

Ф.А. Ткаченко

Техническая Электроника

*Допущено Министерством образования
Республики Беларусь
в качестве учебного пособия для студентов
специальности «Телекоммуникационные
системы» высших учебных заведений*

Минск
Издательство «Дизайн ПРО»
2000

УДК 621.38
ББК 32.85я87
Т48

Рецензенты: кафедра электроники Военной академии Республики
Беларусь; начальник кафедры Лямин П.М.; д.т.н., профессор
Конопелько В.К.

Т48 Ткаченко Ф.А. Техническая электроника. — Мн.: Дизайн
ПРО, 2000. — 352 с: ил.
ISBN 985-6182-95-6

Рассмотрены устройства, характеристики и параметры пассивных элементов в дискретном и интегральном исполнениях.

Даны физические основы работы полупроводниковых приборов, устройство, принцип работы, параметры, характеристики и способы включения в электрическую цепь полупроводниковых диодов и транзисторов.

Имеются сведения о работе усилителей переменного и постоянного сигналов, операционных усилителей, логических схем и построении на их основе триггеров, компараторов, аналого-цифровых и цифро-аналоговых преобразователей.

Для студентов радиотехнических специальностей ВУЗов, инженерно-технических работников.

Гос. заказ

УДК 621.38

ББК 32.85я7

ISBN 985-6182-95-6

© Ткаченко Ф.А., 2000

ОГЛАВЛЕНИЕ

<u>ПРЕДИСЛОВИЕ</u>	8
<u>ВВЕДЕНИЕ</u>	9
<u>ГЛАВА 1. Пассивные компоненты электронных устройств</u>	11
1.1. Резисторы.....	11
1.1.1. Система условных обозначений и маркировка резисторов.....	17
1.1.2. Специальные резисторы.....	18
1.2. Конденсаторы.....	22
1.2.1. Система условных обозначений конденсаторов.....	25
1.2.2. Параметры постоянных конденсаторов.....	25
1.2.3. Конденсаторы переменной емкости.....	25
1.3. Катушки индуктивности.....	26
<u>ГЛАВА 2. Полупроводниковые диоды</u>	29
2.1. Физические основы полупроводниковых приборов.....	29
2.2. Примесные полупроводники.....	30
2.3. Электронно-дырочный переход.....	34
2.4. Физические процессы в р–n переходе.....	35
2.5. Контактная разность потенциалов.....	37
2.6. Прямое включение р–n перехода.....	38
2.7. Обратное включение р–n перехода.....	39
2.8. Вольт-амперная характеристика р–n перехода.....	41
2.9. Пробой р–n перехода.....	42
2.10. Емкостные свойства р–n перехода.....	44
2.11. Полупроводниковые диоды.....	45
2.12. Выпрямительные диоды.....	46
2.13. Стабилитроны.....	48
2.14. Варикапы.....	51
2.15. Импульсные диоды.....	54
2.15.1. Диоды с накоплением заряда и диоды Шотки.....	56
2.16. Туннельные диоды.....	57
2.17. Обращенные диоды.....	61
<u>ГЛАВА 3. Биполярные транзисторы</u>	62
3.1. Режимы работы биполярного транзистора.....	63
3.2. Принцип действия транзистора.....	64
3.3. Токи в транзисторе.....	67
3.4. Статические характеристики.....	67
3.4.1. Статические характеристики в схеме с ОБ.....	68
3.5. Статические характеристики в схеме с ОЭ.....	70
3.6. Малосигнальные параметры. Дифференциальные параметры транзистора.....	73
3.7. Малосигнальная модель транзистора.....	78

