПЗУ-ЭС (репрограммируемое ПЗУ с электрическим стиранием), либо ЭСПЗУ (электрически стираемое программируемое ПЗУ). Запись в EPROM и EEPROM производится электрическим сигналом. Следует заметить, что микросхемы EEPROM позволяют осуществить их программирование, не изымая микросхему из устройства, в котором они используются.

Флэш-память (ЗУ типа FLASH) по основным принципам работы подобна рассмотренным выше ЗУ. Запоминающие элементы памяти FLASH подобны применяемым в EPROM и EEPROM, но ЗУ типа FLASH имеют структурные и технологические особенности, существенно улучшающие общие свойства репрограммируемых ЗУ[43].

В РПЗУ носителем информации (запоминающим элементом) является МОП-транзистор, поэтому используются два вида запоминающих элементов:

- на МОП-транзисторах с плавающим затвором (в РПЗУ-УФ);
- на МНОП (МНДП) - транзисторах (в РПЗУ-ЭС).

В таких ЗУ обеспечивается возможность неоднократной записи и считывания информации. РПЗУ способны к многократному (от 25 до 10000 раз) перепрограммированию без потери работоспособности.

Это достигается применением «управляемых перемычек», функции которых выполняют МНОП-транзисторы и транзисторы n-МОП с плавающим затвором с использованием механизма лавинной инжекции заряда (ЛИЗМОП).

Виды структур элементов памяти РПЗУ – структуры транзисторов типа МНОП (МНДП) и ЛИЗМОП представлены на рис. 22.9.

В рассматриваемых структурах процесс программирования – это занесение заряда под затвор. Для этого, например, в транзисторах типа p-МОП между затвором и подложкой дается импульс напряжения отрицательной полярности с амплитудой 30 – 40 В.

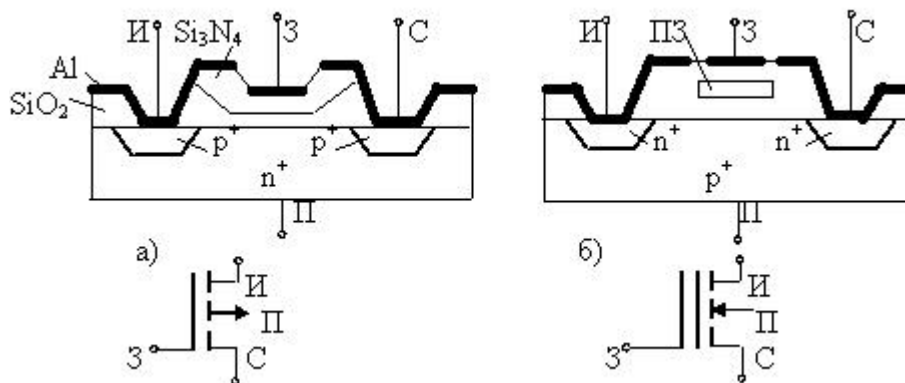


Рис. 22.9. Структура и условные обозначения полевых транзисторов:
 а) типа МНОП; б) с двумя затворами (плавающим и управляющим)

При этом под действием сильного электрического поля электроны преодолевают тонкий слой SiO_2 и скапливаются у границы слоя Si_3N_4 . Накопленный заряд снижает пороговое напряжение открытия транзистора, снижая сопротивление канала между истоком и стоком. Наличие заряда под затвором соответствует состоянию логической «1». Логическому «0» соответствует состояние транзистора без заряда в диэлектрике под затвором. Для того, чтобы этого достигнуть подают на затвор импульс положительной полярности с амплитудой (30 – 40) В. Электроны при этом вытесняются в подложку. Передаточная характеристика смещается в область высоких пороговых напряжений. Таким образом, вытеснение заряда из подзатворного диэлектрика – это *режим стирания*.

Режим программирования и стирания можно осуществить с помощью напряжения одной полярности (отрицательной для p -МНОП, положительной для n -МНОП). В этом случае используется явление лавинной инжекции электронов под затвор, которая происходит, если (для p -МНОП) к истоку и стоку приложить импульс отрицательного напряжения (30 – 40)В, а затвор и подложку соединить с корпусом. В результате электрического пробоя переходов исток-подложка и сток-подложка происходит лавинное размножение электронов и инжекция некоторых из них, обладающих достаточной энергией, на границу между слоями диэлектрика. В результате происходит «запись единицы», т.е. снижение порогового напряжения открытия транзистора. Для стирания достаточно подать импульс отрицательного напряжения на затвор. При этом электроны вытесняются в подложку, что вызывает увеличение модуля порогового напряжения открытия транзистора (возникает состояние логического «0»).

В *режиме считывания* на затвор подают напряжение, значение которого лежит между двумя пороговыми уровнями. Если в запоми-

нающий элемент была записана логическая «1», транзистор откроется, если логический «0» – нет.

Вариант элемента памяти (ЭП) по структуре ЛИЗМОП с двойным затвором (рис. 22.9, б) представляет собой *n*-МОП-транзистор, у которого в подзатворной области диэлектрика SiO₂ сформирована область из металла или поликристаллического кремния – «плавающий» затвор (ПЗ).

В режиме «Программирование» на управляющий затвор, исток и сток подают напряжение (21 – 25) В положительной полярности. В обратно смещенных *p* – *n*-переходах возникает процесс лавинного размножения носителей заряда и часть электронов инжектируется в ПЗ. В результате накопления на ПЗ отрицательного заряда передаточная характеристика транзистора смещается в область высокого порогового напряжения (пороговое напряжение открытия транзистора увеличивается), что соответствует записи логического «0».

В режиме «Стирание» происходит вытеснение заряда из области ПЗ: в РПЗУ-ЭС – электрическим сигналом, в РПЗУ-УФ – с помощью облучения ультрафиолетовыми лучами. В первом случае импульсом положительного напряжения, подаваемым на управляющий затвор, снимают заряд электронов с ПЗ, восстанавливая низкий уровень порогового напряжения, что соответствует состоянию логической «1». В структурах РПЗУ-УФ при облучении электроны рассасываются с ПЗ в подложку вследствие усиления теплового движения за счет энергии, полученной от источника УФ излучения. Режим «Считывание» осуществляется также, как в ЭП на МНОП-структурах.

Режим «Хранение» обеспечивается отсутствием напряжений на электродах ЭП для того, чтобы исключить рассасывание заряда, имеющегося в диэлектрической среде. Время сохранения заряда для некоторых схем составляет несколько тысяч часов, для других – годы. Например, микросхема РПЗУ-УФ типа К573РФ6 имеет гарантийный срок хранения информации без питания 5 лет.

22.7. Структурная схема РПЗУ-ЭС (EPROM)

В РПЗУ-ЭС обеспечиваются четыре режима работы: *хранение, считывание, стирание, запись (программирование)*. Для выполнения этих режимов РПЗУ содержит все элементы, необходимые для работы микросхемы в качестве ПЗУ: матрицу элементов памяти (ЭП),

дешифраторы кода адреса строк и столбцов, устройство ввода-вывода (УВВ), устройство управления. Кроме этих узлов в схеме имеются функциональные узлы, обеспечивающие работу схемы в режимах стирания и программирования (записи): селектор (блок ключей выбора столбцов), коммутатор режимов и формирователи импульсов напряжения требуемой амплитуды и длительности из напряжения программирования U_{PR} (рис. 22.10). Сигналы управления имеют следующее назначение:

- \overline{PR} – разрешение режима записи (программирования);
- \overline{RD} – разрешение чтения (считывания);
- \overline{ER} – разрешение стирания;
- \overline{CS} – выбор микросхемы.

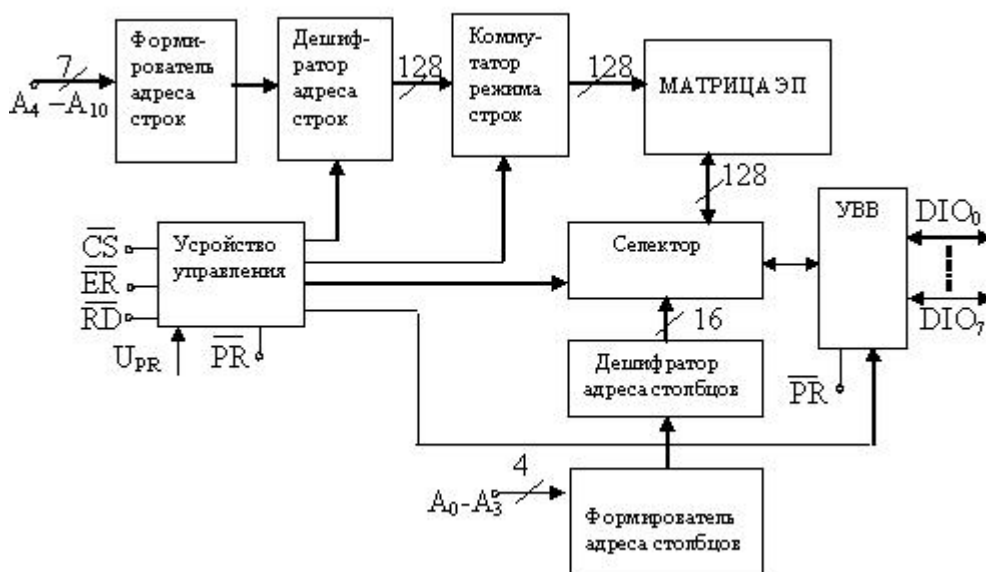


Рис. 22.10. Структурная схема репрограммируемого ПЗУ с электрической записью и стиранием (EEPROM) (микросхема КР1601РРЗ)

Селектор выбирает из 128 разрядного кода на своем входе 8 разрядов, выдаваемых на выход через УВВ. Селектором управляют 4 младшие разряда адресного кода, которые после дешифрации обеспечивают выборку одного 8-разрядного слова из 16 слов, содержащихся в выбранной строке.

Многие микросхемы группы ЭС допускают адресное стирание (избирательное построчное стирание по адресу).

При эксплуатации микросхем РПЗУ необходимо обеспечить требуемый порядок включения и выключения напряжений питания и программирования. Например, для микросхемы КР1601РРЗ в режиме программирования при включении вначале подают + 5В, затем

- 12В и последним – напряжение программирования. При выключении последовательность меняется на противоположную.

22.8. Постоянные запоминающие устройства типа РПЗУ-УФ

РПЗУ-УФ имеют устройство и режимы работы похожие на рассмотренные выше, однако процесс стирания существенно отличается.

Для стирания микросхему нужно извлечь из контактного устройства, замкнуть все выводы полоской фольги и поместить под источник излучения, обеспечив охлаждение корпуса. Источники ультрафиолетового излучения – ртутные лампы и лампы с парами ртути в кварцевых баллонах: РДТ-220, ДРТ-375, ДБ-8, ДБ-60 и др. Время стирания 30 – 60 минут. Расстояние от корпуса до баллона лампы должно быть 2,5 см. Необходимо обеспечить чистоту стекла корпуса микросхемы, иначе стирание может быть неполным. Режимы работы обеспечиваются сигналами управления подобными рассмотренным, однако у некоторых микросхем есть режим контроля записи, который реализуется вслед за программированием.

Группа м/схем РПЗУ-УФ в отечественной комплектации была представлена серией К573РФ [33].

Наиболее сложную структуру имеет микросхема К573РФ3 с организацией (4к X16). Она имеет встроенные интерфейсные средства для обеспечения режима обмена со стандартной магистралью. Кроме того, у нее есть встроенное программируемое адресное устройство, которое позволяет без дополнительных средств объединять до 8-ми микросхем в блок ПЗУ.

22.9. Условные обозначения микросхем и сигналов управления запоминающими устройствами (примеры УГО ЗУ)

1. Микросхемы оперативных запоминающих устройств (ОЗУ) (рис. 22.11).

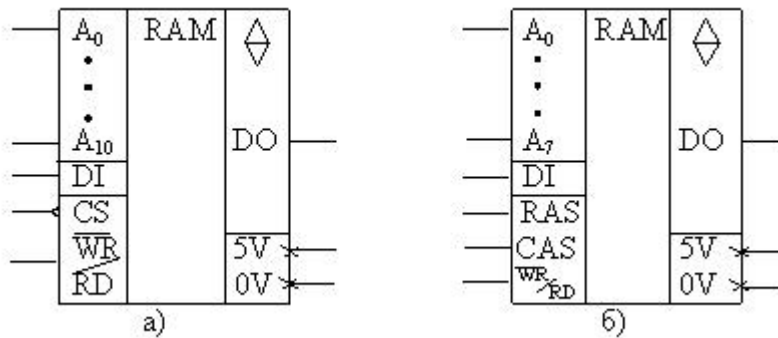


Рис. 22.11. Условные обозначения статического (а) и динамического (б) ОЗУ

2. Микросхемы постоянных запоминающих устройств (ПЗУ) (рис. 22.12)

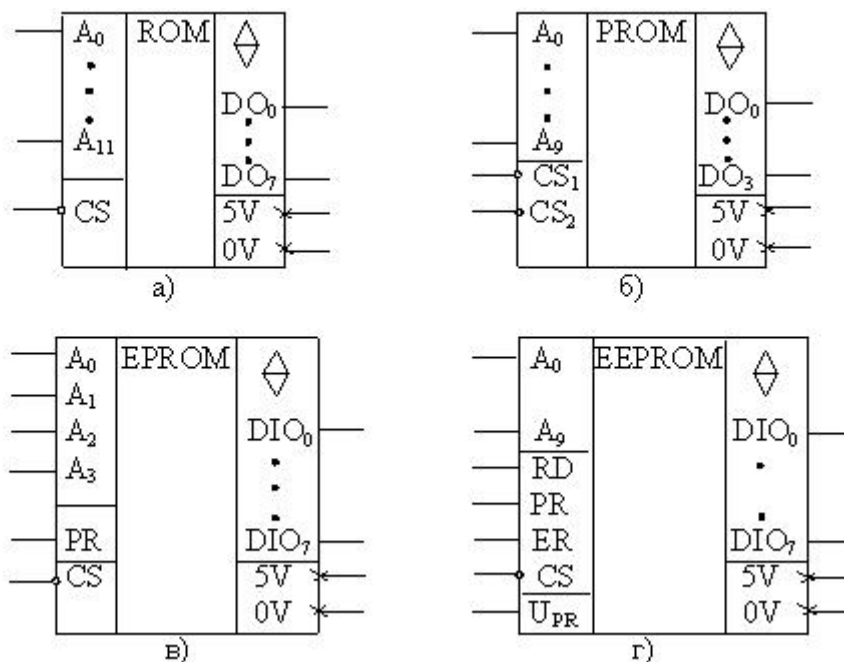


Рис. 22.12. Условные обозначения постоянных запоминающих устройств:
 а) масочное ПЗУ; б) «прожигаемое» ПЗУ;
 в) репрограммируемое ПЗУ со стиранием ультрафиолетовым излучением; г) ПЗУ с электрическим стиранием

На рис. 22.12 изображены ЗУ со знаком \diamond на выходе микросхем. Этот знак показывает, что выходные цепи ЗУ выполнены по схеме с третьим состоянием, т.е. на выходе информация появится только тогда, когда на входе CS будет установлен *активный уровень* сигнала. На выходе микросхемы могут быть изображены другие значки, указывающие тип выхода ЗУ:

- \diamond – выходные цепи имеют открытый коллектор;
- ∇ – выходные цепи имеют открытый эмиттер.

Обозначения сигналов и выводов микросхем ЗУ имеют следующий смысл:

A_0-A_n – обозначение адресных входов, номер соответствует разряду двоичного кода в адресном кодовом слове;

DI, DO – обозначение выводов входа и выхода данных;

$DIO_0 - DIO_n$ – обозначение выводов, которые могут быть либо входами, либо выходами данных, номер соответствует разряду двоичного кода в выходном кодовом слове;

\overline{CS} – выбор микросхемы;

$\overline{WR/RD}$ – сигнал запись/считывание;

RAS – строб адреса строк;

CAS – строб адреса столбцов;

PR – сигнал программирования;

U_{PR} – напряжение программирования;

RD – сигнал считывания (чтения);

ER – сигнал стирания.

22.10. Флэш-память

Флэш-память (Flash-Memory) по принципам работы и типу запоминающих элементов подобна ЗУ типа EEPROM с программированием МОП-транзисторов с плавающим затвором. В схемах Flash данные стираются электрическими сигналами. За счет упрощения структуры и процедур стирания в схемах Flash достигается высокий уровень интеграции и быстродействия. Запоминание данных осуществляется с помощью зарядов и разрядов плавающих затворов матрицы МОП-транзисторов. Заряд производится с помощью лавинной инжекции электронов в область плавающего затвора, а при стирании используется туннелирование электронов через тонкий слой диэлектрика. При этом в качестве запоминающего элемента используются модифицированные МОП-транзисторы, например, МОП-транзисторы с многоуровневым хранением заряда, либо МОП-транзисторы с зеркальным битом [43].

Технологически проще выполняется структура МОП-транзистора с *зеркальным битом*. Основной структуры флэш-памяти является матрица запоминающих элементов из МОП-транзисторов на основе ячеек ИЛИ-НЕ либо И-НЕ (рис. 22.13).

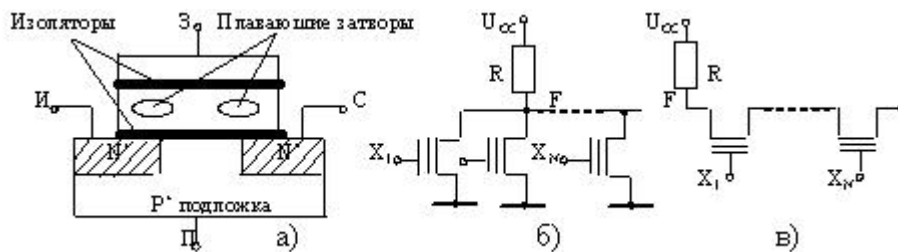


Рис. 22.13. Структура запоминающего элемента с зеркальным битом (а) и схемы ячеек ИЛИ-НЕ (б), И-НЕ (в)

В запоминающем элементе с зеркальным битом области истока и стока идентичны, а запоминающая область выполнена так, что группы электронов (плавающие затворы) могут длительно храниться независимо друг от друга.

Структура микросхем Flash-памяти содержит матрицу ячеек логических элементов, построенных на запоминающих МНОП-транзисторах (см. рис. 22.13, б, в). Считается, что ячейки И-НЕ обеспечивают большую компактность, но имеют меньшее быстродействие по сравнению с ячейками ИЛИ-НЕ. Ячейки ИЛИ-НЕ обеспечивают более быстрый доступ к словам при произвольной выборке.

Структура матрицы накопителя Flash-памяти представлена на рис. 22.14.

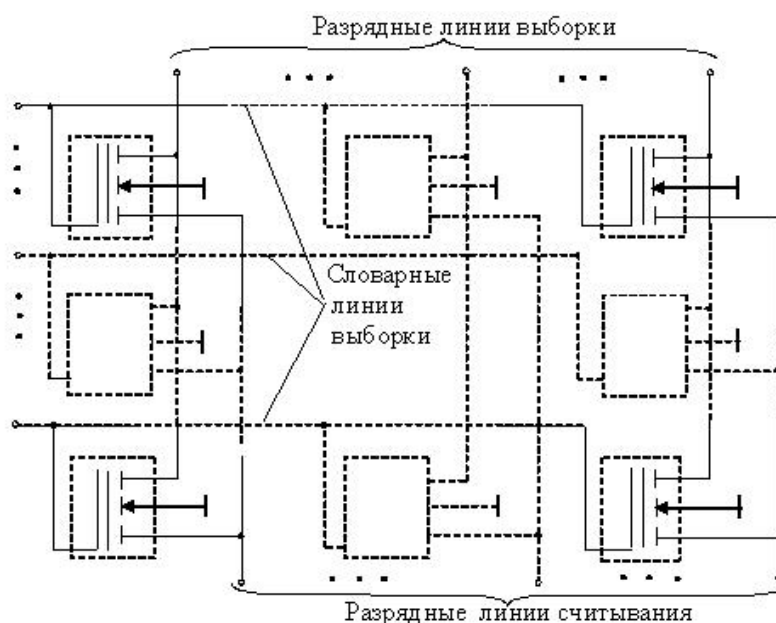


Рис. 22.14. Структура матрицы накопителя Flash-памяти на основе ячеек ИЛИ-НЕ

В накопителе каждый столбец матрицы представляет собой совокупность параллельно соединенных МНОП-транзисторов. На словарные линии выборки (строки) в процессе выборки подают уровень напряжения, при котором транзисторы могут открыться (высокий логический уровень). Транзисторы невыбранных строк будут заперты.

В выбранной строке откроются те транзисторы, в плавающих затворах которых отсутствует заряд электронов. Открывшиеся транзисторы передадут высокий логический уровень напряжения на разрядные линии считывания.

Управление микросхемами Flash-памяти имеет более сложный характер по сравнению с традиционным способом управления схемами памяти с помощью адресных и управляющих сигналов. Flash-память имеет управление словами – командами, предварительно записанными в специальный внутренний командный регистр. Слова-команды имеют в своём составе команды, обеспечивающие подготовку и выполнение операций стирания, программирования и проверки, чтения и сброса.

Команда сброса является средством устранения действия команд стирания/программирования, что повышает надежность хранения информации.

Флэш-память имеет две разновидности, обусловленные двумя основными направлениями использования. Первое – хранение не очень часто изменяемых данных. Второе направление – замена памяти на жёстких магнитных дисках. Микросхемы первого направления имеют блочную несимметричную структуру. В составе этих микросхем имеется так называемый загрузочный блок (Boot-блок), в котором информация надежно защищена аппаратными средствами от случайного стирания.

В Boot-блоке хранятся программы инициализации системы, позволяющие ввести её в работу после подачи питания. Микросхемы второго направления имеют блочную симметричную структуру с идентичными блоками и более развитые средства перезаписи информации. Такую Flash-память называют файловой. Она служит основным средством замены традиционного сочетания жёсткий диск плюс динамическое ОЗУ на Flash-память плюс статическое ОЗУ, что особенно эффективно в портативных компьютерах.

Пример условного обозначения (внешняя организация) файловой Flash-памяти показан на рис. 22.15 [43].

Обозначения выводов и сигналов имеют следующий смысл: A_0 – младший бит адреса, A_{n-1} – старший бит адреса, n – число разрядов адреса; DQ_0 – младший бит выходных данных; DQ_{m-1} – старший бит выходных данных на двунаправленной шине данных.

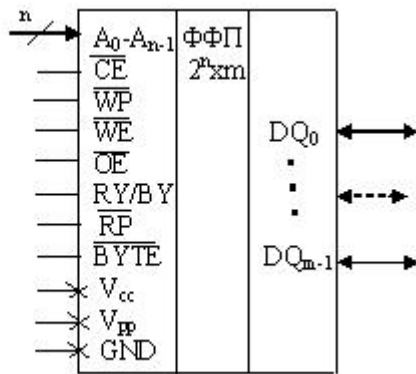


Рис. 22.15. Пример условного обозначения микросхемы файловой флэш-памяти

Сигнал \overline{CE} – разрешение (выбор) кристалла; \overline{OE} – перевод (установка) выхода в третье состояние; сигнал \overline{WE} управляет доступом к внутреннему автомату управления процессами стирания/записи; сигнал \overline{WP} – разрешение защиты записи в блоках (каждый блок имеет бит запрещения записи); сигнал $\overline{RY/BY}$ – индицирует состояние внутреннего автомата записи; сигнал \overline{RP} – установка режима малой мощности потребления; сигнал \overline{BYTE} вводит схему либо в байтовый, либо в словарный режим.

Микросхемы файловой флэш-памяти в настоящее время имеют информационную ёмкость несколько Гбит при байтовой разрядности 8/16 бит и напряжении питания от 5 В до 1,8 В.

ЧАСТЬ 5. ЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ

ФОРМИРОВАНИЯ, ОБРАБОТКИ

И ОТОБРАЖЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ

23. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЦИФРА-АНАЛОГ И АНАЛОГ-ЦИФРА

23.1. Цифро-аналоговые преобразователи (ЦАП)

ЦАП – это функциональный узел, предназначенный для образования напряжения или тока, функционально связанного с управляющим кодом. В ЦАП происходит преобразование входного цифрового кода в аналоговый выходной сигнал. Предположим, что нужно преобразовать двоичный сигнал с выхода процессора в выходное напряжение, изменяющееся в каких-то пределах, например 0-1,5 В. Составим таблицу истинности некоторого устройства (табл. 23.1) [41].

Таблица 23.1

Кодирование выходного напряжения

№ строки	Код				Аналоговый выход, В
	x_8	x_4	x_2	x_1	
1	0	0	0	0	0
2	0	0	0	1	0,1 (ΔU)
3	0	0	1	0	0,2
4	0	0	1	1	0,3
5	0	1	0	0	0,4
6	0	1	0	1	0,5
7	0	1	1	0	0,6
8	0	1	1	1	0,7
9	1	0	0	0	0,8
10	1	0	0	1	0,9
11	1	0	1	0	1,0
12	1	0	1	1	1,1
13	1	1	0	0	1,2

14	1	1	0	1	1,3
15	1	1	1	0	1,4
16	1	1	1	1	1,5

Можно заметить, что в каждой строке изменение веса единицы сопровождается ростом напряжения, причем увеличение на 1 должно приводить к увеличению выходного напряжения на $\Delta U = 0,1$ В.

Рассмотрим простейшую схему (рис. 23.1), реализующую алгоритм изменения напряжения (см. табл. 23.1).

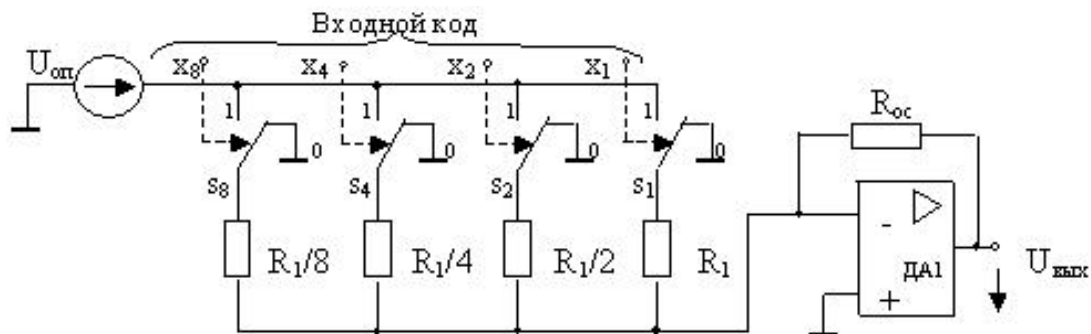


Рис. 23.1. Структурная схема простейшего четырехразрядного ЦАП

На схеме $U_{\text{оп}}$ – опорное напряжение; s_1, s_2, s_4, s_8 – ключи, управляемые сигналами x_i , обозначение которых соответствует весу единичного разряда двоичного кода; $R_{\text{ос}}$ – резистор цепи обратной связи операционного усилителя ОА1. В положении «1» (включено) ключи соединяют резисторы с шиной $U_{\text{оп}}$. В положении «0» ключи соединяют резисторы с нулевой шиной схемы.

Если замкнут ключ первого разряда ($x_1 = 1$), то $U_{\text{вых}} = -\frac{U_{\text{оп}} R_{\text{ос}}}{R_1} = -0,1\text{В}$. Пусть $R_{\text{ос}} = 10$ кОм, тогда, если $U_{\text{оп}} = 1,5$ В,

то $R_1 = \frac{U_{\text{оп}} R_{\text{ос}}}{|0,1|} = 150\text{кОм}$.

Аналогично $\frac{R_1}{2} = 75\text{кОм}$; $\frac{R_1}{4} = 37,5\text{кОм}$; $\frac{R_1}{8} = 18,75\text{кОм}$.

Если замкнуты ключи первого и второго разрядов ($x_1 = 1, x_2 = 1$), то

$$U_{\text{вых}} = -\frac{U_{\text{вх}} R_{\text{ос}}}{R_1} \cdot \frac{R_1}{2\left(R_1 + \frac{R_1}{2}\right)} = -0,3\text{В}.$$

Таким образом, возрастание выходного напряжения обеспечивается за счет увеличения коэффициента передачи напряжения ОУ при подключении резисторов с двоичновзвешенными значениями сопротивлений, причем
$$U_{\text{вых}} = -\frac{U_{\text{оп}} R_{\text{ос}} (8x_8 + 4x_4 + 2x_2 + x_1)}{R_1}$$
, где x_1, x_2, x_4, x_8

могут принимать лишь два значения (1 или 0) в зависимости от состояния ключа: «замкнут» – $x_i = 1$, «разомкнут» – $x_i = 0$, ($i = 1, 2, 4, 8$).

В качестве входного (опорного) можно использовать любое напряжение, не превышающее напряжение питания ОУ (обычно $U_{\text{оп}} = \pm 10,24$ В или $\pm 5,12$ В). Можно увеличить число двоичных разрядов, добавив ключи. Схему трудно выполнить высокоточной, так как приходится использовать резисторы с широким диапазоном изменения сопротивлений. Второй подход основан на использовании резистивной матрицы типа $R-2R$. Задание весовых коэффициентов ступеней преобразования в этом случае осуществляют посредством последовательного деления напряжения с помощью матрицы, составленной из резисторов, имеющих лишь два значения сопротивлений.

Способ построения ЦАП такого типа поясняется схемой (рис. 23.2).

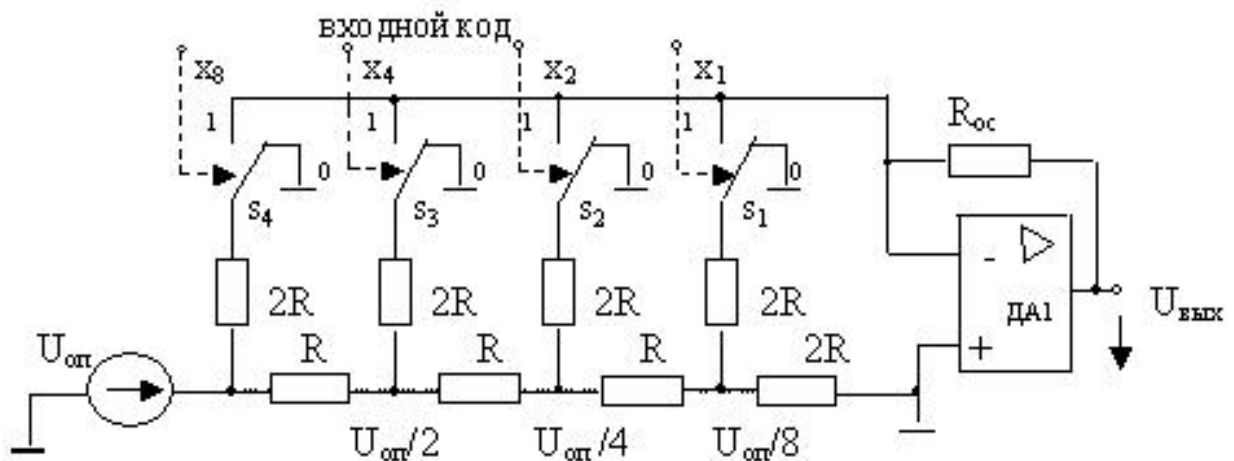


Рис. 23.2. Структурная схема четырехразрядного ЦАП с резистивной матрицей $R-2R$

Основное достоинство резистивной матрицы $R - 2R$ состоит в том, что при нагрузке ее на резистор с сопротивлением $2R$ образуется делитель напряжения с величинами узловых напряжений, отличающимися в два раза друг от друга (см. рис. 23.2). Кроме того, в исходном положении ($x_8 = 0, x_4 = 0, x_2 = 0, x_1 = 0$), когда ключи разомкнуты,

входное сопротивление матрицы $R - 2R$ составляет величину R и оно изменяется незначительно при коммутации ключей. Это благоприятно сказывается на работе источника опорного напряжения. Можно доказать, что для 4-разрядного ЦАП с резистивной матрицей $R - 2R$

$$U_{\text{ВЫХ}} = -\frac{U_{\text{оп}} R_{\text{ос}} (8x_8 + 4x_4 + 2x_2 + x_1)}{16R},$$

где коэффициенты x_i принимают значения 0 или 1 в зависимости от положения ключей.

Цифро-аналоговые преобразователи с МОП-ключами

В качестве ключей в ЦАП используются МОП-ключи, так как они имеют малые сопротивления (во включенном состоянии) и не требуют напряжения смещения. Для ЦАП на МОП-ключах целесообразно использовать резистивную матрицу $R - 2R$ (рис. 23.3).

Роль ключей исполняют МОП-транзисторы VT_1 и VT_2 , управляемые противофазно сигналом z_0 , подаваемым на вход инвертора $DD1$ и на затвор транзистора VT_1 . Если сигнал $z_0 = 1$, то VT_1 открывается, VT_2 закрывается, на вход операционного усилителя $DA1$ поступает ток I_1 , который суммируется с токами I_Σ других (старших) разрядов.

Если на вход инвертора подать сигнал $z_0 = 0$, то VT_1 закрывается, но потенциал его стока будет равен нулю, так как открывается VT_2 , ток $I_1 = 0$.

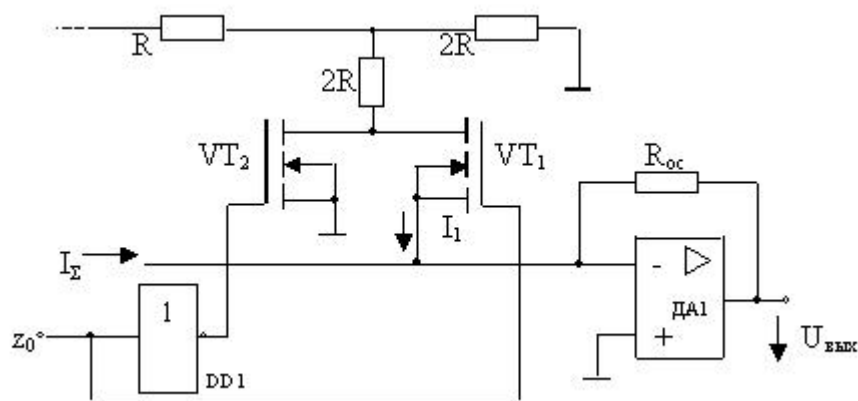


Рис. 23.3. Структурная схема окончательного разряда ЦАП с ключами на n -канальных МОП-транзисторах

Таким образом, суммирование разрядных токов и подключение к нулевой шине в данной схеме осуществляется с помощью двух нормально закрытых n -канальных полевых транзисторов, управляемых через инвертор. Для такого вида ЦАП $U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{оп}} Z$, где Z – циф-

ровой эквивалент управляющего кода, поэтому такой ЦАП называется умножающим.

Цифро-аналоговые преобразователи с биполярными транзисторными ключами

Наряду с ключами на МОП-транзисторах в схемах ЦАП широко используются биполярные транзисторные ключи, как более быстродействующие. Следует отметить, что в реальных ЦАП по технологическим соображениям используются как схемы с двоичновзвешенными резисторами, так и с резистивной матрицей $R - 2R$, причем оба способа могут быть использованы в одной микросхеме одновременно. Примером такого подхода может служить ЦАП отечественного изготовления К594ПА1 [12]. Его упрощенная структурная схема показана на рис. 23.4.

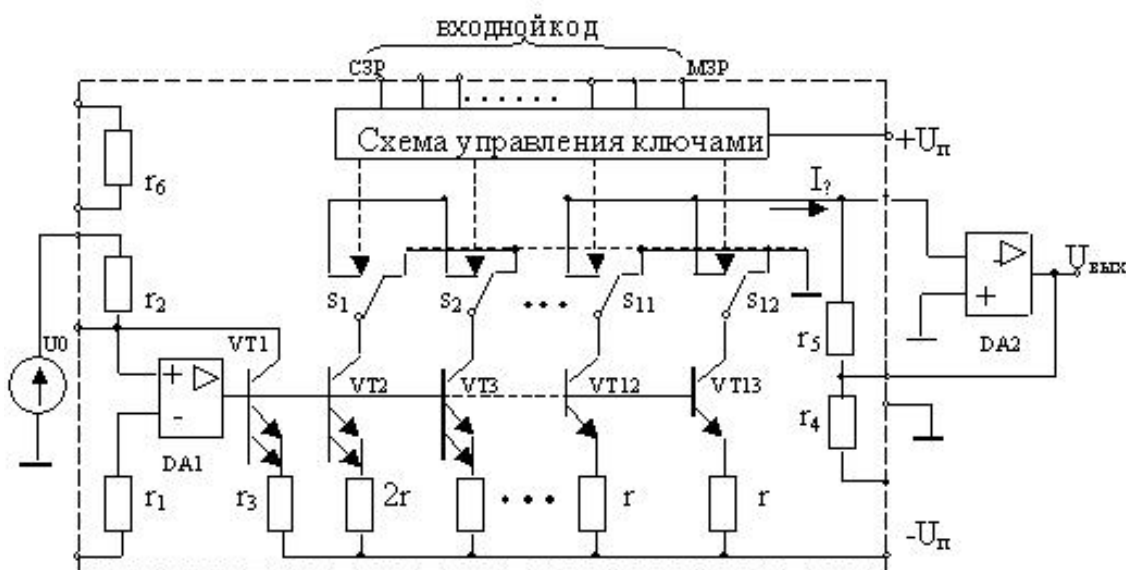


Рис. 23.4. Упрощенная 12-разрядная схема цифро-аналогового преобразователя К594ПА1

Устроен такой ЦАП следующим образом.

Встроенный операционный усилитель $DA1$, транзистор $VT1$, резисторы r_1, r_2, r_3 и внешний источник опорного напряжения U_0 образуют источник тока, формирующий двоичновзвешенные токи на резисторах с двоичновзвешенными значениями сопротивлений. Эти резисторы включены в эмиттерные цепи транзисторов $VT2-VT9$. Транзисторы $VT10-VT13$ создают токи в резисторах матрицы $R - 2R$. Двоичновзвешенные резисторы использованы в старших восьми разрядах, а матрица $R-2R$ – в четырех младших.

Ключи s_1-s_{13} выполнены на биполярных транзисторах и управляются входным кодом, они подключают к шине суммирования токов

коллекторы тех транзисторов ($VT2-VT13$), которым соответствуют ненулевые значения разрядов управляющего кода.

На схеме (см. рис. 23.4) разряды входного (управляющего) кода обозначены следующим образом: $C3P$ – старший значащий разряд, $M3P$ – младший значащий разряд. Выходной ток I_{Σ} преобразуется в напряжение $U_{\text{ВЫХ}}$ с помощью внешнего операционного усилителя $DA2$. Для цифро-аналогового преобразователя К594ПА1 при величине напряжения внешнего источника опорного напряжения $U_{\text{оп}} = 10 \text{ В}$ максимальная величина выходного тока будет 2 мА ($I_{\Sigma} = 2 \text{ мА}$). Значения сопротивлений встроенных резисторов обратной связи для внешнего операционного усилителя $DA2$ r_4, r_5 подобраны так, чтобы выходное напряжение при максимальном значении управляющего кода не превышало 10 В ($r_4 = r_5 = 5 \text{ кОм}$). Если требуется получить знакопеременное выходное напряжение [12], изменяющееся в пределах $\pm 10 \text{ В}$, то в цепь обратной связи внешнего выходного операционного усилителя $DA2$ включаются последовательно соединенные резисторы r_4, r_5 , а на инвертирующий вход усилителя $DA2$ с помощью внешних соединений дополнительно подается опорное напряжение U_0 через резистор $r_6 = 10 \text{ кОм}$. В этом случае нулевому значению входного кода будет соответствовать выходное напряжение $U_{\text{ВЫХ}} = -10 \text{ В}$, а максимальному значению кода – $U_{\text{ВЫХ}} = +10 \text{ В}$.

Основные параметры ЦАП

1. Число разрядов управляющего кода.
2. Номинальный выходной ток $I_{\text{ВЫХ}}$.
3. Значения напряжений питания и опорного напряжения.
4. Время установления выходного сигнала после изменения управляющего кода $t_{\text{уст}}$.
5. Погрешность полной шкалы $\delta_{\text{п.ш.}}$.
6. Погрешность линейности $\delta_{\text{л.}}$.
7. Дифференциальная нелинейность $\delta_{\text{дн.}}$.

Графики, поясняющие характер погрешностей ЦАП, показаны на рис. 23.5.

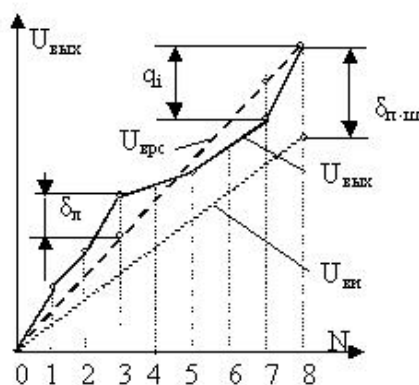


Рис. 23.5. Графики, поясняющие характер погрешностей ЦАП

На рис. 23.5 обозначено: N – числа, условно характеризующие входной код; q_i – текущая разность единичного приращения (кванта) выходного напряжения; $U_{\text{вых}}$ – график реального выходного напряжения; $U_{\text{врс}}$ – график среднего значения реального выходного напряжения; $U_{\text{ви}}$ – график идеального выходного напряжения.

Определение погрешности полной шкалы $\delta_{\text{п.ш.}}$ ясно из графиков – это разность $(U_{\text{вых}} - U_{\text{ви}})$ при максимальном значении входного кода.

Наибольшее отклонение кривой $U_{\text{вых}}$ от линии $U_{\text{врс}}$ характеризует погрешность линейности $\delta_{\text{л.}}$

Дифференциальная нелинейность – это наибольшая по модулю разность кванта выходного напряжения q_i и среднего значения этой разности: $\delta_{\text{дн}} = \max |q_i - q_{\text{ср}}|$.

Параметры некоторых ЦАП и сведения о их структуре приведены в [12]. Например, для ЦАП типа К594ПА1 число разрядов управляющего кода 12; $U_0 = (9-11)$ В; $t_{\text{уст}} = 3,5$ мкс; $I_{\text{вых}} = 2$ мА; Напряжения питания: +5, ±15 В. $\delta_{\text{дн}}$ – не более одного кванта, $\delta_{\text{пш}}$ может достигать ±30 квантов; токи потребления по цепи питания +15В – 25 мА, по цепи -15В – 35 мА.

ЦАП используются в умножителях, делителях (умножение аналогового входного напряжения $U_{\text{оп}}$ на заданное число, деление на заданное число), для преобразования чисел со знаком в двоичный дополнительный код, как генератор функций (например, синусоидальных), как составная часть аналого-цифровых преобразователей (АЦП) [12].

23.2. Основные принципы построения аналого-цифровых преобразователей (АЦП)

Задача АЦП состоит в преобразовании входного электрического сигнала (напряжения, тока) в пропорциональное ему число, выраженное цифровым кодом. Можно выделить три основных метода преобразования, определяющих принцип действия и структурную схему АЦП:

- параллельный,
- метод поразрядного взвешивания (весовой),
- метод последовательного счета (числовой).

1. *Параллельный метод:* входное напряжение одновременно сравнивают с рядом опорных напряжений и с помощью компараторов

точно определяют между какими уровнями располагается величина этого напряжения. При этом результат получают в один шаг. Недостаток – для достижения высокой точности нужно иметь большое количество компараторов (компаратор – это электронное устройство для сравнения двух электрических величин или чисел). АЦП, использующий параллельный метод, называют параллельным. Такие АЦП обладают наибольшим быстродействием.

2. При использовании метода *поразрядного взвешивания* (весовом методе) результат не может быть получен в один шаг, так как на каждом шаге определяется лишь один разряд двоичного числа. Сначала устанавливают, превышает ли входное напряжение опорное напряжение старшего разряда. Если оно выше, то старшему разряду присваивают значение «1», и из входного напряжения вычитается опорное. Остаток сравнивают с опорным напряжением соседнего младшего разряда и т.д. Очевидно, что для получения результата необходимо сделать столько шагов сравнения, сколько разрядов в коде числа и сколько ступеней опорного напряжения используется. АЦП, использующие весовой метод, называют АЦП последовательного приближения или поразрядного уравнивания.

3. Простейший метод *последовательного счета – числовой*. В этом случае подсчитывается число суммирований опорного напряжения младшего разряда, необходимое для получения напряжения, равного входному напряжению. При этом для получения результата требуется столько шагов, сколько разрядов имеет выходной двоичный код.