<u>3.8. Моделирование транзистора</u>	80
<u>3.9. Частотные свойства транзисторов</u>	82
<u>3.10. Параметры биполярных транзисторов</u>	84
<u>ГЛАВА 4. Полевые транзисторы</u>	86
<u>4.1. Статические характеристики</u>	86
<u>4.2. Полевые транзисторы с изолированным затвором</u>	90
<u>4.2.1. МДП-транзисторы с индуцированным каналом</u>	91
<u>4.2.2. Статические характеристики МДП-транзистора с индуцированным каналом</u>	92
<u>4.3. Полевые транзисторы со встроенным каналом</u>	94
<u>4.4. Статические характеристики транзистора со встроенным каналом</u>	95
<u>4.5. Способы включения полевых транзисторов</u>	96
<u>4.6. Полевой транзистор, как линейный четырехполюсник</u>	98
<u>4.7. Эквивалентная схема и частотные свойства полевых транзисторов</u>	101
<u>4.8. Основные параметры полевых транзисторов</u>	102
<u>ГЛАВА 5. Полупроводниковые переключающие приборы</u>	104
<u>5.1. Диодный тиристор</u>	104
<u>5.2. Триодный тиристор</u>	107
<u>5.3. Симметричные тиристоры (симисторы)</u>	107
<u>5.4. Параметры тириستоров</u>	108
<u>ГЛАВА 6. Электронно-лучевые приборы</u>	110
<u>6.1. Электростатическая система фокусировки луча</u>	111
<u>6.2. Электростатическая отключающая система</u>	113
<u>6.3. Трубки с магнитным управлением электронным лучом</u>	115
<u>6.4. Экраны электронно-лучевых трубок</u>	117
<u>6.5. Системы обозначения электронно-лучевых трубок различного назначения</u>	119
<u>6.6. Осциллографические трубки</u>	119
<u>6.7. Индикаторные трубки</u>	120
<u>6.8. Кинескопы</u>	121
<u>6.9. Цветные кинескопы</u>	122
<u>ГЛАВА 7. Элементы и устройства оптоэлектроники</u>	127
<u>7.1. Источники оптического излучения</u>	127
<u>7.2. Характеристики светодиодов</u>	131
<u>7.3. Основные параметры светодиодов</u>	133
<u>7.4. Полупроводниковые приемники излучения</u>	134
<u>7.5. Фоторезисторы</u>	135
<u>7.6. Характеристики фоторезистора</u>	136
<u>7.7. Параметры фоторезистора</u>	137
<u>7.8. Фотодиоды</u>	138
<u>7.9. Характеристики и параметры фотодиода</u>	140

7.10. Фотоэлементы	141
7.11. Фототранзисторы	144
7.12. Основные характеристики и параметры фототранзистора	145
7.13. Фототиристоры	146
7.14. Оптопары	149
7.15. Входные и выходные параметры оптопар	150
7.16. Жидкокристаллические индикаторы	152
ГЛАВА 8. Элементы интегральных микросхем	156
8.1. Пассивные элементы интегральных микросхем	156
8.1.1. Резисторы	157
8.1.2. Конденсаторы	160
8.1.3. Пленочные конденсаторы	162
8.2. Биполярные транзисторы	163
8.3. Диоды полупроводниковых ИМС	167
8.4. Биполярные транзисторы с инжекционным питанием	168
8.5. Полупроводниковые приборы с зарядовой связью	170
ГЛАВА 9. Основы цифровой техники	175
9.1. Электронные ключевые схемы	175
9.2. Ключи на биполярном транзисторе	176
9.3. Ключ с барьером Шотки	182
9.4. Ключи на МДП-транзисторах	183
9.5. Ключ на комплементарных транзисторах	186
9.6. Алгебра логики и основные ее законы	188
9.7. Логические элементы и их классификация	193
9.8. Базовые логические элементы цифровых интегральных микросхем	200
9.9. Диодно-транзисторная логика	200
9.10. Транзисторно-транзисторная логика (ТТЛ)	202
9.11. Микросхемы ТТЛ серий с открытым коллектором	206
9.12. Правила схемного включения элементов	208
9.13. Эмиттерно-связанная логика	210
9.14. Интегральная инжекционная логика (I^2L)	214
9.15. Логические элементы на МДП-транзисторах	215
9.16. Параметры цифровых ИС	226
9.17. Триггеры	226
9.18. Мультивибраторы	235
9.18.1. Мультивибраторы на логических интегральных элементах	236
9.18.2. Автоколебательный мультивибратор с постоянным смещением	236
9.18.3. Автоколебательные мультивибраторы с автоуправляемым смещением	238
9.18.4. Ждушие мультивибраторы	239
ГЛАВА 10. Аналоговые устройства	241

<u>10.1. Классификация аналоговых электронных устройств.....</u>	241
<u>10.2. Основные технические показатели и характеристики аналоговых устройств.....</u>	244
<u>10.3. Методы обеспечения режима работы транзистора в каскадах усиления.....</u>	251
<u>10.3.1. Схема с фиксированным током базы.....</u>	251
<u>10.3.2. Схема с фиксированным напряжением база-эмиттер.....</u>	252
<u>10.3.3. Схемы с температурной стабилизацией.....</u>	253
<u>10.4. Стабильность рабочей точки.....</u>	254
<u>10.5. Способы задания режима покоя в усилительных каскадах на полевых транзисторах.....</u>	256
<u>10.6. Обратные связи в усилителях.....</u>	257
<u>10.6.1. Последовательная обратная связь по напряжению.....</u>	260
<u>10.6.2. Последовательная обратная связь по току.....</u>	263
<u>10.7. Режим работы усилительных каскадов.....</u>	265
<u>10.8. Работа активных элементов с нагрузкой.....</u>	268
<u>10.9. Усилительный каскад с общим эмиттером.....</u>	271
<u>10.10. Усилительный каскад по схеме с общей базой.....</u>	276
<u>10.11. Усилительный каскад с общим коллектором (эмиттерный повторитель).....</u>	278
<u>10.12. Усилительный каскад на полевых транзисторах.....</u>	280
<u>10.12.1. Усилительный каскад с ОИ.....</u>	281
<u>10.12.2. Усилительный каскад с общим стоком (истоковый повторитель).....</u>	283
<u>10.13. Усилители постоянного тока.....</u>	284
<u>ГЛАВА 11. Дифференциальные и операционные усилители.....</u>	289
<u>11.1. Дифференциальные усилители.....</u>	289
<u>11.2. Операционные усилители.....</u>	296
<u>11.3. Параметры операционных усилителей.....</u>	296
<u>11.4. Амплитудно и фазочастотные характеристики ОУ.....</u>	299
<u>11.5. Устройство операционных усилителей.....</u>	301
<u>11.6. ОУ общего применения.....</u>	304
<u>11.7. Инвертирующий усилитель.....</u>	306
<u>11.8. Неинвертирующий усилитель.....</u>	309
<u>11.9. Суммирующие схемы.....</u>	310
<u>11.9.1. Инвертирующий сумматор.....</u>	310
<u>11.9.2. Неинвертирующий сумматор.....</u>	311
<u>11.9.3. Интегрирующий усилитель.....</u>	312
<u>11.9.4. Дифференцирующий усилитель.....</u>	313
<u>11.9.5. Логарифмические схемы.....</u>	318
<u>11.9.6. Антилогарифмирующий усилитель.....</u>	318
<u>ГЛАВА 12. Компараторы напряжения.....</u>	319
<u>ГЛАВА 13. Цифро-аналоговые преобразователи.....</u>	324

<u>13.1. Параметры ЦАП</u>	324
<u>13.2. Устройство ЦАП</u>	327
<u>ГЛАВА 14. Аналого-цифровые преобразователи</u>	333
<u>14.1. Параметры АЦП</u>	333
<u>14.2. Классификация АЦП</u>	335
<u>14.3. АЦП последовательного приближения</u>	337
<u>ЛИТЕРАТУРА</u>	339

ПРЕДИСЛОВИЕ

Данное учебное пособие написано в соответствии с новой учебной программой дисциплины "Техническая электроника" для телекоммуникационных и радиотехнических специальностей.