АЦП, использующие метод последовательного счета, называют последовательными.

Структурные схемы АЦП

1. Параллельный АЦП. Структурная схема АЦП определяется методом преобразования входного напряжения в двоичный код. Исходя из этого, в качестве примера синтезируем структурную схему параллельного АЦП, преобразующего входное напряжение $U_{вх}$ в трехразрядный двоичный код. Наибольшее число, соответствующее трехразрядному коду – 7. Следовательно, синтезируемая схема может иметь семь ступеней опорного напряжения, для сравнения которых с входным напряжением потребуется семь компараторов.

Кроме этого, для превращения совокупности результатов сравнения на выходах компараторов (семиразрядный код) в искомый код,

потребуется преобразователь кода и промежуточный семиразрядный регистр, необходимые для правильной выдачи результата на выход АЦП.

Синтезированная с учетом представленных выше соображений структурная схема показана на рис. 23.6. Семь ступеней опорного напряжения образуются с помощью резисторного делителя, причем расчетное значение «кванта» напряжения составит величину

$$U_L = \frac{U_{оп}}{7}.$$

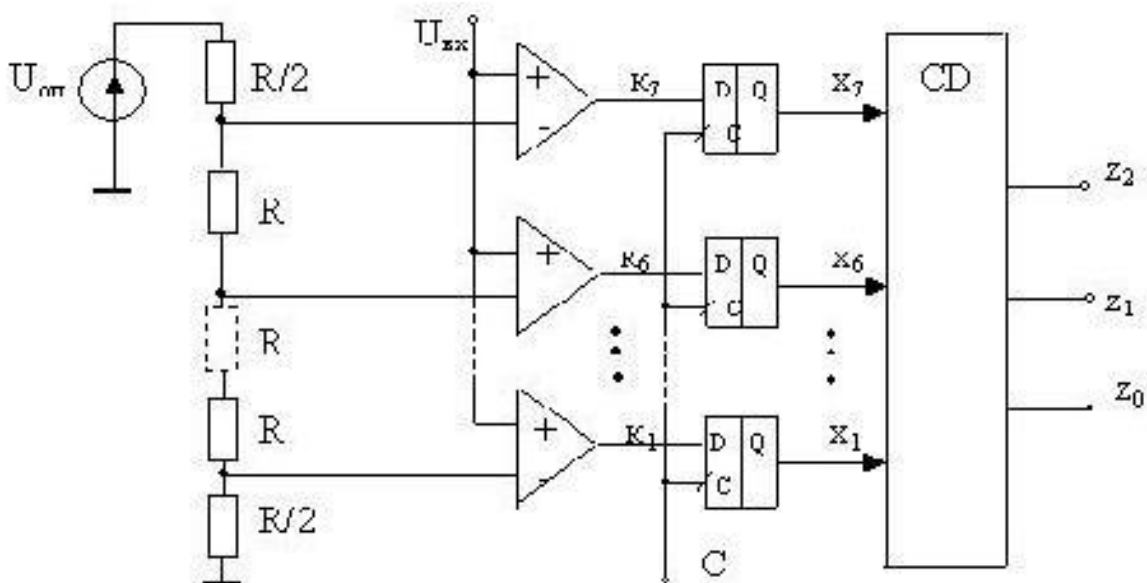


Рис. 23.6. Структурная схема трехразрядного параллельного АЦП

Построим таблицу состояний (табл. 23.2) рассматриваемого АЦП. В таблице будем отмечать знаком «1» состояние компараторов, фиксирующих превышение входного напряжения над очередной ступенью опорного напряжения.

Образующийся на выходах компараторов семиразрядный код можно было бы кодировать с помощью кодера *CD* (см. рис. 23.6) сразу, однако если входное напряжение изменяется непрерывно, то можно получить ошибочный результат. Ошибки могут получиться при переходах от одного кода к другому. Например, при переходе от 011 к 100. Если старший разряд изменит свое состояние раньше, чем другие, то получим 111, что совершенно исказит картину преобразования. Этот недостаток устраняют, используя промежуточное запоми-

нение. Для этого в схеме имеются *D*-триггеры, тактируемые запускающими импульсами (см. рис. 23.6 – сигнал *C*).

Таблица 23.2

Кодирование состояний АЦП

Входное напряжение $U_{вх}/U_L$	Состояние компараторов							Двоичный код			Десятичное число z
	К7	К6	К5	К4	К3	К2	К1	z_2	z_1	z_0	
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1	1
2	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0	2
3	0	0	0	0	1	1	1	0	1	1	3
4	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0	4
5	0	0	1	1	1	1	1	1	0	1	5
6	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	6
7	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	7

Недостаток параллельного метода – число компараторов растет экспоненциально с длиной слова. Например, для 8-разрядного АЦП потребуется 255 компараторов. Аппаратурные затраты можно снизить, применив сочетание параллельного и весового методов. Структурная схема такого 8-разрядного АЦП показана на рис. 23.7.

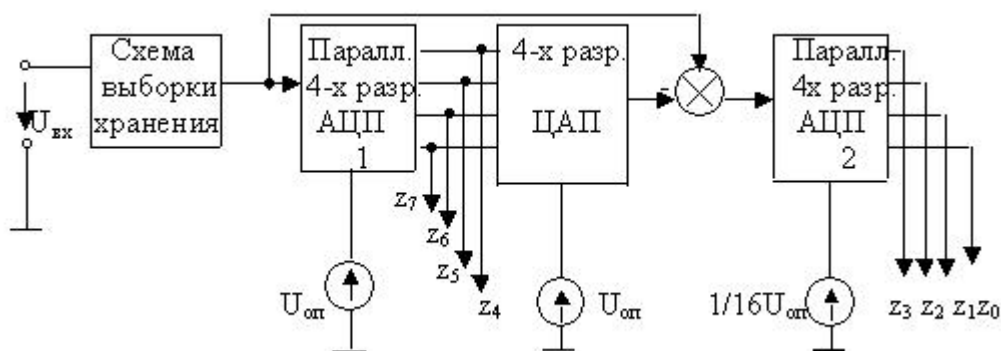


Рис. 23.7. Структурная схема АЦП с комбинированным способом преобразования

В такой схеме $z = \frac{U_{вх}}{U_L} = \frac{255U_{вх}}{U_{оп}}$. Схема работает следующим образом.

разом.

На первом шаге в АЦП 1 параллельно образуются 4 старших разряда кода – это грубо приближенное квантованное значение входного напряжения. С помощью ЦАП это значение на втором шаге преобразуется в напряжение и вычитается из входного. На третьем шаге остаток преобразуется в цифровую форму вторым 4-разрядным АЦП параллельного типа, на выходе которого образуется уточняющая величина. Грубо приближенные и уточняющие величины должны соответствовать одному и тому же входному напряжению. Чтобы компенсировать шаговое запаздывание, входное напряжение с помощью схемы выборки – хранения поддерживается постоянным до тех пор, пока на выходе не будет получено все число.

АЦП такого типа обладают меньшим быстродействием по сравнению с параллельными, но имеют меньшее число компараторов. Например, для шестизрядного параллельного АЦП потребуется 64 компаратора, а для комбинированного (параллельно-последовательного) – 16. Количество каскадов в таких АЦП может быть увеличено, поэтому их еще называют *конвейерными* или *многоступенчатыми*.

2. АЦП последовательного приближения (поразрядного взвешивания). Принцип действия АЦП последовательного приближения основан на реализации метода поразрядного взвешивания, суть которого изложена выше. В структурной схеме такого АЦП помимо компаратора, ЦАП, устройства выборки и хранения (УВХ) присутствует регистр последовательного приближения, тактовый генератор и устройство управления (рис. 23.8).

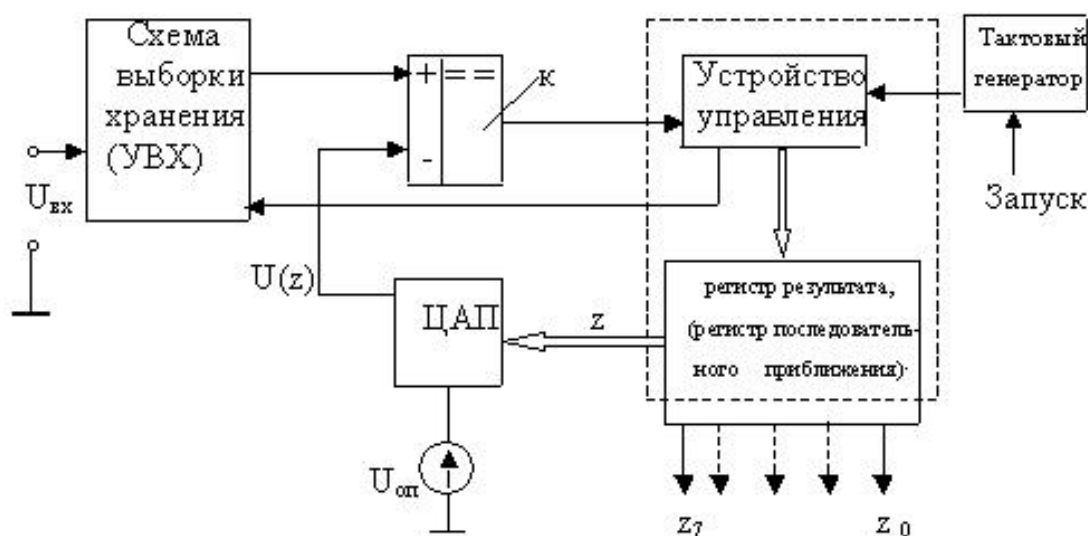


Рис. 23.8. Структурная схема АЦП последовательного приближения

АЦП последовательного приближения работает следующим образом. Устройство управления (УУ) после инициализации стирает прежнюю информацию (записывает в регистр результата нулевой код (0...0)). Вслед за этим в старшем разряде ЦАП z_7 устанавливается 1. На выходе ЦАП образуется напряжение $U(z) = z \cdot 2^7 \cdot U_L$ (для 8-разрядного преобразования). Это уже половина возможного диапазона преобразуемых сигналов. Если входное напряжение $U_{вх} > U(z)$, то нужно установить $z_7 = 1$, если меньше - $z_7 = 0$. Это делает УУ под управлением компаратора, у которого на выходе либо 0, если $U(z) > U_{вх}$, либо 1, если $U(z) < U_{вх}$. Вслед за этим остаток ($U_{вх} - z_7 \cdot 2^7 \cdot U_L$) таким же образом сравнивается с ближайшим младшим разрядом и т. д. После 8-ми подобных шагов в памяти (регистре результата) оказывается записанным двоичное число z , из которого после ЦАП получается $U(z) = z U_L = U_{вх}$, что является условием прекращения преобразования, а на выходе АЦП получается двоичный код числа $z = \frac{U_{вх}}{U_L}$, где U_L – дискрета преобразования, доля опорного напряжения, приходящаяся на единицу числового эквивалента максимального кода преобразователя $U_L = \frac{U_{оп}}{2^n}$.

3. АЦП последовательного счета. В АЦП этого типа время преобразования оказывается большим (от 1 до 100 мс), однако аппаратурные затраты меньше. По принципу действия АЦП последовательного счета, использующие компенсационный числовой метод, похожи на АЦП последовательного приближения, рассмотренные ранее. Роль регистра в схеме преобразователя играет реверсивный счетчик (рис. 23.9).

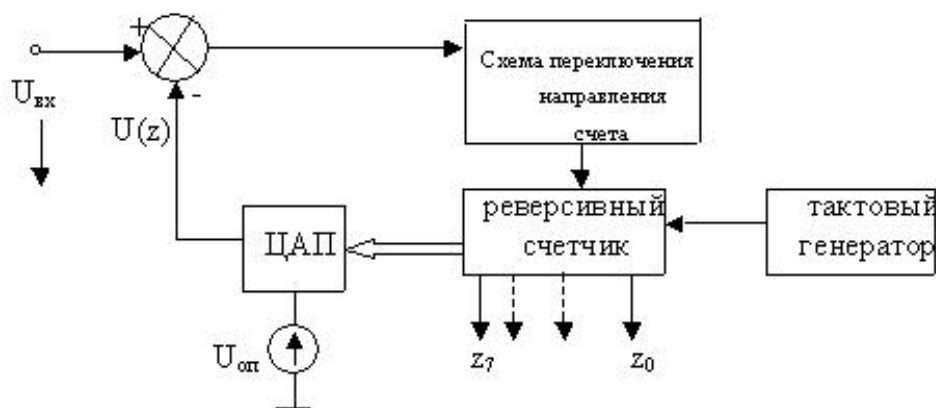


Рис. 23.9. Структурная схема АЦП последовательного счета

АЦП последовательного счета работает следующим образом. С помощью вычитателя (или компаратора) $U_{\text{вх}}$ сравнивается с компенсационным напряжением $U(z)$. Если разность $U_{\text{вх}} - U(z) > 1/2U_{\text{оп}}$, счетчик работает в суммирующем режиме (т.е. наращивает счет). Если разность $U_{\text{вх}} - U(z) < 1/2U_{\text{оп}}$, счетчик становится вычитающим. При этом компенсирующее напряжение всегда отслеживает входное напряжение.

Если разность $U_{\text{вх}} - U(z) \leq 0,5U_L$, счетчик останавливается для предотвращения дальнейшей работы при достижении выравнивания в последнем разряде.

На выходе реверсивного счетчика образуется код $(z_7 \dots z_0)$, численное значение которого определяется выражением $z = \frac{U_{\text{вх}}}{U_L}$. При

числе двоичных разрядов счетчика, равном n , и периоде следования счетных импульсов тактового генератора T , максимальное время преобразования можно определить по формуле $T_{\text{пр}} = (2^n - 1)T$. Например, при $n = 10$ и $T = 1 \text{ мкс}$ (частота 1 МГц) $T_{\text{пр}} = 1024 \text{ мкс}$, что соответствует частоте преобразования около 1 кГц.

4. АЦП двойного интегрирования (рис. 23.10).

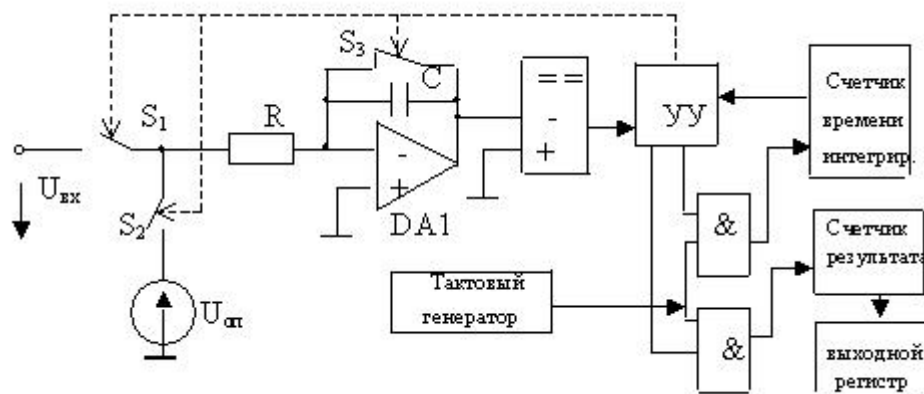


Рис. 23.10. Структурная схема АЦП двойного интегрирования

Работу этой схемы можно разделить на три этапа. На первом этапе по команде устройства управления (УУ) производится интегрирование входного напряжения. Для этого размыкается нормально замкнутый ключ S_3 и замыкается нормально разомкнутый ключ S_1 (ключ S_2 остается в разомкнутом состоянии). Интегратор начинает интегри-

ровать входное напряжение, а счетчик времени интегрирования начинает отсчет промежутка времени t_1 .

Время интегрирования входного напряжения постоянно. К моменту окончания промежутка времени интегрирования t_1 выходное напряжение интегратора составляет: $U_1(t_1) = -\frac{1}{\tau} \int U_{\text{вх}} dt = -\frac{U_{\text{вх}} n_1 T}{\tau}$, где n_1 – число тактовых импульсов, определяемое счетчиком времени интегрирования; T – период тактового генератора; $t_1 = n_1 \cdot T$; τ – постоянная времени интегрирования, $\tau = RC$. На втором этапе (после окончания интегрирования входного напряжения) для определения числового значения результата интегрирования ключ S_1 размыкается, ключ S_2 замыкается и на интегратор поступает опорное напряжение, имеющее противоположный знак. Теперь интегратор уменьшает выходное напряжение. С помощью компаратора и счетчика результата определяется интервал времени t_2 , по окончании которого выходное напряжение становится равным нулю (рис. 23.11).

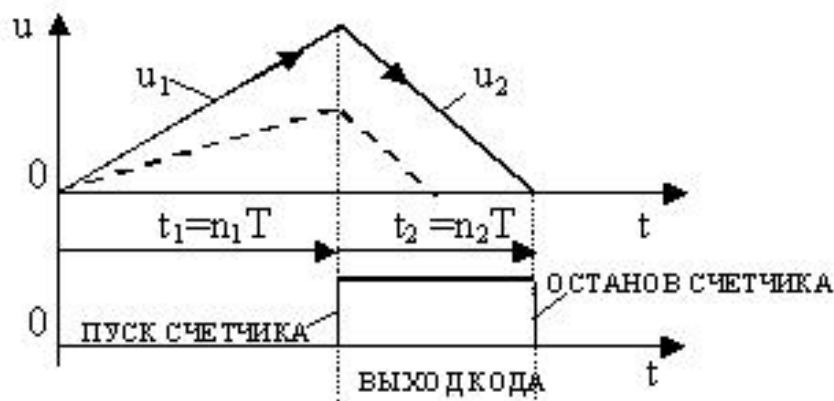


Рис. 23.11. Иллюстрация процесса преобразования в АЦП двойного интегрирования

В момент равенства нулю выходного напряжения интегратора соблюдается условие $-\frac{U_{\text{вх}} n_1 T}{\tau} + \frac{U_{\text{оп}} n_2 T}{\tau} = 0$, где n_2 – число тактовых импульсов, зафиксированных счетчиком результата. В этом случае $U_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{оп}} n_2}{n_1}$, а выходной код будет определяться числом импульсов $n_2 = \frac{U_{\text{вх}} n_1}{U_{\text{оп}}}$. Замечательно здесь то, что ни тактовая частота $1/T$, ни по-

стоянная времени интегрирования τ не влияют на результат. Нужно только обеспечить стабильность тактовой частоты в течение времени $t_1 + t_2$. Точность преобразования определяется разбросом значений опорного напряжения и смещением нуля интегратора и компаратора. Для корректировки нуля на третьем этапе преобразования устройство управления обнуляет выходы интегратора и компаратора и готовит схему к очередному преобразованию. Достоинством интегрирующих АЦП является высокая помехозащищенность. Недостатком является сравнительно небольшое быстродействие. Чаще всего АЦП такого типа используются в цифровых вольтметрах.

Основные характеристики АЦП

АЦП оценивают по характеристикам, которые можно разделить на две группы: статические и динамические. К статическим характеристикам относят: абсолютные значения и полярности входных сигналов, входное сопротивление, значения и полярности выходных сигналов, выходное сопротивление, значения напряжений и токов источников питания, количество разрядов выходного кода, погрешности преобразования.

К динамическим параметрам АЦП относят: время преобразования, максимальную частоту дискретизации, динамическую погрешность.

Одна из главных характеристик – разрешающая способность. Ее принято определять величиной, обратной максимальному числу кодовых комбинаций на выходе АЦП. Разрешающая способность может определяться в процентах, в количестве разрядов, в относительных единицах. Например, 10-разрядный АЦП будет иметь разрешающую способность $(1024)^{-1} \approx 10^{-3} \cdot 100 \% = 0,1 \%$.

Время преобразования (время выборки) обычно определяют как интервал времени от начала преобразования до появления на выходе устойчивого кода выходного сигнала (обратная величина – частота выборки).

Максимальная частота дискретизации – это частота, с которой возможно преобразование входного сигнала, при условии, что погрешность преобразования не превышает заданные пределы. Точность АЦП оценивают, в частности, значениями абсолютной погрешности и дифференциальной нелинейности. Абсолютную погрешность

определяют в конечной точке характеристики преобразования, измеряют в единицах младшего разряда и называют погрешностью полной шкалы.

Дифференциальную нелинейность определяют как разность приращений двух соседних напряжений, соответствующих одному кванту дискретизации.

Стремление к постоянному улучшению характеристик АЦП в связи с их широким распространением в различных системах сбора и обработки информации приводит к разработке преобразователей с улучшенными параметрами. К их числу можно, в частности, отнести АЦП с сигма-дельта модулятором (Σ/Δ АЦП) [30], упрощенная структурная схема которого показана на рис. 23.12.

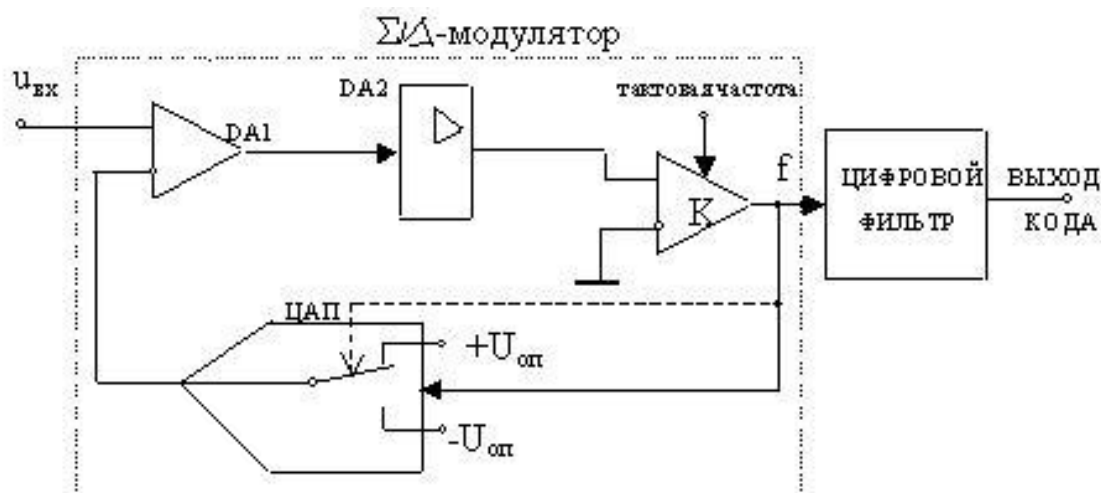


Рис. 23.12. Структурная схема АЦП с сигма-дельта модулятором

Главным структурным звеном Σ/Δ АЦП является преобразователь напряжения в частоту – Σ/Δ модулятор. На входе модулятора имеется сумматор (дифференциальный усилитель $DA1$), выход которого соединен с входом интегратора $DA2$.

Компаратор K , представляющий собой одноразрядный АЦП, управляет работой ключа, подающего опорное напряжение того или иного знака на одноразрядный ЦАП, формирующий сигнал, который компенсирует входное напряжение на входе сумматора $DA1$. ЦАП выполняет роль ключа, управляемого модулированным частотным

сигналом с выхода компаратора. Чтобы получить на выходе АЦП цифровой код, частоту f преобразуют с помощью цифрового фильтра.

Σ/Δ АЦП в настоящее время вытесняет другие виды АЦП, так как позволяет обеспечить высокую разрешающую способность (16 – 24 разряда) и хорошую помехоустойчивость в производственных условиях эксплуатации. Отношение сигнал/шум у современных Σ/Δ АЦП достигает 60 – 100 дБ.

Следует заметить, что высокая разрешающая способность Σ/Δ АЦП достигается при относительно невысоких частотах выборки (до 20 – 50 кГц), поэтому для высокоскоростных приложений используют АЦП последовательного приближения или конвейерные с частотами выборки, достигающими десятков МГц.

24. ЭЛЕКТРОННЫЕ СРЕДСТВА С ПРОГРАММИРУЕМОЙ СТРУКТУРОЙ

С 1980-х годов микропроцессорные системы становятся самыми распространенными электронными компонентами. Это обусловлено в первую очередь тем, что сложность и количество решаемых задач в микропроцессорной системе мало влияет на объем аппаратной части изделия, а возможности реализации самых сложных алгоритмов практически неограниченны.

Микропроцессорная техника обеспечила эффективное использование программируемых средств в структуре электронных систем. При этом сложность разработки системы переместилась из области конструирования в область программирования.

В современных условиях инженерные разработки элементов аппаратуры ориентированы на использование средств с программируемой структурой.

Электронные системы малой сложности целесообразно строить на основе дискретных интегральных схем. Примером может служить синтез цифровых автоматов, выполняющих несложные алгоритмы автоматического управления разнообразными объектами.

Потребность в устройствах с программируемой структурой возникает при разработке сложных систем, когда использование интегральных схем малой и средней степени ведет к усложнению из-за

резкого увеличения числа корпусов, что усложняет монтаж, снижает надежность. Разработка и производство специализированных интегральных схем высокого уровня интеграции ограничивается экономическими соображениями из-за огромной номенклатуры каждого вида именно таких интегральных схем. Рентабельным оказывается крупносерийное производство схем высокой степени интеграции со структурой, которую потребитель может сам приспособить к своей конкретной задаче путем ее программирования. Примером такого подхода являются ПЛИС (программируемые логические интегральные схемы), например, программируемые логические матрицы ПЛМ (*PLA*), программируемая матричная логика ПМЛ (*PLA*), базовые матричные кристаллы БМК (*GA*) и, конечно, микропроцессоры (МП).

24.1. ПМЛ, ПЛМ и БМК

Использование ПМЛ и ПЛМ основывается на известном положении, согласно которому любая логическая функция может быть представлена в виде логической суммы логических произведений. Основой ПМЛ и ПЛМ являются программируемые матрицы элементов И и ИЛИ, выполненные либо в биполярной, либо МОП-технологии [43]. Структура ПЛМ, реализованная, например, в биполярной технологии, включает в себя матрицы элементов И, матрицу элементов ИЛИ и буферные входные и выходные каскады. ПЛМ может реализовать систему m логических функций от n аргументов.

Количество конъюнкций (термов), связывающих входные переменные в прямой или инверсной форме, равно числу выходов матрицы И. ПЛМ представляет воспроизводимую функцию в виде логической суммы логических произведений (в дизъюнктивной нормальной форме) (рис. 24.1).

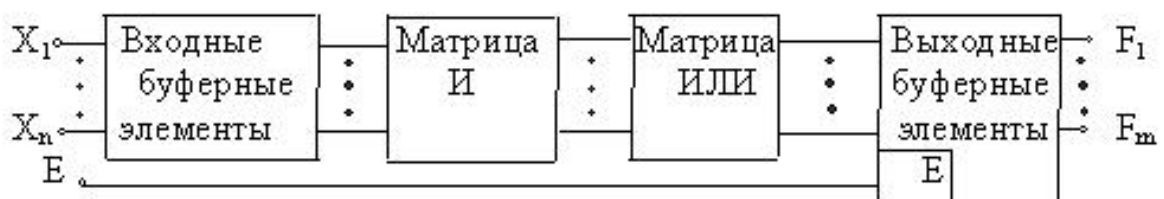


Рис. 24.1. Структурная схема ПЛМ

Входные и выходные сигналы на рис. 24.1 обозначены соответственно $X_1 \dots X_n$ и $F_1 \dots F_m$.

Внутренняя структура (архитектура) ПЛМ представлена на рис. 24.2.

Крестиками обозначены точки связей, которые могут быть запрограммированы, т. е. соединения в этой точке могут быть оставлены, либо удалены, если изначально при изготовлении в этих точках были сделаны соединения (может быть и наоборот, если изначально в этих точках соединений не было сделано). Структурой ПЛМ предусматривается возможность использования выходов любых конъюнкторов любыми дизъюнкторами.

В некоторых случаях такая возможность оказывается излишней, достаточно иметь лишь программируемую матрицу И, а матрицу ИЛИ сделать фиксированной.

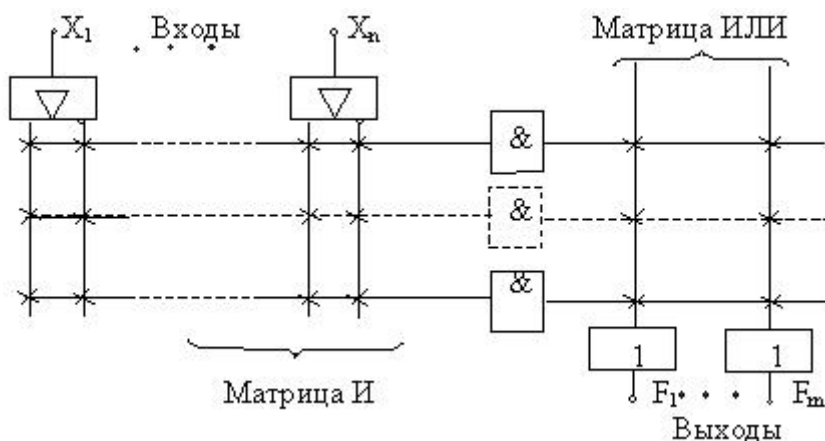


Рис. 24.2. Упрощенный вид архитектуры ПЛМ

Ясно, что такая структура будет обладать меньшей функциональной гибкостью, но она будет проще. Именно так построены схемы ПМЛ (*PAL*, *GAL*). Базовая структура ПМЛ показана на рис. 24.3.

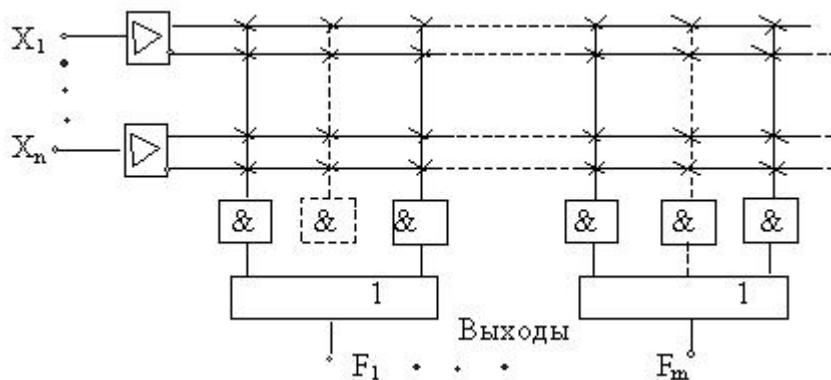


Рис. 24.3. Упрощенная структура ПМЛ

Программирование ПЛМ и ПМЛ сводится к определению координат точек внутренних соединений (перемычек), состояние которых нужно будет модифицировать в соответствии с реализуемой функцией входных переменных. Отечественная промышленность выпускает, например, ПЛМ КР1556ХЛ8, КР1556ХП4 и другие [24].

Базовые матричные кристаллы (БМК, вентильные матрицы) появились в 1975 году как средство реализации нестандартных схем для ЭВМ вместо использования нескольких микросхем малого и среднего уровня интеграции. Внутренняя область БМК содержит определенным образом расположенные базовые ячейки, между которыми имеются зоны для создания соединений. Базовые ячейки расположены по строкам и столбцам и содержат группы схемных компонентов (транзисторов, резисторов). В кристалле имеются также ячейки ввода/вывода и средства для организации связи с внешней средой.

Выполнением необходимых соединений (программированием) БМК преобразуется потребителем в нужный функциональный узел.

Базовая ячейка (БЯ) – это некоторый набор схемных компонентов, используемых для создания нужной схемы. БМК могут быть цифровыми, аналоговыми и аналого-цифровыми, выполнены они могут быть по технологиям КМОП, ТТЛШ, ЭСЛ, AsGa.

В настоящее время уже изготавливаются БМК с блочной структурой, позволяющие упростить построение комбинированных устройств, содержащих, помимо блоков логической обработки сигналов, блоки памяти и другие специализированные блоки (рис. 24.4).

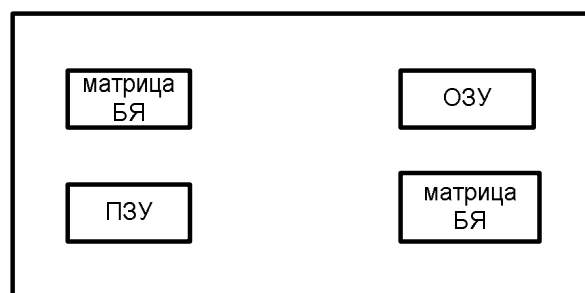


Рис. 24.4. Вариант блочной структуры БМК

БМК выполняются многослойными (число слоев от 2 до 6), связи осуществляются в виде поликремниевых или металлических дорожек, при этом обеспечивается высокая степень интеграции и большое быстродействие. Отечественная промышленность выпускает БМК

достаточно высокого уровня с величиной задержки (1-2,2) нс (мировой уровень (0,1-0,2) нс).

В 1985 году появились программируемые пользователем вентильные матрицы (ППВМ, *FPGA*), сходные топологически с БМК, только вместо базовых ячеек в них размещаются определенным образом конфигурируемые идентичные логические блоки [43].

На периферии кристалла в *FPGA* формируются блоки ввода/вывода, а в состав блоков были введены схемы памяти, схемы управления тактированием. Схематично можно представить структуру *FPGA* подобно БМК (рис. 24.5), где 1 – матрица логических блоков, 2 – трассировочное пространство, 3 – тело кристалла.

В *FPGA* в трассировочном пространстве кристалла выполнены заготовки межсоединений, которые нужно запрограммировать для получения нужной схемы.

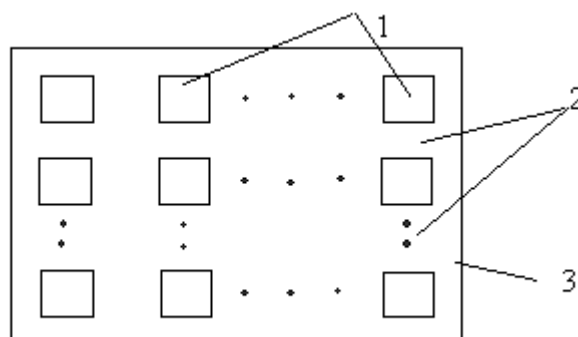


Рис. 24.5. Вид структуры *FPGA*

В *FPGA* в качестве логических блоков используются транзисторные пары, логические вентили И-НЕ, ИЛИ-НЕ, логические модули на основе мультиплексоров, логические модули на основе ППЗУ. Блоки ввода/вывода *FPGA* позволяют для каждого вывода корпуса микросхемы обеспечить конфигурирование этого вывода как вход, выход или двунаправленный вывод. Входные и выходные блоки снабжены буферными элементами, триггерами, мультиплексорами и логическими элементами. Входные буферы программируются для восприятия входных ТТЛ сигналов с уровнем 1,2 В или КМОП сигналов с уровнем $0,5U_{cc}$ (U_{cc} – напряжение питания).

24.2. Микропроцессоры

Микропроцессоры (МП) и микроконтроллеры (МК) – это, вероятно, наилучший пример электронных средств с программируемыми

свойствами. По классическому определению МП – это самостоятельное или входящее в состав вычислительного блока устройство, осуществляющие обработку информации и управляющее этим процессом. МП в современной электронике – «сердце» вычислительного устройства, он находит применение в устройствах управления любыми объектами. Однако следует заметить, что МП ни к чему не пригоден без программного обеспечения, представляющего собой подробный список команд, которые должен выполнять микропроцессор.

Микропроцессор в типичной конфигурации состоит из трех основных блоков: арифметико-логического устройства (АЛУ), нескольких регистров и устройства управления. Эти три части связаны между собой внутренней шиной данных (рис. 24.6) [13].

Обработку данных выполняет АЛУ. Типичные операции, выполняемые АЛУ: сложение, вычитание, И, ИЛИ, исключаящие ИЛИ, инверсия, сдвиг вправо, сдвиг влево, инкремент – приращение положительное, декремент – приращение отрицательное. Перечень функций АЛУ зависит от типа МП, функции АЛУ определяют архитектуру МП (см. рис. 24.6).

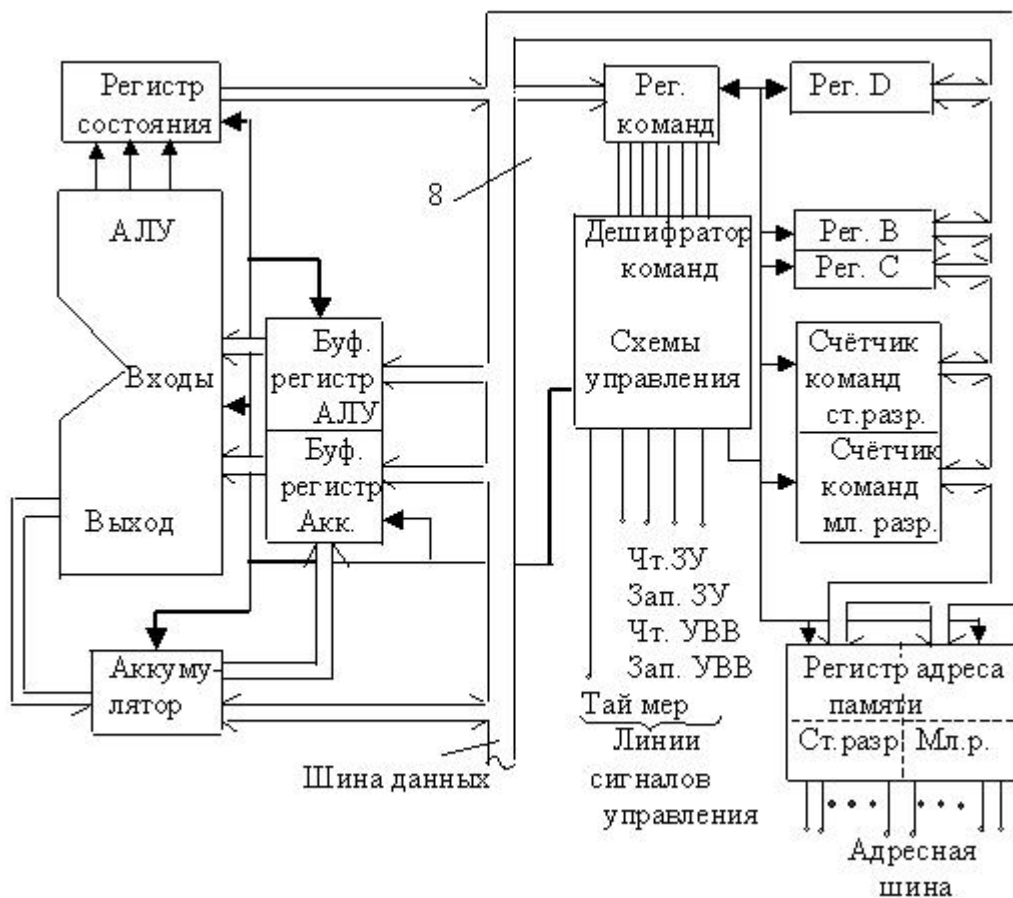


Рис. 24.6. Упрощенная структурная схема 8-разрядного МП

Регистры МП участвуют в реализации основных логических функций, причем каждый регистр может использоваться для временного хранения одного слова данных. Количество и назначение регистров в микропроцессоре зависит от его архитектуры, но почти все МП имеют 6 основных регистров: регистр *состояния*, *буферные* регистры, регистр *команд*, регистр *адреса памяти*, регистр-счетчик *команд* и регистр-аккумулятор.

Большинство арифметических и логических операций в МП осуществляется путем использования АЛУ и аккумулятора. Результат операций АЛУ обычно размещается в аккумуляторе. Для любой операции над данными их нужно сначала поместить в аккумулятор. Данные в аккумулятор поступают с внутренней шины данных МП. В свою очередь аккумулятор может посылать данные на эту шину. На пути прохождения данных из аккумулятора в АЛУ имеется буферный регистр (рис. 24.6). Количество разрядов аккумулятора соответствует длине слова МП, однако некоторые МП имеют аккумулятор двойной длины или два аккумулятора. В МП с одним аккумулятором операции выполняются над его содержимым и по завершению очередной операции результат записывается в память или в другой регистр.

Один из важных регистров МП – счетчик команд (СК). В отличие от аккумулятора СК не может выполнять операции различного типа. На счетчике команд организуется очередность выполнения команд, так как *программа – это последовательность команд, хранимых в памяти вычислительного устройства*.

Счетчик команд может получать данные об адресах программы из любого блока МП, подключенного к внутренней шине данных, Однако на практике данные обычно поступают в счетчик команд из памяти микро-ЭВМ.

Когда МП начинается работать, по команде начальной установки в счетчик команд загружаются данные из области памяти, определенной разработчиком МП. Перед пуском программы нужно начальный адрес для программы поместить в указанную проектировщиком область памяти. Когда начнет выполняться программа, первым значением содержимого СК будет именно этот, заранее определенный адрес. Таким образом, перед выполнением программы счетчик команд необходимо загрузить числом – адресом из области памяти, содержащей первую команду программы. Адрес из области памяти, содержащей первую команду программы, посылается из СК в регистр адреса памяти. Адрес из регистра адреса по адресной шине посылается к схемам управления внешней памятью, которые осуществляют счи-

тывание содержимого памяти с указанным адресом. Этим содержимым должна быть команда. Память пересылает эту команду в специальный регистр МП, называемый регистром команд.

После извлечения команды из памяти МП автоматически дает приращение содержимому СК и приступает к выполнению извлеченной команды, поэтому в каждый данный момент СК указывает не текущую выполняемую команду, а команду, следующую за ней. Если возникает необходимость выполнения подпрограммы (*подпрограмма – это часть программы, выполняемая путем отступления от строгой последовательности команд основной программы*), то в счетчик команд загружается начальный адрес подпрограммы и счетчик будет получать приращение по мере выполнения команды этой подпрограммы до тех пор, пока не встретится команда возврата в основную программу.

Регистр команд предназначен для хранения текущей выполняемой команды. Эта функция реализуется автоматически с началом цикла работы МП «выборка-выполнение», имеющим название «машинный цикл».

Регистр команд только принимает данные с внутренней шины данных. Роль регистра команд состоит в том, что при извлечении команды из памяти копия команды помещается на внутреннюю шину данных и пересылается в регистр команд. После этого начинается подцикл «выполнение» команды, в течение которого дешифратор команд (см. рис. 24.6) «читает» содержимое регистра команд, указывая, что нужно делать для выполнения команды.

Регистр адреса памяти (РАП) указывает адрес области памяти, которую нужно использовать в данном обращении к памяти. Выход этого регистра называют адресной шиной. Свое содержимое РАП получает от счетчика команд. После декодирования команды СК получает приращение, а регистр памяти – не получает. В процессе подцикла «выполнение команды» содержимое РАП зависит от выполняемой команды. Если команда требует еще одного обращения по прежнему адресу памяти, то РАП может использоваться повторно. В других случаях РАП используется лишь в течение подцикла выборки команды из памяти. РАП может загружаться не только содержимым СК, но и содержимым других регистров.

Регистр состояния предназначен для хранения результатов некоторых проверок, осуществляемых в процессе выполнения программы. Это позволяет использовать программы, содержащие переходы (нарушение естественной последовательности команд). Использование

содержимого регистра состояния позволило создать набор команд, предназначенных для изменения хода программы в соответствии со значением, принимаемым тем или иным разрядом регистра состояния. Именно *наличие регистра состояния является главным отличием МП* от обычного калькулятора.

Буферные регистры АЛУ предназначены для временного хранения данных, поступающих с шины данных, и с аккумулятора. Необходимость использования буферных регистров АЛУ в МП обусловлена тем, что АЛУ является комбинационным устройством и не имеет собственной памяти. АЛУ получает данные с внутренней шины, модифицирует их и помещает в аккумулятор. С аккумулятора данные поступают в буферный регистр, называемый буфером аккумулятора. Когда в арифметической или логической операции АЛУ участвуют два слова, одно из них поступает из аккумулятора через буфер аккумулятора. Буфер аккумулятора позволяет избежать ситуаций, при которых вход и выход АЛУ одновременно подсоединены к одной и той же точке схемы.

Регистры *общего назначения* – это регистры, которые могут использоваться по усмотрению пользователя. Например, они могут использоваться как регистровая память. В структурной схеме (см. рис. 24.6) показано три регистра общего назначения: *B, C, D*, которые могут использоваться для реализации многих операций. Регистры *B* и *C* совместно могут, например, выполнять функции 16-разрядного регистра специального назначения. Обычно их называют регистровой парой.

Схемы управления в МП обеспечивают требуемую последовательность функционирования всех звеньев МП. Одна из главных функций схемы управления – декодирование команды, находящейся в регистре команд, с помощью дешифратора команд. Дешифратор команд выдает сигналы, инициализирующие выполнение дешифрируемой команды. Линии сигналов управления соединяют схемы управления со всеми узлами МП и с внешними блоками (памятью, устройствами ввода/вывода). Важнейшей входной линией управления является линия связи с генератором тактовых импульсов (*таймером*), позволяющим схемам управления синхронизировать работу всех узлов МП. В качестве источника тактовых импульсов обычно используется кварцевый генератор, который может быть внешним или

встроенным. Помимо управления работой узлов МП, схемы управления могут выполнять и другие функции. Например, управление питанием, обслуживание *прерываний* (прерывание – это запрос от других устройств, по которому схемы управления модифицируют доступ к внутренней шине данных), т. е. определяют, когда и в какой последовательности другие устройства могут пользоваться шиной данных.

24.3. Микроконтроллеры

Микроконтроллером (МК) называют обычно однокорпусную большую интегральную схему (БИС), имеющую в своем составе микропроцессор, память программ, память данных, а также программируемые интерфейсные схемы для связи с внешней средой. Иногда микроконтроллеры называют однокристальными микроЭВМ, что не совсем корректно. Структура, набор команд, аппаратные средства ввода/вывода информации МК лучше приспособлены для решения задач управления и регулирования в системах автоматизации процессов и устройств.

Микроконтроллер является законченной самодостаточной компьютерной системой. В самом общем виде структурное содержание МК показано на рис. 24.7.



Рис. 24.7. Структурное содержание микроконтроллера

Первые микроконтроллеры появились в конце 70-х годов прошлого века, а в настоящее время МК – это одно из основных комплектующих при разработке и построении любых систем контроля и управления, в технических системах автоматики, вычислительной техники и робототехники.

Номенклатура МК огромна, но наибольшее распространение получили те, для которых фирмы-изготовители позаботились разработать и опубликовать программирование своих МК. Из таких МК, на-

пример, широко распространено семейство микроконтроллеров *PIC* (*Programmable Interface Controller* – программируемый интерфейсный контроллер) [28]. Простота и доступность этого устройства обусловлены тем, что эти микроконтроллеры снабжены ограниченным количеством линий ввода/вывода, размещаются в корпусе с малым числом выводов и имеют небольшое количество команд.

PIC-контроллеры можно найти в мобильных телефонах, радиоприемниках, устройствах сигнализации, системах контроля доступа, в различных датчиках, электробытовых приборах, в автомобилях. *PIC*-контроллеры сочетают в себе свойства традиционной цифровой техники, программируемых схем и микропроцессоров. Параметры некоторых типов *PIC*-контроллеров приведены в табл. 24.1. Из неё видно, что *PIC*-контроллеры развиваются в сторону расширения функциональных возможностей за счет увеличения объемов памяти, введения в структуру АЦП, дополнительных параметров и линий ввода-вывода. Подробные сведения о *PIC*-контроллерах следует искать в справочных материалах на сайтах фирмы *Microchip*, например, www.microchip.ru.

Таблица 24.1

Характеристики PIC-контроллеров

Тип	ПЗУ (слов)	ЭС ПЗУ (байт)	ОЗУ (байт)	Число линий ввода/вывода	АЦП (каналы)	Таймер + сторож	Корпус, питание
МК с 12-битной памятью							
12C5x	0,5..1к	-	25-41	6	-	1+	8 выводов (2,5:5,5) В
12CE5x	0,5..1к	16	25-41	6	-	1+	8 выводов
16C5x	0,5..1к	-	25-73	12-20	-	1+	18 выводов 28 выводов
МК с 14-битной памятью							
12CE67	1-2к	16	128	6	4	1+	8 выводов
16C55x	0,5-8к	-	80-128	13	-	1+	18 выводов
16F87x	0,5-8к флэш	64-256	36-368	13-33	4-8	1..3+	18, 28, 40, 44 вывода

24.4. Понятия о программировании микроконтроллеров

При программировании микроконтроллера для выполнения определенной задачи обычно подготавливается текст исходной программы на языке ассемблера. *Ассемблер* – это специальная программа, с помощью которой можно получить программу для данного микро-

контроллера (или микропроцессора) в машинных кодах. Текст исходной программы обрабатывается программой-ассемблером и получается так называемый *исполняемый модуль* (в машинном коде). Исполняемый модуль будет организован в байты, которые можно записать в СППЗУ микроконтроллера. Часто в этой последовательности действий требуется промежуточный этап – объединение нескольких программ для получения полноценной записи. Для этого используются программы – *редакторы связей (линкеры)*. Некоторую проблему представляет проверка (верификация) полученной программы.

Обычно *программа-ассемблер* отмечает грубые ошибки программирования, позволяя исправить их уже на ранней стадии. В случае если ЭВМ, на которой работает программа-ассемблер, оснащена микропроцессором того же семейства, что и программируемый МК, можно протестировать разработанную программу под управлением специальной *программы-отладчика*.

В большинстве случаев микропроцессоры ЭВМ отличаются от МП программируемого МК. В этом случае следует прибегнуть к помощи программного обеспечения, называемого *симулятором или программным эмулятором*.

Симулятор воспроизводит поведение МК, используя компьютер с процессором любого типа. Кроме этого для проверки программы можно использовать аппаратное средство – эмулятор. *Эмулятор* – это устройство, подключаемое к компьютеру, используемому для ассемблирования, и имеющее специальный кабель с разъемом, который можно вставить вместо СППЗУ или микроконтроллера в панельку на печатной плате разрабатываемого устройства. Эмулятор должен иметь встроенную оперативную память, в которой должен содержаться *исполняемый код*. Тестируемая система считывает программу из памяти эмулятора, что позволяет оперативно вносить нужные поправки или изменения. Если для написания программы используются языки более высокого уровня (например, *C* или *Pascal*), то для получения исполняемого кода нужно иметь программное обеспечение, называемое *компилятором* (или *кросскомпилятором*), которое переведет исходный текст программы на ассемблер, после чего ее легко преобразовать в исполняемый код.

25. ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ УСТРОЙСТВА ВВОДА, ВЫВОДА И ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ

25.1. Общие положения

К основным классам электромеханических устройств информационных систем относятся [3, 4, 42]:

- накопители на магнитных и оптических носителях информации;
- устройства интерактивного взаимодействия с оператором (клавиатуры и манипуляторы);
- устройства вывода информации на бумажный носитель, в первую очередь – принтеры.

Все перечисленные классы устройств характеризуются наличием в их составе электромеханических узлов, являющихся базовыми функциональными блоками большинства указанных устройств. Естественно, данные устройства включают в себя также электронные блоки управления указанными электромеханическими узлами, а также обработки информации и интерфейса с центральными устройствами информационных систем.

Рассмотрению принципов реализации и функционирования вышеперечисленных электромеханических устройств информационных систем посвящена настоящая глава.

25.2. Накопители на магнитном носителе

НМН являются одним из основных типов внешних запоминающих устройств (ВЗУ) информационных систем. Физический принцип их функционирования основан на представлении двоичных данных

в виде перепадов намагниченности, называемых «отпечатками», в определенных точках поверхности (значительно реже – объема) некоторого носителя. Указанные перепады формируются магнитной головкой (МГ) записи/считывания при ее перемещении относительно поверхности носителя в процессе записи информации. Принцип *записи* поясняет рис. 25.1 [3, 22]. Носитель включает в себя подложку 2 из немагнитного материала (полимера, алюминиевого сплава или стекла), покрытую слоем ферромагнетика 1. МГ представляет собой катушку индуктивности с ферромагнитным сердечником 4, снабженным зазором 5 из немагнитного материала. При прохождении тока по обмотке 3 МГ силовые линии создаваемого им магнитного поля замыкаются через слой ферромагнетика 1, поскольку его магнитное сопротивление существенно меньше магнитного сопротивления

зазора 5. Направления вектора магнитной индукции в ферромагнетике I , соответствующие показанным сплошной и пунктирной стрелками направлениям тока в обмотке, обозначены стрелками аналогичного формата.

Таким образом, изменением направления тока в обмотке осуществляется изменение направления вектора магнитной индукции в ферромагнитном покрытии носителя и, следовательно, формирование перепадов его намагниченности. Считывание информации с магнитного носителя также осуществляется посредством МГ, которая при этом функционирует в режиме не источника (как при записи), а приемника сигнала. При перемещении МГ относительно «отпечатков» в процессе считывания в ней наводится ЭДС электромагнитной индукции, обусловленная скачкообразными изменениями пронизывающего сердечник магнитного потока, вызванными, в свою очередь, перепадами намагниченности в области «отпечатков».

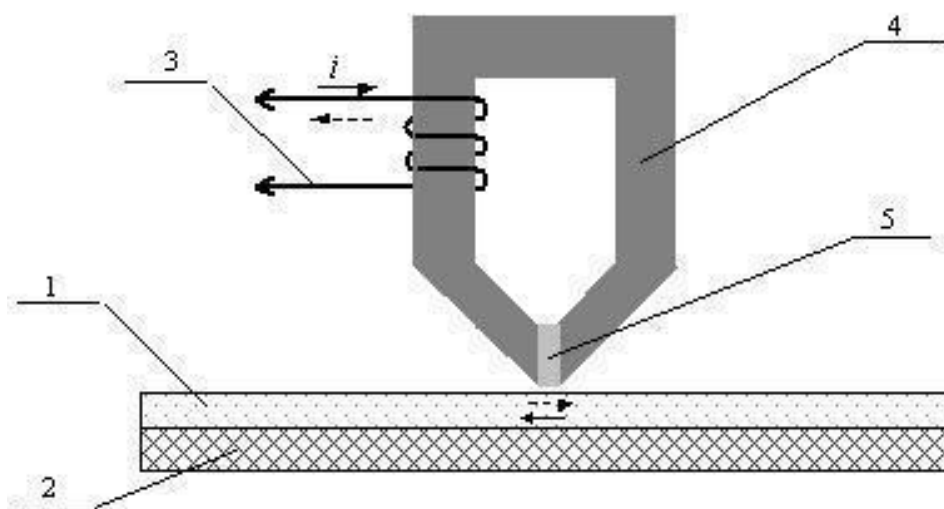


Рис. 25.1. Пояснение процесса записи двоичных данных на магнитный носитель:

1 – слой ферромагнетика; 2 – подложка из немагнитного материала;
3 – обмотка; 4 – ферромагнитный сердечник; 5 – немагнитный зазор

ЭДС, наводимая в МГ в процессе считывания, представляет собой последовательность коротких импульсов, совпадающих во времени с моментами прохождения МГ над «отпечатками».

Представление двоичных данных последовательностью перепадов намагниченности поверхности носителя (в отличие от их представления, например, уровнями намагниченности) обеспечивает простоту и повышенную достоверность считывания и записи информации.

Необходимо подробнее остановиться на способах преобразования подлежащих записи на магнитный носитель двоичных данных в последовательность перепадов намагниченности. Представление двоичных кодов последовательностью «отпечатков» известно под названием *модуляции*, аналогично эквивалентной с информационной точки зрения процедуре, применяемой в системах передачи информации. Следует отметить, что модуляция двоичных данных при их записи на магнитный носитель, как и при их передаче по каналу связи, предполагает их представление в последовательном коде. В настоящее время для записи представленных в последовательном цифровом коде данных на магнитный носитель, в основном, применяются различные варианты способа модуляции *RLL (Run Length Limited*, в дословном переводе – «ограниченная длина пробега»), известного также под названием способа *группового кодирования* [3, 22]. Сущность способа RLL заключается в следующем. Подлежащая записи последовательность бит разбивается на группы по m бит в каждой. Каждая из указанных групп заменяется группой из n бит (причем $n > m$), таким образом, чтобы полученная в результате замены битовая последовательность имела вид: $1x1x1x\dots$, где x – последовательности нулей, содержащие не менее d , но не более k последних. Значения m , n , d и k определяются конкретным стандартом кодирования, для обозначения которого при этом используются аббревиатуры вида RLL m/n или RLL d, k . Критерии выбора указанных значений будут пояснены ниже.

В табл. 25.1 представлен один из простейших примеров группового кода – код RLL 4/5 (RLL 0,2) [3]. Он характеризуется разбиением подлежащей записи битовой последовательности на группы разрядностью 4 бита (т. е. двоичные полубайты). Каждый из них представляется 5-битовым двоичным кодом, содержащим не более 2-х следующих подряд нулей.

Таблица 25.1

Групповой код RLL 4/5

Двоичный по-	Кодовая груп-	Двоичный	Кодовая
--------------	---------------	----------	---------

лубайт	па RLL	полубайт	группа RLL
0000	11001	1000	11010
0001	11011	1001	01001
0010	10010	1010	01010
0011	10011	1011	01011
0100	11101	1100	11110
0101	10101	1101	01101
0110	10110	1110	01110
0111	10111	1111	01111

Полученная в результате замены битовая последовательность, в свою очередь, обычно записывается на поверхность носителя способом NRZ-1 (Non-Return to Zero-1, в дословном переводе – без возврата к нулю с переключением по единицам). Единица при этом представляется перепадом намагниченности, а последовательность нулей – участком с неизменным уровнем намагниченности, длина которого прямо пропорциональна числу нулей в последовательности. Типовой пример представления RLL-кода на магнитном носителе способом NRZ-1 поясняет рис. 25.2 [3]. Из него нетрудно заметить, что данный способ записи обладает свойством *самосинхронизации*, т. е. не требует дополнительных синхросигналов, указывающих на начало битового интервала. В их качестве выступают непосредственно импульсы ЭДС, наводимой в МГ при считывании информации.

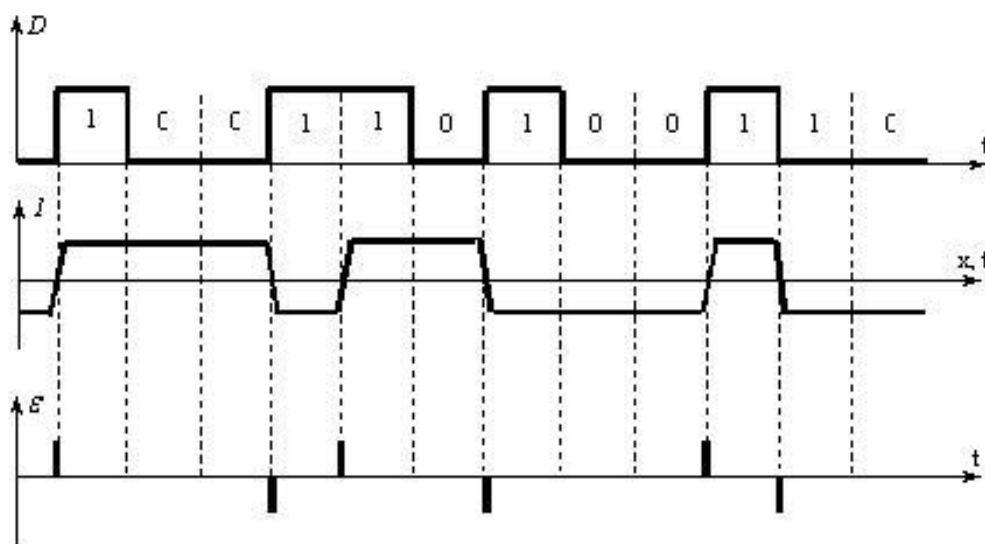


Рис. 25.2. Пример представления двоичных данных на магнитном носителе способом NRZ-1:
 D – временная диаграмма последовательности битов, подлежащей записи; I – пространственно-временная диаграмма намагниченности носителя; ε – временная диаграмма ЭДС

Преобразование последовательности импульсов ЭДС, наводимой в МГ при считывании, в исходный RLL-код осуществляется следующим образом. Каждому из импульсов ЭДС, независимо от их полярности, ставится в соответствие единичный бит исходного кода. Количество же нулевых бит между соседними единичными определяется, исходя из выражения:

$$N_0 = \frac{\Delta t}{T} - 1, \quad (25.1)$$

где Δt – длительность интервала времени между соседними импульсами ЭДС;

T – длительность одного битового интервала, т. е. времени перемещения МГ по участку носителя, соответствующему 1 биту записанной информации.

Необходимо вкратце остановиться на критериях выбора значений m , n , d и k группового кода. Минимальное число следующих подряд нулей в кодовой последовательности, d , определяется требованиями к плотности записи. Как нетрудно заметить из рис. 25.2, чем оно больше, тем меньше количество перепадов намагниченности на единицу геометрического размера носителя, и, следовательно, тем большая плотность записи может быть обеспечена при прочих равных условиях. С другой стороны, из выражения (25.1) можно сделать вывод, чем больше число следующих подряд нулей, тем большая стабильность скорости перемещения МГ по поверхности носителя требуется для корректного определения числа нулей в промежутке между соседними импульсами ЭДС. Поэтому максимальное число следующих подряд нулей в RLL-коде, k , определяется стабильностью указанной скорости. В свою очередь, разрядность m группы бит, на которые разбивается подлежащая записи последовательность, и разрядность n соответствующей ей кодовой группы RLL определяются значениями d и k . Правила выбора m и n , исходя из значений d и k , достаточно сложны, и их изложение выходит за рамки настоящего учебника. Они описаны, например, в [22].

В настоящее время распространенными на практике разновидностями RLL-кода являются RLL 2,7 и RLL 3,9. Интересно

отметить, что RLL-кодирование является основным способом представления данных и на оптических носителях (например, CD и DVD) [3, 48].

В качестве *носителя* в НМН может выступать поверхность жесткого или гибкого магнитного диска, а также магнитной ленты. Первые два из перечисленных типов носителей обеспечивают произвольный доступ к записанной на них информации, т. е. время доступа

к ней не зависит или несущественно зависит от положения соответствующего блока данных на поверхности носителя. Накопители на магнитной ленте (НМЛ) относятся к ВЗУ с последовательным доступом, т. к. для доступа к некоторому блоку данных необходима перемотка ленты на число единиц информации, расположенных между текущим и искомым блоком. Поэтому НМЛ отличаются невысоким по сравнению с накопителями на жестких и гибких магнитных дисках (НМЖД и НГМД соответственно) быстродействием, практически не применяются в современных информационных системах. В настоящем учебнике они не рассматриваются. Необходимо также отметить, что НГМД в настоящее время практически вытеснены так называемыми флэш-накопителями на основе флэш-ПЗУ. Они выгодно отличаются от НГМД значительно большей емкостью, существенно меньшими размерами и отсутствием каких-либо механических узлов (а следовательно – надежностью и быстродействием). Поэтому НГМД можно считать морально устаревшим типом ВЗУ, и их рассмотрение в данном учебнике также не предусматривается; заинтересованные лица могут ознакомиться с принципами реализации НГМД, например, по [22]. В настоящем же параграфе ограничимся рассмотрением наиболее распространенного в данное время типа НМН – НЖМД. Они характеризуются максимальной среди всех типов ВЗУ емкостью, достигающей в настоящее время порядка сотен Гбайт, при приемлемых быстродействии и стоимости. Благодаря этому НЖМД являются базовыми устройствами хранения программ и данных современных информационных систем.

В качестве носителей информации в НЖМД служат несколько жестких магнитных дисков (ЖМД), смонтированных один над другим с некоторыми интервалами между ними на

общем вале. Подобный набор ЖМД известен под названием *пакета ЖМД*. Каждый из ЖМД представляет собой диск из немагнитного материала (алюминиевого сплава, стекла или пластика), покрытый слоем ферромагнетика. Информативные перепады намагниченности (см. рис. 25.2) располагаются на обеих поверхностях каждого из ЖМД, на концентрических окружностях, называемых *дорожками*. В общем, известны два основных способа логической организации данных на дорожках – *секторный* и *форматный* [3, 22]. Первый из них характеризуется разбиением дорожек на блоки фиксированного объема; указанные блоки называются при этом секторами. Форматный способ организации данных предполагает переменный объем блоков. Очевидно, секторный способ более прост в реализации, чем форматный. С другой стороны, последний обеспечивает более рациональное использование поверхности диска.

Упрощенный пример разметки поверхности магнитного диска представлен на рис. 25.3. Тонкими сплошными линиями обозначены дорожки, а пунктирными линиями – границы секторов (при их наличии).

Рассмотрим вкратце секторный и форматный способы организации данных на дорожке.

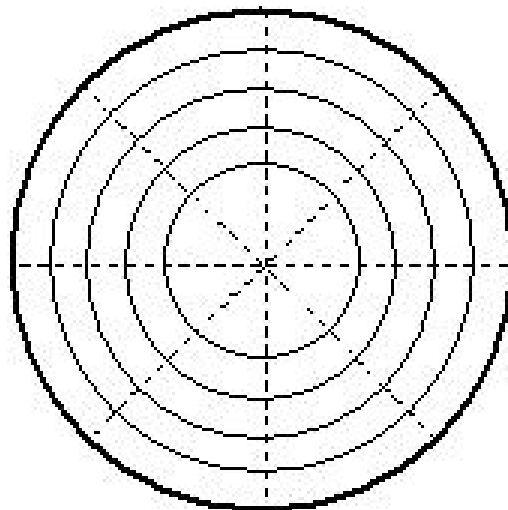


Рис. 25.3. Пример разметки поверхности магнитного диска

Обобщенный формат представления данных на дорожке секторным способом поясняет рис. 25.4. Дорожка включает в себя фиксированное количество секторов, объем которых также

фиксирован. Каждый из секторов, в свою очередь, состоит из идентификатора сектора и поля данных, разделенных промежутками.

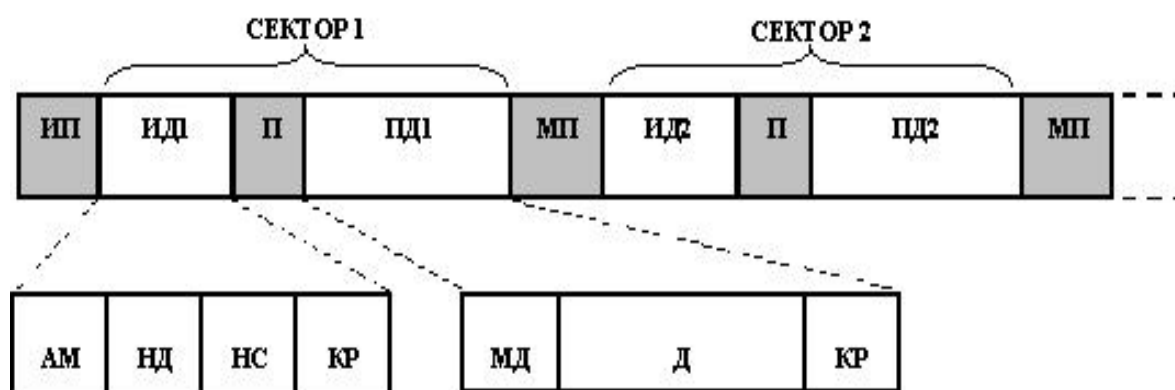


Рис. 25.4. Обобщенный формат представления информации на дорожке секторным способом:

ИП – индексный промежуток; *П* – промежутки; *МП* – межсекторные промежутки;
ИД_i и *ПД_i* – соответственно идентификатор и поле данных *i*-го сектора;
АМ, *МД* – адресный маркер и маркер данных соответственно;
ИД, *НС* – соответственно номер дорожки и номер сектора; *МД* – маркер данных;
Д – данные; *КР* – контрольные разряды

Секторы разделены между собой межсекторными промежутками, а на начало дорожки указывает индексный промежуток. Данные промежутки представляют собой уникальные, не встречающиеся в других полях сектора битовые последовательности (например, несколько байтов вида 11111111, за которыми следуют несколько байтов вида 00000000 [22]). Такие последовательности служат указателями начала дорожки, сектора или поля данных. Кроме того, они используются для самосинхронизации тактового генератора блока считывания с началами битовых интервалов. Указанные промежутки ряда современных моделей НЖМД также используются при радиальном позиционировании МГ (см. далее).

Идентификатор сектора содержит его уникальный адрес, состоящий из номера дорожки, на которой он находится, и номера сектора в пределах дорожки, а поле данных – собственно записанную в сектор информацию. Как идентификатор, так и поле данных снабжаются контрольными разрядами, позволяющими определять наличие ошибок в поле, а также маркерами (адресным и маркером данных соответственно), т. е. кодами, указывающими на назначение соответствующего поля.

Типовой пример организации данных на дорожке форматным способом представлен на рис. 25.5 [22].

Дорожка включает в себя: блок адреса; блок описателя дорожки и некоторое (переменное) количество блоков собственно данных, длина которых также переменна.

Промежутки (в том числе начальные), как и при секторном способе записи, представляют собой уникальные, не встречающиеся в других блоках битовые последовательности, служащие указателями начала дорожки или, соответственно, блока.

Блок адреса включает в себя два основных информационных поля: поля указателей и поля адреса. Поле указателей содержит общую информацию о статусе дорожки (основная или запасная, исправная или дефектная). Поле адреса содержит адрес дорожки. Кроме указанных полей, блок адреса, как и подблоки других блоков (см. рис. 25.5), содержит контрольные разряды, позволяющие определять наличие ошибок в блоке (подблоке).

Форматы блока описателя дорожки и блоков данных идентичны, за исключением того, что блок описателя дорожки не содержит подблока ключа. Оба указанных типа блоков содержат подблок счетчика и подблок данных. Длина подблока счетчика при этом является фиксированной, а длина подблока данных (как и подблока ключа блока данных) – переменной. Подблок счетчика включает в себя следующие информационные поля: указатели; адрес блока; длину подблока данных, а подблок счетчика блока данных – также длину подблока ключа. В поле указателей дублируются данные из аналогичного поля блока адреса.

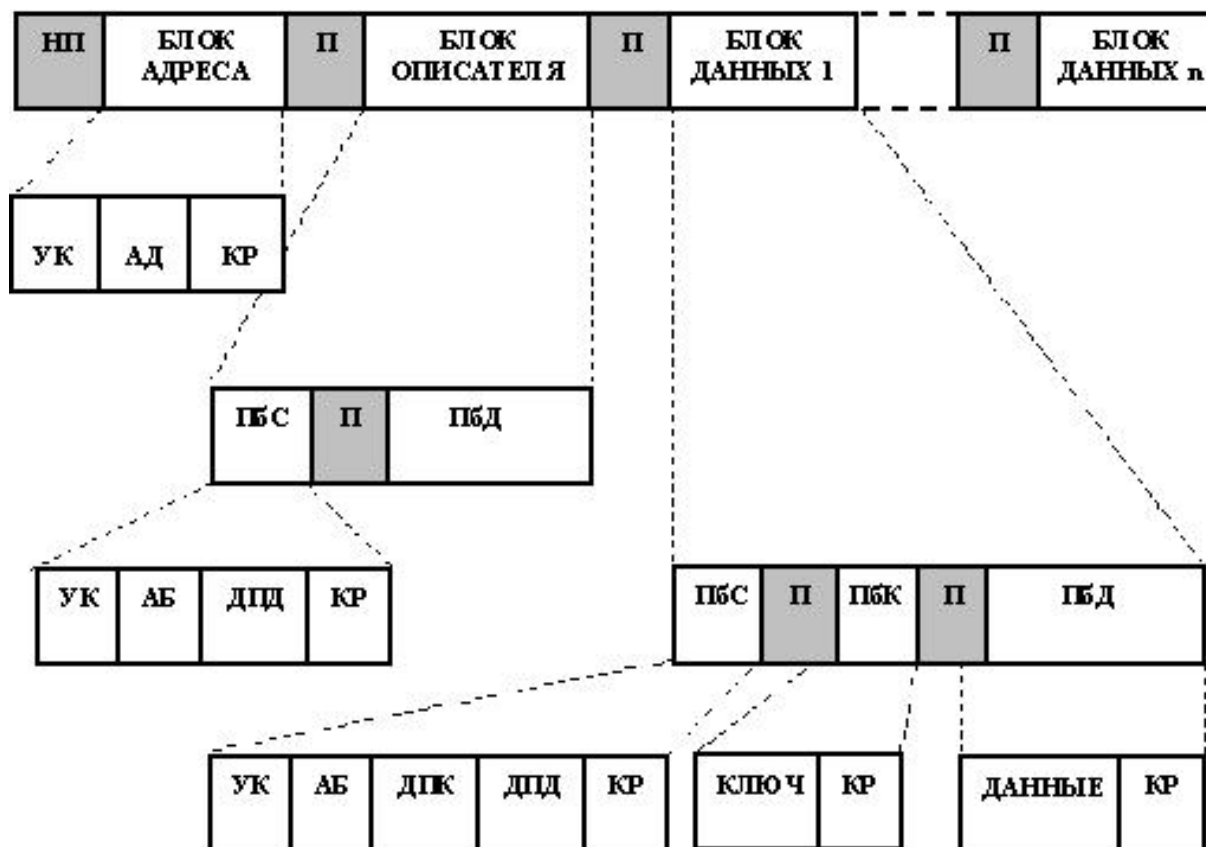


Рис. 25.5. Пример представления информации на дорожке ЖМД форматным способом:

НП – начальный промежуток; *П* – промежутки; *УК* – указатели; *АД* – адрес; *КР* – контрольные разряды; *ПБС* – подблок счетчика; *ПБК* – подблок ключа; *ПБД* – подблок данных; *АБ* – адрес блока; *ДПД* – длина подблока данных; *ДПК* – длина подблока ключа

В поле адреса подблока счетчика указываются номера дорожки и блока, в состав которого входит указанный подблок, причем:

- если дорожка является основной и исправной, то в полях адреса подблоков счетчика как блока описателя дорожки, так и расположенных на ней блоков данных указывается собственный адрес дорожки;
- если дорожка является основной, но дефектной, то в подблоке счетчика блока описателя дорожки указывается адрес запасной дорожки, используемой взамен данной основной;
- если дорожка является запасной и исправной, то в подблоке счетчика блока описателя дорожки указывается ее собственный адрес, а в подблоках счетчика блоков данных – адрес основной дорожки, взамен которой используется данная запасная.

Назначение полей длины подблока ключа и подблока данных комментариев не требует.

Подблок ключа (имеющийся только в блоках данных), содержит некоторую ключевую последовательность, используемую в качестве признака при поиске соответствующего блока данных в так называемом режиме поиска по ключу.

Подблок данных блока описателя дорожки содержит информацию о текущем состоянии дорожки (номере последнего занятого блока на дорожке, числе свободных байт и т. п.). Содержимое данного подблока постоянно обновляется в процессе работы. Наконец, подблоки данных блоков данных содержат собственно записываемую на ЖМД информацию, в качестве которой могут выступать как фрагменты программ, так и данные.

Необходимо отметить, что в настоящее время, с целью повышения производительности и надежности операций записи/считывания, применяются более сложные варианты вышеописанных способов логической организации данных на ЖМД. Из них, в первую очередь, необходимо отметить концепцию *RAID – Redundant Array of Independent Disks* (в дословном переводе – избыточный массив независимых дисков). Принцип RAID, в общем случае, состоит в распределении данных по нескольким дискам, воспринимаемым операционной системой как один виртуальный диск. Логическая организация данных на нем, в целом, соответствует одному из вышеописанных способов. Фактически же группы секторов, секторы, слова, байты или биты данных виртуального диска (в зависимости от конкретного варианта RAID) распределены по различным физическим дискам массива, что существенно повышает производительность записи и считывания за счет параллельной во времени реализации данных операций на всех дисках. Некоторые варианты RAID предполагают также дублирование данных на нескольких дисках (группах дисков) массива, что существенно повышает надежность операций записи/считывания, т. е. их устойчивость к ошибкам, сбоям, помехам и т. п.

Подробное рассмотрение принципа RAID выходит за рамки настоящего учебника; с ним можно ознакомиться, например, по источникам [3] и [42].

Обобщенная структурная схема НЖМД представлена на рис. 25.6 [32, 39].

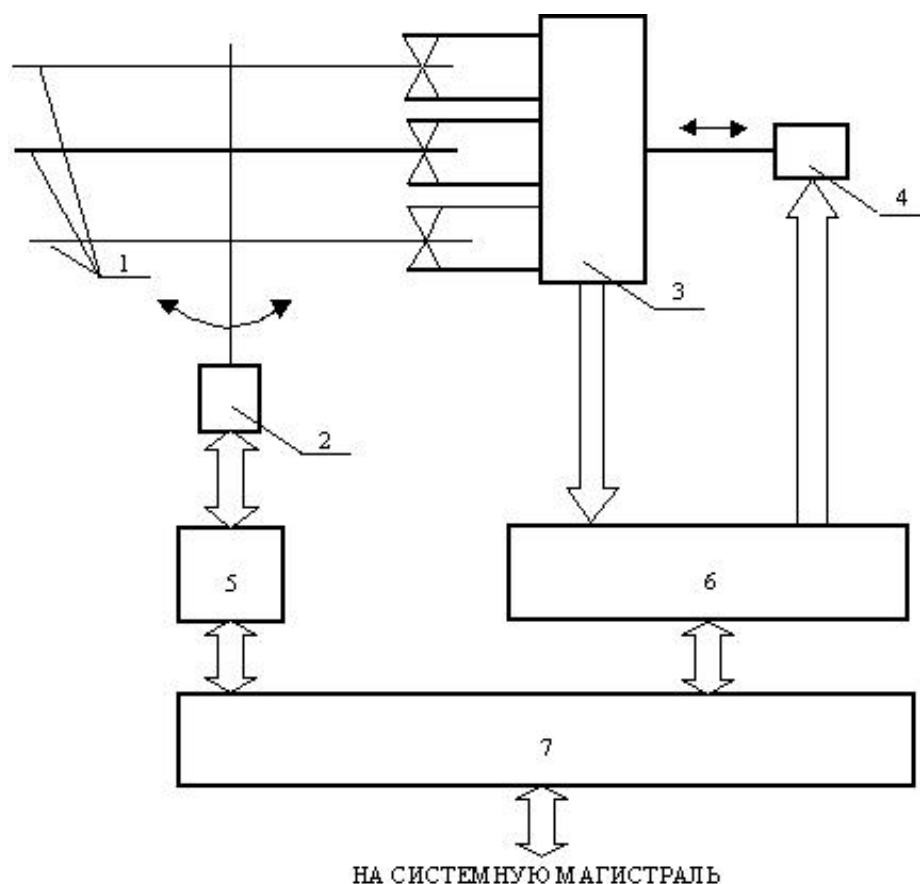


Рис. 25.6. Обобщенная структурная схема НЖМД:

1 – пакет ЖМД; 2 – шпиндельный электродвигатель; 3 – блок МГ; 4 – электродвигатель привода блока МГ; 5 – блок стабилизации скорости вращения шпиндельного электродвигателя; 6 – блок записи/считывания и позиционирования МГ; 7 – контроллер НЖМД с блоком интерфейса

Произвольный доступ к информации в НЖМД обеспечивается за счет возможности перемещения как носителя, так и блока записи/считывания, в отличие от НМЛ, для которых характерна возможность перемещения только носителя. Техническая реализация доступа к блокам данных для записи или для чтения осуществляется приводом НЖМД. Он включает в себя:

- шпиндельный электродвигатель 2, посредством которого осуществляется вращение пакета ЖМД 1; за счет данного вращения обеспечивается возможность позиционирования МГ на требуемый блок или сектор дорожки;

- линейный или соленоидальный [3, 36] электродвигатель 4 перемещения блока МГ в радиальном направлении, посредством которого осуществляется позиционирование МГ на дорожку с адресом, задаваемым командой на позиционирование.

При этом, с учетом жестких требований к стабильности скорости вращения пакета ЖМД, обусловливаемых применяемой при считывании самосинхронизацией данных (см. ранее), электродвигатель 2 снабжается блоком 5 стабилизации скорости его вращения. Данный блок строится по стандартной схеме контура автоматического регулирования, причем в качестве первичных преобразователей скорости вращения обычно используются датчики Холла.

Также, с учетом высокой плотности записи данных на ЖМД и, соответственно, малого расстояния между дорожками и обусловливаемых им жестких требований к точности позиционирования МГ в радиальном направлении, блок записи/считывания и позиционирования МГ 6 снабжается подблоком автоматического регулирования позиций МГ. Один из вариантов реализации данного блока иллюстрирует рис. 25.7 [22].

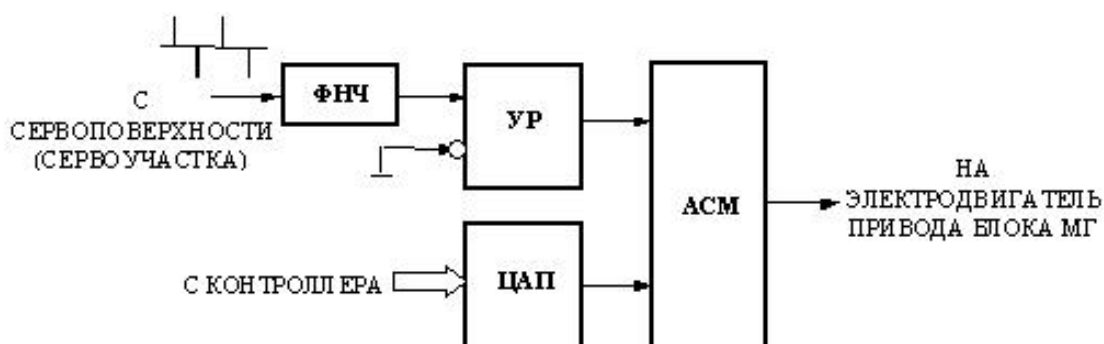


Рис. 25.7. Пример структурной схемы подблока автоматического регулирования позиций МГ:

ФНЧ – фильтр нижних частот; *УР* – усилитель рассогласования;
ЦАП – цифро-аналоговый преобразователь; *АСМ* – аналоговый сумматор

Реализация подблока автоматического регулирования позиций МГ по данной структурной схеме предполагает наличие так называемой сервоповерхности на одном из ЖМД пакета (обычно нижней поверхности нижнего диска) или сервоучастков в составе промежутков «рабочих» дорожек (см. рис. 25.4 и 25.5). Разметка сервоповерхности аналогична таковой рабочих поверхностей. На ее дорожки (называемые серводорожками) или

на сервоучастки «рабочих» дорожек записываются последовательности, состоящие только из единиц. При считывании этих данных в МГ наводится последовательность импульсов ЭДС с нулевой постоянной составляющей (см. рис. 25.7). Очевидно, при отклонении МГ от серводорожки (или, соответственно, от «рабочей» дорожки) в ту или другую сторону постоянная составляющая ее выходного сигнала также отклоняется от нулевого значения. При этом ее знак определяется направлением отклонения, а абсолютное значение – его величиной. Постоянная составляющая выходного напряжения МГ выделяется ФНЧ. Разность между ней и нулевым уровнем усиливается УР и суммируется с сигналом «грубого» позиционирования МГ в область дорожки, поступающим с выхода ЦАП. Указанная сумма служит управляющим сигналом позиционирования, поступающим на статор или, соответственно, соленоид электродвигателя 4 привода блока МГ.

Известны и другие принципы реализации устройства управления позиционированием блока МГ [3].

Более подробные сведения о принципах реализации НЖМД представлены, например, в [3] и [42]. Детальная информация об интерфейсах НЖМД содержится в [14].

25.3. Внешние запоминающие устройства (ВЗУ) на оптических носителях

Оптические диски в настоящее время являются основным классом относительно недорогих съемных носителей информации емкостью порядка сотен мегабайт – десятков гигабайт. Они широко применяются в качестве средств распространения программного обеспечения, электронных книг, баз данных, аудио- и видеозаписей и т. п.

Принцип записи цифровых данных на оптический носитель, как и на магнитный, основан на их представлении в виде последовательности «отпечатков». В их качестве обычно выступают перепады отражающих свойств микроскопических участков спиральной дорожки (реже концентрических дорожек) на поверхности оптического диска. Указанные перепады формируются посредством локальных изменений физических свойств поверхности диска с помощью сфокусированного лазерного луча. При этом, как и в НМД, преобразование исходных цифровых данных в последовательность «отпечатков» обыч-

но осуществляется сочетанием способов RLL и NRZ-1. Считывание информации с оптического диска реализуется посредством сканирования дорожки лазерным лучом с той же длиной волны, что и при записи, но с меньшей мощностью. Процесс считывания заключается в регистрации «отпечатков» как перепадов интенсивности лазерного луча, отраженного от дорожки, с преобразованием последовательности перепадов в исходную последовательность битов.

По длине волны лазерного излучения различают следующие типы оптических дисков [3]:

- CD (Compact Disks, компакт-диски), для записи и считывания которых используются лазеры инфракрасного диапазона излучения с длиной волны 780 нм;

- DVD (Digital Versatile Disks, цифровые многоцелевые диски), запись и считывание которых осуществляются посредством лазеров с длиной волны 650 нм, соответствующей видимому излучению красного цвета;

- BD (Blue-ray Discs, диски «Синий луч»), с записью и считыванием информации лазерами с длиной волны 405 нм, которая соответствует видимому излучению сине-фиолетового цвета.

С другой стороны, по характеру «отпечатков» и методу их формирования различают следующие основные типы оптических дисков:

- CD-ROM, DVD-ROM и BD-ROM (диски, предназначенные только для чтения информации);

- CD-R, DVD-R и BD-R (диски, допускающие только однократную запись информации);

- CD-RW, DVD-RW и BD-RW (диски, допускающие многократную запись информации со стиранием предыдущей).

Общие физические принципы записи и считывания информации каждого из трех вышеперечисленных типов оптических дисков, в целом, аналогичны для CD, DVD и BD, за исключением геометрических размеров «отпечатков», а также ряда деталей, рассмотрение которых выходит за рамки настоящего учебника (см. подробности, например, в [3]). Поэтому данные принципы будут излагаться безотносительно к тому, относится ли диск к типу CD, DVD или BD, с конкретизацией только размеров «отпечатков», характерных для каждого из указанных типов дисков.

Оптические диски типа «ROM». Данные диски применяются для тиражирования в промышленных масштабах программного обеспечения, аудио- и видеозаписей и т. п. При тиражах от нескольких десятков тысяч и выше себестоимость записи единицы информации на

диски подобного типа существенно меньше, чем на диски типов «R» и «RW». Следовательно, при этом и цена ROM-диска значительно меньше, чем дисков «R» и «RW» с аналогичной емкостью. Однако запись ROM-дисков требует специального промышленного оборудования и практически невозможна в домашних или офисных условиях. Естественно, ROM-диски допускают только однократную запись информации, без возможности ее дальнейшего изменения.

Типовая упрощенная структура фрагмента продольного сечения дорожки ROM-диска представлена на рис. 25.8 [48].

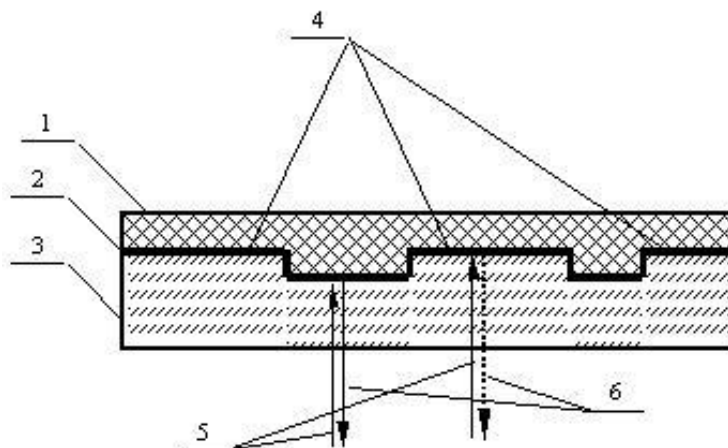


Рис. 25.8. Упрощенная типовая структура фрагмента продольного сечения дорожки оптического ROM-диска (не в масштабе):
 1 – защитный слой; 2 – отражающий слой; 3 – подложка;
 4 – впадины (питы); 5, 6 – соответственно падающий и отраженный лазерный луч

Диск состоит из 3-х основных слоев: защитного слоя 1; отражающего слоя 2 и подложки 3, прозрачной для лазерного излучения, используемого для считывания. «Отпечатки» на дорожке формируются как последовательность чередующихся впадин и возвышенностей на подложке 3, часто называемых в литературе соответственно питами и лэндами (от английских слов «pit» – впадина, углубление, и «land», один из вариантов перевода которого – «площадка», «возвышенность»). Подложка 3, как видно из рис. 25.8, покрыта отражающим слоем 2, повторяющим ее рельеф (типичная толщина указанного слоя – порядка сотых долей микрон). Следовательно, и впадины, и возвышенности обладают способностью отражать лазерный луч. Однако, за счет того, что длина, ширина и глубина впадины сопоставимы с длиной волны применяемого для считывания лазерного излучения, ин-

тенсивность излучения, отраженного от впадины, в несколько раз меньше, чем отраженного от площадки. Таким образом, в процессе считывания при перемещении лазерного луча вдоль дорожки (т. е. последовательности впадин и возвышенностей) формируются перепады светового потока, поступающего на приемник отраженного луча, в качестве которого обычно выступает фотодиод. Посредством последнего указанные перепады преобразуются в перепады электрического тока, несущие информацию о записанной на диск последовательности битов, в соответствии с методами RLL и NRZ-1.