В пособии рассматриваются пассивные и активные элементы электронных устройств, элементы интегральных микросхем, основы цифровой и аналоговой техники. Изучение материала начинается с пассивных, а затем активных полупроводниковых приборов. Рассматриваются физические основы и принцип работы, характеристики и параметры элементов в дискретном и интегральном исполнении. Излагаются основы усилительных устройств и цифровой техники: ключевые схемы, современные логические элементы на биполярных и полевых транзисторах, триггерные и мультивибраторные устройства.

Рассмотрены технические показатели устройств, способы обеспечения режима работы активных элементов (транзисторов), принципы построения цифровых и усилительных устройств на современной элементной базе (транзисторах и интегральных микросхемах), операционных усилителей, компараторов, аналого-цифровых и цифро-аналоговых преобразователей.

Автор стремился в доступной форме изложить рассматриваемый материал с учетом методических принципов, сложившихся в процессе преподавания дисциплин "Электронные приборы", "Цифровые и аналоговые устройства". Для закрепления изучаемого материала рекомендуются следующие пособия "Задачник по электронным приборам" В.А. Терехова и "Расчет электронных схем" Г.И. Изъюровой и др.

Автор выражает признательность рецензентам учебного пособия проф. А.П. Булычеву, проф. В.К. Конопелько, коллективу преподавателей кафедры радиоэлектроники Военной Академии РБ, начальнику этой кафедры Лямину П.М. за замечания и неоценимую помощь при подготовке работы, к. т. н. Дроботу С.В. за оформление и ряд предложений по улучшению рукописи, студенту Городко В. за выполнение графического материала.

ВВЕДЕНИЕ

Современная электроника появилась в результате поисков способов использования электрических явлений для передачи информации. Первые попытки были предприняты сразу после изобретения итальянским физиком и физиологом А. Вольта в 1800 г. электрохимического источника тока. В 1801 г. испанский инженер Ф. Сольва предпринял попытку применить электрохимическое действие тока для телеграфирования, а в 1809 г. немецкий врач С.Т. Земмеринг построил такой телеграф. Русский электротехник и ученый П.Л. Шиллинг изобрел первый электромагнитный телеграф и продемонстрировал его в действии в 1832 г.

В конце XIX в. начались поиски путей создания электрической связи без проводов. Американец Д. Юз, английский инженер В. Пирс, знаменитый американский изобретатель Т.А. Эдисон применили для этой цели принципы электростатической и электромагнитной индукции. Дальность действия оказалась небольшой, и она не получила распространения. Беспроволочная связь могла появиться только в результате исследований электромагнитного поля. Начало представлений о нем положил английский физик М. Фарадей.

Английский физик Дж. Максвелл разработал теорию электромагнитного поля. Г. Герц в Германии классическими опытами в 1888 г. подтвердил реальное существование электромагнитного поля.

Опираясь на теоретические разработки Фарадея и Максвелла, русский ученый А.С. Попов создал устройство для регистрации электромагнитных волн. Демонстрация первого в мире радиоприемного устройства состоялась 7 мая 1895 г. Радиоимпульсный режим работы стал широко использоваться для радиотелеграфной передачи информации.

Изобретение радио вызвало необходимость создания чувствительных индикаторов электрических колебаний и устройств для их усиления.

В 1904 г. английский ученый Д.Э. Флеминг, используя разработки А.Н. Лодыгина и Т.А. Эдисона, изготовил первую электронную лампу – диод, который начали использовать в приемниках вместо кристадинов.

В 1916 г. русским ученым М.П. Бонч-Бруевичем было установлено, что двухкаскадный реостатный усилитель с положительной обратной связью может создавать скачки напряжений и токов. Это открытие явилось основой для разработки регенеративных импульсных устройств. В 1919 г. американскими учеными Х. Абрагамом, Е. Блохом, Ф. Джордоном, В. Икклзом были разработаны схемы мультивибратора и триггера.

Развитие средств связи в послевоенные годы тесно связано с появлением полупроводниковой электроники.