Один из типовых способов технической реализации записи данных на ROM-диски включает в себя следующие основные операции [42].

1. На поверхность диска из специального полированного стекла наносится светочувствительный фоторезистивный слой определенной толщины. Посредством сфокусированного лазерного луча, управляемого подлежащим записи RLL+NRZ-1-кодом, засвечиваются участки фоторезистивного слоя, соответствующие впадинам дорожки.

2. После селективного засвечивания поверхности диска осуществляется его травление в специальном растворе. Засвеченные участки фоторезиста, имеющие меньшую химическую стойкость, стравливаются, и на расположенных под ними участках стекла вытравливаются впадины (питы). Не засвеченные участки, будучи химически нейтральными по отношению к травильному раствору, остаются на поверхности диска. Поэтому расположенные под ними участки поверхности стекла не подвергаются травлению. Они соответствуют возвышенностям на диске. После удаления остатков фоторезиста получают стеклянную основу диска-шаблона, называемую Glass Master.

3. С помощью специальных реактивов или вакуумного напыления на стеклянную основу наносится тонкий слой металла (никеля или серебра), в результате чего получают металлический диск-шаблон (Metal Master).

4. Изготавливается негатив металлического диска-шаблона. На месте возвышенностей образуются впадины, и наоборот, на месте впадин образуются возвышенности.

5. Из высокопрочного материала изготавливается копия негатива, служащая штампом при тиражировании дисков.

6. Посредством штампа, методом прессования изготавливаются подложки 3 дисков соответствующим тиражом.

7. На подложки наносится отражающий слой 2.

8. Диски покрываются защитным слоем 1 , на который, в свою очередь, наносятся необходимые надписи и маркировка.

Более детально конструкции оптических ROM-дисков и принципы их записи освещены, например, в [42] и [48].

Оптические диски типа «R». Диски данного типа применяются для однократной записи информации пользователем в офисных или домашних условиях.

Типовая упрощенная структура фрагмента дорожки R-диска представлена на рис. 25.9 [3].

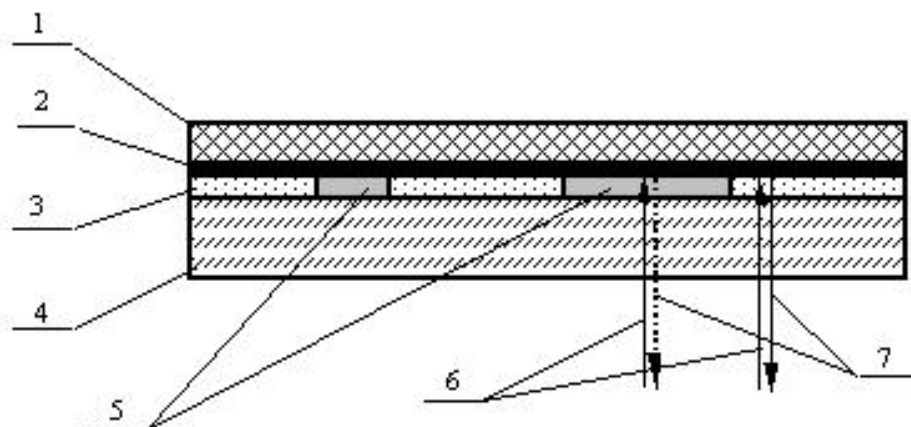


Рис. 25.9. Упрощенная типовая структура фрагмента продольного сечения дорожки оптического R- и RW-диска (не в масштабе):

1 – защитный слой; 2 – отражающий слой (отсутствует при наличии отражающих свойств у регистрирующего слоя); 3 – регистрирующий слой; 4 – подложка; 5 – непрозрачные (не отражающие) участки регистрирующего слоя («питы»); $6, 7$ – соответственно падающий и отраженный лазерный луч

Диск содержит четыре основных слоя: защитный 1 , отражающий 2 , регистрирующий 3 и прозрачную для лазерного луча подложку 4 . Распространенный на практике принцип записи информации на оптический R-диск состоит в следующем. Регистрирующий слой 3 «чистого» R-диска (называемого на профессиональном жаргоне «болванкой») прозрачен для лазерного излучения, используемого при считывании. В процессе записи осуществляется выборочный нагрев регистрирующего слоя 3 сфокусированным лазерным лучом, в соответствии с RLL+NRZ-1-кодом подлежащей записи битовой последовательности. Подвергнутые нагреву участки теряют прозрачность, т. е. в регистрирующем слое формируются микроскопические зоны, практически не пропускающие лазерный луч к отражающему слою 2 и, соответственно, характеризуются малой интенсивностью отраженного луча по сравнению с прозрачными участками. Следовательно, непрозрачные участки регистрирующего слоя аналогичны «питам»

ROM-дисков (часто их так и называют в литературе, хотя это не совсем корректно, т. к. они не являются впадинами). Считывание осуществляется лазерным лучом с мощностью, примерно на порядок меньшей, чем при записи. «Отпечатки» в процессе считывания регистрируются как перепады интенсивности отраженного лазерного луча при сканировании дорожки, аналогично процессу чтения ROM-дисков (см. выше).

Необходимо отметить, что, кроме вышеописанного, существуют и другие принципы записи информации на оптический R-диск [3]. Например, известна разновидность R-дисков, регистрирующий слой которых до записи непрозрачен, а процесс записи заключается в прожигании в нем лазерным лучом «окон» микроскопических размеров, обеспечивающих доступ луча к отражающему слою. При этом непрозрачные участки, как и у R-дисков ранее рассмотренного типа, выполняют функции «питов» ROM-дисков. Известны и некоторые другие способы записи информации на оптические R-диски [3].

Оптические диски R-типа, как указано выше, допускают только однократную запись данных, т. е. локальные изменения прозрачности их регистрирующего слоя являются необратимыми. В целом, при одинаковой емкости, стоимость R-диска выше, чем ROM-диска, но ниже, чем диска типа «RW».

Оптические диски типа «RW». Диски данного типа предназначены для многократной записи информации в домашних или офисных условиях (с возможностью стирания предыдущих данных).

В целом, структура дорожки RW-диска аналогична таковой R-диска (см. рис. 25.9). Отличия, в основном, состоят в материале регистрирующего слоя 3. Данный слой RW-дисков выполняется из материалов, обладающих свойством локальных обратимых изменений их оптических свойств (прозрачности или отражающей способности) посредством лазерного луча. На указанных изменениях основывается запись информации на RW-диск, а ее стирание реализуется путем устранения данных изменений, также посредством лазерного луча. Необходимо отметить, что запись, основанная на локальных изменениях отражающей способности регистрирующего слоя, естественно, предполагает ее наличие у него. Поэтому у дисков с регистрирующим слоем 3, обладающим отражающими свойствами, собственно отражающий слой 2 отсутствует.

Материалы регистрирующего слоя RW-дисков имеют два состояния: кристаллическое с высокой отражающей способностью или прозрачностью и аморфное с низкими значениями указанных парамет-

ров. Перевод некоторого участка регистрирующего слоя из кристаллического состояния в аморфное осуществляется посредством повторяемых многократно циклов кратковременного нагрева до температуры выше температуры плавления и последующего быстрого охлаждения до температуры ниже температуры кристаллизации. Нагрев осуществляется лазерными импульсами мощностью 10 – 20 мВт и длительностью порядка 10 – 15 нс. Для охлаждения участка ниже температуры кристаллизации в промежутках между импульсами мощность лазерного луча снижается минимум в несколько раз. Таким образом формируется участок регистрирующего слоя с низкой отражающей способностью или прозрачностью, эквивалентный «питу» ROM-диска и часто носящий в литературе такое же название.

Стирание «пита» заключается в его возврате из аморфного в кристаллическое состояние, реализуемом посредством его нагрева до температуры ниже температуры плавления, но выше температуры кристаллизации. Данный нагрев осуществляется лазерным импульсом с мощностью, существенно меньшей, чем при записи, но с длительностью, намного большей, чем длительность импульсов записи.

Упрощенные временные диаграммы температуры при записи и стирании «пита» RW-диска представлены на рис. 25.10 [3].

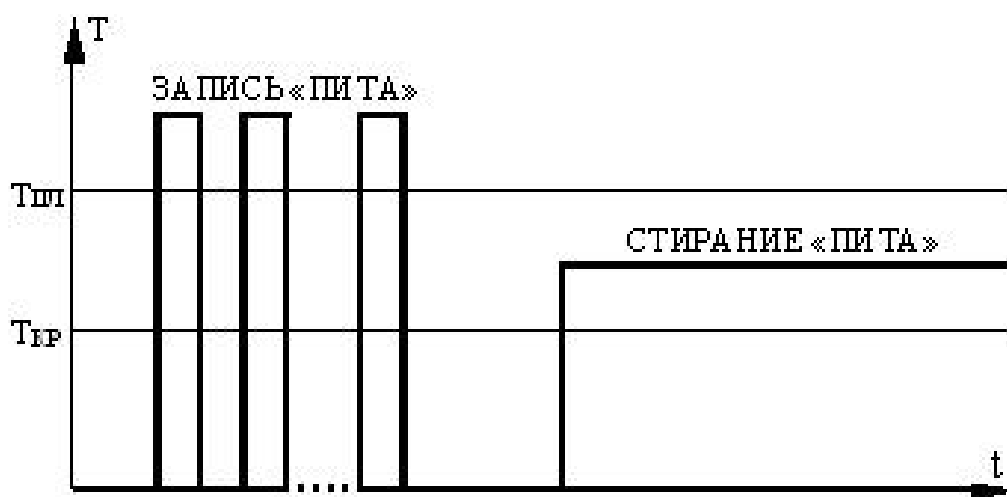


Рис. 25.10. Упрощенная временная диаграмма температуры при записи и стирании «пита» RW-диска

Процесс считывания информации с RW-дисков полностью аналогичен таковому с R-дисков. Мощность лазерного луча при считывании – порядка 0,5 мВт, т. е. в несколько десятков раз меньше, чем при записи.

RW-диски допускают порядка 1000 циклов перезаписи информации. Однако они отличаются значительно большей стоимостью по сравнению с R- и ROM-дисками.

Как указано ранее, CD-, DVD- и BD-диски каждого из трех рассмотренных типов различаются между собой, в первую очередь, геометрическими размерами элементов записи – «питов» и интервалов между соседними витками спиральной дорожки, на которой они размещены (или между соседними концентрическими дорожками). Очевидно, чем меньше длина волны лазерного излучения, используемого при записи и считывании информации, тем меньшими потенциально могут быть вышеуказанные размеры. Это подтверждается табл. 25.2, в которой указаны основные размеры элементов записи CD-, DVD- и BD-дисков, а также значения длины волны лазерного излучения, применяемого для записи/считывания информации в каждом из перечисленных типов дисков [3]. Необходимо отметить, что благодаря именно меньшим размерам «питов» и меньшему расстоянию между витками дорожки емкость DVD-диска, при прочих равных условиях, примерно в 7 раз больше, чем CD-диска, а BD-диска – примерно в 5 раз больше, чем DVD-диска.

Таблица 25.2

Основные размеры элементов записи оптических дисков

Тип диска	Длина волны лазера, мкм	Основные размеры элементов записи, мкм	
		Минимальная длина «пита»	Расстояние между соседними витками дорожки (соседними дорожками)
CD	0,78	0,8	1,6
DVD	0,65	0,4	0,74
BD	0,405	0,16	0,32

Кроме уменьшения размеров элементов записи за счет снижения длины волны лазера, существуют другие подходы к повышению емкости оптических дисков. Наиболее распространенными из них являются принципы двустороннего и двухслойного диска и их комбинации.

Принцип двустороннего диска поясняет рис. 25.11, на котором, в качестве примера, приведена упрощенная структура фрагмента продольного сечения дорожек однослойного двустороннего R- или RW-диска [3, 42]. Нетрудно заметить, что он представляет собой, по существу, два «склеенных» между собой односторонних диска соответствующего типа (см. рис. 25.9) с общим связующим слоем. По-

добным образом реализуются и двусторонние ROM-диски. Принципы записи информации на двусторонний диск и считывания информации с него полностью аналогичны таковым односторонних дисков соответствующего типа (см. выше). Естественно, при прочих равных условиях, емкость двустороннего диска в 2 раза больше, чем одностороннего.

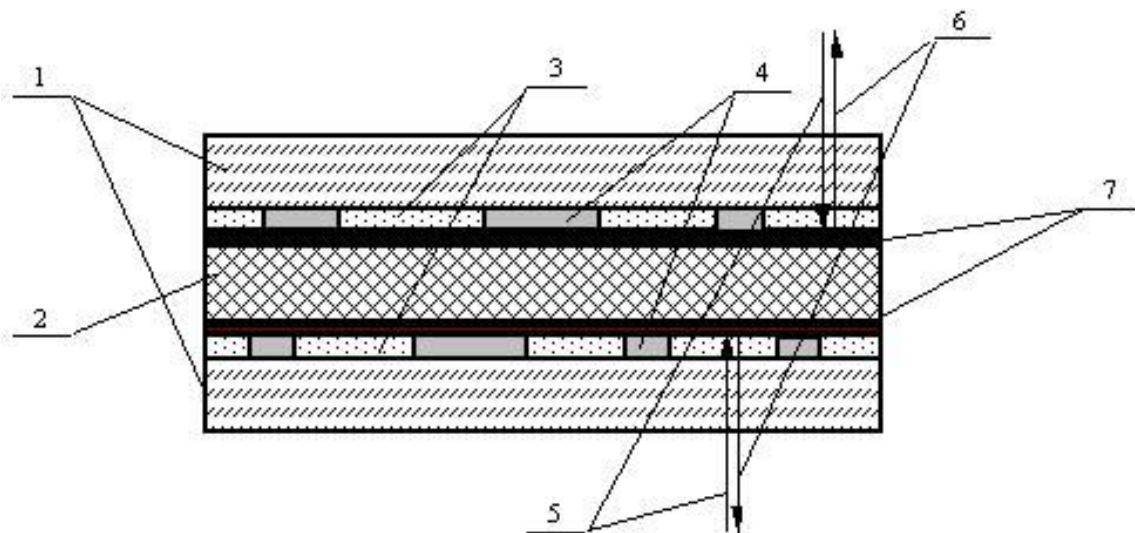


Рис. 25.11. Упрощенная структура фрагмента продольного сечения дорожки однослойного двустороннего R- или RW-диска (не в масштабе):

- 1 – подложки; 2 – связующий слой; 3 – регистрирующие слои; 4 – непрозрачные участки («питы»); 5, 6 – соответственно падающий и отраженный лазерный луч;
- 7 – отражающие слои (отсутствуют при наличии отражающих свойств у регистрирующих слоев 3)

Принцип двухслойного диска иллюстрирует рис. 25.12. На нем, в качестве примера, представлена упрощенная структура фрагмента продольного сечения дорожек одностороннего двухслойного RW-диска [3, 42]. Диск содержит два регистрирующих слоя, внутренний 2 и внешний 3. Внешний регистрирующий слой 3 полупрозрачен для лазерного луча, используемого при считывании. Приведенный на рис. 25.12 фрагмент предполагает, что каждый из регистрирующих слоев обладает отражательной способностью. Процедуры записи и считывания информации аналогичны таковым однослойных дисков. Они осуществляются независимо для каждого из слоев, что обеспечивается фокусированием лазерного луча на соответствующий слой в процессе записи/считывания (см. рис. 25.12).

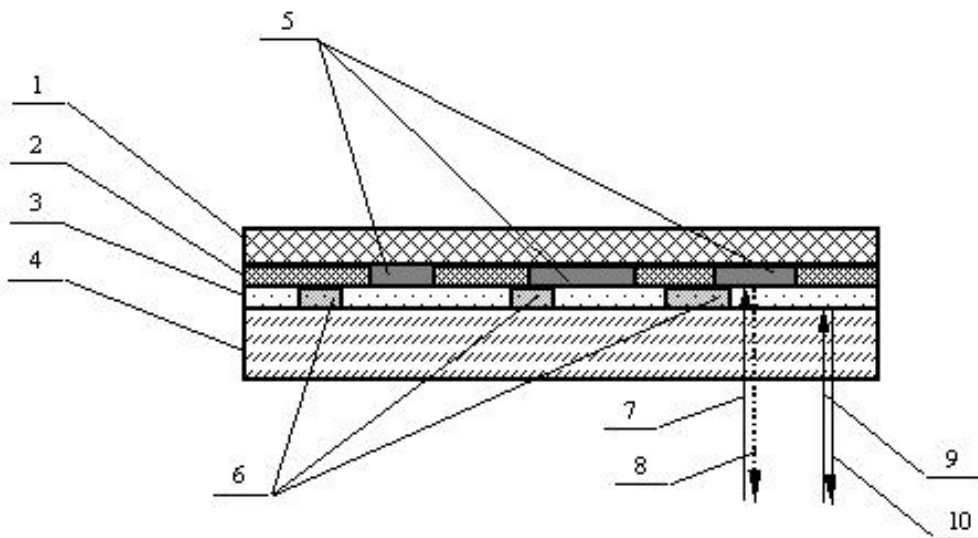


Рис. 25.12. Упрощенная структура фрагмента продольного сечения дорожки двухслойного одностороннего RW-диска (не в масштабе):

1 – защитный слой; 2, 3 – соответственно внутренний и внешний регистрирующий слой; 4 – подложка; 5, 6 – «питы» внутреннего и внешнего регистрирующего слоя соответственно; 7, 8 – лазерный луч, соответственно падающий на внутренний регистрирующий слой и отраженный от него; 9, 10 – лазерный луч, соответственно падающий на внешний регистрирующий слой и отраженный от него

Аналогичным образом реализуются двухслойные ROM- и R-диски.

Необходимо отметить, что для корректного считывания данных с внутреннего регистрирующего слоя минимальные значения размеров его «питов» и расстояний между ними должны быть несколько больше, чем аналогичные параметры внешнего слоя. Поэтому емкость внутреннего слоя примерно на 20 % меньше, чем внешнего, а емкость двухслойного диска, при прочих равных условиях, больше емкости однослойного не в 2 раза, как следовало бы ожидать, а примерно в 1,8 раза [42].

Двусторонний двухслойный диск реализуется аналогично двустороннему однослойному диску (см. рис. 25.11), «склеиванием» двух односторонних двухслойных дисков. Его емкость, при прочих равных условиях, в 2 раза больше емкости одностороннего двухслойного диска.

Преобразование подлежащих записи цифровых данных в последовательность «отпечатков», т. е. перепадов отражающей способно-

сти дорожки, в оптических дисках, как и в ЖМД, осуществляется комбинацией способов RLL и NRZ-1 [48] (см. представленные ранее соответствующие материалы по НЖМД). RLL-коды, применяемые в оптических дисках, отличаются от используемых в НЖМД, только параметрами m , n , d и k (см. параграф 25.2). Запись RLL-кода на оптический диск, как и на ЖМД, осуществляется способом NRZ-1. Ее поясняет рис. 25.13.

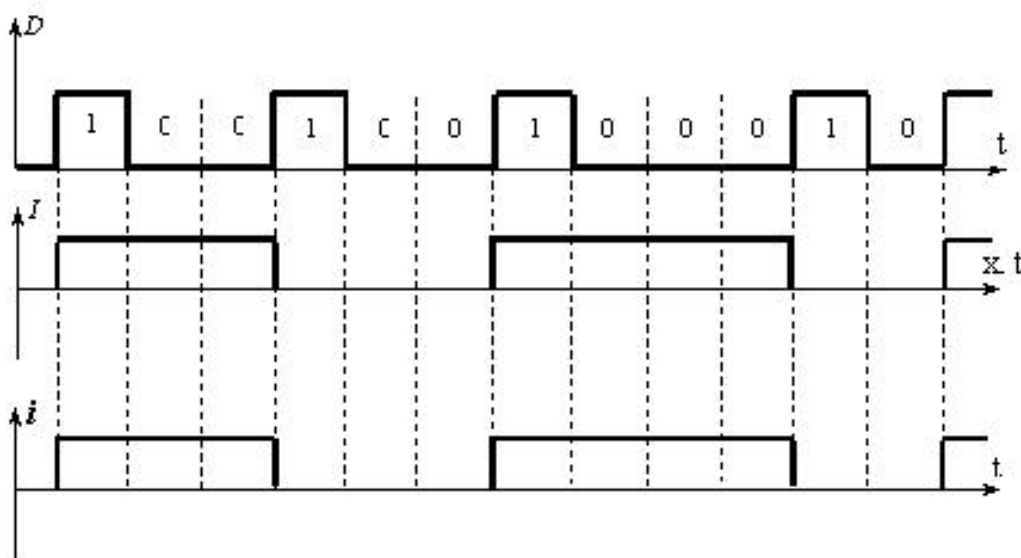


Рис. 25.13. Пример представления двоичных данных на оптическом диске способом NRZ-1:

D – временная диаграмма последовательности битов, подлежащей записи;
 I – пространственно-временная диаграмма интенсивности лазерного луча, отраженного от дорожки; i – временная диаграмма выходного тока фотоприемника при считывании

Логическая организация данных на оптическом диске. Для оптических дисков характерно, в основном, представление данных блоками фиксированной длины, обычно называемыми *кадрами*, которые аналогичны секторам магнитных дисков. В целом, формат кадра также сходен с типовым форматом сектора магнитного диска (см. рис. 25.4), за исключением ряда второстепенных деталей. Пример формата кадра оптического диска представлен на рис. 25.14 (в скобках указаны размеры полей в байтах).

СП (12)	ЗГ (4)	ДАННЫЕ (2048)	КОО (4)	РЗ (8)	КЮ (276)
------------	-----------	------------------	------------	-----------	-------------

Рис. 25.14. Пример формата кадра оптического диска:

СП – синхропоследовательность; *ЗГ* – заголовок; *КОО* – код, обнаруживающий ошибки;

РЗ – резерв; *КИО* – код, исправляющий ошибки

Кадр содержит следующие основные поля:

1. Синхропоследовательность (преамбулу), функционально аналогичную межсекторному промежутку магнитных дисков. Она служит указателем начала кадра, а также по ней осуществляется самосинхронизация тактового генератора блока считывания с началами битовых интервалов. Как и промежутки магнитных дисков, она содержит уникальную, не встречающуюся в других полях кадра битовую последовательность. Например, при использовании группового кода RLL 2, 10 для записи данных на диск (напомним, что такой код содержит не менее 2-х, но не более 10-и нулей между единицами) синхропоследовательность имеет вид 100000000001000000000010 [48].

2. Заголовок, аналогичный идентификатору сектора магнитных дисков (см. рис. 25.4), который содержит полный адрес кадра в пределах диска.

3. Поле собственно пользовательских данных.

4. Два поля, содержащих контрольные байты: поле контрольных байтов кода, обнаруживающего ошибки, а также аналогичное поле кода, исправляющего ошибки (который корректнее назвать кодом, диагностирующим ошибки, т. е. позволяющим определить номера ошибочных битов). На основе совокупности данных полей в процессе чтения информации рассчитываются коды, называемые синдромами ошибок, и позволяющие определять как сам факт наличия ошибок в кадре, так и номера ошибочных битов.

Кроме вышеописанного, известны и другие форматы кадров (см., например, [39]).

Структурная схема ВЗУ на оптическом диске. Типовая структурная схема ВЗУ на оптическом диске представлена на рис. 25.15 [48]. В целом, она сходна со структурой НЖМД (см. рис. 25.6).

ВЗУ на оптическом диске включает в себя следующие основные блоки:

- оптоэлектронный блок (ОЭБ) 5, содержащий собственно средства записи/считывания, а именно источник лазерного излучения, оптическую систему позиционирования и фокусировки лазерного луча на дорожку и формирования отраженного от

нее луча, а также фотоприемники (т. е. преобразователи его интенсивности в электрические сигналы) и средства первичной обработки указанных сигналов;

- шпиндельный электродвигатель 2, посредством которого осуществляется вращение диска 1; за счет данного вращения обеспечивается возможность перемещение лазерного луча вдоль дорожки (дорожек);

- линейный электродвигатель 7, обеспечивающий перемещение лазерного луча относительно поверхности диска в радиальном направлении;

- контроллер 6 ВЗУ, осуществляющий управление его узлами и блоками, формирование и обработку информации при записи и считывании, а также интерфейс ВЗУ с системной магистралью.

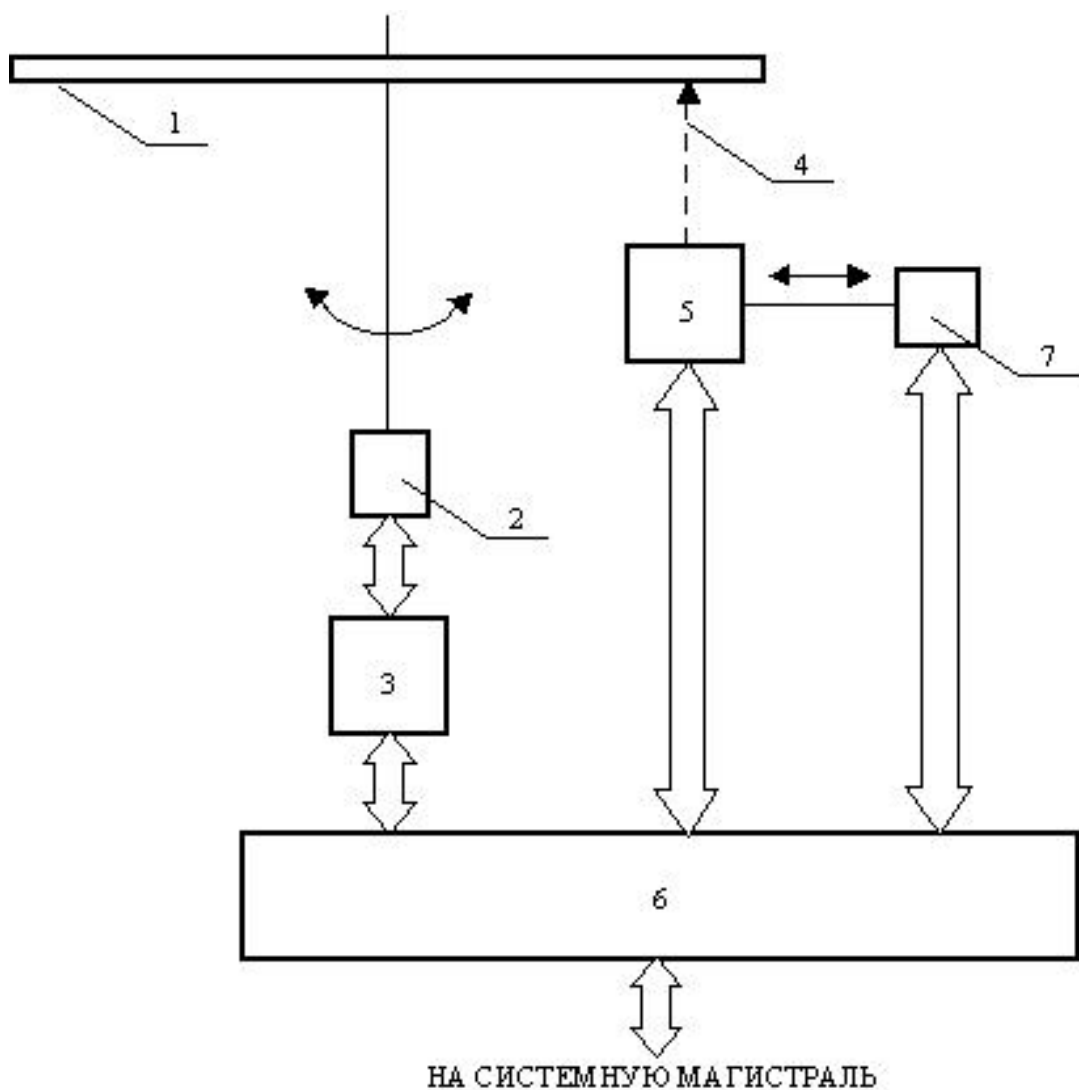


Рис. 25.15. Обобщенная структурная схема ВЗУ на оптических дисках:

1 – оптический диск; 2 – шпиндельный электродвигатель; 3 – блок управления скоростью вращения; 4 – лазерный луч; 5 – оптоэлектронный блок; 6 – контроллер с блоком интерфейса; 7 – линейный электродвигатель радиального позиционирования

Необходимо отметить, что, в отличие от НЖМД, для которых характерна постоянная угловая скорость перемещения МГ относительно поверхности диска, в ВЗУ на оптических дисках запись и считывание информации осуществляются при постоянной линейной скорости перемещения лазерного луча по поверхности диска [42]. Данное свойство обусловлено применением оптических дисков для записи и хранения не только программ, текстовых файлов, баз данных и т. п., но также аудио- и видеозаписей, воспроизведение которых, очевидно, должно осуществляться с постоянной линейной скоростью (в англоязычной литературе – CLV, constant linear velocity).

Для обеспечения постоянной линейной скорости записи и считывания угловая скорость вращения диска должна быть переменной и обратно пропорциональной расстоянию от центра диска (т. е. снижаться по мере продвижения лазерного луча от центра диска к его краю). Это обеспечивается блоком управления скоростью вращения 3 (см. рис. 25.15).

Следует также остановиться на позиционировании лазерного луча на дорожку. Подобно аналогичной процедуре в НЖМД, данное позиционирование осуществляется в два этапа: грубое позиционирование луча в область дорожки и последующее точное его позиционирование на дорожку. Первый из данных этапов реализуется посредством линейного электродвигателя радиального позиционирования 7. Второй этап осуществляется оптической системой позиционирования луча, входящей в состав ОЭБ 5, структуру и принцип работы которого необходимо рассмотреть подробнее.

Известны несколько вариантов реализации ОЭБ [42, 48]. В качестве примера на рис. 25.16 в несколько упрощенном виде представлен один из них, принцип работы которого, по мнению авторов, наиболее прост для понимания. Рассмотрим принцип функционирования ОЭБ, реализуемого в соответствии с данным вариантом.

Генерируемое лазером 10 излучение посредством коллиматорной линзы 9 преобразуется в параллельный пучок лучей. Он отражается от полупрозрачного зеркала 5 и поступает на фокусирующую линзу 3. Данная линза формирует сфокусированный пучок лазерных лучей, поступающий на «рабочий» слой оптического диска. Параметры фокусировки выбираются таким образом, что при вхождении в прозрачную подложку диска (см. рис. 25.8, 25.9, 25.11 и 25.12) диаметр данного пучка составляет порядка 1 мм, в то время как на отражающем слое его диаметр имеет тот же порядок, что и размеры «питов» (см. табл. 25.2). Благодаря этому загрязнения и царапины поверхности подложки размером менее 1 мм практически не влияют на процессы записи и считывания.

При записи информации на диск мощность лазера, по мере передвижения сфокусированного пучка лазерных лучей по поверхности диска, модулируется под управлением контроллера в соответствии с записываемой последовательностью «питов» (см., например, диаграмму на рис. 25.10).

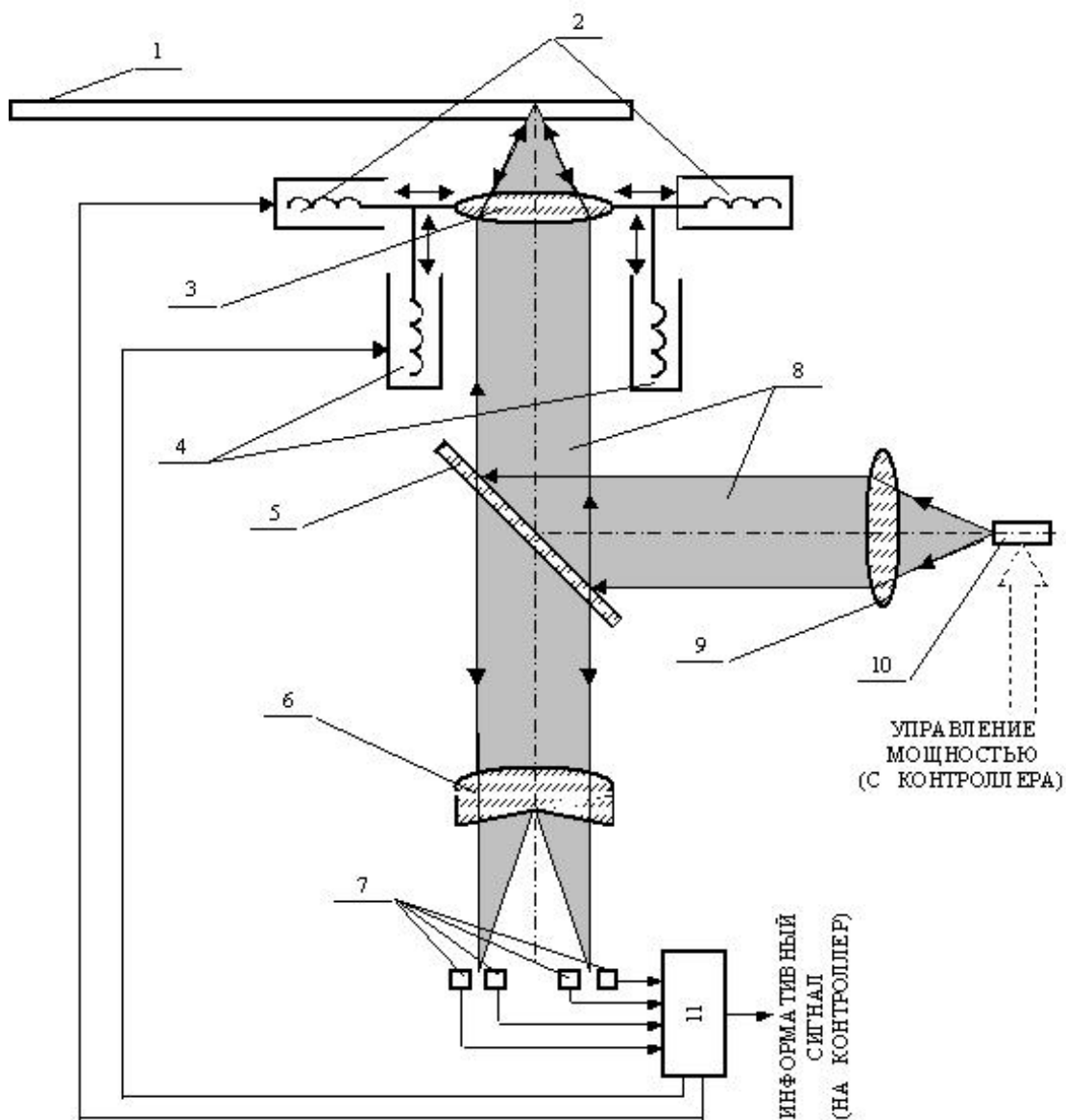


Рис. 25.16. Пример реализации оптоэлектронного блока накопителя на оптических дисках:

- 1 – диск; 2 – электромагниты радиального позиционирования;
- 3 – фокусирующая линза; 4 – электромагниты фокусировки;
- 5 – полупрозрачное зеркало; 6 – расщепляющая линза; 7 – фотоприемники;
- 8 – лазерные лучи; 9 – коллиматорная линза; 10 – лазер;
- 11 – блок обработки выходных сигналов фотоприемников

При считывании данных с диска, после отражения от его «рабочего» слоя и обратного прохождения через фокусирующую линзу 3 лазерные лучи через полупрозрачное зеркало 5 по-

ступают на расщепляющую линзу 6. Она формирует два пучка лазерных лучей, каждый из которых поступает на пару фотоприемников (обычно фотодиодов). Последние преобразуют интенсивность отраженных лазерных лучей в электрический сигнал (ток).

Наличие, в общей сложности, 4-х фотоприемников вместо требуемого на первый взгляд одного обусловлено наличием в составе ОЭБ автоматической системы точного позиционирования и фокусировки пучка лазерных лучей на дорожку оптического диска. Необходимость введения данной системы в состав ОЭБ, в свою очередь, обусловлена микронными размерами элементов записи оптического диска (см. табл. 25.2) и, как следствие, невозможностью обеспечения корректных позиционирования и фокусировки луча посредством только оптико-механических узлов ОЭБ и ВЗУ в целом.

Автоматическая система позиционирования и фокусировки включает в себя следующие основные узлы ОЭБ:

- фотоприемники 7, выступающие в качестве датчиков позиционирования и фокусировки;
- электромагниты радиального позиционирования 2 и фокусировки 4, управляющие соответственно радиальным и вертикальным положением фокусирующей линзы 3 и играющие роль исполнительных устройств системы;
- блок 11 обработки выходных сигналов фотоприемников 7, формирующий, кроме информативного сигнала считывания, также сигналы ошибки радиального позиционирования и фокусировки, которые служат в качестве управляющих сигналов электромагнитов 2 и 4 соответственно.

Принцип работы автоматической системы позиционирования и фокусировки ОЭБ поясняют рис. 25.17 и 25.18 [48]. Пространственно фотоприемники 7 расположены таким образом, что распределение их освещенности при различных типах ошибок радиального позиционирования и фокусировки соответствует представленному на рис. 25.17 (см. также пояснения к нему). Следует отметить, что такие распределения обусловлены также наличием отражающих свойств у участков между витками дорожки (дорожками) диска.

ФП1 ФП2 ФП3 ФП4

□ □	■ ■	ОТКЛОНЕНИЕ ОТ ДОРОЖКИ ВЛЕВО
■ ■	□ □	ОТКЛОНЕНИЕ ОТ ДОРОЖКИ ВПРАВО
□ ■	■ □	ФОКУСИРОВКА ПЕРЕД ОТРАЖАЮЩИМ СЛОЕМ
■ □	□ ■	ФОКУСИРОВКА ЗА ОТРАЖАЮЩИМ СЛОЕМ
▣ ▣	▣ ▣	КОРРЕКТНОЕ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЕ И ФОКУСИРОВКА

- - освещенность выше средней по 4-м фотоприемникам
- - освещенность ниже средней по 4-м фотоприемникам
- ▣ - освещенность равна средней по 4-м фотоприемникам

Рис. 25.17. Распределение освещенности фотоприемников при различных типах ошибок радиального позиционирования и фокусировки

Из рис. 25.17 нетрудно заметить, что при обозначенных на нем распределениях освещенности фотоприемников сигнал ошибки радиального позиционирования прямо пропорционален среднему по времени значению суммы:

$$I_P = I_{ФП1} + I_{ФП2} - I_{ФП3} - I_{ФП4},$$

где $I_{ФП1} \dots I_{ФП4}$ – выходные токи фотоприемников; а сигнал ошибки фокусировки – среднему по времени значению величины:

$$I_\Phi = I_{ФП1} - I_{ФП2} - I_{ФП3} + I_{ФП4}.$$

С другой стороны, сигнал, несущий информацию о перепадах интенсивности отраженного лазерного луча, очевидно, может быть получен путем выделения посредством фильтра верхних частот перепадов («фронтов») суммы токов $I_{ФП1} \dots I_{ФП4}$.

Вышеописанный способ выделения информативного сигнала, а также сигналов ошибок позиционирования и фокусировки реализу-

ется построением блока *11* обработки выходных сигналов фотоприемников по структурной схеме (рис. 25.18).

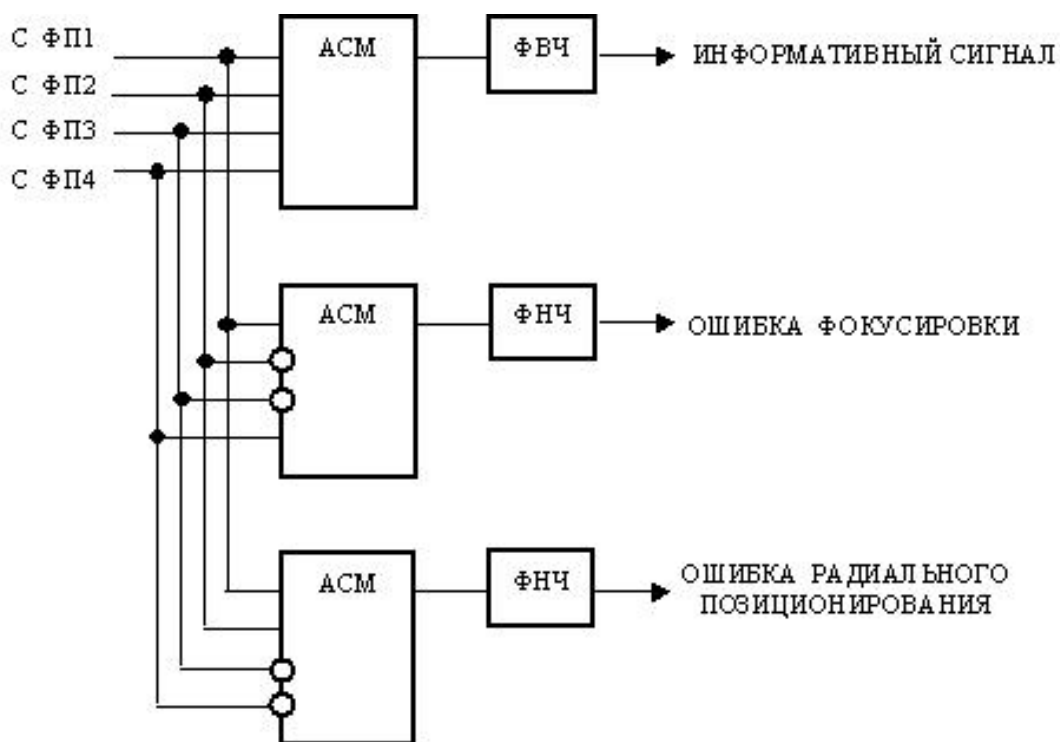


Рис. 25.18. Упрощенная структурная схема блока обработки выходных сигналов фотоприемников ОЭБ:

ФП1, ..., ФП4 – выходные сигналы фотоприемников; *АСМ* – аналоговые сумматоры; *ФНЧ* – фильтры нижних частот; *ФВЧ* – фильтр верхних частот

Кроме рассмотренного варианта реализации ОЭБ, распространены и другие варианты (см., например, [3] и [42]). В целом, принципы функционирования всех вариантов сходны с вышеописанным. Ограниченный объем данного учебника не позволяет рассмотреть все указанные варианты; интересующиеся лица могут ознакомиться с ними, например, по источникам [3] и [42].

Описания интерфейсов ВЗУ на оптических дисках представлены, например, в [14].

25.4. Клавиатуры и манипуляторы

Клавиатуры и манипуляторы являются основными средствами интерактивного взаимодействия пользователя с компьютером. Их основное назначение – ручной ввод информации в компьютер и инициализация различных процедур обработки, хранения и выдачи информации.

Клавиатура строится на основе совокупности клавиш, которые нажимаются/отпускаются пользователем вручную. Нажатому состоянию каждой из клавиш (сочетания клавиш) ставится в однозначное соответствие некоторый символ или команда. Указанное соответствие устанавливается специальным программным обеспечением, обслуживающим ввод и обработку состояний клавиш.

Существует несколько типов клавиатур [4, 42], различающихся между собой, в первую очередь, их назначением и конструкцией.

По первому из указанных критериев можно выделить два основных типа клавиатур:

- клавиатуры общего назначения, входящие в состав стандартных внешних устройств ЭВС и выпускаемые в виде функционально законченных блоков, как правило, снабженных собственным контроллером и средствами интерфейса (обычно последовательного) с компьютером в соответствии с одним из распространенных протоколов (USB, PS/2 и т. п. [14]);

- клавиатуры специального назначения [35], отличающиеся от клавиатур предыдущего типа значительно меньшим количеством клавиш (обычно от 9 до 16); данные клавиатуры предназначены, в основном, для реализации пультов управления различными средствами измерения, контроля и автоматизации. Конструктивно клавиатуры указанного типа, как правило, оформляются в виде набора клавиш пленочного типа, наклеиваемого на корпус пульта и не содержащего контроллера и средств интерфейса.

По конструкции клавиатуры подразделяются на следующие основные типы [4, 42].