В 1947 г. американские исследователи Дж. Бардин и У. Бреттеин из группы исследователей У. Шокли создали и испытали первый германиевый то-

чечный транзистор. В 1949 г. советские ученые А.В. Красилов и С.Г. Мадоян изготовили в бывшем СССР первые отечественные образцы точечных транзисторов. В 1952 г. У. Шокли выдвинул идею создания полевого транзистора. Идею Шокли реализовал в 1958 г. польский ученый С. Тешнер, работавший во Франции. В 1960 г. Д. Кинг и М. Аттала создали МОП–транзистор. В 1960 г. Колби и Нойс (США) сообщили об изобретении интегральных схем, составляющих основу современной микроэлектроники.

Малые габариты и потребление энергии, высокая надежность интегральных микросхем позволили использовать их для создания высококачественных устройств телекоммуникационных и радиотехнических систем и массового производства различных радиотехнических устройств.

Использование интегральных микросхем обеспечивает улучшение характеристик, разрабатываемых устройств, их надежность, малое потребление энергии, расширяет их функциональные возможности, что позволяет использовать их во всех сферах человеческой деятельности.

Эффективное применение интегральных аналоговых и цифровых микросхем невозможно без знания принципов их действия и основных параметров. Независимо от степени сложности микросхем и многообразия выполняемых ими функций основу их структуры составляют элементарные схемы. Физические принципы и особенности работы микросхем наиболее доступно объясняются при моделировании с помощью дискретных элементов и схем.

В связи с этим изучению курса "Техническая электроника" уделяется повышенное внимание. Данное пособие ориентировано на использование в учебном процессе при подготовке инженеров в области телекоммуникационных и радиотехнических систем, студентам радиотехнического профиля и других родственных специальностей.

ГЛАВА 1

ПАССИВНЫЕ КОМПОНЕНТЫ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

1.1. Резисторы

Резистор – устройство на основе проводника с нормированным постоянным или регулируемым активным сопротивлением, используемое в электрических цепях для обеспечения требуемого распределения токов и напряжений между отдельными участками цепи.

Основу резистора составляют резистивный элемент, выполненный из специальных материалов, обладающих исключительно электронным типом проводимости, получивших название резисторных материалов. Основным требованием, предъявляемым к резисторным материалам для постоянных и переменных резисторов является предельно слабая зависимость их удельного электрического сопротивления от температуры, освещенности и других внешних факторов. Кроме того, все резисторные материалы должны обладать высокой термостойкостью, стабильностью всех электрофизических свойств в процессе эксплуатации, коррозионной устойчивостью, создавать достаточно малую термоэдс при контакте с другими материалами.

В основе классификации резисторов лежат различные признаки: постоянство значения сопротивления, способ создания резистивного слоя, конструктивное исполнение.

По постоянству значения сопротивления резисторы различают:

- постоянные – с фиксированным сопротивлением;
- переменные – с изменяющимся сопротивлением;
- специальные – сопротивление зависит от действия внешних факторов.

Постоянные резисторы подразделяются на две группы:

1. Общего назначения (диапазон номиналов $1 \dots 1 \times 10^6$ Ом, номинальные мощности рассеивания 0,062...100 Вт).

2. Специального назначения, подразделяются на резисторы:

а) прецизионные (допуск номиналов 0,001...1 %, диапазон номиналов $0,1 \dots 10 \times 10^6$ Ом, мощность рассеивания до 2 Вт);

б) высокочастотные – обладают малыми собственными емкостями и индуктивностями;

в) высоковольтные (сопротивление до 10^{11} Ом, рабочее напряжение единицы – десятки кВ);

г) высокоомные (сопротивление от десятков МОм, до сотен тераом, рабочее напряжение 100...400 В).

Переменные резисторы подразделяются на подстроечные (сопротивление изменяется при регулировке электрических режимов цепи) и регулировочные (сопротивление изменяется во время функционирования аппаратуры).