Клавиатуры контактного типа. Данный тип клавиатур является наиболее распространенным на практике. Их исполнительные элементы представляют собой механические одно- или двухпозиционных переключатели. Известны следующие основные варианты конструкций таких клавиатур:

- клавиатуры на основе располагаемых под каждой из клавиш стандартных микропереключателей, устанавливаемых на печатную плату клавиатуры, замыкаемых при нажатии клавиши и размыкаемых при ее отпуске;

- клавиатуры мембранного типа, исполнительными элементами которых являются располагаемые под каждой из клавиш мембраны куполообразной формы из эластичного материала (тонких металлических пластин или покрытой проводящим слоем резины), которые при нажатии клавиш прогибаются и замыкают печатные контакты на плате клавиатуры.

При этом большинство из современных клавиатур, как общего, так и специального назначения, принадлежит ко второму из вышеперечисленных типов.

Герконовые клавиатуры. Исполнительными элементами данных клавиатур являются герметизированные магнитные контакты (герконы), располагаемые под каждой из клавиш, которые, в свою очередь, снабжаются встроенными в них миниатюрными постоянными магнитами. При нажатии клавиши магнит сближается с герконом, вследствие чего происходит его замыкание. Герконовые клавиатуры отличаются существенно большей надежностью и долговечностью, чем контактные, так как в них отсутствует непосредственное механическое воздействие на исполнительный элемент. Однако, с другой стороны, для герконовых клавиатур характерны значительно большие габариты, масса и стоимость, чем у контактных. Поэтому они применяются, в основном, в ЭВС с повышенными требованиями к надежности и долговечности.

Индуктивные клавиатуры. Их исполнительными элементами являются расположенные под каждой из клавиш миниатюрные катушки индуктивности, реализованные печатным способом на плате клавиатуры. Клавиши, в свою очередь, снабжаются металлическими пластинами, которые при нажатии клавиши приближаются к катушке (обычно механически не касаясь ее), изменяя тем самым ее индуктивность. Клавиатура при этом снабжается цифровым блоком контроля индуктивностей, выходной код которого отображает текущее состояние клавиш. Благодаря полному отсутствию механических коммутаторов, индуктивные клавиатуры отличаются еще большей надежностью и долговечностью, чем герконовые. Однако они характеризуются более высокой сложностью и стоимостью, чем оба рас-

смотренных ранее типа клавиатур. Поэтому на практике индуктивные клавиатуры применяются достаточно редко, при особо жестких требованиях к надежности и долговечности, и в дальнейшем рассматриваться не будут.

Типовая структурная схема реализации клавиатуры представлена на рис. 25.19 [4, 42]. Как видно из нее, клавиатура содержит следующие два основных функциональных блока: блок клавиш с исполнительными элементами (коммутаторами) и контроллер. В клавиатурах общего назначения контроллер выполняет только функции их обслуживания, к основным из которых относятся:

- управление процессом ввода состояний клавиш в память контроллера (т. е. организация интерфейса блока клавиш с контроллером);
- преобразование состояний клавиш в коды символов и команд;
- организация интерфейса клавиатуры с хостом в соответствии с применяемым протоколом связи (USB, PS/2 и т. п. [14]).

В клавиатурах специального назначения вышеперечисленные функции во многих практических случаях возлагаются на центральный (и часто единственный) контроллер снабжаемого клавиатурой устройства, реализующий, кроме ее обслуживания, другие функции сбора, обработки, хранения и выдачи информации. В подобных случаях показанный на рис. 25.19 пунктирной линией порт связи контроллера с хостом может быть не задействован.

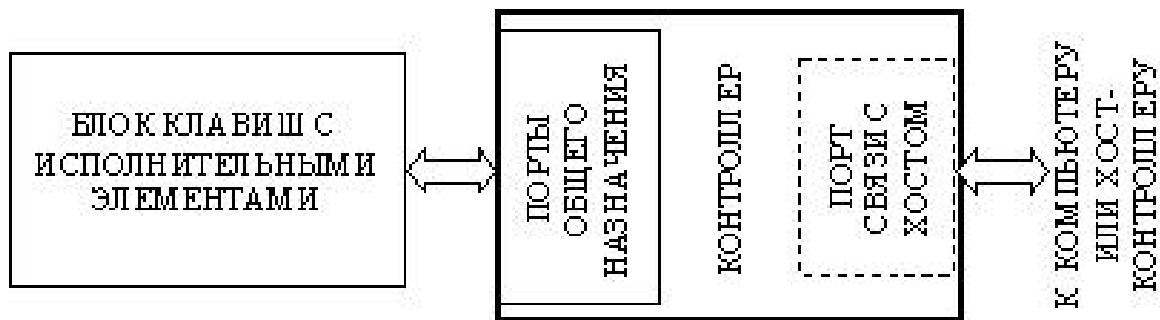


Рис. 25.19. Типовая структурная схема клавиатуры

Необходимо подробнее остановиться на принципах реализации вышеперечисленных функций обслуживания клавиатуры.

Организация интерфейса блока клавиш с контроллером.

Известны следующие три основных метода реализации указанного интерфейса [22, 37]:

- метод параллельного ввода состояний клавиш;
- метод мультиплексирования;
- метод сканирования.

Примеры функциональных электрических схем клавиатур, реализующих перечисленные методы, представлены на рис.

25.20, 25.21

и 25.22 соответственно.

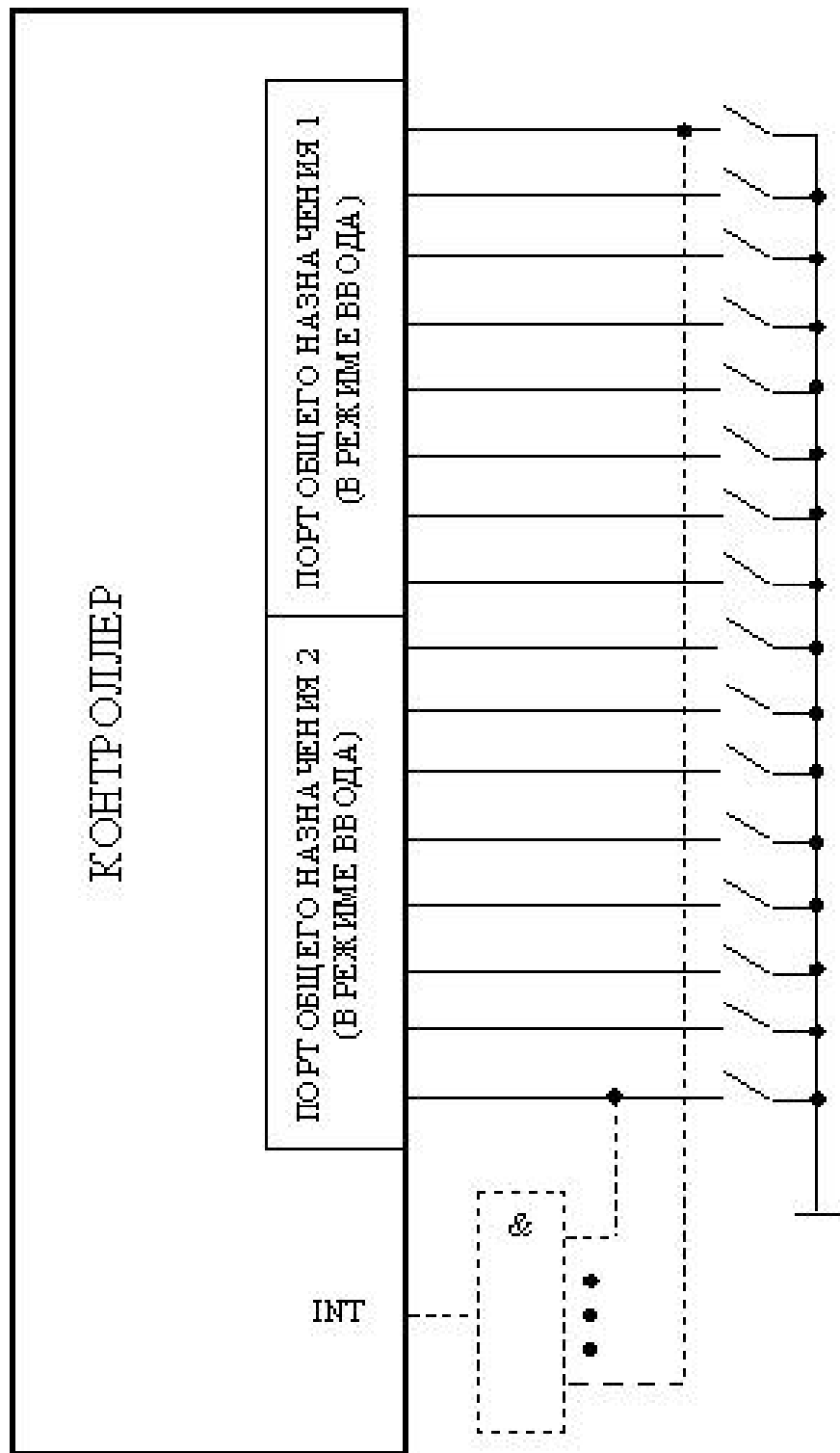


Рис. 25.20. Пример функциональной электрической схемы клавиатуры с параллельным вводом состояний клавиш:

INT – вход запроса прерывания

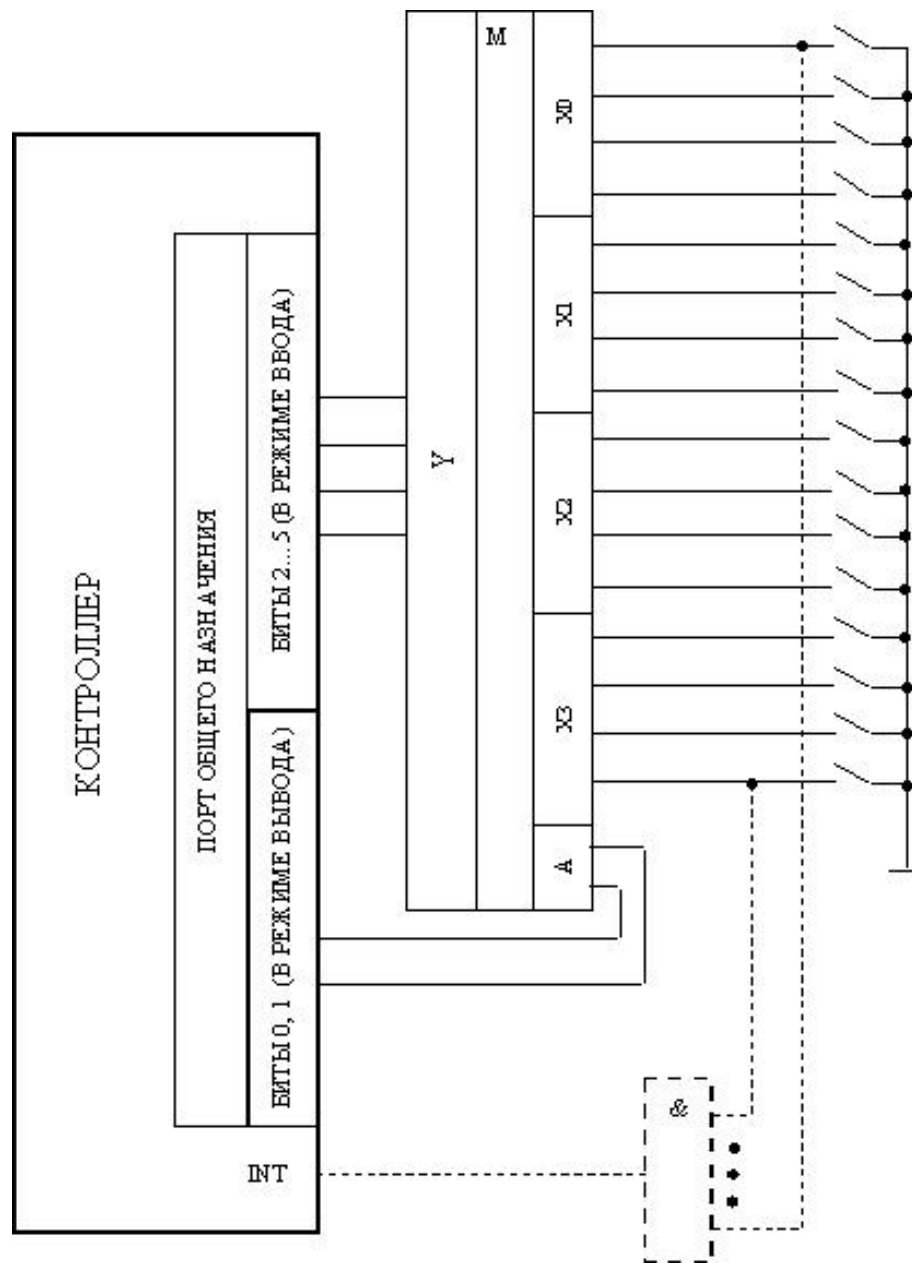


Рис. 25.21. Пример функциональной электрической схемы клавиатуры с мультиплексированием:
M – мультиплексор; *X0, ..., X3* – 4-битовые группы информационных входов мультиплексора; *A* – адресные входы мультиплексора;
Y – выходы мультиплексора

Количество клавиш во всех примерах принято равным 16-ти, во избежание излишнего загромождения схем. Предполагается, что исполнительными элементами клавиатуры служат механические однопозиционные переключатели без фиксации. Также предполагается, что разомкнутому состоянию всех переключателей, подключенных к некоторому входу контроллера, соответствует уровень логической единицы на данном входе, что имеет место при распространенных принципиальных схемах реализации портов микроконтроллеров (см., например, [37]).

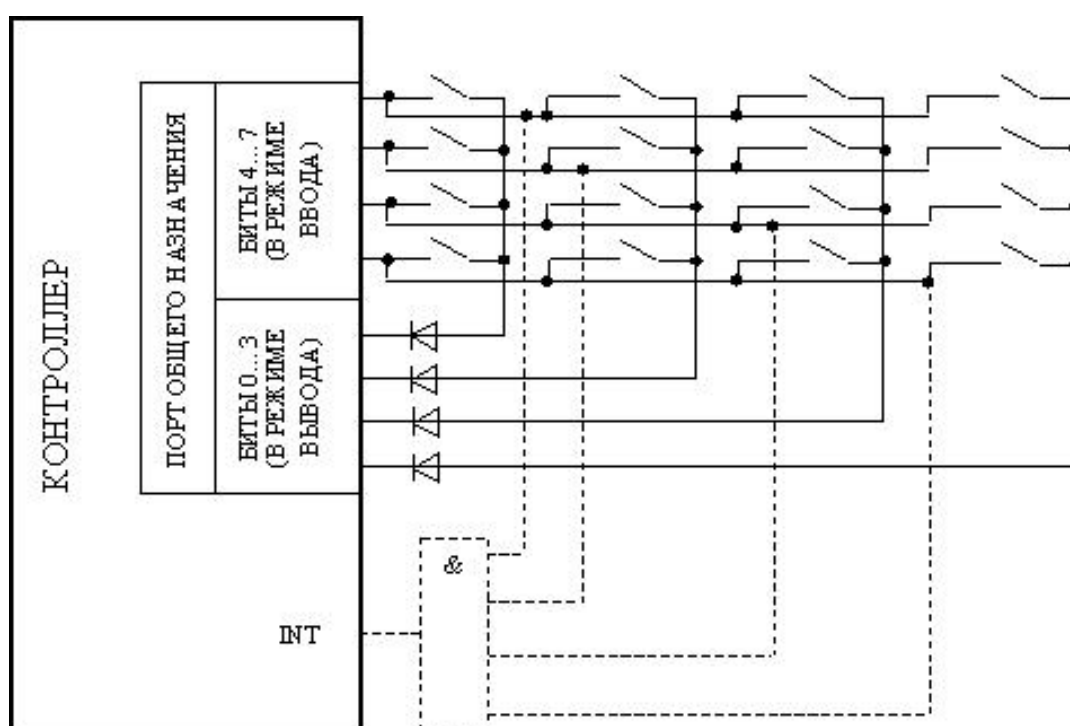


Рис. 25.22. Пример функциональной электрической схемы клавиатуры со сканированием

Все представленные на рис. 25.20 – 25.22 варианты построения клавиатуры предполагают инициализацию опроса клавиш как программой ввода их состояний, так и аппаратным прерыванием, вырабатываемым по нажатию какой-либо из клавиш (см. блоки и связи, показанные пунктиром).

Метод параллельного ввода состояний клавиш (см. рис. 25.20) предполагает реализацию блока клавиш в виде одномерного массива, с выделением по одному входу контроллера для ввода состояния каждой из клавиш. Таким образом, при коли-

честве клавиш, равном N , требуется $\lceil N/8 \rceil$ (где $\lceil \cdot \rceil$ – символ округления до ближайшего большего целого) 8-битовых портов ввода их состояний. Даже при сравнительно небольшом числе клавиш, равном 16-ти (характерном, как указано ранее для клавиатур специального назначения), необходимо 2 таких порта. Это может оказаться недопустимо большой тратой ресурсов контроллера, с учетом того, что обслуживающий специальную клавиатуру контроллер часто выполняет и другие функции сбора и обработки данных (см. пояснения к рис. 25.19). При реализации же клавиатур общего назначения, количество клавиш которых равно минимум нескольким десяткам [22], применение метода параллельного ввода весьма затруднительно.

Метод мультиплексирования (см. рис. 25.21) также основывается на построении блока клавиш в виде одномерного массива. Однако, в отличие от метода параллельного ввода, он предполагает ввод состояний клавиш в контроллер через мультиплексор, группами по некоторому количеству x клавиш в каждой. Мультиплексор, в принципе, может быть как цифровым, так и аналоговым. Однако, применение цифрового мультиплексора в предлагаемой на рис. 25.21 схеме, как правило, требует включения «подтягивающих» резисторов (pullups) на его входах для гарантированного формирования уровня логической единицы при разомкнутом переключателе. Для интерфейса контроллера с блоком клавиш выделяется x выводов портов общего назначения для ввода состояний клавиш и $\lceil \log_2(N/x) \rceil$ выводов – для подачи управляющих сигналов на мультиплексор. Нетрудно заметить, что равное сумме $x + \lceil \log_2(N/x) \rceil$ общее количество выводов портов, требуемое для обслуживания клавиатуры методом мультиплексирования, при $x < N$ всегда меньше, чем N выводов, необходимых для реализации метода параллельного ввода. Нетрудно показать, что при заданном N указанная сумма минимальна при $x = 1$. Например, обслуживание методом мультиплексирования клавиатуры из 16-ти клавиш при $x = 1$ требует 5-ти выводов порта общего назначения (сравните с рис. 25.20). Однако, недостатком метода мультиплексирования являются повышенные аппаратурные затраты, обусловленные собственно необходимостью применения мультиплексора.

Метод сканирования (см. рис. 25.22) требует организации блока клавиш в виде двумерного массива (матрицы), состоящего из k строк и m столбцов. При этом $k \times m = N$, $|k - m| \leq 1$, т. е. число строк и число столбцов выбираются максимально близкими. Процесс ввода и идентификации состояний клавиш основан на последовательной активизации столбцов путем подачи на них нулевого уровня (при единичном уровне на остальных столбцах), с последующим считыванием уровней сигналов на строках. При обнаружении нулевого состояния некоторой i -й строки в то время, когда нулевой уровень подается на некоторый j -й столбец, делается вывод о том, что находящаяся на пересечении i -й строки и j -го столбца клавиша нажата. Блок-схема алгоритма реализации указанного процесса изображена на рис. 25.23.

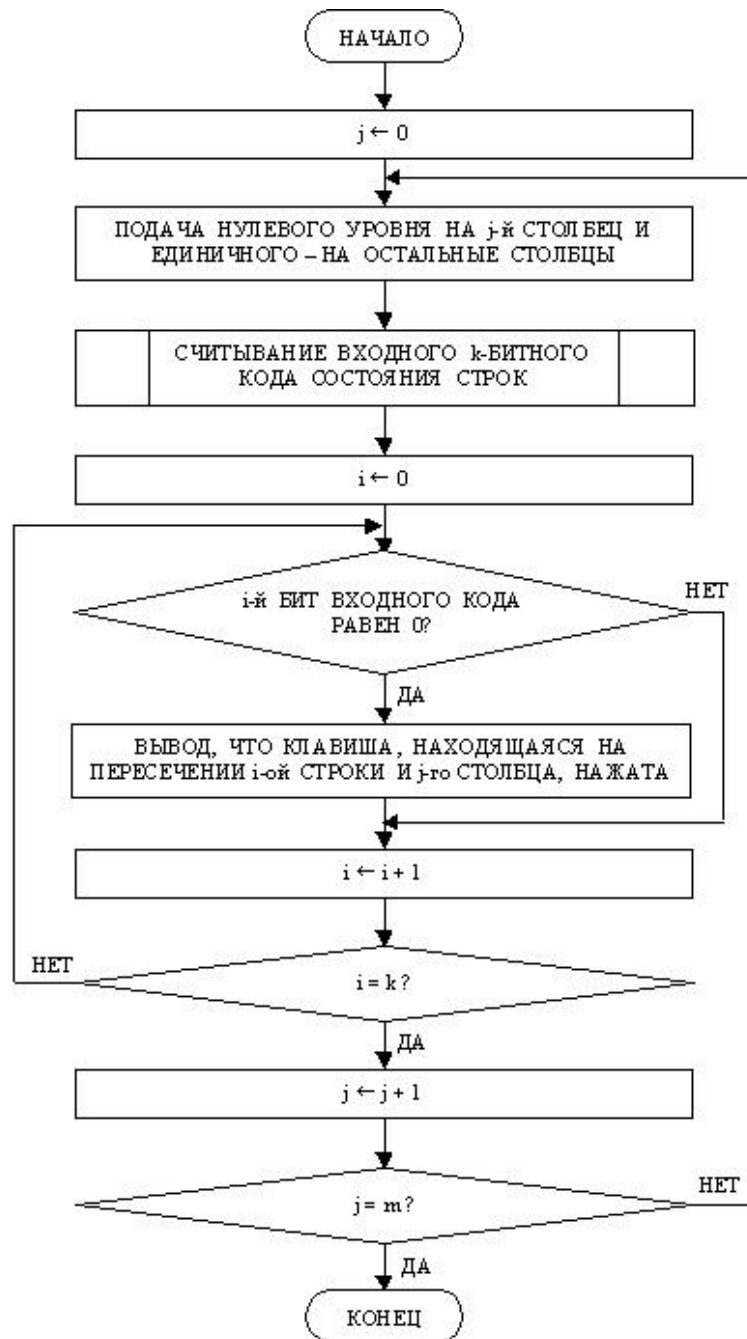


Рис. 25.23. Блок-схема алгоритма ввода и идентификации состояний клавиш методом сканирования:

i, j – счетчики строк и столбцов соответственно

Диоды (см. рис. 25.22) предохраняют выходы портов от принудительной подачи на них нулевого уровня при одновременном нажатии нескольких клавиш в различных столбцах. Нетрудно заметить, что для реализации метода сканирования требуется $\lceil \sqrt{N} \rceil$ выводов портов контроллера, работающих в режиме выходов, и $\text{Int}(\sqrt{N})$ выводов, работающих в режиме входов (где $\text{Int}(\cdot)$ – оператор выделения целой части числа).

При заданном числе клавиш N общее количество выводов контроллера, требуемое для реализации метода сканирования, существенно меньше, чем необходимое для осуществления ме-

тогда параллельного ввода, но несколько больше, чем требующееся для реализации метода мультиплексирования. Однако, метод сканирования требует значительно меньших аппаратных затрат, чем метод мультиплексирования (сравните рис. 25.21 и 25.22). Поэтому, в целом, метод сканирования является наиболее распространенным при реализации клавиатур как общего, так и специального назначения [22, 37].

Необходимо подробнее остановиться на таком важном с практической точки зрения аспекте ввода состояний клавиш, как устранение эффекта дребезга контактов. Данный эффект характерен для механических и электромеханических переключателей, и, следовательно, для контактных и герконовых клавиатур. Он заключается в том, что при замыкании контакта, ввиду упругих свойств его материала, реально имеет место его многократное замыкание/размыкание, прежде чем контакт окончательно зафиксируется в замкнутом состоянии. Поэтому считывание состояния контакта во время указанного переходного процесса может привести к ошибочной идентификации данного состояния как разомкнутого. Следовательно, для корректного считывания состояний клавиш необходимо или подавление дребезга (реализуемое аппаратными средствами, с помощью специальных антидребезговых схем), или исключение считывания во время переходного процесса, осуществляемое программно [37]. Ввиду наличия контроллера в составе клавиатуры, второй подход более предпочтителен. Известны два основных способа его реализации:

- подсчет заданного числа замкнутых состояний контакта;
- введение временной задержки.

Первый из перечисленных способов основан на многократном вводе состояния контакта, которое идентифицируется как замкнутое только при регистрации замкнутого состояния контакта в K сеансах ввода подряд (на практике K находится в пределах от 20 до 50). Во избежание «зацикливания» процесса подсчета регистрируемых замкнутых состояний контакта, обычно выделяется определенное количество M (обычно 3 – 5) попыток регистрации замкнутого состояния контакта в K сеансах связи подряд. Блок-схема алгоритма устранения дребезга контактов способом подсчета замкнутых состояний показана на рис. 25.24.

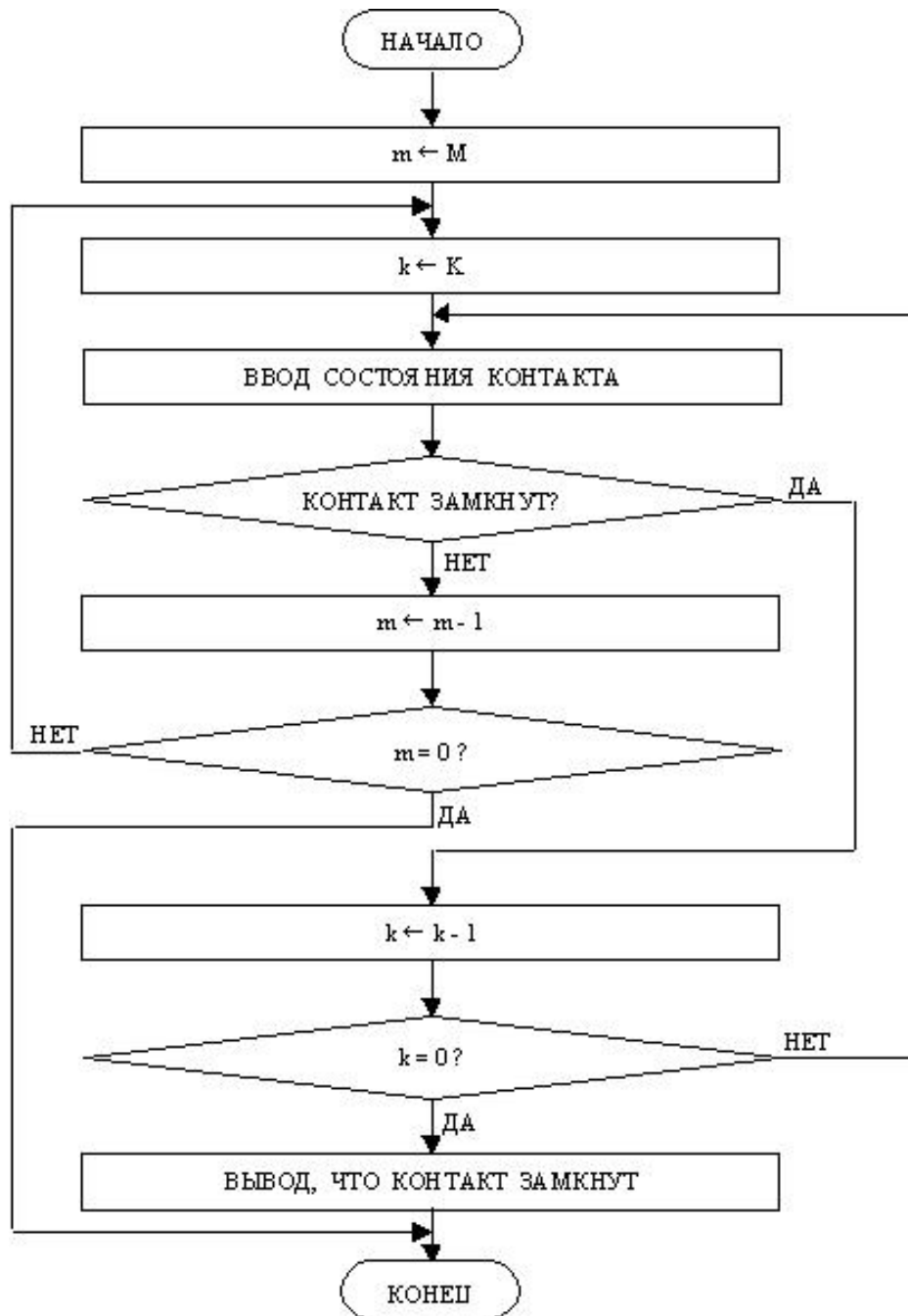


Рис. 25.24. Блок-схема алгоритма устранения дребезга контактов способом подсчета замкнутых состояний:

m , k – соответственно счетчик попыток и счетчик замкнутых состояний контакта

Устранение эффекта дребезга контактов способом временной задержки состоит в следующем. После регистрации замкнутого состояния контакта формируется интервал времени с длительностью, заведомо большей длительности переходного процесса (обычно порядка нескольких десятков миллисекунд). Формирование указанного интервала может осуществляться методом «пустого» цикла или с помощью таймера. По истечении сформированного интервала времени состояние контакта снова опрашивается. Если опрос подтверждает замкнутое состояние контакта, делается вывод о данном состоянии контакта. Блок-

схема алгоритма устранения дребезга контактов способом временной задержки приведена на рис. 25.25.

Вышеописанные процедуры устранения дребезга контактов обычно входят (в качестве вложенных) в процедуру считывания кода состояния клавиш (см. рис. 25.23).

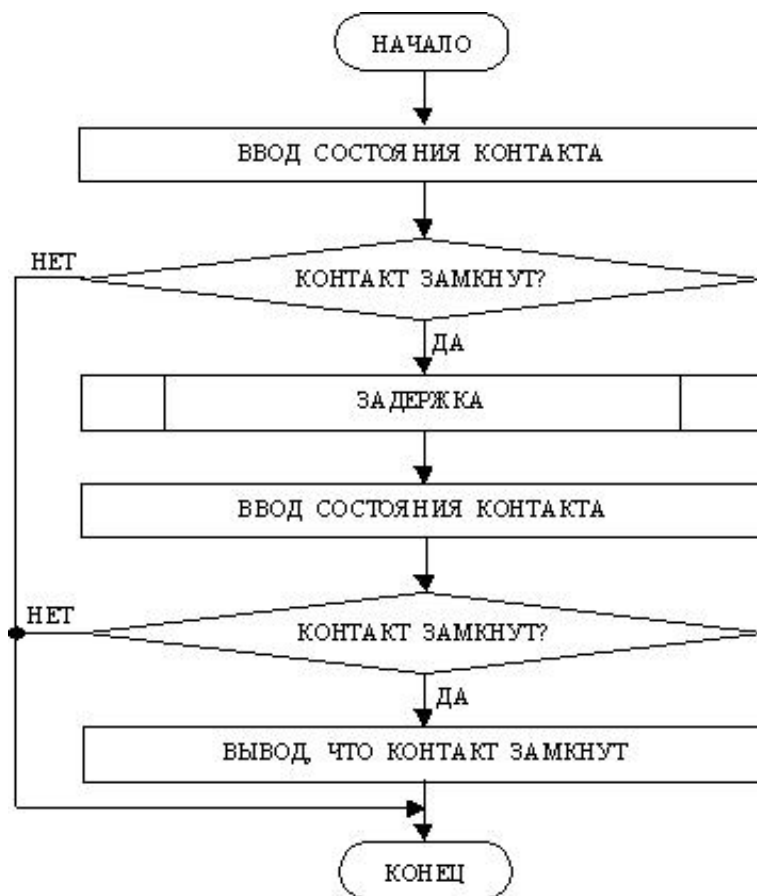


Рис. 25.25. Блок-схема алгоритма устранения дребезга контактов способом временной задержки

Преобразование состояний клавиш в коды символов и команд. Известны два основных метода реализации данной функции обслуживания клавиатуры: аналитический и табличный.

Аналитический метод предполагает расчет кодов символов и команд как некоторых функций от позиций клавиш. При вводе и идентификации состояний клавиш наиболее распространенным на практике методом сканирования (см. выше) в качестве аргументов данных функций обычно выступают номера строк и столбцов, на пересечении которых находятся соответствующие клавиши. На практике распространен расчет кодов символов и команд по выражениям вида:

$$C = \sum_{p=1}^P n \times j_p + i_p,$$

где P – число одновременно нажатых клавиш;

i_p и j_p – соответственно номер строки и столбца, на пересечении которых находится p -я из нажатых клавиш;

n – коэффициент, часто принимаемый равным числу строк или числу столбцов.

Очевидно, при этом присвоение клавишам (сочетаниям клавиш) символов или команд должно осуществляться таким образом, чтобы рассчитанные по вышеприведенному выражению коды соответствовали требуемым в соответствии с выбранным протоколом обмена данными между блоком клавиш и контроллером.

При табличном методе преобразования соответствие нажатого состояния каждой из клавиш и каждого из функциональных сочетаний клавиш определенному символу/команде оформляется в памяти контроллера в виде таблицы. Ее входными данными служат коды состояния клавиш, а выходными – соответствующие им коды символов и команд. Преобразование состояний клавиш в коды символов/команд при этом осуществляется посредством известных алгоритмов поиска данных по таблице.

Организация интерфейса клавиатуры с хостом. Данная функция реализуется посредством стандартных аппаратных и программных средств выбранного протокола связи [14], подробное рассмотрение которых выходит за рамки настоящей книги.

Манипуляторы. Данный класс внешних устройств предназначен, в основном, для инициирования различных процедур обработки, запоминания и выдачи информации путем активизации расположенных на экране монитора элементов графического или псевдографического интерфейса компьютера с пользователем. Наиболее распространенным и универсальным типом манипулятора является так называемая *мышь* [4, 42], входящая в стандартный набор внешних устройств большинства современных компьютеров. В компьютерах класса notebook применяются также манипуляторы типа *touch pad* и *trackball* [4]. Другие типы манипуляторов, например, «руль» и т. п., применяются, в основном, в игровых программах. Поэтому они не отно-

сятся к манипуляторам общего назначения, и их рассмотрение выходит за рамки настоящей книги.

Мышь представляет собой устройство, смонтированное в пластмассовом корпусе с формой и размерами, позволяющими свободно перемещать его кистью руки в горизонтальной плоскости. Данное устройство соединяется с системным блоком компьютера проводной или беспроводной линией связи. В процессе работы перемещения мыши по специальной поверхности («коврику») преобразуются в перемещения ее курсора, обычно имеющего форму стрелки, по экрану монитора. Пользователь при этом получает возможность наводить курсор мыши на элементы графического/псевдографического интерфейса программы и путем их активизации с помощью элементов управления мыши (кнопок, колеса прокрутки) инициализировать различные процедуры обработки, запоминания и выдачи информации. Мышь содержит следующие основные узлы:

- преобразователь перемещений мыши по каждой из координат в цифровые коды;
- элементы управления (кнопки, колесо прокрутки);
- блок связи мыши с компьютером (обычно на основе специализированного контроллера), выполняющий кодирование и передачу в компьютер значений указанных перемещений, а также состояний элементов управления.

В качестве критериев классификации манипуляторов типа мышь могут выступать:

- способ преобразования перемещений мыши в код;
- интерфейс мыши с компьютером;
- состав элементов управления.

По способу преобразования перемещений в код различают оптико-механическую и оптическую мышь [4].

Оптико-механическая мышь в настоящее время находит все меньшее применение, однако пока еще используется достаточно широко. Типовой вариант ее реализации поясняет рис. 25.26 [4].

Принцип функционирования оптико-механической мыши описывается следующей последовательностью операций:

- перемещения мыши преобразуются во вращательные движения исполнительного элемента 1 , в качестве которого обычно выступает шар из специальной резины, механически контактирующий с поверхностью перемещения мыши («ковриком»);

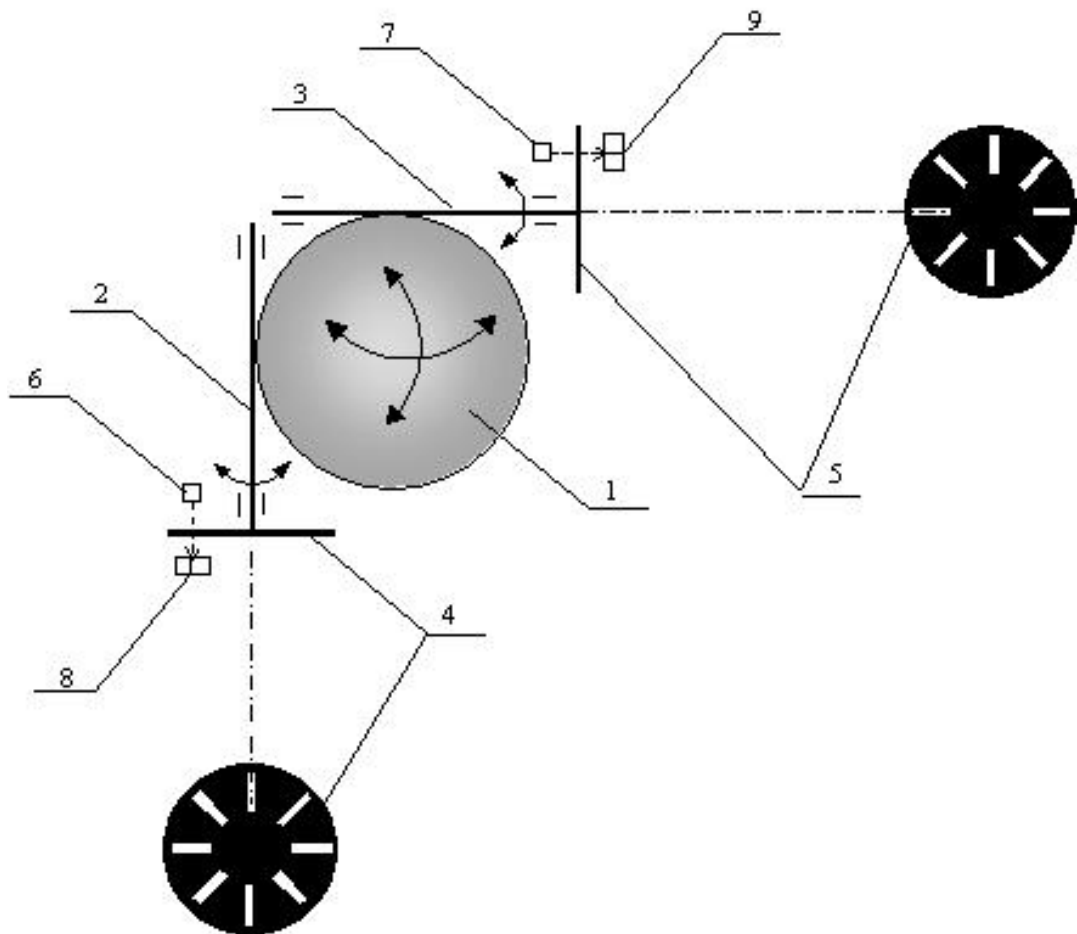


Рис. 25.26. Типовой вариант реализации оптико-механической мыши (расшифровку позиционных обозначений см. в тексте):

1 – исполнительный элемент; $2, 3$ – оси; $4, 5$ – кодовые диски;
 $6, 7$ – источники излучения; $8, 9$ – приемники излучения

- вращательные движения исполнительного элемента преобразуются во вращательные движения двух взаимно перпендикулярных осей 2 и 3 , механически (обычно за счет силы трения) связанных

с исполнительным элементом 1 ; за счет перпендикулярности данных осей угол поворота одной из них прямо пропорционален перемещению мыши по оси x , а другой – по оси y ;

- углы поворота осей 2 и 3 , в свою очередь, преобразуются в пропорциональное им количество импульсов; преобразование

осуществляется посредством кодовых дисков 4 и 5, закрепленных на осях,

а также источников излучения 6 и 7 и двух пар приемников излучения 8 и 9 (принцип преобразования описан далее);

- вышеуказанные импульсы поступают на контроллер мыши, который осуществляет их подсчет и преобразование их количества

в коды перемещений по осям x и y для последующей передачи данных кодов в компьютер.

Преобразование углов поворота осей 2 и 3 в пропорциональное им количество импульсов реализуется следующим образом. Кодовые диски 4 и 5 снабжаются прорезями, ориентированными в радиальном направлении (см. рис. 25.26). С одной стороны каждого из дисков располагается источник излучения инфракрасного или видимого диапазона (обычно светодиод); на рис. 25.26 указанные источники обозначены цифрами 6 и 7. С другой стороны каждого из дисков монтируется пара приемников излучения (например, фотодиодов или фототранзисторов) с идентичными характеристиками, располагаемых в горизонтальной плоскости, в непосредственной близости друг от друга. На рис. 25.26 пары приемников излучения обозначены цифрами 8 и 9. В процессе вращения осей (и, соответственно, кодовых дисков) поток излучения, поступающего на приемники, прерывается при каждом прохождении между ними и источником излучения непрозрачного участка диска. Поэтому выходные сигналы приемников представляют собой импульсы, число которых за некоторый интервал времени совпадает с числом прерываний потока излучения между источником и приемниками в течение данного интервала. Указанное количество прерываний, в свою очередь, прямо пропорционально абсолютному значению угла поворота кодового диска за соответствующий интервал времени. Направление вращения диска определяется контроллером по знаку фазового сдвига между последовательностями выходных импульсов первого и второго приемников соответствующей пары.

Основным недостатком способа преобразования перемещений

в код, применяемого в оптико-механической мыши, является наличие механических исполнительных и передаточных эле-

ментов в составе преобразователя (см. рис. 25.26), снижающих надежность его работы.

От данного недостатка свободна наиболее распространенная в настоящее время *оптическая мышь*, преобразователь перемещений которой не содержит никаких механических узлов. Принцип действия оптической мыши поясняет нижеприведенный рис. 25.27 [4].

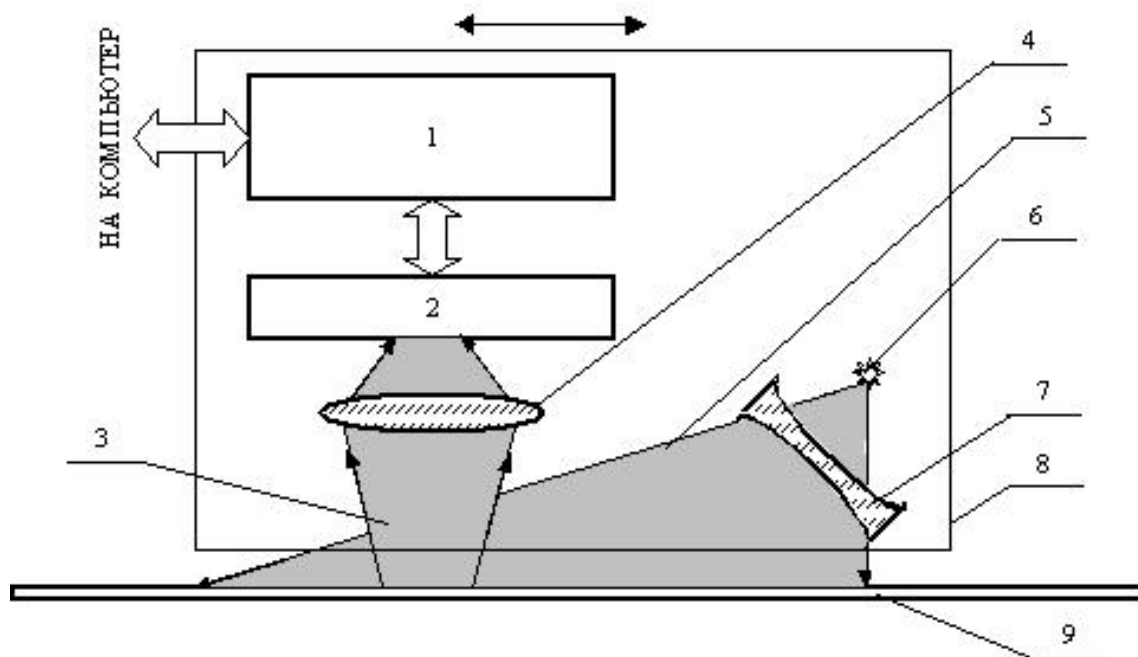


Рис. 25.27. Типовой вариант реализации оптической мыши:
1 – контроллер с блоком сопряжения; 2 – матрица светочувствительных элементов; 3 – отраженный поток света; 4 – фокусирующая линза; 5 – падающий поток света; 6 – источник света; 7 – рассеивающая линза; 8 – корпус; 9 – поверхность перемещения мыши

Оптическая мышь функционирует следующим образом. Поверхность, по которой она перемещается, через прозрачную нижнюю часть ее корпуса 8 и рассеивающую линзу 7 постоянно облучается входящим в состав мыши источником света 6 (в качестве которого обычно служит светодиод, реже миниатюрный полупроводниковый лазер). Отраженный от поверхности перемещения мыши 9 поток света через фокусирующую линзу 4 поступает на фотоприемники, расположенные над нижней частью корпуса мыши. В качестве фотоприемников обычно выступает миниатюрная матрица 2 из светочувствительных элементов. Массив их выходных сигналов является, по существу, представленной в электронной форме «фотографией» участка поверхности, над которым в соответствующий момент времени

находится мышь. Примеры «фотографий» одной и той же поверхности, полученных в процессе передвижения мыши, показаны на рис. 25.28. С определенной периодичностью они считываются контроллером I , который на основе сопоставления и анализа «фотографий», полученных в течение некоторого интервала времени, определяет знаки и абсолютные значения перемещений мыши по осям x и y за соответствующий интервал.