В зависимости от изменения сопротивления при изменении угла поворота подвижной части переменные резисторы имеют линейную характеристику А

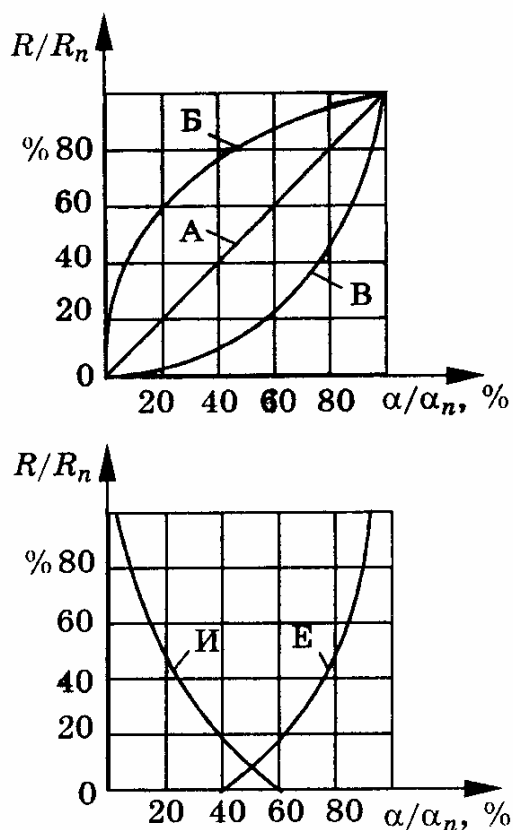


Рис.1.1. Зависимость относительного изменения сопротивления резистора от угла поворота подвижной части: А — линейная; Б — логарифмическая; В — антилогарифмическая; характеристики типа И, Е

и нелинейную: логарифмическую Б и антилогарифмическую В, характеристики типа И, Е (рис. 1.1,а,б).

К специальным резисторам относятся:

а) варисторы — сопротивление которых зависит от напряженности электрического поля;

б) терморезисторы — сопротивление зависит от температуры;

в) фоторезисторы — сопротивление зависит от освещения резистора;

г) магниторезисторы — сопротивление зависит от магнитного поля.

Условное обозначение резисторов показано на рис. 1.2, где а) постоянный; б) подстроечный; в) переменный; г) терморезистор; д) варистор.

В зависимости от способа создания проводящего резистивного элемента резисторы бывают проволочные и непроволочные. Наибольшее применение нашли непроволочные резисторы, которые в свою очередь подразделяются на пленочные и объемные.

Пленочные и объемные резисторы обладают меньшей собственной емкостью, индуктивностью и значительно дешевле проволочных.

Резистор, наряду с активным сопротивлением, обладает эквивалентной емкостью C и индуктивностью L (рис. 1.3).

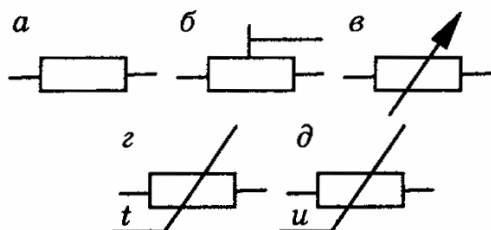


Рис.1.2. Условное обозначение резисторов: а — постоянные, б — подстроечные, в — переменные, г — терморезисторы, д — варисторы

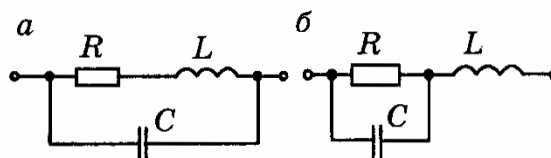


Рис.1.3. Эквивалентные схемы резисторов

Индуктивность и емкость являются распределенными параметрами. Однако для упрощения расчета их заменяют сосредоточенными параметрами и используют одну из эквивалентных схем.