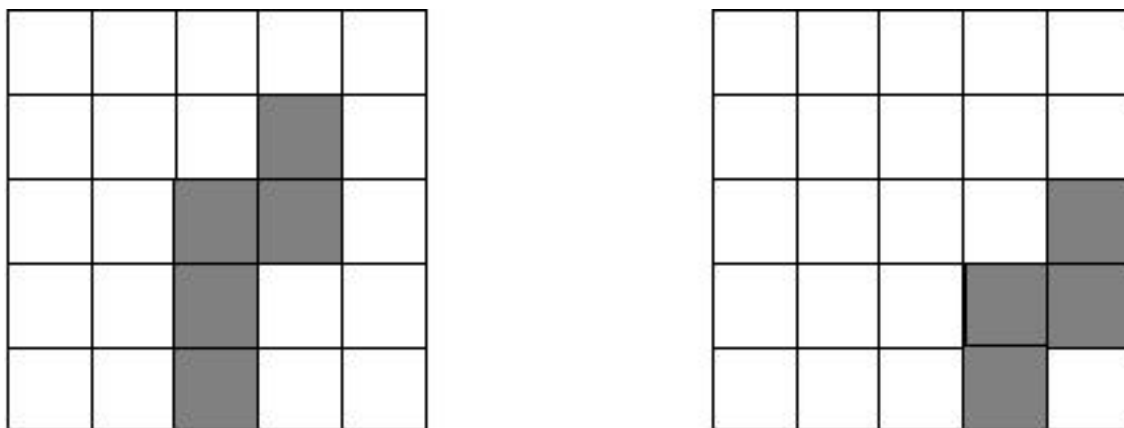


Рис. 25.28. Примеры «фотографий» поверхности перемещения мыши, полученных в процессе ее работы

Очевидно, для реализации вышеописанного принципа функционирования мыши необходимо, чтобы поверхность ее перемещения содержала какие-либо «элементы привязки» (см. рис. 25.28), т. е. не была абсолютно однородной. Поэтому оптическая мышь обычно не может применяться, например, на зеркальной, шлифованной или полированной поверхности. Следует, однако, отметить, что если источником света δ служит лазер, благодаря когерентному характеру его излучения контрастность «фотографий» поверхности перемещения мыши примерно в 20 раз выше, чем у светодиодных оптических мышей [4]. Благодаря этому лазерная оптическая мышь часто может функционировать на поверхностях, на которых использование светодиодной мыши затруднительно или невозможно.

Основным недостатком оптической мыши по сравнению с оптико-механической является относительно высокая стоимость. Однако, благодаря постоянному развитию и совершенствованию технологии производства светочувствительных матриц и специализированных контроллеров, наблюдается устойчивая

тенденция к непрерывному уменьшению разности стоимостей указанных видов манипуляторов. Поэтому оптическую мышь в настоящее время следует считать наиболее перспективной.

В состав *элементов управления* современной мыши обычно входят две кнопки и колесо прокрутки (отсутствующее у ряда более простых и дешевых моделей).

Кнопки представляют собой однопозиционные механические микропереключатели без фиксации, снабженные клавишами. Они выполняют функции активизации различных процедур обработки, запоминания и выдачи информации при наведении курсора мыши на соответствующие данным процедурам элементы графического интерфейса. Состояния кнопок с определенной периодичностью считываются контроллером мыши и передаются в компьютер в соответствии с выбранным протоколом связи (см. далее).

Колесо прокрутки предназначается, в основном, для «перелистывания» документов, фактически дублируя работу клавиш «Page Up» и «Page Down» клавиатуры. Вращение пользователем данного колеса «от себя» эквивалентно нажатиям клавиши «Page Up», а «на себя» – «Page Down». С конструктивной точки зрения колесо прокрутки представляет собой кодовый диск, аналогичный применяемым в преобразователях перемещений оптико-механической мыши в код, и подобно им снабженный расположенными на его противоположных сторонах источником и парой приемников излучения (см. рис. 25.26). Кроме того, во многих моделях мыши колесо прокрутки снабжается однопозиционным микропереключателем без фиксации и механизмом его замыкания при каждом повороте колеса прокрутки на определенный угол в любом из направлений. Одно такое замыкание обычно воспринимается пользовательской программой как одно нажатие клавиши «Page Up» или «Page Down» клавиатуры, в зависимости от состояния бита направления вращения колеса. Данный бит присутствует в коде, передаваемом контроллером мыши в компьютер. Он устанавливается (сбрасывается) в зависимости от знака фазового сдвига между последовательностями выходных импульсов первого и второго приемников излучения, которыми снабжено колесо прокрутки, аналогично тому, как определяются направления вращения кодовых дисков в преобразователях перемещений оптико-механической мыши в код

(см. ранее). При этом в выходном коде контроллера мыши, очевидно, должен присутствовать и собственно бит состояния микропереключателя колеса прокрутки. В принципе, возможна реализация колеса прокрутки без микропереключателя.

В таком случае в качестве индикатора поворота колеса на угол, соответствующий одному нажатию клавиши «Page Up» или «Page Down», служит поступившее на вход контроллера определенное количество выходных импульсов одного из приемников излучения, которыми снабжено колесо прокрутки. Очевидно, в выходном коде контроллера мыши при этом должен присутствовать бит выполнения данного условия, взамен бита состояния микропереключателя.

Интерфейс мыши с компьютером реализуется ее контроллером, как правило, с использованием последовательного формата передачи информации. Код, передаваемый контроллером мыши в компьютер,

в общем случае, содержит [14]:

- перемещения мыши (с их знаками) по координатам x и y ;
- состояния кнопок;
- при наличии колеса прокрутки в составе элементов управления мыши – бит индикации его поворота на угол, эквивалентный нажатию клавиши «Page Up» или «Page Down», а также бит направления его вращения.

Передача осуществляется в соответствии с одним из стандартных протоколов проводной или беспроводной связи внешних устройств с компьютером. Для проводной связи мыши с компьютером в настоящее время наиболее широко применяются различные версии интерфейса USB; использующие его мыши иногда называют USB-мышью. Пока еще также находят применение мыши, использующие интерфейсы PS/2 и (в настоящее время весьма редко) RS-232C. Для реализации беспроводной связи популярны инфракрасный интерфейс IrDA и радиочастотный интерфейс Bluetooth. Подробное рассмотрение вышеперечисленных интерфейсов выходит за рамки настоящей книги; их детальные описания представлены, например, в [14].

В компьютерах класса notebook основными типами манипуляторов являются *trackball* (в более ранних моделях) и *touch pad* [4].

Большинство манипуляторов типа *trackball* (произносится «трекбол», в дословном переводе – «отслеживающий шарик») аналогичны оптико-механической мыши по принципу функционирования. Конструктивно они обычно представляют собой оптико-механическую мышь, перевернутую шариком вверх и смонтированную на корпусе notebook'а. Как и мышь, trackball снабжается кнопками (обычно двумя). В отличие от мыши, шарик трекбола вращается непосредственно пальцами или ладонью пользователя (а не в результате перемещения манипулятора по «коврику», необходимость в котором при работе трекбола вообще отсутствует). В остальном принцип действия манипулятора типа trackball полностью совпадает с таковым оптико-механической мыши (см. рис. 25.26 и пояснения к нему).

В настоящее время манипуляторы типа trackball достаточно редко применяются в домашних и офисных компьютерах. Однако, благодаря таким их преимуществам, как отсутствие необходимости в поверхности перемещения и высокая устойчивость к механическим воздействиям, они находят применение в специализированных компьютерах промышленного и военного назначения.

Манипуляторы типа *touch pad* (произносится тачпэд, наиболее корректный перевод – «сенсорная панель») в настоящее время являются наиболее распространенным типом манипуляторов в компьютерах класса notebook. Упрощенная типовая структура сенсорной панели представлена на рис. 25.29 [4].

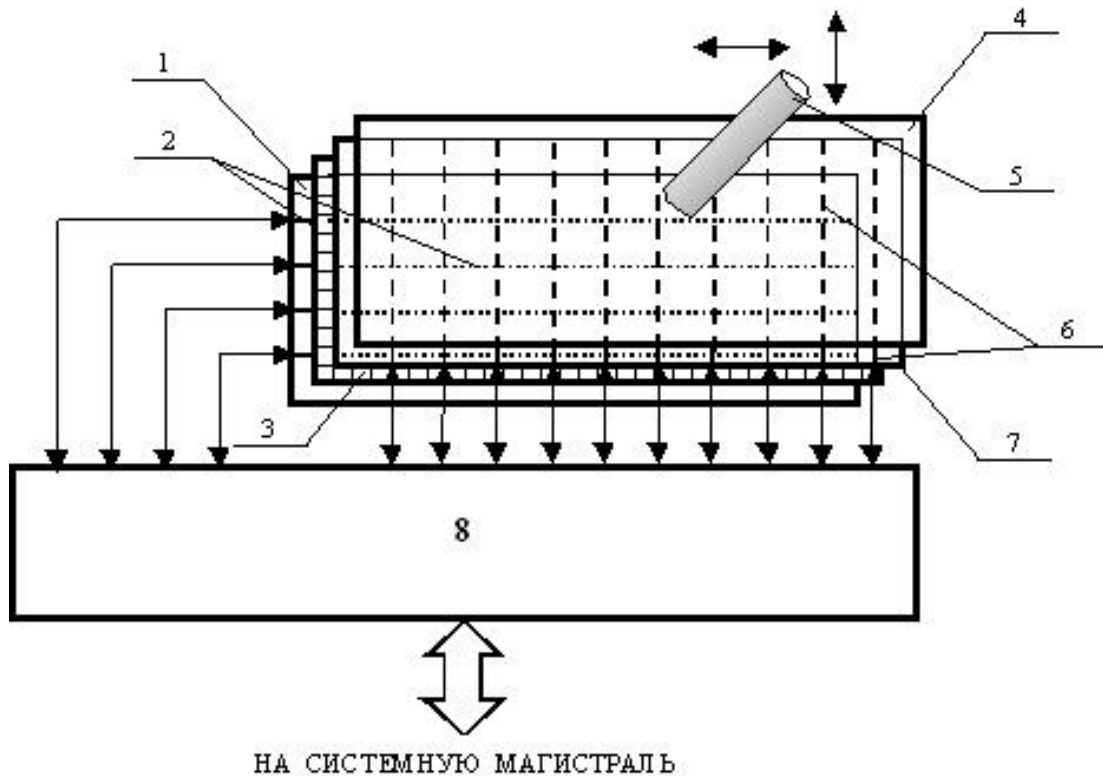


Рис. 25.29. Упрощенная типовая структура сенсорной панели:

1, 7 – подложки; 2, 6 – соответственно горизонтальные и вертикальные проводники; 3 – изолирующий слой; 4 – защитный слой (поверхность панели); 5 – «щуп»; 8 – контроллер

Принцип действия сенсорной панели основан на мониторинге электрической емкости между перемещаемым по поверхности панели некоторым проводящим «щупом» (обычно – пальцем пользователя) и каждым из системы проводников, расположенных под поверхностью. Конструктивно данная система обычно выполнена в виде двух взаимно изолированных и взаимно ортогональных подсистем параллельных проводников (см. рис. 25.29). В процессе мониторинга посредством и под управлением контроллера 8 периодически происходит последовательное во времени оценивание емкости между «щупом» и каждым из горизонтальных проводников, а затем – каждым из вертикальных. Позиция «щупа» по горизонтали определяется как координата горизонтального проводника, емкость между которым и «щупом» максимальна в пределах подсистемы горизонтальных проводников, а позиция по вертикали – как координата вертикального проводника с максимальной емкостью относительно «щупа» в пределах подсистемы вертикальных проводников. Естественно, координаты оцениваются с точностью до по-

ловины шага между проводниками (что обычно является достаточным для большинства приложений, кроме некоторых графических редакторов).

Как и мышь, и трекбол, манипулятор типа «сенсорная панель» обычно снабжается двумя кнопками, монтируемыми в непосредственной близости от панели. Их функции аналогичны кнопкам мыши и трекбола (см. выше).

Основными достоинствами манипуляторов типа «сенсорная панель» являются компактность и невысокая стоимость, а основными недостатками – относительно низкое разрешение и чувствительность к площади соприкосновения «щупа» с панелью и его влажности [4].

Рассмотрение других известных типов манипуляторов выходит за рамки настоящего учебника. Интересующиеся лица могут ознакомиться с принципами их реализации и функционирования, например, по источникам [4] и [42].

25.5. Принтеры

Принтеры в информационных системах являются основными средствами регистрации текстовой и графической информации на «твердом» (обычно бумажном) носителе.

Обобщенная структурная схема современного принтера представлена на рис. 25.30 [22,42].

Принцип его работы состоит в следующем. Подлежащий регистрации текстовый, графический или текстово-графический файл через блок сопряжения поступает в буферное ОЗУ принтера (обычно входящее в состав его контроллера). При этом текстовая информация представляется в виде набора кодов символов (например, в простейшем случае – ASCII-кодов), а графическая – обычно в векторной форме [22]. Контроллер осуществляет преобразование кодов символов и представленных в векторной форме графических примитивов в последовательность команд их печати, поступающих на блок регистрации. При этом преобразование кодов символов в последовательность указанных команд обычно осуществляется посредством так называемого знакогенератора, принцип функционирования которого будет пояснен далее.

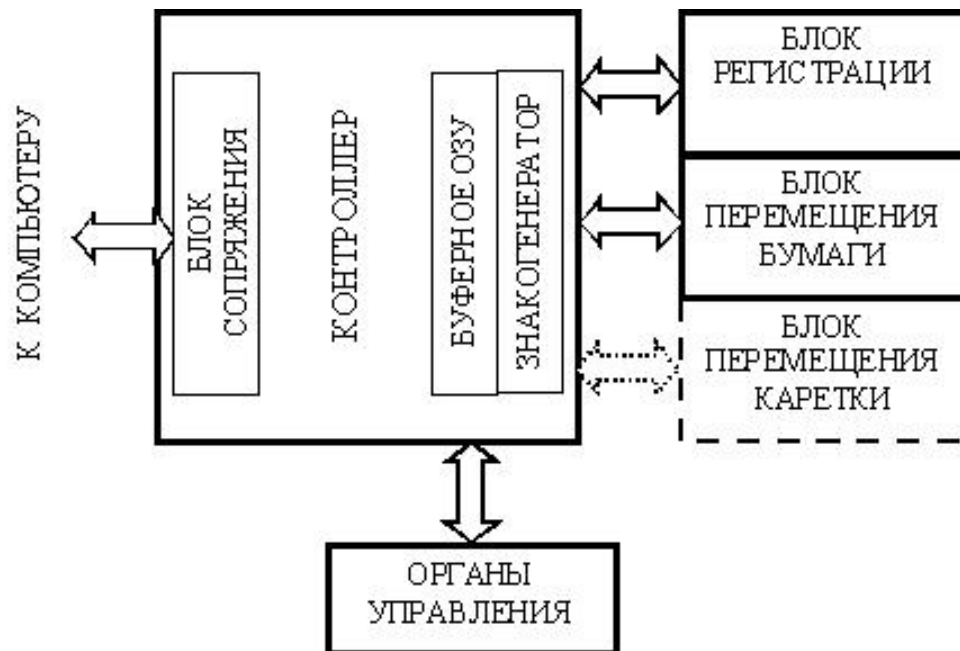


Рис. 25.30. Обобщенная структурная схема принтера

Контроллер в процессе печати также осуществляет управление блоком перемещения бумаги и блоком перемещения каретки, на которой размещается блок регистрации. Блок перемещения каретки показан на рис. 25.30 пунктирной линией, т. к. она отсутствует в ряде типов принтеров (например, в лазерных). Управление процессом и режимами печати осуществляется посредством команд, поступающих с компьютера на контроллер принтера, а также с помощью органов управления принтера. Текущие данные о состоянии принтера и о процессе печати (например, о завершении печати, наличии или отсутствии бумаги и т. п.) формируются контроллером, через входящий в его состав блок сопряжения поступают в компьютер и используются драйвером принтера при управлении печатью.

Основными критериями классификации принтеров являются [4, 22, 42]:

- способ формирования элементов изображения;
 - число элементов изображения, регистрируемых на носителе
- в течение одного цикла работы принтера;
- физический способ регистрации выводимого изображения на носителе.

По способу формирования элементов изображения различаются *знакопечатающие (полнопрофильные)* и *знакосинтезирующие (матричные, мозаичные)* принтеры [22].

Знакопечатающие принтеры применяются только для печати символов ударным способом (см. далее) и характеризуются формированием контура символа на носителе как единого целого, без его разложения на элементы. В составе знакопечатающего принтера имеется набор регистрирующих органов с литерами всех отображаемых символов, которые в процессе печати создают изображения (оттиски) соответствующих символов на носителе.

К данной категории относились распространенные в недавнем прошлом рычажно-литерные принтеры, принтеры с шаровой и с лепестковой печатающей головкой [22]. Последние известны также под названием принтеров типа «ромашка»; в англоязычной литературе – «daisy» («маргаритка»). В настоящее время принтеры перечисленных типов почти не применяются на практике, и в рамках настоящего учебника рассматриваться не будут.

Знакосинтезирующие принтеры получили в настоящее время преобладающее распространение. Принцип их действия основан на формировании элементов регистрируемого изображения (как символов, так и графических примитивов) в виде набора расположенных определенным образом элементарных компонентов (обычно точек) [33, 39]. Такой способ формирования элементов изображения, в отличие от знакопечатающего, позволяет синтезировать практически любые символы и графические изображения. Его основным недостатком по сравнению с знакопечатающим способом является значительно большая сложность алгоритма управления печатью. Однако, благодаря высокой производительности и вычислительной мощности, а также сравнительно небольшой стоимости контроллеров современных принтеров, данный недостаток не является существенным.

Рассмотрим способ знаковосинтезирующей печати на важном с практической точки зрения примере регистрации символьной информации данным способом. Изображение символа при этом строится в виде матрицы размерностью $n \times m$ точечных элементов (рис. 25.31). Каждая из точек описывается следующей совокуп-

ностью параметров: координат (т. е. номеров строки и столбца) и атрибутов (в первую очередь – цвета и насыщенности). В простейшем случае атрибут точки указывает только на ее наличие или отсутствие, что можно интерпретировать как две градации цвета точки (например, черный и белый). При этом код атрибута точки, очевидно, имеет разрядность 1 бит (например, «0» – точка отсутствует, т. е. ее цвет белый, «1» – цвет точки черный).

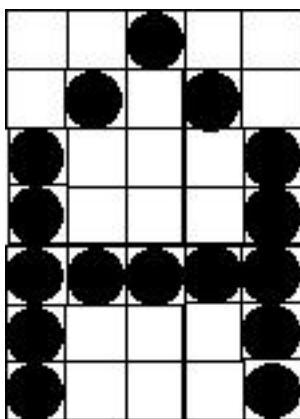


Рис. 25.31. Пример формирования символа при знаковосинтезирующем способе печати

Процесс регистрации данного изображения состоит в последовательной печати точек или групп точек (строк или столбцов). Данный процесс реализуется последовательностью команд управления блоком регистрации. Например, при блоке регистрации, состоящем из

7-и регистрирующих органов, подача единицы на каждый из которых инициирует печать точки, вывод представленного на рис. 25.31 символа описывается следующей последовательностью команд: **0011111**, **0100100**, **1000100**, **0100100**, **0011111**.

Формирование команд знаковосинтезирующей печати символов осуществляется посредством знакогенератора (см. рис. 25.30). Он представляет собой преобразователь кодов символов в последовательности команд печати, подобные вышеприведенной, и обычно реализуется в табличной форме, на основе ПЗУ (например, некоторой области резидентного ПЗУ контроллера). В качестве старших разрядов адреса ПЗУ, в общем случае, служат код шрифта (например, Times New Roman, Arial и т. п.) и код символа, а младших – номер его точки или группы точек (столбца или строки), команда на печать которой хранится по данному адресу. В качестве содержимого соответствующей

ячейки ПЗУ при этом выступает двоичный код команды печати соответствующей точки или группы точек, например, подобный одному из кодов вышеприведенной последовательности. Типовой формат адреса (т. е. входного кода) ПЗУ знакогенератора представлен на рис. 25.32, а. На рис. 25.32, б показан простейший пример организации фрагмента ПЗУ знакогенератора, управляющего формированием представляемой в коде ASCII латинской буквы А в виде матрицы точек размерностью 7×5 (см. рис. 25.31). Необходимо отметить, что на практике форматы команд регистрации точек / групп точек обычно сложнее приведенных на рис. 25.32, б; в частности, код атрибута точки имеет разрядность более 1 бита и содержит информацию о ее цвете, фактуре, насыщенности и т. п.

КОД ШРИФТА	КОД СИМВОЛА	№ ТОЧКИ / СТОЛБЦА / СТРОКИ
------------	-------------	-------------------------------

а)

АДРЕС	СОДЕРЖИМОЕ
$A_{ШР} + 41h$	0011111
$A_{ШР} + 41h + 1$	0100100
$A_{ШР} + 41h + 2$	1000100
$A_{ШР} + 41h + 3$	0100100
$A_{ШР} + 41h + 4$	0011111

б)

Рис. 25.32. Типовой формат адреса (а) и пример организации ПЗУ знакогенератора (б):

$A_{ШР}$ – начальный адрес области ПЗУ знакогенератора, выделенной под команды формирования символов некоторого шрифта, определяемого старшими битами адреса ПЗУ

Необходимо вкратце остановиться на способах отображения точек с различной степенью насыщенности (т. е. способах формирования полутонов), а также на принципах цветной печати.

Наиболее распространенными способами формирования полутонов являются [4, 42]:

- способ амплитудной модуляции;
- способ частотной модуляции.

Способ *амплитудной модуляции* состоит в управлении степенью насыщенности цвета точки путем управления ее геометрическими размерами, например, диаметром. Чем меньшая насыщенность требуется, тем меньшего диаметра формируется точка. Данный способ поясняет рис. 25.33. Нетрудно увидеть, что если максимальные размеры точек находятся на грани или за пределами разрешающей способности человеческого зрения, то изображение, подобное представленному на рис. 25.33, будет восприниматься как полутоновое.

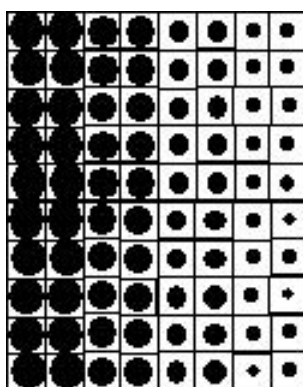


Рис. 25.33. Формирование полутонов способом амплитудной модуляции

При *частотной модуляции*, как и при амплитудной, изображение строится в виде матрицы, но, в отличие от последней, каждый из элементов данной матрицы представляет собой не одну, а несколько точек. Степень насыщенности при этом задается количеством указанных точек в элементе матрицы, при их неизменном диаметре. Способ частотной модуляции поясняет рис. 25.34. Как и при амплитудной модуляции, если размеры элементов матрицы сопоставимы с разрешающей способностью человеческого зрения, то изображение, подобное представленному на рис. 25.34, воспринимается как полутоновое.

В целом, при использовании распространенных в настоящее время способов регистрации распечатываемых изображений на носителе техническая реализация полутоновой печати способом частотной модуляции проще, чем амплитудной, и позволяет достигнуть более высокого качества отображения полутонов. Поэтому он более распространен на практике.

Цветная печать, аналогично формированию цветных изображений в мониторах и в телевизорах, реализуется методом

наложения друг на друга нескольких одноцветных (монохромных) изображений, принадлежащих к некоторой *ортогональной* системе цветов [4, 42]. Такой системой, по определению, является множество цветов, ни один из которых не может быть получен смешиванием остальных цветов, принадлежащих данному множеству.

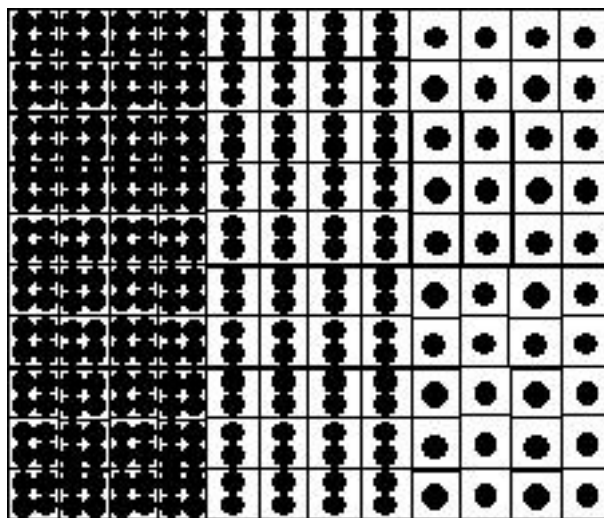


Рис. 25.34. Формирование полутонов способом частотной модуляции

Можно показать, что любой существующий в природе цвет может быть получен смешиванием (в определенных соотношениях) цветов, принадлежащих к ортогональной системе. В цветных мониторах и телевизорах применяется ортогональная система RGB из трех цветов: красного (Red), зеленого (Green) и синего (Blue). В цветных принтерах распространена стандартная для полиграфии система цветов CMYK: голубой (Cyan), пурпурный (Magenta), желтый (Yellow) и черный (обозначаемый как ключевой цвет, Key). Оттенки и степени насыщенности цветов задаются полутонами смешиваемых монохромных изображений, формируемыми способом амплитудной или частотной модуляции (см. выше). Техническая реализация наложения (смешивания) монохромных изображений зависит от применяемого в принтере физического способа регистрации изображения на бумаге. Поэтому особенности реализации цветной печати для

каждого из указанных способов будут рассмотрены далее, при описании каждого из них.

По числу элементов изображения, регистрируемых на носителе в течение одного цикла работы принтера, различаются *последовательные (построчные)* и *параллельные (страничные)* принтеры [22]. *Построчные* принтеры отличаются регистрацией на носителе в течение одного цикла работы («прохода») только одной строки регистрируемого изображения, формируемого при этом последовательно, строка за строкой, откуда второе название данного класса принтеров (последовательные). Необходимо отметить, что при печати текстовой информацией знакосинтезирующим способом данная строка может не совпадать со строкой символов, а являться только ее фрагментом. *Параллельные (страничные)* принтеры характеризуются регистрацией страницы целиком за один цикл работы принтера. Принадлежность принтера к классу построчных или страничных определяется, в первую очередь, применяемым в нем способом регистрации изображения на носителе.

Из известных в настоящее время *физических способов регистрации изображения на бумажном носителе* в современных принтерах применяются следующие [4, 22,42]:

- ударный;
- струйный;
- электрофотографический.

Ударный способ регистрации применяется для печати символов (включая символы псевдографики), в настоящее время – только в принтерах специального назначения, например, кассовых аппаратов. Данный способ основан на переносе символа на бумагу путем удара регистрирующего органа по соприкасающейся с ней красящей ленте. Ударный способ может применяться как в знакопечатающих, так и в знакосинтезирующих принтерах. Однако, ввиду подавляющего преобладания последних в настоящее время (см. выше), более подробно остановимся только на знакосинтезирующих принтерах с ударным способом регистрации. Типовой пример регистрирующего органа принтеров данного типа поясняет рис. 25.35 [22].

Принцип действия данного варианта регистрирующего органа состоит в следующем. При подаче напряжения на обмотку 3 электромагнита его сердечник 2 втягивается в обмотку, а пружина 1 сжимается. При снятии напряжения с обмотки пружина распрямляется, и игла наносит удар по красящей ленте 5, оставляя точечный отпечаток на бумаге 6, расположенной на бумагоопорном валу 7. Следует отметить, что печатающая головка принтера рассматриваемого типа обычно содержит несколько регистрирующих органов, подобных вышеописанному, которые осуществляют одновременную регистрацию столбца или строки печатаемого символа.

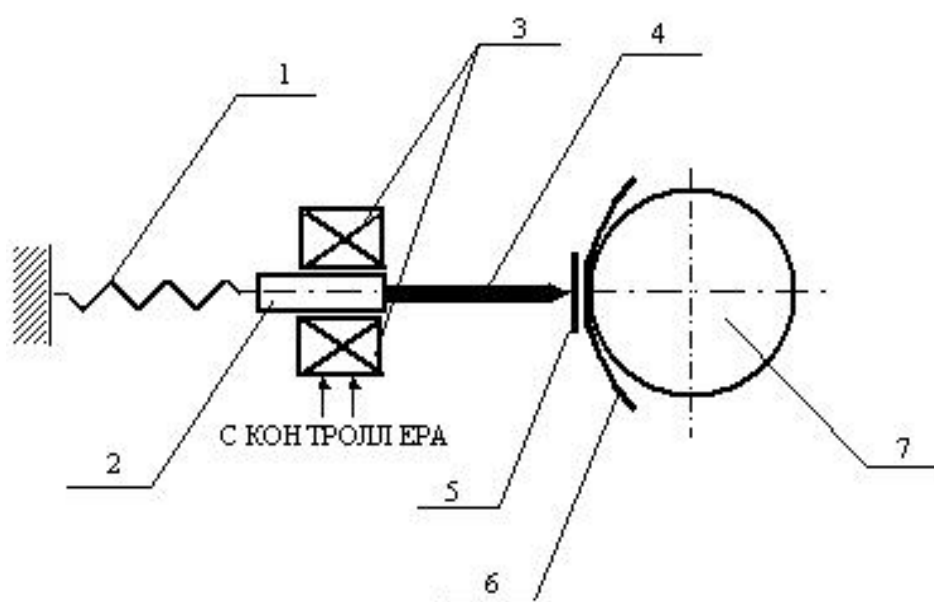


Рис. 25.35. Типовой пример регистрирующего

органа знаковосинтезирующего принтера ударного действия:

1 - пружина; 2, 3 - соответственно сердечник и обмотка электромагнита;

4 - игла; 5 - красящая лента; 6 - бумага; 7 - бумагоопорный вал

Упрощенная схема привода знаковосинтезирующего принтера ударного действия представлена на рис. 25.36 [22].

Принцип функционирования данного привода состоит в следующем. Управляемый контроллером принтера ШЭД 8 в совокупности со шкивами 3 и тросиком 2, концы которого жестко соединены с кареткой 4, обеспечивают возвратно-поступательное перемещение последней вдоль направляющей

1. ШЭД 7, также управляемый контроллером, в совокупности с бумагоопорным валом 5 осуществляют подачу бумаги 6 перпендикулярно направляющей 1. Указанное, в целом, обеспечивает построчный вывод регистрируемых символов на бумагу 6.

Необходимо отметить, что принтеры с ударным способом регистрации практически не применяются для печати полутоновых и цветных изображений. В них обычно предусмотрена только возможность так называемой печати с повышенным качеством. Она реализуется посредством печати каждой из строк в два прохода, с поворотом бумагоопорного вала и смещением начального положения каретки во втором проходе относительно первого на половину размера одного элемента матрицы, в которой синтезируется символ (см. рис. 25.31). При этом эквивалентная размерность матрицы по горизонтали и по вертикали, очевидно, увеличивается вдвое.

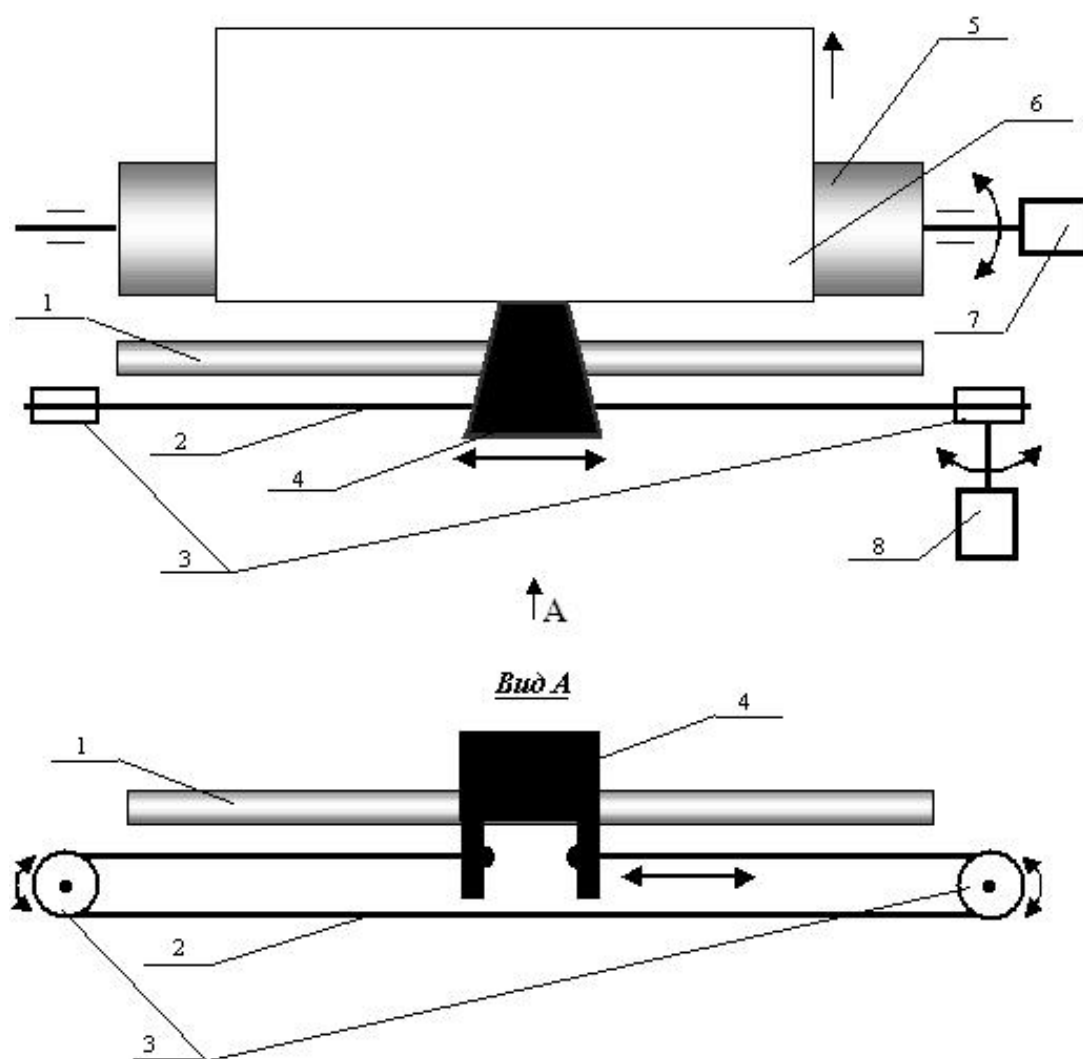


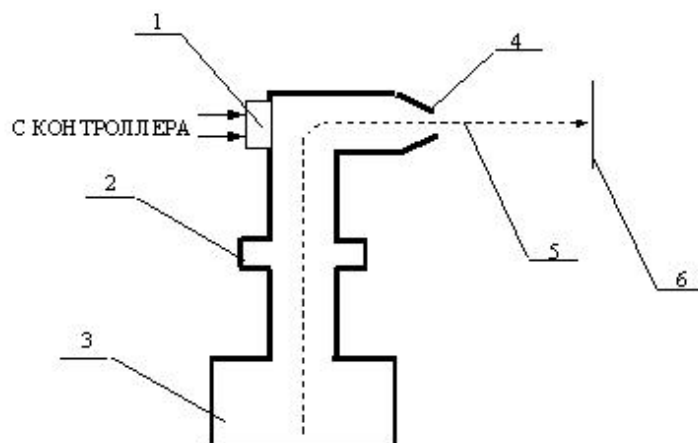
Рис. 25.36. Упрощенная схема привода знаковосинтезирующего принтера ударного действия:

1 – направляющая; 2 – тросик; 3 – шкивы; 4 – каретка с печатающей головкой; 5 – бумагоопорный вал; 6 – бумага; 7, 8 – шаговые электродвигатели (ШЭД) приводов бумагоопорного вала и каретки соответственно

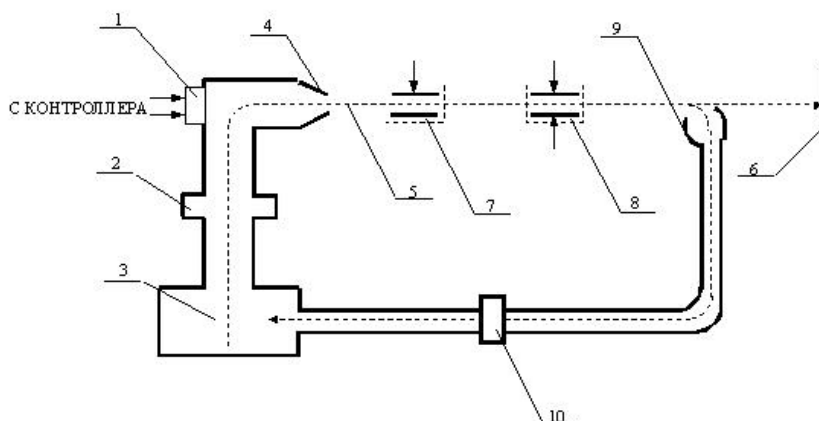
Струйный способ регистрации. Данный способ основан на избирательном окрашивании определенных участков носителя (бумаги) струей жидкого красителя, выбрасываемой из одного или нескольких сопел микроскопического диаметра. Изображение в целом синтезируется в виде мозаики из окрашенных и неокрашенных участков различных размеров или с различной плотностью точек на участке (см. рис. 25.33 и 25.34).

Возможны два основных варианта реализации струйного способа регистрации: с импульсной и с непрерывной струей красителя [4, 22], иллюстрируемые рис. 25.37, а и 25.37, б соответственно.

Первый вариант поясняет рис. 25.37, а, на котором: 1 – блок управления выбросом струи (БУВС), 2 – микронасос, 3 – резервуар с красителем, 4 – сопло, 5 – струя красителя, 6 – бумага. Он предполагает выброс струи красителя только в моменты, когда сопло направлено в точку, подлежащую окрашиванию. Выброс активизируется посредством БУВС 1, управляемого контроллером принтера.



а)



б)

Рис. 25.37. Струйный способ регистрации с импульсной (а) и с непрерывной (б) струей красителя (расшифровку позиционных обозначений смотрите в тексте)

Перемещения струи красителя по листу бумаги в горизонтальном и в вертикальном направлениях при этом осуществляются за счет перемещения регистрирующего устройства и бумаги соответственно. Данные операции реализуются посредством приводов каретки и бумагоопорного вала, аналогичными таковыми знаковосинтезирующих принтеров ударного действия (см. рис. 25.36).

Второй вариант поясняет рис. 25.37, б, на котором: 7 – ионизационная камера, 8 – отклоняющая система, 9 – отражатель, 10 – фильтр; остальные обозначения соответствуют аналогичным позициям рис. 25.37, а. Принцип печати по данному варианту аналогичен методу формирования изображения в электронно-лучевых трубках (ЭЛТ). Роль пучка электронов здесь играет формируемая в непрерывном режиме под действием БУВС 1 и ионизированная посредством камеры 7 струя красителя. Под действием управляемой контроллером отклоняющей системы 8 струя красителя формирует на бумаге контур регистрируемого изображения. Излишки красителя через отражатель 9 и фильтр 10 поступают обратно в резервуар 3. Как правило, отклоняющей системой 8 обеспечивается перемещение струи красителя по бумаге только в пределах одного символа или примитива. Перемещения вне указанных пределов обычно обеспечиваются приводами каретки и бумагоопорного вала, аналогичными таковыми знаковосинтезирующих принтеров ударного действия (см. рис. 25.36).

Диаметр сопел составляет порядка нескольких десятых миллиметра. Необходимо также отметить, что обычно формирование даже монохромного изображения осуществляется посредством не одного, а как минимум 16-и сопел. Общее число сопел в печатающих головках современных струйных принтеров находится в пределах от нескольких десятков до нескольких сотен.

Необходимо подробнее остановиться на вопросах реализации БУВС, а также печати полутонных и цветных изображений струйным методом.

Известны следующие основные методы реализации БУВС [4,22]:

- «drop-on-demand» (в дословном переводе – «капля по требованию»);
- «bubble jet» (в дословном переводе – «пузырьковая струя»);
- пьезоэлектрический метод.

Методы «drop-on-demand» и «bubble jet» основаны на эффектах выброса струи красителя, возникающих при его быстром нагреве. Основным компонентом БУВС, реализующих оба указанных метода, является безинерционный нагревательный элемент, в качестве которого обычно применяется миниатюрный тонкопленочный резистор. При пропускании через него тока он за 7 – 10 микросекунд нагревается до температуры порядка 400 – 600 °С, а при отключении тока – остывает до комнатной температуры за интервал времени примерно такого же порядка. Конструктивно данный резистор размещается в объеме красителя, в непосредственной близости от сопла.

При использовании метода «bubble jet» осуществляется нагрев красителя до температуры порядка 400 °С. Выброс струи красителя осуществляется за счет формирования газового пузыря в его объеме при резком нагревании. Данный пузырь, расширяясь, выталкивает через сопло порцию красителя, необходимую для формирования на бумаге точки диаметром порядка 0,1 мм. При отключении тока через нагревательный элемент объем пузыря резко уменьшается, что приводит к разрежению в области сопла, и туда поступает новая порция красителя. БУВС, реализуемые на основе данного метода, отличаются наименьшей сложностью и, соответственно, минимальной стоимостью.

Метод обеспечивает высокое качество печати линий, однако отличается меньшим качеством изображения областей сплошного заполнения, чем, например, принцип «drop-on-demand». Метод «bubble jet» используется в струйных принтерах фирмы Canon.

Метод «drop-on-demand» отличается от ранее рассмотренного физическим механизмом формирования струи. Для него характерен нагрев красителя до более высокой температуры, чем для метода «bubble jet» (порядка 600 °С). При этом выброс красителя через сопло происходит за счет его перехода при нагревании в газообразное состояние, а распыление красителя осуществляется на молекулярном уровне. Часто при использовании метода «drop-on-demand» применяется ионизация частиц красителя (см. рис. 25.37, б). Рассматриваемый метод обеспечивает более высокое качество отображения полутонов и печати областей сплошного заполнения, чем «bubble jet», однако несколько уступает ему в качестве печати линий. Метод «drop-on-demand» применяется в струйных принтерах фирмы Hewlett-Packard.

Необходимо отметить, что рассмотренные выше термические методы формирования струи характеризуются невысокой себестоимостью печатающей головки, которая обычно входит в состав одноразового картриджа.

Пьезоэлектрический метод формирования струи основан на применении обратного пьезоэффекта. В качестве исполнительного элемента БУВС при этом выступает пьезоэлемент, расположенный в непосредственной близости от сопла и снабженный гибкой диафрагмой. При подаче напряжения на пьезоэлемент происходит его деформация, вызывающая, в свою очередь, деформацию диафрагмы. Последняя приводит к формированию капли, выбрасываемой через сопло на бумагу. Основным достоинством данного метода является возможность управления размерами капли при формировании полутоновых изображений (см. рис. 25.33), а основным недостатком – высокая стоимость печатающей головки, которая обычно не входит в состав сменного картриджа. Пьезоэлектрический метод применяется в струйных принтерах фирм Epson и Brother.