Индуктивность резистора определяется его размерами и размерами выводов, составляет примерно 3×10^{-9} Гн/см. Емкость резистора появляется между его различными участками, а также определяется конструкцией выводов и его размерами. У малогабаритных резисторов емкость невелика и составляет десятые доли пФ. Переменные резисторы обладают значительно большими емкостями и индуктивностями, чем постоянные. Наличие емкости и индуктивности вызывает появление реактивной составляющей полного сопротивления, которая приводит к изменению активной составляющей сопротивления. А у проводочных резисторов с увеличением частоты изменяется сопротивление за счет поверхностного эффекта.

При длительном сроке эксплуатации происходит старение резисторов, что приводит к изменению их сопротивления. Старение резисторов зависит от физической природы резистивного элемента. Старению наиболее подвержены композиционные резисторы и меньше всего металлопленочные. Стабильность сопротивления резисторов во времени характеризуется коэффициентом старения

$$\beta_R = \frac{dR}{dt} \frac{1}{R_0}, \quad (1.1)$$

где t – время; R_0 – сопротивление резистора непосредственно после изготовления. Коэффициент старения резисторов β_R сильно изменяется от партии к партии. Поэтому в ТУ указывают коэффициент значительно хуже, чем у большей части резисторов.

В схеме замещения не учитываются такие параметры как: допустимая мощность рассеивания, напряжение собственных шумов, температурный коэффициент сопротивления, изменение сопротивления во времени и при воздействии дестабилизирующих факторов, надежность. У переменных резисторов, кроме того: разрешающая способность, шумы вращения, износоустойчивость, относительное изменение сопротивления при перемещении скользящего контакта.

Номинальная мощность рассеивания $P_{\text{ном}}$ указывает, какую максимальную мощность может рассеивать резистор в течение длительного времени при заданной стабильности сопротивления. Она определяется размерами резистора, конструкцией и свойствами резистивного слоя. Номинальная мощность рассеивания резистора обозначается на электрических схемах знаками, помещенными внутри условного графического обозначения резистора (рис. 1.4). Вместо номинальной мощности часто используется удельная мощность рассеивания $P_{\text{уд}}$, т.е. мощность отнесённая к единице поверхности охлаждения S_R резистора

$$P_{\text{уд}} = \frac{P_{\text{ном}}}{S_R}, [\text{Вт/см}^2]. \quad (1.2)$$

Удельная мощность рассеивания возрастает с повышением теплостойкости конструктивных резистивных материалов.

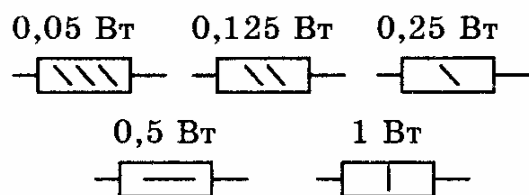


Рис.1.4. Условное обозначение резисторов различной номинальной мощности

Резисторы изготавливаются на разные номиналы, которые в соответствии с рекомендациями МЭК (Международной электротехнической комиссии) стандартизованы. Согласно ГОСТ 2825–67 установлено шесть рядов номиналов сопротивлений: E6, E12, E24, E48, E96, E192. В условном обозначении указывается число номинальных значений в

данном ряду. Переменные сопротивления имеют ряды номиналов E6, E12, E24. Числовые коэффициенты первых трех наиболее употребительных рядов приведены в табл. 1.1. Номинальные сопротивления в каждой декаде соответствуют указанным в таблице числам или числам, полученным умножением или делением их на 10^n , где n – отрицательное или положительное число, или нуль. Действительные значения сопротивлений резисторов вследствие погрешностей изготовления могут отличаться от номинальных. Разница между номинальным и действительным сопротивлениями, выраженная в процентах по отношению к номинальному сопротивлению, называется допуском. Деление резисторов по величине допустимого отклонения приведено в табл. 1.2.