Формирование полутоновых изображений в принтерах, использующих методы «drop-on-demand» и «bubble jet», осуществляется преимущественно способом частотной модуляции (см.

рис. 25.34),

а в принтерах, использующих пьезоэлектрический метод формирования струи – чаще способом амплитудной модуляции (см. рис. 25.33).

Печать цветных изображений струйными принтерами реализуется посредством смешивания красителей 4-х цветов системы СМΥΚ. При этом в состав печатающей головки входят резервуары с красителями всех указанных цветов, каждый из которых снабжен определенным количеством сопел. Например, резервуар черного красителя печатающей головки принтера HP DeskJet 1600 снабжен 300-ми соплами, а резервуары голубого, пурпурного и желтого красителей – 139-ю соплами каждый. Интенсивность каждой из компонент задается аналогично формированию полутонов (см. выше).

Схемы приводов струйных принтеров, в целом, аналогичны представленной на рис. 25.36.

Электрофотографический способ регистрации. Данный способ основан на следующей последовательности операций [4, 42]:

- избирательном формировании электростатического заряда на поверхности специального фоточувствительного цилиндра (реже фоточувствительной ленты); данный процесс называют экспонированием;

- формировании подлежащего регистрации изображения на поверхности фоточувствительного цилиндра, посредством нанесения на заряженные участки ионизированной краски (тонера); указанная операция известна под названием проявления;

- переноса сформированного изображения на бумагу;

- закрепления перенесенного изображения на бумаге (обычно кратковременным нагреванием).

Вышеперечисленная последовательность операций иллюстрируется представленной на рис. 25.38 обобщенной схемой формирования изображений на бумаге электрофотографическим способом [4, 42].

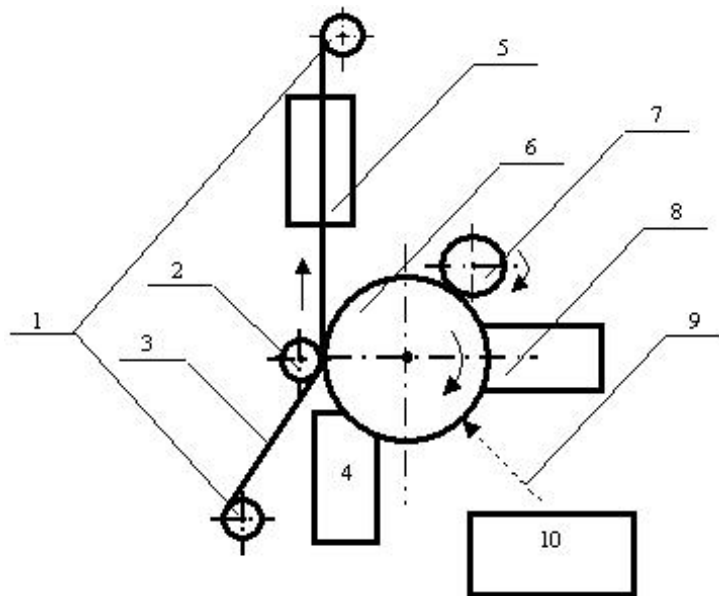


Рис. 25.38. Обобщенная схема регистрации изображения на бумаге электрофотографическим способом:

1 – направляющие валики; 2 – прижимной валик; 3 – бумага; 4 – резервуар (картридж) с тонером; 5 – термокамера; 6 – цилиндр с фоточувствительной поверхностью; 7 – валик очистки цилиндра; 8 – ионизатор; 9 – световой луч; 10 – оптико-механический блок (ОМБ)

Экспонирование осуществляется последовательно, строка за строкой, причем переход со строки на строку реализуется за счет вращения барабана (см. рис. 25.38), а формирование заряда в пределах строки – посредством оптико-механического блока (см. далее).

Фоточувствительный цилиндр 6 конструктивно представляет собой алюминиевую цилиндрическую подложку, покрытую тонким слоем специального состава (фотопроводника), обладающего свойством значительного уменьшения удельного сопротивления под воздействием света. До экспонирования удельное сопротивление фотопроводника весьма велико (сопоставимо с таковым диэлектриков). Перед экспонированием на участок поверхности цилиндра, соответствующий очередной строке наносится равномерный заряд с помощью ионизатора 8. Физически он представляет собой систему расположенных вдоль цилиндра электродов (в простейшем случае – один проволочный электрод, натянутый вдоль цилиндра), подключенных к источнику высокого напряжения (порядка нескольких киловольт). Указанное напряжение прикладывается между электродами и подложкой, вследствие чего в пределах строки создается

область равномерного поверхностного заряда. Затем данная область подвергается экспонированию выходным излучением ОМБ 10.

Экспонирование в пределах строки может быть *последовательным* или *параллельным* во времени [4]. В первом случае указанное излучение представляет собой сфокусированный до диаметра порядка десятых – сотых долей миллиметра лазерный луч, перемещаемый вдоль цилиндра *б* в пределах строки посредством входящего в состав ОМБ 10 устройства развертки. Последнее строится на основе вращающегося многогранного зеркала, привод которого обычно реализуется на базе шагового электродвигателя, управляемого контроллером принтера. Упрощенная структура ОМБ при последовательном способе экспонирования представлена на рис. 25.39 [42].

При *параллельном* во времени экспонировании основным функциональным узлом ОМБ 10 является матрица светодиодов, каждый из которых осуществляет экспонирование какой-либо одной точки. Параллельный способ экспонирования поясняет рис. 25.40 [4].

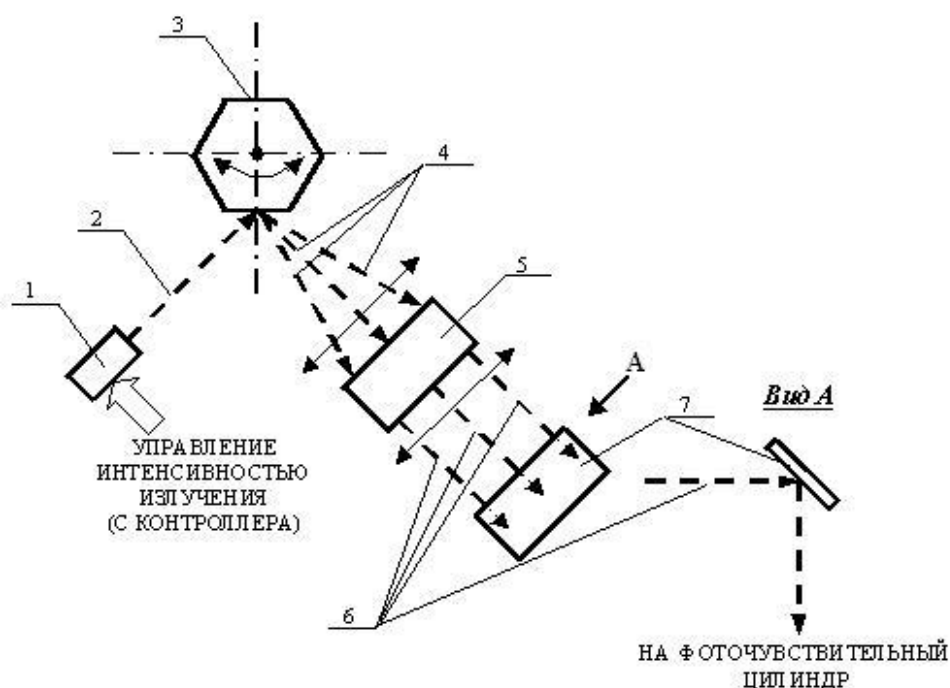


Рис. 25.39. Упрощенная структура ОМБ при последовательном способе экспонирования (вид сверху):

- 1 – лазер; 2 – падающий лазерный луч; 3 – вращающееся многогранное зеркало;
- 4 – отраженный лазерный луч; 5 – блок фокусировки; 6 – сфокусированный лазерный луч;
- 7 – зеркало; прямыми сплошными стрелками показаны траектории перемещения лазерного луча

Управление интенсивностью облучения в лазерных принтерах осуществляется посредством модулятора интенсивности лазерного луча, входящего в состав лазера и управляемого контроллером принтера (см. рис. 25.39). В принтерах с ОМБ на основе светодиодной матрицы управление интенсивностью облучения при экспонировании может осуществляться путем изменения токов через светодиоды в зависимости от требуемой интенсивности их выходного излучения или посредством управления количеством включенных светодиодов в пределах каждого из элементарных участков.



Рис. 25.40. Упрощенная типовая структура ОМБ при параллельном способе экспонирования:
 1 – светодиодная матрица; 2 – фокусирующая линза;
 3 – световые лучи

Данные операции также реализуются под управлением контроллера (см. рис. 25.40). В обоих перечисленных типах принтеров коды, управляющие интенсивностью излучения, вырабатываются на основе файла изображения, подлежащего регистрации.

Удельное сопротивление экспонированных участков фотопроводника снижается, причем степень его снижения тем больше, чем выше интенсивность облучения. Благодаря этому поверхностная плотность заряда облученных участков также снижается, за счет утечки заряда через фотопроводник в подложку. Таким образом, на поверхности цилиндра b в пределах очередной формируемой строки создается своего рода «мозаика» из

участков с различной поверхностной плотностью заряда. При этом в процессе экспонирования интенсивность облучения участка тем меньше, чем больше интенсивность окрашивания соответствующего ему участка регистрируемого изображения.

За экспонированием следует операция проявления. Она состоит

в избирательном нанесении тонера на подвергшиеся экспонированию участки цилиндра 6. Физически данная операция реализуется за счет притяжения ионизированных частиц тонера к его заряженным участкам. Интенсивность окраски каждого из участков, очевидно, тем выше, чем выше поверхностная плотность его заряда, определяемая,

в свою очередь, интенсивностью его облучения при экспонировании. Таким образом, на поверхности цилиндра 6 построено изображение подлежащей печати страницы. Данное изображение переносится на бумагу 3 и затем закрепляется путем кратковременного нагревания в термокамере 5 (например, посредством кварцевой лампы). После переноса изображения на бумагу остатки тонера удаляются с цилиндра с помощью валика очистки 7, обычно снабжаемого системой вакуумной откачки.

В заключение необходимо остановиться на формировании полутоновых и цветных изображений электрофотографическим способом.

Полутоновые изображения формируются посредством управления интенсивностью излучения лазера или светодиодов (см. выше)

и, следовательно, интенсивностью облучения точек при экспонировании, или способом частотной модуляции (см. рис. 25.34), т. е. путем варьирования числа точек на единице площади.

Цветная электрофотографическая печать может быть реализована двумя основными способами [4]. В недавнем прошлом доминировал способ четырехпроходной цветной электрофотографической печати, применяемый и в настоящее время. Он предполагает наличие в составе принтера только одного электрофотографического регистрирующего устройства (см. рис. 25.38) с 4-мя картриджами, содержащими тонеры цветов системы СМΥК. Печать осуществляется путем последовательной полутоновой регистрации на бумаге каждой из 4-х цветовых составляющих печатаемого изображения. При этом сложность и стоимость цветного принтера незначительно отличаются от та-

ковых монохромного. Однако, скорость четырехпроходной цветной печати, очевидно, в 4 раза меньше скорости монохромной печати, при прочих равных условиях. В настоящее время все большее распространение получает способ однопроходной цветной электрофотографической печати. Он обеспечивает скорость цветной печати, практически равную скорости монохромной печати, однако отличается высокой сложностью и стоимостью реализации. В состав принтеров, реализующих данный способ, входит 4 фоточувствительных барабана, каждый из которых снабжен ОМБ, ионизатором и картриджем с тонером одного из цветов системы СМΥК. На данных барабанах параллельно во времени формируются 4 цветные составляющие печатаемого изображения, которые затем смешиваются с помощью системы промежуточных валиков, переносятся на бумагу и закрепляются [45].

Описания интерфейсов принтеров, как и ранее рассмотренных ВЗУ, клавиатур и манипуляторов, выходят за рамки настоящей книги. Интересующиеся лица могут ознакомиться с ними, например, по источнику [14].

26. ЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ ОТОБРАЖЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ

26.1. Общие сведения

В современных информационных системах широкое применение находят разнообразные устройства отображения информации, обеспечивающие представление информации в удобной для визуального восприятия форме. Основными компонентами этих устройств являются электронные приборы отображения информации (индикаторные приборы или индикаторы), с помощью которых из электрических сигналов получают видимое изображение цифр, букв, геометрических фигур, мнемосхем и пр.

Всё многообразие современных электронных индикаторных приборов можно классифицировать по следующим признакам: по назначению и по физическим принципам визуализации электрических сигналов.

По назначению различают следующие категории индикаторных приборов: одноразрядные буквенно-цифровые индикаторные приборы, многоразрядные буквенно-цифровые индикаторы, шкальные индикаторы, экранные индикаторы, мнемосхемные индикаторы, цифроаналоговые индикаторы и др.

По физическим принципам визуализации электрических сигналов электронные приборы для отображения информации можно разделить на два класса: *пассивные* и *активные*. Пассивные не являются источниками света, а модулируют внешний световой поток путём изменения параметров среды, через которую он проходит. К пассивным индикаторам относятся жидкокристаллические, электрофорезные, электрохромные и сегнетокерамические модулирующие приборы. В активных индикаторах происходит преобразование электрических сигналов в оптическое излучение. В группу активных излучающих приборов входят газоразрядные и накаливаемые индикаторы и большая группа электронных приборов отображения информации, использующих явление люминесценции.

Люминесценция – световое излучение, возникающее в веществах при возбуждении его с помощью внешних источников энергии так, что внутренняя энергия в нём превышает равновесную при данной температуре. В зависимости от вида источника внешней энергии имеют место различные виды люминесценции. При возбуждении тела быстрыми электронами (или другими частицами) возникает *катодолюминесценция*. Это явление используется в вакуумных люминесцентных приборах (в ЭЛТ и вакуумных люминесцентных индикаторах). При воздействии на вещество электрическим полем или током возникает *электролюминесценция*. Возбуждение электрическим полем применяется в порошковых безвакуумных электролюминесцентных приборах, а возбуждение током – в полупроводниковых индикаторах на инжекционных диодах (светодиодах) [15,52].

По способу формирования символов различают буквенно-цифровые индикаторные приборы знако моделирующего и знаковосинтезирующего типа.

В знако моделирующих индикаторных приборах символы отображаются в виде целостного графического представления. В знаковосин-

тезирующих индикаторах изображение символа создаётся из отдельных элементов – сегментов или точек.

По виду питающего напряжения различают электронные приборы отображения информации постоянного тока, переменного и импульсного тока, а в зависимости от значения питающего напряжения – низковольтные ($U < 5\text{В}$), средневольтные ($U < 30\text{В}$; для импульсного тока $U < 75\text{В}$) и высоковольтные ($U > 30\text{В}$; для импульсного тока $U > 75\text{В}$).

К числу основных параметров индикаторных приборов, определяющих качество визуализации информации, относят: яркость, спектр излучения, равномерность яркости по поверхности индикатора, помехоустойчивость, массогабаритные характеристики, питающие напряжения, угол обзора и др.

В настоящей главе рассмотрены принципы работы и конструкция электронных приборов отображения информации, получивших наиболее широкое применение в современных индикаторных устройствах.

26.2. Электронно-лучевые индикаторы

Электронно-лучевые индикаторы, или, как их чаще называют, электронно-лучевые трубки (ЭЛТ) являлись, до последнего времени, наиболее распространённым электронным прибором в технике отображения информации. Широкое развитие телевидения и вычислительных устройств обусловило массовый промышленный выпуск ЭЛТ различных типов. Вместе с тем, ввиду необходимости применения в ЭЛТ высоковольтных источников питания, из-за массогабаритных показателей и значительных вредных для оператора электромагнитных излучений применение ЭЛТ в современных устройствах отображения существенно сократилось.

В ЭЛТ используется явление высоковольтной катодолюминесценции. Оптическое излучение создаётся путём бомбардировки управляемым электронным пучком электрочувствительного материала – *люминофора*. Конструктивные различия трубок и специфика их использования определяются способами управления лучом, конфигурацией электродов трубки и свойствами люминофора.

На рис. 26.1 приведено схематическое изображение монохромной ЭЛТ с электростатической фокусировкой и электромагнитным отклонением луча. В ней, как и в любой ЭЛТ можно выделить три ос-

новные части: электронный прожектор (электронную пушку), отклоняющую систему и экран Э.

Электронный прожектор состоит из катода косвенного нагрева K , накаливаемого электрически изолированной от него нитью накала H , модулятора M , двух ускоряющих электродов $УЭ1$ и $УЭ2$ и фокусирующего электрода $ФЭ$. Электронный прожектор обеспечивает создание электронного луча (ЭЛ) и его фокусировку в точку на экране Э, покрытом люминофором.

Катод покрыт оксидной плёнкой, и при нагревании с помощью нити накала интенсивно излучает электроны. При этом электроны имеют некоторую начальную скорость (см/с), определяемую по формуле кинетической теории газов:

$$V = [2KT/m]^{1/2},$$

где K – постоянная Больцмана; T – абсолютная температура, К; m – масса электрона.

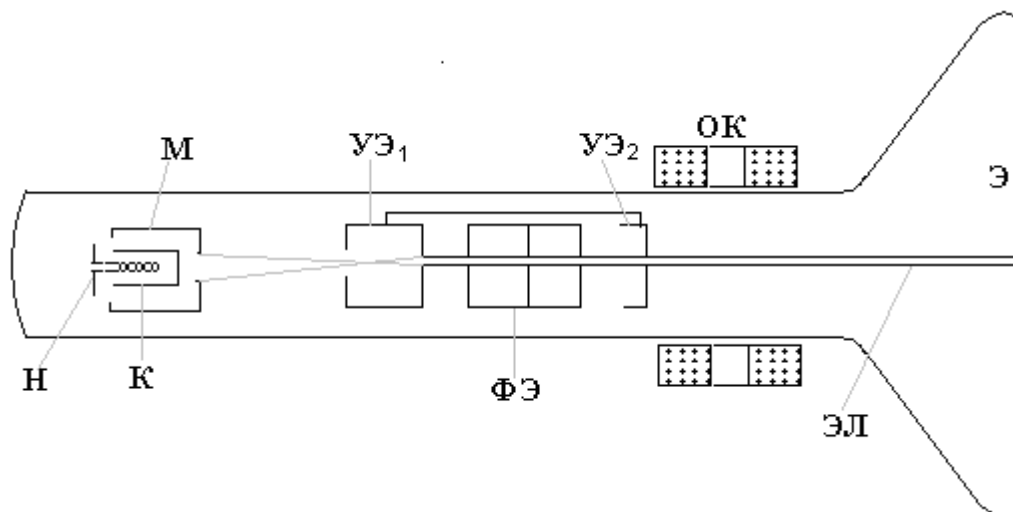


Рис. 26.1. Упрощенная конструкция монохромной ЭЛТ

Модулятор M выполнен в виде цилиндра с торцевым отверстием и имеет отрицательный относительно катода потенциал и через него пролетают лишь электроны, попадающие в отверстие. Управляя потенциалом на модуляторе, можно регулировать интенсивность пучка.

Ускоряющие электроды и фокусирующий электрод образуют систему двух электронных линз. Первая обеспечивает фокусирующее действие между модулятором M и первым ускоряющим электродом $УЭ1$, вторая линза, образованная фокусирующим электродом $ФЭ$ и $УЭ2$, обеспечивает максимальное схождение электронного луча на поверхности экрана Э. Электроды представляют собой цилиндры с одной или несколькими диафрагмами, обеспечивающими задержание рассеиваемых от оси пучка электронов.

Отклоняющая система обеспечивает управление положением электронного луча в плоскости экрана. По способу управления отклонением электронного луча различают трубки с электростатическим и магнитным управлением.

На рис. 26.1 схематически представлена конструкция ЭЛТ с магнитной отклоняющей системой. Магнитная отклоняющая система представляет собой две пары катушек OK , создающих магнитные поля во взаимно перпендикулярных направлениях. Результирующее поле заставляет электроны двигаться по спирали с радиусом $r = mv/(eB)$, где m , e – масса и заряд электрона; v – скорость электрона; B – магнитная индукция. По выходе из магнитного поля электроны продолжают двигаться по касательной к спирали и «пересекают» экран в точке, удаление которой от оси трубки зависит от тока в OK . Изменяя токи в парах катушек, получают отклонение луча в двух плоскостях. Значение полученного таким образом отклонения h_M равно $h_M = k_1 H_{OC} / \sqrt{U_{YЭ2}}$, где k_1 – коэффициент пропорциональности; H_{OC} – напряжённость магнитного поля; $U_{YЭ2}$ – напряжение на втором УЭ.

В ЭЛТ с электростатическим управлением электронная пушка имеет практически такую же конструкцию, но для управления отклонением электронного луча применяют электрическое поле. При этом отклоняющая система представляет собой две пары пластин, расположенных взаимно перпендикулярно и симметрично относительно оси трубки. Луч на экране смещается в двух плоскостях на величины, прямо пропорциональные напряжениям U_{OC} , приложенным к отклоняющим пластинам и обратно пропорциональные напряжению на втором ускоряющем электроде, т.е. $h_Э = k_2 U_{OC} / U_{YЭ2}$, где k_2 – коэффициент пропорциональности.

Сравнивая полученные выражения для $h_Э$ и h_M , замечаем, что отклонение электронного пучка в ЭЛТ с электростатическим управлением в $\sqrt{U_{YЭ2}}$ раз сильнее зависит от напряжения на ускоряющем электроде $YЭ_2$. Поэтому при одинаковых значениях напряжения $U_{YЭ2}$ в ЭЛТ с магнитным управлением обеспечивается больший угол отклонения электронного пучка (до 110°), чем в ЭЛТ с электростатическим управлением (до 30°). Соответственно при заданном значении отклонения электронного пучка в ЭЛТ с магнитным управлением может быть подано более высокое ускоряющее напряжение $U_{YЭ2}$, чем

в ЭЛТ с электростатическим управлением, что позволяет повысить яркость получаемого изображения. Кроме того, в ЭЛТ с магнитным управлением обеспечивается более качественная фокусировка электронного луча, а, следовательно, и лучшее качество изображения.

Для обеспечения высокой скорости движения электронов (яркости пятна) в ЭЛТ с электростатическим управлением необходимо подавать на электроды напряжение в несколько сотен и тысяч вольт. Всё это предопределило предпочтительное применение ЭЛТ с магнитным управлением в дисплеях ЭВМ. ЭЛТ с электростатическим отклонением применяют в случаях, требующих высокой точности адресации и скорости отклонения, например в осциллографии.

В телевизионном вещании, в дисплеях ЭВМ и других современных устройствах отображения информации применяются ЭЛТ с воспроизведением цветных изображений. Известно несколько различных конструкций цветных ЭЛТ, отличающихся способами генерации цвета: с многослойным люминофорным покрытием экрана, с теневой маской, с щелевой маской и др. Здесь ограничимся рассмотрением принципа воспроизведения цветных изображений на примере цветной ЭЛТ с теневой маской (рис. 26.2).

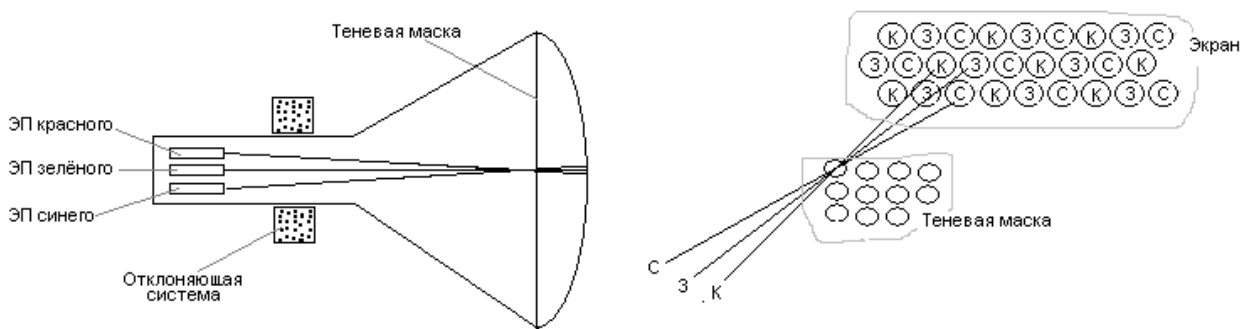


Рис. 26.2. Схематическое изображение цветной ЭЛТ с теневой маской

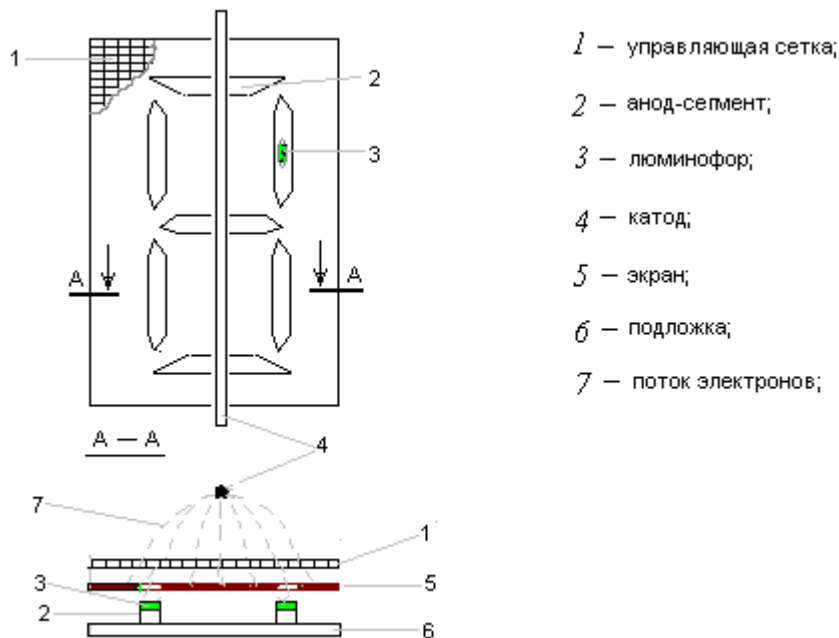
В ЭЛТ с теневой маской реализуется принцип получения цветных изображений за счёт смешения красного, зелёного и синего цветов, каждый из которых создаётся своим управляемым пучком электронов и трёхцветным люминофором. Изменяя относительную яркость каждого из цветов, можно получить широкую цветовую гамму. Поэтому конструктивно цветные ЭЛТ содержат три самостоятельных электронных прожектора, пучки которых сфокусированы на некотором расстоянии от экрана (см. рис. 26.2). В плоскости пересечения лучей расположена цветоотделительная (теневая) маска – тонкая металлическая пластина с большим числом отверстий, диаметром не более 0,25 мм. Экран цветной ЭЛТ состоит из множества люминес-

цирующих ячеек, по числу отверстий в маске. Каждая ячейка состоит из трёх круглых элементов люминофора (красного, зелёного и синего цвета свечения). Расстояние между маской и экраном подобрано так, что после прохождения отверстия маски электроны каждого пучка попадают на элементы экрана, люминесцирующие определённым цветом. Глаз человека воспринимает суммарное свечение всех ячеек, интегральные цвета которых зависят от интенсивности электронного пучка каждого электронного прожектора.

26.3. Вакуумно-люминесцентные индикаторы

В этих приборах используется явление низковольтной вакуумной катодолюминесценции. Конструктивно прибор представляет собой стеклянный баллон круглой или плоской формы с высоким вакуумом. Внутри баллона расположены оксидный катод прямого накала, анод и сетка. Аноды выполняют в форме сегментов или точек (в матричном индикаторе) с нанесением на них люминофора [15,52]. Перед анодом располагается сетка, имеющая мелкоячеистую структуру с тонкими токонесущими элементами (рис. 26.3).

Триодная структура прибора позволяет управлять индикатором по двум независимым входам (аноду и сетке). Для запираания индикатора на сетку и соединённый с ней экран подаётся небольшое отрицательное напряжение (от -2 до -3 вольт) по отношению к катоду. Для включения индикатора к сетке и к тем анодным сегментам, которые участвуют в формировании символов, прикладывают положительный потенциал. Остальные аноды-сегменты находятся под потенциалом катода.



- 1 — управляющая сетка;
- 2 — анод-сегмент;
- 3 — люминофор;
- 4 — катод;
- 5 — экран;
- 6 — подложка;
- 7 — поток электронов;

Рис. 26.3. Триодная структура вакуумного электролюминесцентного индикатора [52]

Сетка создаёт почти равномерный поток электронов в плоскости анодов. Электроны, коллектируемые включёнными анодами-сегментами, возбуждают люминофор, вызывая свечение анодов, а электроны идущие на выключенные аноды, отражаются от анода и собираются экраном. Подключением анодов-сегментов в определённых комбинациях к источнику положительного напряжения можно получить требуемый светящийся знак. Цвет свечения индикатора (зелёный или красный) зависит от типа применяемого люминофора.

Как правило, вакуумные люминесцентные индикаторы используются при одинаковых анодном и сеточном напряжениях. Напряжение может быть постоянным и импульсным. Постоянное напряжение может составлять $U_a \approx 20 \dots 30$ В. Импульсное напряжение ограничивается сверху величиной 70 В. При этом, эквивалентное по влиянию на яркость импульсное напряжение $U_{имп a} \approx U_{аном} q^{2/5}$, где q — скважность импульсов [52]. Тогда, при $U_{имп a} = 70$ В, получим эквивалентные по яркости номинальные напряжения: $U_{a ном} = 30$ В, при $q \approx 8,5$ и $U_{a ном} = 20$ В, при $q \approx 30$.

В многоразрядных индикаторах одноимённые сегменты всех рядов обычно конструктивно объединены. Управление осуществляется в динамическом режиме, когда в определённые моменты времени требуемые импульсы напряжения подаются одновременно на определённую сетку и аноды-сегменты. В результате происходит ска-

нирование по знакам местам индикатора. Это уменьшает количество выводов управления и энергопотребление.

Вакуумные люминесцентные приборы используются в цифробуквенных, матричных, мнемонических и шкальных индикаторах. Они обладают высокой яркостью, многоцветностью, имеют большой угол обзора, сравнительно небольшое энергопотребление и высокое быстродействие. Недостатки – необходимость иметь три источника питания (накала, сетки, анода), хрупкость конструкции, свойственная вакуумным приборам.

26.4. Электролюминесцентные индикаторы

В электролюминесцентных индикаторах оптическое излучение создаётся воздействием электрического поля на вещества – электролюминофоры. В качестве электролюминофоров используют сульфид цинка (ZnS) с примесями меди, марганца и некоторых других элементов. От типа люминофора и количества примесей зависит цвет излучения. Смешивая различные люминофоры в определённых пропорциях, можно, меняя напряжение, управлять цветом.

В качестве приборов отображения информации получили распространение два основных типа электролюминесцентных индикаторов: построенных на основе порошковых люминофоров (порошковые фосфоры), возбуждаемые высокочастотным переменным напряжением, и с использованием люминофора в виде тонкой поликристаллической плёнки (сублимат фосфора), возбуждаемые постоянным током.

Структура электролюминесцентного индикатора порошкового типа, возбуждаемого переменным напряжением (рис. 26.4, а), представляет собой плоский конденсатор, диэлектриком которого 3 служит связующее вещество – композиция органической смолы и люминофора. Один из электродов 2 прозрачный (окись кадмия или двуокись олова), другой 4 – металлический, имеющий форму отображаемого знака. Под воздействием поля, создаваемого источником переменного напряжения, возникает свечение участков люминофора 3, контактирующих с знаковым металлическим электродом 4. Стекло 1 выполняет защитную роль индикатора. Эффективная яркость электролюминесцентного индикатора приближённо определяется зависи-

мостью [39] $B = B_0 \omega e^{\frac{-C}{\sqrt{U}}}$, где: C – константа, зависящая от формы возбуждающего напряжения (для синусоидального напряжения $C = 13$); B_0 – константа; ω – частота.

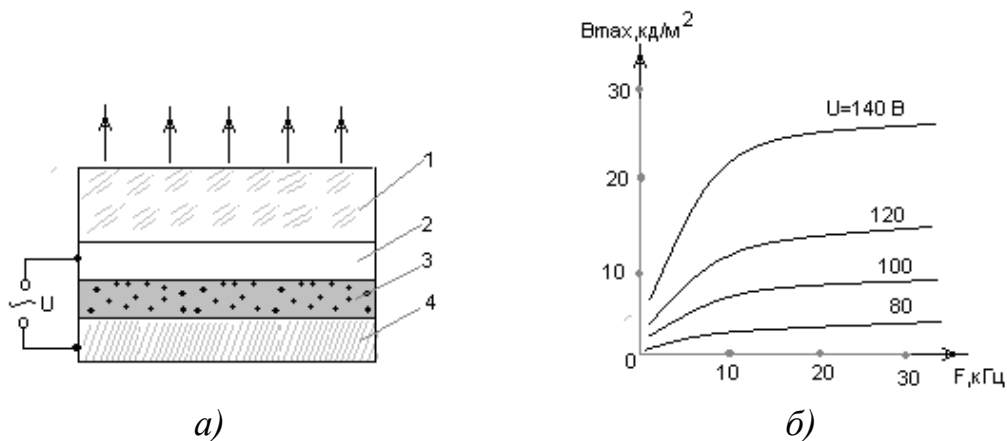


Рис. 26.4. Структура электролюминесцентного индикатора (а) и зависимость яркости свечения от частоты (б) [5, 39]

На рис. 26.4, б представлена зависимость яркости свечения электролюминесцентного индикатора от частоты и напряжения возбуждения. Постоянный уровень яркости можно поддерживать при уменьшении напряжения питания за счёт увеличения частоты возбуждения.

В электролюминесцентных индикаторах на основе сублимата фосфора возможна работа на постоянном токе. При этом ввиду малой толщины плёнок рабочие напряжения лежат в пределах 2 – 2,5 В. В зависимости от типа фосфора и примесей, частота излучения лежит в видимой области спектра в диапазоне от 450 нм (голубое свечение) до 600 нм (желто-оранжевое свечение).

На основе электролюминесценции и производства новых материалов могут создаваться устройства отображения информации типа электролюминесцентного дисплея (рис. 26.5, а). Матричная электролюминесцентная панель для дисплея изготавливается на стеклянной подложке 1 путём последовательного наложения следующих слоёв: прозрачных вертикальных электродов (Y-электродов) 2, слоя электролюминофора 3, горизонтальных электродов (X-электродов) 4 и влагозащитного слоя 5. В местах пересечения электродов образуются электролюминесцентные конденсаторы, составляющие прямоугольный растр из элементарных ячеек. Для возбуждения ячейки подаётся напряжение на те электроды, между которыми она расположена (рис. 26.5, б).

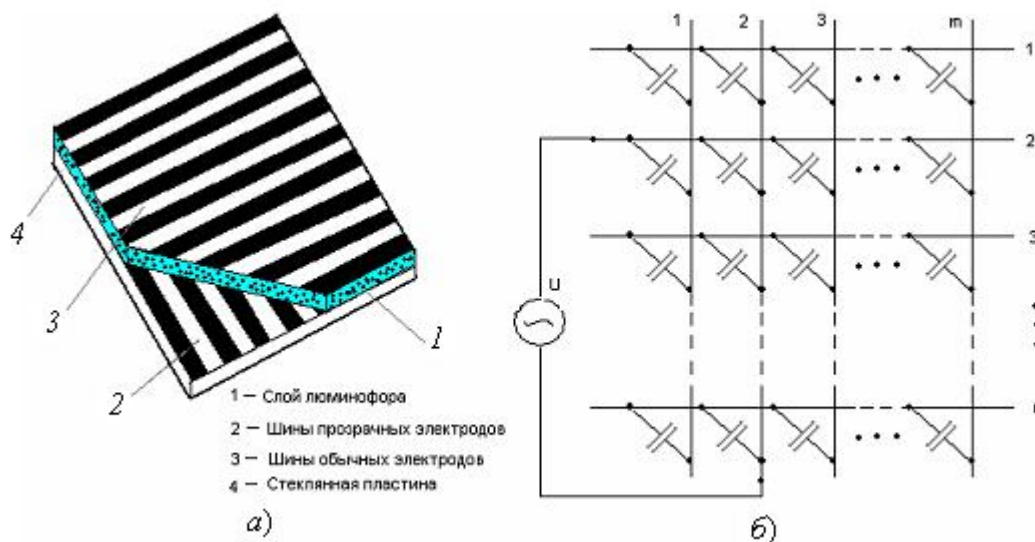


Рис. 26.5. Структура матричного электролюминесцентного экрана

По физическим принципам визуализации электрических сигналов электронные приборы для отображения информации можно разделить на два класса: *пассивные* и *активные*. Пассивные не являются источниками света, а модулируют внешний световой поток путём изменения параметров среды, через которую он проходит. К пассивным индикаторам относятся жидкокристаллические, электрофорезные, электрохромные и сегнетокерамические модулирующие приборы. В активных индикаторах происходит преобразование электрических сигналов в оптическое излучение. В группу активных излучающих приборов входят газоразрядные и накаливаемые индикаторы и большая группа электронных приборов отображения информации, использующих явление люминесценции.

Преимущества электролюминесцентных индикаторов – возможность создания информационных полей большой площади; равномерность яркости свечения элементов; возможность создания многоцветных приборов; малая потребляемая мощность; возможность регулировки яркости электрическим путём; механическая прочность. Недостатки – высокое напряжение и частота источника питания, снижение яркости в процессе работы, значительная инерционность.

26.5. Полупроводниковые приборы отображения информации

В полупроводниковых приборах для отображения информации используются свойства светоизлучающего $p - n$ -перехода. Простейшим полупроводниковым индикатором является *светодиод* – полу-

проводниковый прибор, способный генерировать оптическое излучение при протекании через $p - n$ -переход прямого тока. При прохождении тока через диод в прилегающих к $p - n$ -переходу областях полупроводника происходит интенсивная рекомбинация носителей зарядов – электронов и дырок. Часть освобождающейся энергии выделяется при этом в виде квантов излучаемой энергии (электролюминесценция под воздействием тока). Эффект свечения зоны усиливается за счёт отражения света от специально созданных отражающих поверхностей.

Основными материалами для изготовления светодиодов служат фосфид галлия (GaP), арсенид-фосфид галлия ($\text{GaAs}_{1-x}\text{P}_x$). Изменяя процентное соотношение в полупроводнике As и P (значение x), можно подбирать излучаемый видимый свет в диапазоне от красного до голубого. Цвет свечения зависит и от примесных материалов. Так примесь из ZnO обеспечивает получение красного свечения, из азота N– зелёное, а из ZnO и N– желтое и оранжевое и т. д.

Изготавливаются светодиодные индикаторы в виде дискретных элементов отображения (рис. 26.6, *a*), в виде монолитных полосково-сегментных приборов, а также в виде матриц с X–Y адресацией. Яркость свечения L светодиода практически пропорциональна числу зарядов, инжектированных $p - n$ -переходом. Для получения приемлемых значений яркости необходимо обеспечить плотность тока через переход не менее 30 А/см^2 . При обычно используемых размерах необходимо пропускать ток через переход порядка $5 - 100 \text{ мА}$ [23].

На рис. 26.6, *б* приведена люкс-амперная характеристика светодиода [15]. Она имеет нелинейный начальный участок, характеризующийся незначительным эффектом излучения, линейный (рабочий) участок, в пределах которого яркость изменяется в $10 - 100$ раз, и участок насыщения. Изменение яркости на линейном участке обычно аппроксимируют выражением $B = B_0(I - I_{\text{пор}})$, где: B_0 – чувствительность по яркости (изменение яркости в кд/м^2 при изменении тока перехода на единицу); $I_{\text{пор}}$ – пороговый ток через светодиод (ток в начале линейного участка). У диодов разного типа $I_{\text{пор}}$ находится в интервале $0,1 - 2,5 \text{ мА}$.

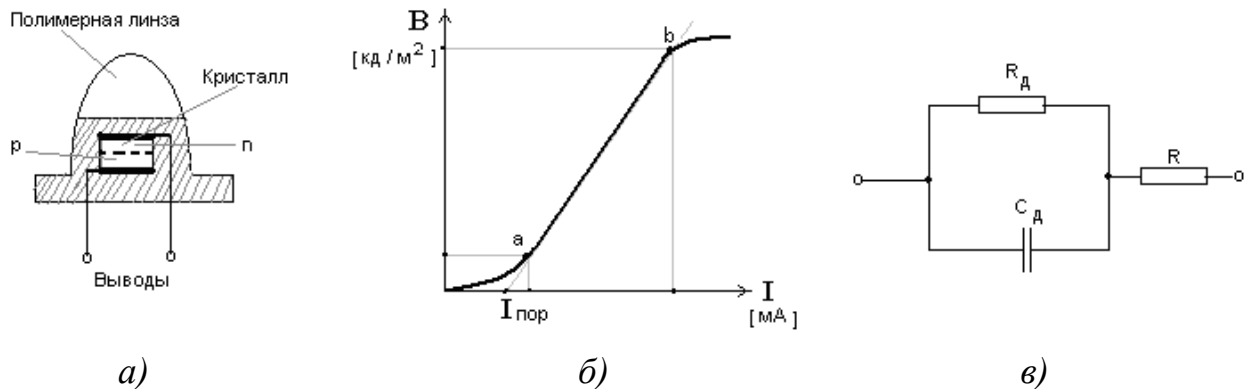


Рис. 26.6. Конструкция светодиодного индикатора (а), его яркостная характеристика (б) и эквивалентная схема (в)

На рис. 26.6, в приведена эквивалентная схема светодиода, где R – омическое сопротивление полупроводника и контактов. R_D и C_D – дифференциальные значения сопротивления и ёмкости $p-n$ -перехода. Промышленностью выпускаются полупроводниковые индикаторы разнообразной структуры:

- в виде отдельных светодиодов, с помощью которых можно высветить точку;
- сегментные знакосинтезирующие индикаторы (ЗСИ), с помощью которых можно высветить требуемый символ (рис. 26.7, а, б, в, г);
- матричные ЗСИ индикаторы, в которых, включением соответствующих групп светодиодов обеспечивается высвечивание необходимых символов и графиков (рис. 26.7, д);
- мнемонические ЗСИ, в которых включением соответствующих элементов можно получить требуемую мнемосхему.

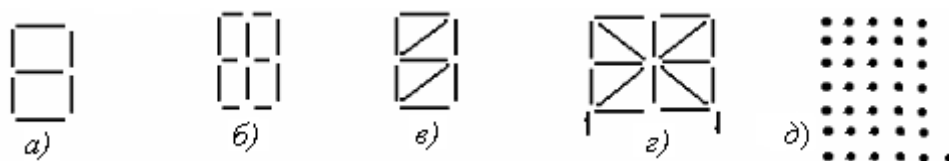


Рис. 26.7. Возможные структуры полупроводниковых ЗСИ

Сегментные ЗСИ выпускаются одноразрядными и многоразрядными. В одноразрядных индикаторах объединяются и соединяются с общей подложкой в зависимости от типа ЗСИ либо аноды, либо катоды всех сегментов (рис. 26.8, а, б). В многоразрядных индикаторах одноимённые сегменты каждого разряда объединяются в отдельную группу с общим выводом (рис. 26.8, в). При этом индикация осущест-

вляется в динамическом режиме, в котором последовательно высвечивается каждый разряд.

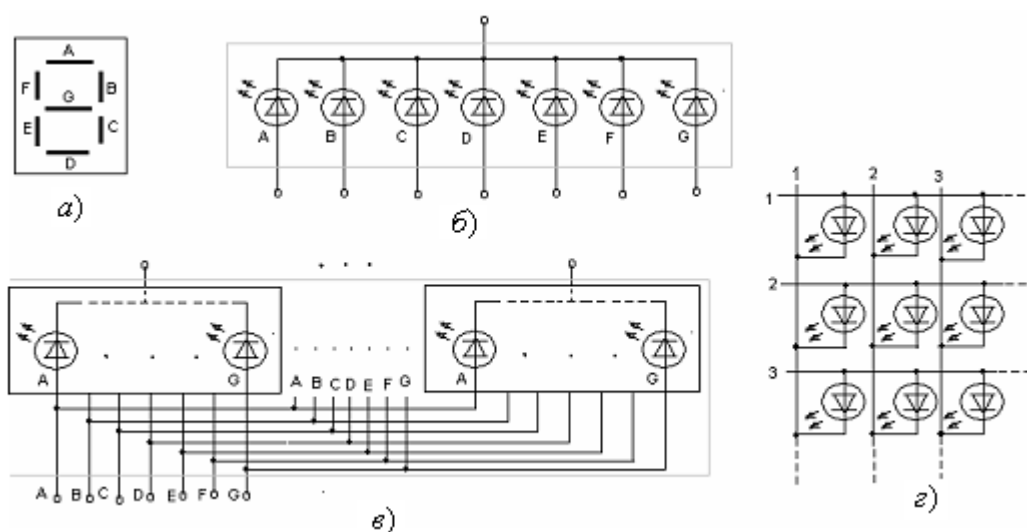


Рис. 26.8. Схематичное обозначение полупроводниковых индикаторов:
 а), б) одноразрядного семисегментного; в) многоразрядного;
 г) матричного

К электрической цепи последовательно подключаются катоды светодиодов, общие для всех разрядов, и на высвечиваемые сегменты подаётся электрическое напряжение (мультиплексный режим питания). Матричные индикаторы имеют только мультиплексный режим питания, с последовательным сканированием по строкам и столбцам. Элемент матрицы является элементом отображения информации и его высвечивание осуществляется при приложении электрического напряжения к шинам соответствующих строки и столбца (рис. 26.8, г). Падение напряжения на светящемся полупроводниковом элементе лежит в интервале 1,5... 2,5 В, потребляемый ток одного светодиода – 3...20 мА [15, 23]. При динамическом управлении, когда каждый элемент включается на малый промежуток времени, потребляемая мощность существенно снижается. Для ограничения тока последовательно со светодиодом обычно включают резистор, значение которого определяется из уравнения $R = (U_{\Pi} - U_{\partial}) / I_{\partial}$, где U_{Π} – напряжение питания; U_{∂} , I_{∂} – прямое падение напряжения и ток светодиода.

Полупроводниковые индикаторы обладают высокой яркостью, надёжностью, низковольтностью, безинерционностью и механической прочностью, хорошо сопрягаются с микросхемами. Они имеют малые габариты и массу, возможность регулировки яркости и цвета

электрическим путём. Недостатки – сравнительно высокое энергопотребление и стоимость.

26.6. Газоразрядные приборы

В газоразрядных индикаторных приборах используется явление свечения, наблюдаемое при протекании электрического тока через ионизированный газ. Любой газоразрядный индикаторный прибор представляет собой изолированную от внешней среды ячейку, заполненную инертным газом (обычно неонам Ne или ксеноном Xe), внутри которой на близком расстоянии друг от друга расположены два электрода. Если к электродам приложить малое напряжение $U < U_{заж}$, то в цепи будет протекать малый ток, обусловленный наличием в газе небольшого числа ионов, возникших из-за воздействия теплоты, падающего света, космического излучения и вызванного эмиссией электронов из электрода, находящегося под отрицательным потенциалом (катода). Это темновой разряд, при котором нет видимого свечения газа (участок 1, рис. 26.9, а). С повышением напряжения начинается ионизация газа под воздействием электронов, эмитируемых с большой скоростью из катода. При увеличении напряжения до величины $U \geq U_{заж}$ (точка А на рис. 26.9, а) начинается самостоятельный разряд в газе (участок АВ), который поддерживается и при $U < U_{заж}$. За точкой В начинается тлеющий разряд, при котором наблюдается свечение газа (участок ВСD). Здесь можно выделить область нормального разряда (участок 2, при $U = U_{гор}$) и аномального разряда (участок 3), при котором с увеличением тока происходит резкое возрастание падения напряжения на приборе при дальнейшем переходе в дуговой разряд (участок 4). Чтобы тлеющий разряд не переходил в дуговой, последовательно с газоразрядным элементом включают балластный резистор (рис. 26.9, б).

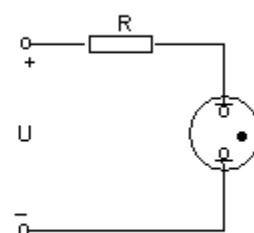
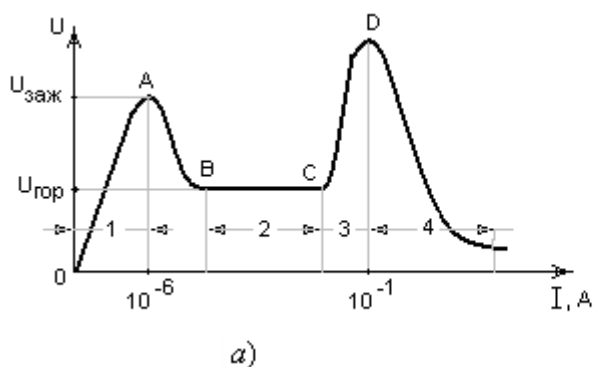


Рис. 26.9. Вольт-амперная характеристика газового разряда (а) и схема включения газоразрядного индикатора в электрическую цепь (б) [1]

Для прекращения газового разряда и гашения прибора необходимо уменьшить напряжение на электродах до величины $U < U_{гор}$. При этом в течение нескольких мкс происходит деионизация газового промежутка. Яркость свечения тлеющего разряда пропорциональна току, причём излучает не весь газовый промежуток, а только узкая область вблизи катода. Для обеспечения свечения по всей площади катода в индикаторных приборах обычно используют аномальную зону тлеющего разряда. Цвет излучения тлеющего разряда зависит от типа инертного газа: неон даёт оранжевое свечение, гелий – желтое, аргон – фиолетовое и др. Кроме того, в приборах имеют место инфракрасное и ультрафиолетовое излучения, под воздействием которых можно вызывать различные цвета свечения, в зависимости от типа используемых в приборах люминофоров.

Газоразрядные индикаторные приборы выполняются в виде сигнальных неоновых ламп, линейных (шкальных) индикаторов, знаковых и сегментных индикаторов и газоразрядных индикаторных панелей (ГИП). Последний тип индикаторов находит широкое применение в настоящее время и в ближайшей перспективе и поэтому представляет особый интерес. ГИП называют также газоразрядными матричными панелями или плазменными панелями. Они представляют собой множество светоизлучающих элементов, образуемых на пересечениях ортогональных электродов (анодов и катодов), позволяющих отображать буквенно-цифровую, графическую, мнемоническую и картинную информацию. Существуют три основных типа ГИП (плазменных панелей): постоянного тока с внешней адресацией, постоянного тока с самосканированием и переменного тока с запоминанием информации [52].

Конструкция *ГИП постоянного тока с внешней адресацией* изображена на рис. 26.10, а. Образующиеся в местах пересечения анодов и катодов светоизлучающие ячейки электрически и оптически изолированы друг от друга с помощью диэлектрической матрицы, отверстия в которой совмещены с местами пересечения электродов. Пространство в ячейках между подложками заполнено газом.

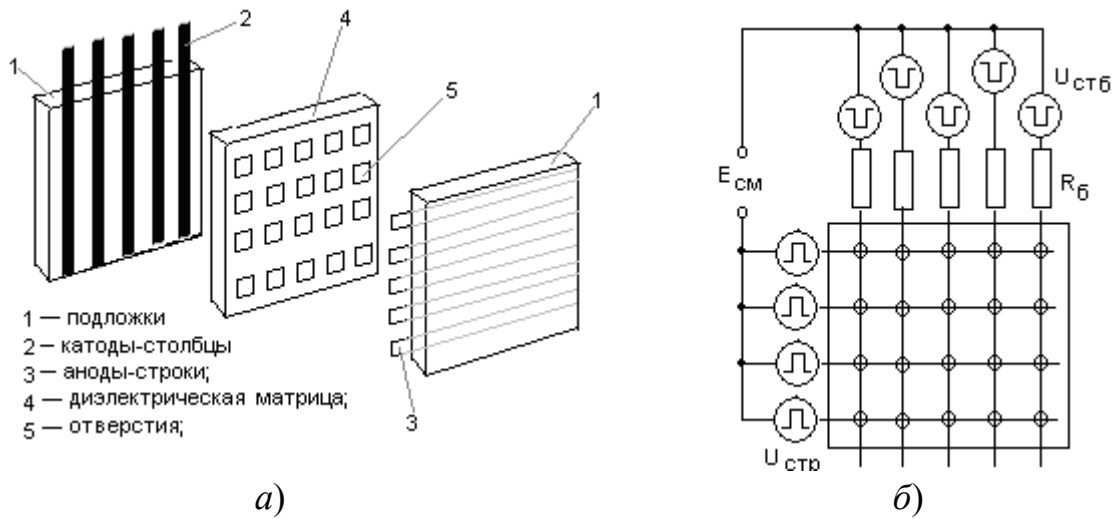


Рис. 26.10. Структура ГИП постоянного тока с внешней адресацией (а) и простейшая схема её включения (б) [52]

На рис. 26.10, б показана простейшая схема включения ГИП постоянного тока с внешней адресацией с балансными резисторами в цепях столбцов (анодов) R_b , источниками смещения $E_{см}$, возбуждения строк $U_{стр}$ и возбуждения столбцов $U_{стб}$. Одновременное включение ячеек, у которых один из электродов подключён к общему резистору (на рис. 26.10, б электроды, расположенные по столбцу), невозможно. Это обусловлено тем, что после возникновения в одной из таких ячеек тлеющего разряда напряжение на общем электроде падает до $U = U_{гор}$, которое всегда меньше $U_{заж}$ и другие ячейки этого столбца включиться не могут. Ячейки одной строки могут включаться одновременно, так как ток в разных ячейках строки ограничивается разными резисторами. Так как ГИП постоянного тока не обладает внутренней памятью, то они работают в режиме с регенерацией изображения при кадровой частоте f_k выше критической частоты мельканий $f_{кчм}$. Наиболее часто используется построчный режим выборки ячеек, когда одновременно адресуются все ячейки одной строки и последовательно включаются строка за строкой. В этом случае допустимое время выборки для ячейки (элемента отображения) $t_B = 1/(f_k N_C)$, где N_C — число строк, по которым производится развёртка.

Существенным недостатком ГИП постоянного тока с внешней адресацией является ограничение информационной ёмкости из-за падения яркости. При строчной адресации кажущаяся яркость определяется формулой $B_{каж} = B_{имп} / N_C$, где $B_{имп}$ — импульсная яркость све-

чения. Так как практически невозможно неограниченно увеличивать импульсную яркость $V_{имп}$, то как показано в [52] максимальное число строк в ГИП постоянного тока с внешней адресацией при приемлемой яркости может составлять 100 – 200. В связи с этим ограничением они находят применение или в качестве экранов индивидуального пользования с ограниченной информационной ёмкостью (ГИП 10000), или в качестве элементов большого экрана (ИГПП-32×32).

ГИП постоянного тока с самосканированием имеют более стабильный режим зажигания. На рис. 26.11 [15] представлены упрощенная конструкция ячейки в ГИП с самосканированием и схематическое изображение процесса самосканирования. Ячейка (рис. 26.11, а) имеет аноды индикации 1 и сканирования 4. Вместе с катодами 3 и диэлектрической прокладкой 2 они образуют сообщающиеся между собой разрядные камеры. Причём камеры сканирующей стороны, образованные катодами К0 – К6, сообщаются между собой.

Первоначально разряд зажигается на сканирующей стороне катода К0 (рис. 26.11, б). Для этого на него подают импульс отрицательной полярности, тогда как потенциалы других катодов положительны за счёт напряжения смещения порядка 100 В. В процессе тлеющего разряда появляются ионы, понижающие напряжение возникновения разряда между анодом индикации 1 и катодом К2, а также в расположенной рядом и сообщающейся каналом соседней камере сканирования с катодом К1. Если теперь на К0 подать напряжение смещения, на К1 – отрицательный импульс той же амплитуды, то разряд переместится на катод К1. При этом катод К4 имеет тот же потенциал, что и К1, но разряда в нём не произойдёт, так как он расположен дальше от камеры, в которой происходила разрядка, и концентрации носителей заряда в нём недостаточно для возникновения разрядки. Камера с катодом К1 сообщается также с камерой с катодом К2 и разряд на катоде К1 подготавливает разряд на катоде К2 и т.д. Таким образом осуществляется перенос заряда в заданном направлении. Если при сканировании заряд проходит через все камеры ГИП, то, управляя напряжением анода индикации, можно обеспечить свечение только требуемых ячеек.

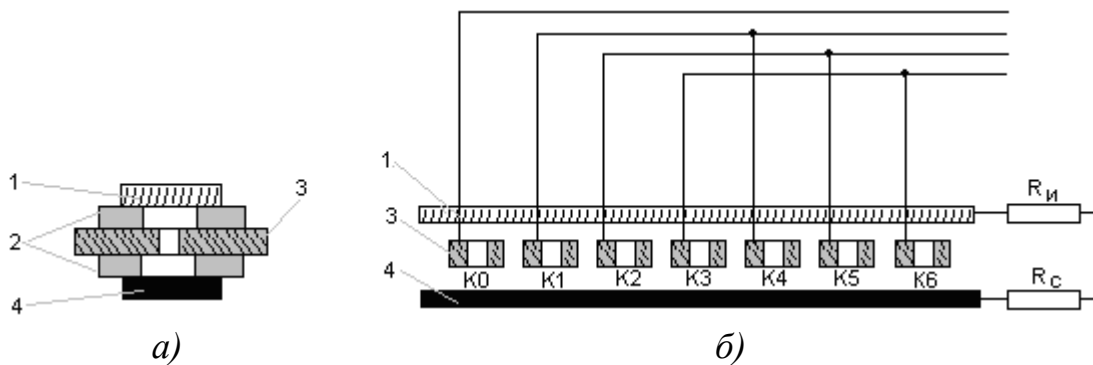


Рис. 26.11. Упрощенная конструкция ячейки с самосканированием (а) и схематическое изображение процесса самосканирования (б):

1 – анод индикации; 2 – диэлектрическая прокладка; 3 – катод; 4 – анод сканирования

ГИП переменного тока с запоминанием информации имеет также матричную структуру, образованную взаимно перпендикулярными электродами. В отличие от ГИП постоянного тока их металлические электроды покрыты слоем диэлектрика и гальванически изолированы от газовой смеси диэлектрическими прокладками. По существу ячейка представляет собой конденсатор и через неё может протекать только переменный ток. При подаче на обкладки конденсатора (в ячейку) напряжения зажигания возникает разряд в газе, и заряженные частицы попадают на изолированные стенки ячейки, создавая разность потенциалов, препятствующую горению. Если в соответствующий момент изменить полярность приложенного напряжения, то его направление совпадёт с направлением напряжения, созданного зарядом, и вновь возникает разряд в газе.

Таким образом, если какая-либо ячейка была включена, то её горение может поддерживаться подачей внешнего переменного напряжения, которое значительно меньше напряжения первоначального зажигания (примерно 90 и 150 В соответственно). То есть, ячейка ГИП переменного тока имеет два устойчивых состояния (включённое и выключенное) и сохраняет память о своём состоянии.

Конструкция ГИП переменного тока показана на рис. 26.12, а, б. На двух стеклянных подложках 3 расположен набор параллельных проводников, вертикальных 2 и горизонтальных 4, покрытых слоем прозрачного диэлектрика 1. Между обкладками с помощью герметизирующей рамки 5 образуется камера, заполненная газовой смесью б. В точках пересечения проводников образуются газоразрядные ячейки. Наборы светящихся ячеек обеспечивают отображение необходимой информационной модели.

Для управления ГИП переменного тока требуется генерировать напряжение сложной формы (рис. 26.12, в). Для поддержания существующих разрядов подаётся импульсное напряжение $U_{под}$. Для записи информации в данную ячейку на соответствующую ей пару пересекающихся электродов в интервале между поддерживающими импульсами подаётся импульс записи $U_{зп}$, суммарная амплитуда которых достаточна для создания разряда в ячейке. Для прекращения разряда (стирания информации) в соответствующий момент подаётся импульс $U_{ст}$, который вызывает разряд конденсатора ячейки, понижая напряжение в газовом промежутке до значения, при котором возникновение повторного разряда от напряжения $U_{под}$ становится невозможно.

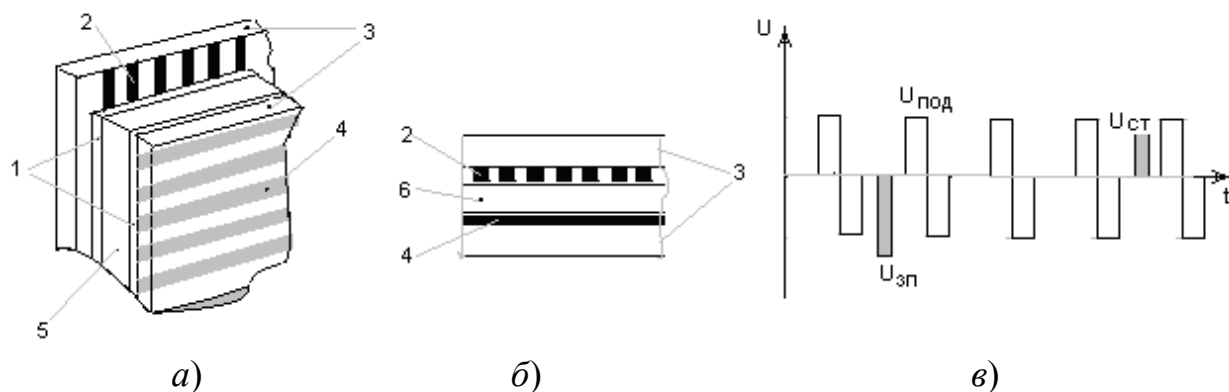


Рис. 26.12. Конструкция плазменной панели переменного тока (а, б) и временная диаграмма управляющих напряжений для её работы (в)

Плазменные панели обладают рядом преимуществ в отображении информации: плоскостность экрана, высокая разрешающая способность, отображение информации в непрерывном режиме без мерцания и искажения изображения, хорошая видимость при ярком освещении. Это делает их одними из наиболее перспективных электронных приборов для устройств отображения информации коллективного пользования. Их существенный недостаток – значительные рабочие напряжения (100 – 250 В) и сложность сопряжения с интегральными микросхемами [15, 52, 5].

26.7. Жидкокристаллические приборы

Жидкокристаллические индикаторы (ЖКИ) являются пассивными, они не генерируют свет, а только модулируют внешнее освеще-

ние, путём изменения оптической плотности жидких кристаллов (ЖК) при воздействии электрического поля. По способу использования внешнего освещения ЖКИ подразделяют на индикаторы, работающие на просвет и на отражение [15, 52, 39].

Конструктивно ЖКИ состоит из двух параллельно расположенных стеклянных пластин, между которыми помещён ЖК (рис. 26.13).

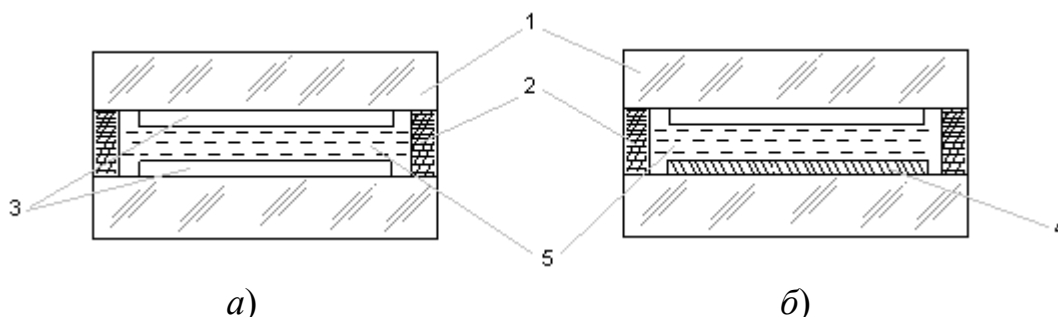


Рис. 26.13. Конструкция ЖКИ, работающих на просвет (а) и на отражение (б):

1 – стеклянные пластины; 2 – склеивающее соединение;
3 – прозрачные электроды; 4 – зеркальный (отражающий) электрод;
5 – ЖК-вещество

На внутренние поверхности пластин нанесены плёночные электроды. Один из электродов выполняется в виде рисунка отображаемого знака, а второй является общим. У ЖКИ, работающих на просвет, оба электрода прозрачны, а у ЖКИ, работающих на отражение, внутренний общий электрод имеет зеркальную поверхность. Для работы в условиях низкой освещённости создаётся подсветка. Для этого в ЖКИ, работающих на просвет, источник света размещают за нижней пластиной, а у работающих на отражение – спереди или сбоку. В матричных конструкциях ЖКИ электроды на обеих пластинах выполняются в виде групп взаимно перпендикулярных линий, создающих матрицу. При подаче напряжения на горизонтальную и вертикальную линии изменение окраски ЖК наблюдается только на участке пересечения соответствующих линий, в котором электрическое поле между электродами имеет достаточно большую напряженность. В зависимости от свойств используемых ЖК возможно получение одноцветных тёмных изображений на светлом фоне, светлых изображений на тёмном фоне или цветных изображений.

Жидкокристаллическое (ЖК) вещество представляет собой анизотропную жидкость, т.е. обладает обычными свойствами жидкости (текучесть, поверхностное натяжение, вязкость) и необычным для жидкости свойством – упорядоченностью ориентации молекул. В любой точке ЖК-вещества существует средняя ориентация моле-

кул, характеризуемая единичным вектором, называемым *директором* D (рис. 26.14).

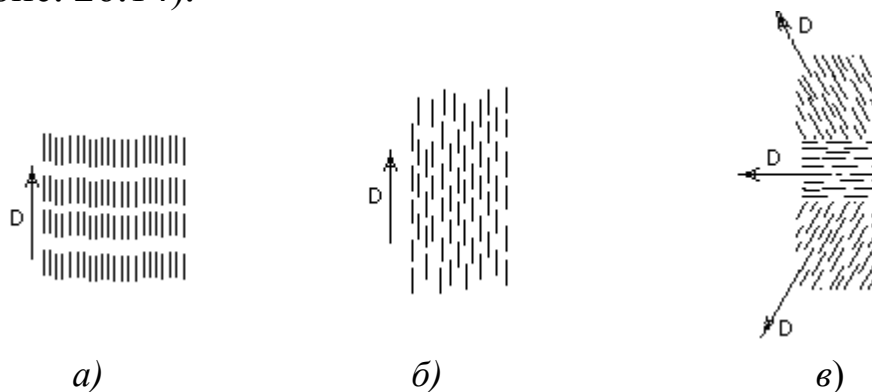


Рис. 26.14. Ориентация молекул в различных фазах ЖК:
 a – смектической; b – нематической; c – холестерической

В зависимости от направления директора и взаимного положения центров тяжести молекул различают три основные фазы: смектическая, нематическая и холестерическая. Расположение молекул в этих фазах показано на рис. 26.14. В наиболее упорядоченной смектической фазе молекулы ориентированы параллельно, а их центры тяжести лежат в одной плоскости. В нематической фазе параллельная ориентация молекул сохраняется, но центры тяжести молекул располагаются произвольно. В холестерической фазе имеет место закручивание директора, так что в результате создаётся винтовая структура.

Важным параметром ЖК, позволяющим управлять его оптическими свойствами с помощью электрического поля, является так называемая *диэлектрическая анизотропия* $\Delta\varepsilon$, характеризующая разницу диэлектрических постоянных в направлениях параллельном и перпендикулярном к направлению преимущественной ориентации молекул ($\Delta\varepsilon = \varepsilon_{\parallel} - \varepsilon_{\perp}$). При $\Delta\varepsilon > 0$ (положительная анизотропия) оси молекул располагаются параллельно, а при $\Delta\varepsilon < 0$ – перпендикулярно электрическому полю.

Из большого количества электрооптических явлений, характерных для ЖК, в устройствах отображения информации находят применение *эффект динамического рассеяния*, *твист-эффект* и *эффект гость-хозяин*.

Эффект динамического рассеяния возникает в ЖК нематической фазы при наложении электрического напряжения на ЖК. При напряжениях, превышающих некоторое пороговое значение (5 – 6 В), в ЖК возникает вихревое движение молекул, ЖК теряет оптическую однородность и рассеивает свет во всех направлениях и ЖК «мутнеет».

Таким образом, в ЖКИ при динамическом рассеянии используется эффект отражения. Время включения при этом эффекте 50 – 500 мс и выключения около 150 – 180 мс [15].

Твист-эффект заключается в изменении угла вращения плоскости поляризации под влиянием электрического поля. Он наблюдается в ЖК нематической фазы с положительной диэлектрической анизотропией. При твист-эффекте ЖК помещается между двумя стеклянными пластинами с размещёнными на них взаимно ортогональными электродами. Молекулы ЖК-вещества ориентированы вдоль электродов. Таким образом, в толще вещества происходит поворот ориентации молекул на 90° . На стеклянных пластинах дополнительно нанесены слои поляризатора *П* и анализатора *А* (рис. 26.15). ЖК-вещество поворачивает ось поляризации проходящего через него света на 90° . Если направление осей поляризации совпадает с направлением электродов на пластинах, то ячейка ЖК прозрачна, если ось поляризации одного из слоёв перпендикулярна направлению электродов, то ячейка непрозрачна. Под действием внешнего электрического поля ориентация молекул ЖК-вещества в ячейке изменяется, тем самым, изменяя прозрачность (и отражательные свойства) ячейки. ЖК-индикаторы на твист-эффекте имеют преимущества по сравнению с индикаторами на эффекте динамического рассеяния: меньшие рабочие напряжения (0,9 – 1,5 В) и длительность переходного процесса включения – выключения (30 – 200 мс). Но они имеют меньший, чем у индикаторов на эффекте динамического рассеяния угол обзора и более сложную конструкцию.

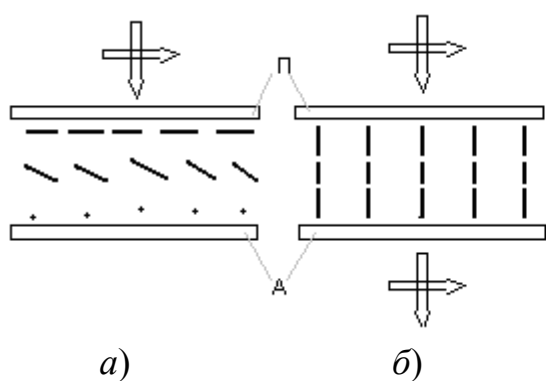


Рис. 26.15. Принцип работы ЖКИ на твист-эффекте при напряжениях: *а* – нулевом; *б* – превышающем пороговое

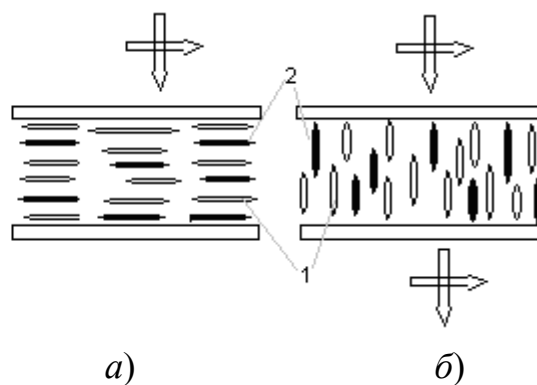


Рис. 26.16. Принцип работы ЖКИ на эффекте «гость-хозяин» при напряжениях: *а* – нулевом; *б* – превышающем пороговое

Эффект гость-хозяин реализуется в ЖК-веществе при введении в него стержневидных дихроических молекул красителя (*гость*), ко-

торые стремятся ориентироваться параллельно осям молекул ЖК (рис. 26.16). Так как молекулы красителя поглощают свет с поляризацией вдоль длинной оси молекул и пропускают свет с перпендикулярной ориентацией, то, управляя ориентацией ЖК, можно регулировать прохождение света. В качестве основного электрооптического эффекта в таком жидком кристалле можно использовать переход из холестерического в нематическое состояние. При исходном холестерическом состоянии вещество имеет спиральную структуру, и свет с любым направлением поляризации поглощается (рис. 26.16, а). При наложении достаточно сильного электрического поля ЖК-вещество переходит в нематическое состояние, в котором все молекулы красителя ориентированы вертикально и падающий на ячейку свет свободно проходит сквозь неё (рис. 26.16, б). Описанная система перспективна, так как позволяет получить в зависимости от используемого красителя различную окраску во включённом и выключенном состояниях. Длительность переходных процессов установления стабильной окраски 30 – 500 мс, управляющее напряжение 2 – 10В.

ЖКИ просты по конструкции, дешевы, имеют низкое энергопотребление, обеспечивают хорошую контрастность изображения, хорошо совместимы с микросхемами управления, но имеют ряд недостатков. Они требуют подсветки при работе в темноте, имеют узкий температурный диапазон (от -15 до $+55$ °С), изменение параметров в течение срока хранения и при работе [15, 52].

27. НАПРАВЛЕНИЯ И ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ ЭЛЕКТРОНИКИ

Перспективы и направления развития электроники зависят в первую очередь от научных достижений в области физики, химии, математики и техники полупроводников. Электроника, связанная с нарастающими информационными потоками, давно уже перешла в область микроэлектроники, где достигнуты впечатляющие успехи благодаря миниатюризации, снижению потребления энергии, повышению быстродействия, расширению функциональных возможностей электронных средств.

В настоящее время наблюдается переход от микроструктур к наноструктурам, что сулит дальнейшее увеличение степени интеграции полупроводниковых приборов и улучшение энергетических параметров базовых элементов электроники, в первую очередь транзисторов, а на их основе – всех функциональных узлов электроники. По мнению ведущих ученых наноструктуры будут основной элементной базой в ближайшие (30 – 50) лет [49]. Следует при этом заметить, что технология изготовления наноструктурных электронных чипов суще-

ственно сложнее технологии изготовления микроструктурных чипов. Именно уровень развития этих технологий определит скорость продвижения электроники по пути использования наноструктур в реальных условиях жизни информационного общества.

Что касается силовой электроники, т.е. электронных приборов, предназначенных для непосредственного управления потоками энергии при ее передаче и преобразовании, то будущее за «умными» коммутаторами на основе управляемых полупроводниковых структур, алгоритмы управления для которых будут вырабатывать миниатюрные электронные чипы с заложенными в них программами управления. Учитывая, что программируемые электронные управляющие узлы уже сейчас применяются широко в системах управления и автоматизации, следует ожидать их повсеместное использование не только в системах, но и в каждом электронном изделии, превращающемся в «интеллектуальное». Надо признать, что в настоящее время во многих случаях применению программируемых средств заметно препятствует сложность технологии программирования. Для того, чтобы процесс программирования стал общедоступным, следует ожидать создания новых языков и средств, позволяющих транслировать автоматически обычные технические слова и термины технологического алгоритма в машинные коды, записываемые в память управляющего устройства. Это заметно повысит производительность работы программистов.

Дальнейшее развитие должны получить оптоэлектроника, квантовая и молекулярная электроника, технологии производства высоконадежных средств отображения и хранения информации. За рубежом в настоящее время идут полным ходом работы в области нанотранзисторостроения, проводятся исследования в области криоэлектроники, магнитоэлектроники, пьезоэлектроники

Например, фирма AMD создала промышленную технологию изготовления транзисторов с длиной затвора 10 нм. В США создана транзисторная структура, работающая на частоте 600 ГГц (на основе фосфида индия). Вероятно пределом миниатюризации на основе нанотехники будет реализация одноэлектронного транзистора [49].

Исходя, из современных достижений в области практической электроники можно выделить следующие основные направления дальнейшего развития:

– создание и развитие электронных компонентов, принцип действия которых основан на новых, нетрадиционных для «классической» электроники физических эффектах, в первую очередь – компонентов

наноэлектроники, одноэлектроники, спиноэлектроники [49], а также узлов и блоков на их основе, что позволит достигнуть принципиально новых уровней быстродействия, степени интеграции и функциональной сложности устройств;

- реализация электронных узлов, блоков и устройств преимущественно в интегральном исполнении, в том числе в тех областях, для которых до настоящего времени характерно применение, в основном, дискретных компонентов (в первую очередь – в высокочастотной аналоговой и силовой электронике);

- обработка информации в электронных устройствах, в основном, в цифровой форме, с применением аналоговой обработки только в минимально необходимых пределах (например, для предварительного усиления и фильтрации сигналов и т. п.), что обеспечивает высокую точность результатов обработки, а также возможность применения ее методов и алгоритмов, не реализуемых в аналоговой форме;

- постепенное вытеснение электромеханических блоков и устройств информационных систем электронными устройствами, реализующими аналогичные функции (например, НЖМД – накопителями на полупроводниковых электрически стираемых РПЗУ), что будет способствовать повышению надежности устройств, их быстродействию, существенному снижению их габаритов, массы и стоимости;

- повышение степени интеграции узлов, блоков и устройств микроэлектроники за счет применения физических, структурных, схемотехнических и конструктивно-технологических решений, обеспечивающих минимальное количество или минимальные размеры компонентов при выполнении заданных функций, что обеспечит дальнейшее повышение степени функциональной сложности и законченности электронных устройств в интегральном исполнении;

- обеспечение более доступной программируемости и профилируемости аналоговых и аналого-цифровых микроэлектронных узлов, блоков и устройств, т. е. возможности осуществления гибкого цифрового управления режимами и параметрами от микропроцессора или компьютера;

- «интеллектуализация» аналоговых и цифровых узлов, блоков и устройств в интегральном исполнении за счет введения в их состав встроенных микроконтроллерных или микропроцессорных ядер, которые позволяют реализовать функции программирования режимов работы и параметров устройств, автокалибровки его узлов, первичной обработки данных и т.д.;

– постоянное повышение надежности электронных узлов, блоков и устройств в интегральном исполнении, в первую очередь – за счет совершенствования технологии их производства.

В целом можно прогнозировать, что в недалеком будущем процессы проектирования и применения электронных устройств будут сводиться или к программированию и настройке на решение определенной задачи некоторого многоцелевого, функционально законченного электронного устройства в интегральном исполнении (микроконтроллера, цифрового сигнального процессора и т. п.), или к непосредственной реализации электронных систем на основе структурного проектирования.

В любом случае для реализации дальнейшего развития и эффективного использования электроники в народном хозяйстве от инженера требуются глубокие знания принципов работы электронных средств, методов их анализа и синтеза, способов применения достижений электроники в науке, технике и быту.

ЛИТЕРАТУРА

1. Аналоговые и цифровые интегральные схемы / С.В. Якубовский, Н.А. Барканов, Б.П. Кудряшов; под ред. С.В. Якубовского. – М.: Сов. радио, 1979. – 336 с.: ил.
2. Аналоговая и цифровая электроника: учебник для вузов / Ю.Ф. Опадчий, О.П. Глудкин, А.И. Гуров; под ред. О.П. Глудкина. – М.: Горячая линия – Телеком, 2002. – 768 с.: ил.
3. Артемьев, Б.В. Периферийные запоминающие устройства ЭВМ: учебное пособие / Б.В. Артемьев. – М.: Изд-во МГУ, 2007.
4. Артемьев, Б.В. Устройства ввода-вывода. Периферийные устройства ЭВМ: учебное пособие / Б.В. Артемьев. – М.: Изд-во МГУ, 2007.
5. Алиев, Т.М. Системы отображения информации: учеб. пособие для вузов / Т.М. Алиев, Д.И. Вигдоров, В. П. Кривошеев. – М.: Высш. шк., 1988. – 223 с.: ил.
6. Аллен, Ф. Электронные схемы с переключаемыми конденсаторами / Ф. Аллен, Э. Санчес-Синенсио. – М.: Мир, 1989.
7. Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники: учебник для энергетических и электротехнических вузов и факультетов / Л.А. Бессонов. – М.: Высш. шк., 1964. – 780 с.: ил.
8. Белоус, А.И. Биполярные микросхемы для интерфейсов систем автоматического управления / А.И. Белоус, О.Е. Блинков, А.В. Силин. – Л.: Машиностроение, 1990. – 272 с.: ил.
9. Быстров, Ю.А. Электронные приборы для отображения информации / Ю.А. Быстров, И.И. Литвак, Г.М. Персианов. – М.: Радио и связь, 1985. – 240 с.: ил.
10. Будинский, Я. Логические цепи в цифровой технике: [пер. с чешск.] / К. Юнга, под ред. Б.А. Калабекова. – М.: Связь, 1977. – 392 с.: ил.
11. Головин, Ю.И. Введение в нанотехнику / Ю.И. Головин. – М.: Машиностроение, 2007. – 496 с.: ил.
12. Гутников, В.С. Интегральная электроника в измерительных устройствах / В.С. Гутников. – Л.: Энергоатомиздат, 1988. – 304 с.: ил.
13. Гилмор, Ч. Введение в микропроцессорную технику: [пер. с англ.] / Ч. Гилмор. – М.: Мир, 1984. – 334 с.: ил.
14. Гук, М. Аппаратные интерфейсы ПК / М. Гук. – СПб.: Питер, 2002.

15. Гусев, В.Г. Электроника: учебное пособие для приборостроительных специальностей вузов / В.Г. Гусев, Ю.М. Гусев. – 2-е изд. – М.: Высшая школа, 1991. – 662 с.: ил.
16. ГОСТ 19880-74. Электротехника, термины и определения.
17. Ефимов, И.Е. Микроэлектроника. Физические и технологические основы, надежность / И.Е. Ефимов, И.Я. Козырь, Ю.И. Горбунов. – М.: Высш. шк. 1986, – 464 с.: ил.
18. Жеребцов, И.П. Основы электроники / И.П. Жеребцов. – Л.: Энергоатомиздат, 1989. – 352 с.: ил.
19. Касаткин, А.С. Электротехника: учеб. пособие для вузов / А.С. Касаткин, М.В. Немцов. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 440 с.: ил.
20. Кучеров, Д.П. Источники питания ПК и периферии / Д.П. Кучеров. – СПб.: Наука и техника, 2005. – 432 с.: ил.
21. Карякин, Н.И., Быстров К.Н., Киреев П.С. Краткий справочник по физике. – М.: Высшая школа, 1969. – 600 с. ил.
22. Ларионов, А.М., Горнец, Н.Н. Периферийные устройства в вычислительных системах: учебное пособие / А.М., Ларионов, Н.Н. Горнец. – М.: Высшая школа, 1991. – 336 с.: ил.
23. Лисицын, Б.Л. Низковольтные индикаторы: справочник / Б.Л. Лисицын. – М.: Радио и связь, 1985. – 136 с.: ил.
24. Матханов, П.Н. Основы анализа электрических цепей. Линейные цепи: учеб. пособие для вузов. – М.: Высшая школа, 1972. – 336 с.:ил.
25. Общая электротехника: учебное пособие для вузов, под редакцией А.Т. Блажкина. – Л.: Энергия, 1971. – 544 с.: ил.
26. Основы теории цепей: учебник для вузов / Г.В. Зевеке, П.А. Ионкин, А.В. Нетушил, С.В. Страхов. – М.: Энергия, 1975. – 752 с.: ил.
27. Основы промышленной электроники: учебник для вузов / В.Г. Герасимов, О.М. Князьков, А.Е. Краснопольский, В.В. Сухорук; под ред. В. Г. Герасимова. – М.: Высш.шк., 1978. – 336 с.: ил.
28. Однокристалльные микроконтроллеры PIC12C5х, PIC16х8х, PIC14000: [пер. с англ.] / под ред. В.Я. Прокопенко. – М.: Издательский дом «Додэка-XXI», 2001. – 336 с.: ил.
29. Полупроводниковые приборы: диоды, тиристоры, оптоэлектронные приборы: справочник / А.В. Баюков, А.Б. Гитцевич,

А.А. Зайцев и др.; под общ. ред. Н.Н. Горюнова. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 744 с.: ил.

30. Прянишников, В.А. Электроника: курс лекций / В.А. Прянишников. – СПб.: Корона принт, 1998. – 400 с.: ил.

31. Полупроводниковые приборы: Транзисторы: справочник / В.Л. Аронов, А.В. Баюков, А.А. Зайцев и др.; под общ. ред. Н.Н. Горюнова. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 904 с.: ил.

32. Проектирование радиоэлектронных устройств на интегральных микросхемах: учебное пособие для вузов; под ред. С.Я. Шаца. – М.: Сов. радио, 1976. – 312 с.: ил.

33. Полупроводниковые БИС запоминающих устройств: справочник / В.В. Баранов, Н.В. Бекин, А.Ю. Гордонов и др.; под ред. А.Ю. Гордонова и Ю.Н. Дьякова. – М.: Радио и связь, 1987. – 360 с.: ил.

34. Савельев, И.В. Курс общей физики. учебник для вузов Т.2. / И.В. Савельев. – М.: Наука 1978. – 480 с.

35. СКБ «Никколь»: Пленочные клавиатуры TESTA STANDARD.– Режим доступа: http://www.nikkol.ru/testa_all.htm.

36. Справочник по электрическим машинам. В 2-х кн. Кн. 2. / под ред. И.П. Копылова.– М.: Энергоатомиздат, 1989.

37. Сташин, В.В. Проектирование цифровых устройств на однокристалльных микроконтроллерах / В.В. Сташин, А.В. Урусов, О.Ф. Мологонцева. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 224 с.: ил.

38. Степаненко, И.П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем / И.П. Степаненко. – М.: Энергия, 1973. – 608 с.: ил.

39. Смоляров, А.М. Системы отображения информации и инженерная психология: учеб. пособие для вузов /А.М. Смоляков. – М.: Высш. шк.,1982.– 272 с.: ил.

40. Справочник по автоматизированному электроприводу / под ред. В.А. Елисеева и А.В. Шинянского. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 616 с.: ил.

41. Токхейм, Р. Основы цифровой электроники: [пер. с англ]. / Р. Токхейм. – М.: Мир, 1988. – 392 с.: ил.

42. Таненбаум, Э. Архитектура компьютера / Э. Таненбаум. – СПб.: Питер, 2003.

43. Угрюмов, Е.П. Цифровая схемотехника: учебное пособие для вузов / Е.П. Угрюмов.– СПб.: БХВ-Петербург, 2005. – 800 с.: ил.

44. Цыкин, Г.С. Электронные усилители / Г.С. Цыкин. – М.: Связь, 1965. – 511 с.: ил.
45. Цветной лазерный принтер Xerox Phaser 6250.– Режим доступа: <http://www.ferra.ru/online/printers/s25844/>.
46. Шило, В.Л. Популярные цифровые микросхемы: справочник / В.Л. Шило. – М.: Радио и связь, 1987. – 352 с.: ил.
47. Шимони, К. Теоретическая электротехника / С.К. Шимони.– М.: Мир, 1964.– 773 с.
48. Шкритек, П. Справочное пособие по звуковой схемотехнике / П. Шкритек. – М.: Мир, 1991.
49. Щука, А.А. Нанoeлектроника /А.А. Щука. – М.: Физматкнига, 2007. – 464 с.: ил.
50. Электротехника: программир. учеб. пособие для неэлектротехнич. спец. вузов / В.Г. Герасимов, Х.Э. Зайдель, В.В. Коген-Далин и др.; под ред. В.Г. Герасимова. – М.: Высш. шк., 1983. – 480 с.: ил.
51. Электроника. Энциклопедический словарь / Гл. ред. В.Г. Колесников. – М.: Советская энциклопедия, 1991. – 688 с.: ил.
52. Яблонский, Ф.М. Средства отображения информации: учеб. пособие для вузов / Ф.М. Яблонский, Ю.В. Троицкий.– М.: Высш. шк., 1985.– 200 с.: ил.
53. Ялышев, А.У. Многофункциональные аналоговые регулирующие устройства автоматики / А.У. Ялышев, О.И. Разорёнов. – М.: Машиностроение, 1981. – 399 с.: ил.

Учебное издание

Еременко Владимир Тарасович
Рабочий Александр Александрович
Фисун Александр Павлович
Невров Иван Иванович
Тютякин Александр Васильевич
Георгиевский Александр Евгеньевич

ОСНОВЫ ЭЛЕКТРОТЕХНИКИ И ЭЛЕКТРОНИКИ

Учебник

Редактор И.А. Хлюпина
Технический редактор Н.А. Соловьева

Федеральное государственное бюджетное образовательное
учреждение высшего профессионального образования
«Государственный университет - учебно-научно-
производственный комплекс»

Подписано к печати 29.06.2012 г. Формат 60x90 1/16.

Усл. печ. л. 33,1. Тираж 500 экз.

Заказ № _____

Отпечатано с готового оригинал-макета
на полиграфической базе ФГБОУ ВПО «Госуниверситет - УНПК»,
302030, г. Орел, ул. Московская, 65.