Таблица 1.1

Числовые коэффициенты первых трех рядов номиналов сопротивлений

E6 ±20 %	E12 ±10 %	E24 ±5 %	E6 ±20 %	E12 ±10 %	E24 ±5 %
1,0	1,0	1,0	3,3	3,3	3,3
–	–	1,1	–	–	3,6
–	1,2	1,2	–	3,9	3,9
–	–	1,3	–	–	4,3
1,5	1,5	1,5	4,7	4,7	4,7
–	–	1,6	–	–	5,1
–	1,8	1,8	–	5,6	5,6
–	–	2,0	–	–	6,2
2,2	2,2	2,2	6,8	6,8	6,8
–	–	2,4	–	–	7,5
–	2,7	2,7	–	8,2	8,2
–	–	3,0	–	–	9,1

Собственные шумы резистора имеют две составляющие: тепловую и токовую. Тепловые шумы появляются вследствие тепловых движений носителей заря-

да (электронов) в резистивном слое. Напряжение теплового шума не зависит от материала, а зависит от температуры и сопротивления, и определяется по формуле

$$U_T = \sqrt{4kTR\Delta f}, \quad (1.3)$$

где k – постоянная Больцмана ($k = 1,38 \times 10^{-23}$ Дж/град); T – абсолютная температура; R – сопротивление в Ом; $\Delta f = f_2 - f_1$ – полоса частот в Гц, в которой измеряется тепловой шум.

Тепловые шумы существуют независимо от тока, протекающего по резистору, и характеризуются непрерывным, широким и практически равномерным спектром.

При протекании тока по непроволочному резистору возникают еще и токовые шумы, которые обусловлены дискретной структурой резистивного слоя. При прохождении электрического тока происходит местный нагрев зерен проводника, что приводит к изменению контактных сопротивлений между ними, а также к временному изменению объемной концентрации электронов в проводящем слое. В результате этого изменяется значение сопротивления и тока, и на резисторе появляется токовая шумовая составляющая напряжения.

Таблица 1.2

Допустимые отклонения сопротивлений

Допустимое отклонение, %	Кодированное обозначение
$\pm 0,001$	E
$\pm 0,002$	L
$\pm 0,005$	R
$\pm 0,01$	P
$\pm 0,02$	U
$\pm 0,05$	X
$\pm 0,1$	B
$\pm 0,25$	C
$\pm 0,5$	D
± 1	F
± 2	G
± 5	J
± 10	K
± 20	M
± 50	N

Токовый шум имеет непрерывный спектр, а плотность мощности шума зависит от частоты. Принято определять уровень шума на композиционных (объемных) резисторах в полосе частот от $f_1 = 60$ Гц до $f_2 = 6$ кГц, т.е. для двух декад.

Напряжение токового шума можно определить через величину номинальной мощности, рассеиваемой резистором

$$U_{\text{ш}} = k \sqrt{P_{\text{ном}} \cdot R_{\text{ном}}}, \quad (1.4)$$

где k – коэффициент, зависящий от конструкции резистора, свойств резистивного слоя, полосы частот. Уровень токовых шумов оценивается отношением действующего значения переменной составляющей напряжения на резисторе к постоянному напряжению на нем U

$$D_{\text{ш}} = \frac{U_{\text{ш}}}{U}.$$

Уровень токовых шумов находится в пределах 1...5 мкВ/В, причем у композиционных резисторов в несколько раз больше, чем у пленочных, что является их существенным недостатком. А у проволочных резисторов, в том же частотном диапазоне, уровень токовых шумов составляет порядка 0,1 мкВ/В. Чем однороднее структура резистивного элемента, тем меньше токовый шум. Поэтому величина токового шума часто используется для прогнозирования физических свойств резистивных материалов. У регулируемых резисторов уровень токовых шумов достигает порядка 50 мкВ/В.

В электрической цепи, содержащей несколько резисторов, источники шумов обычно считаются некоррелированными, и напряжение суммарного шума определяется уравнением

$$U_{\Sigma} = \sqrt{U_{T_1}^2 + \dots + U_{T_n}^2 + U_{\text{ш}_1}^2 + \dots + U_{\text{ш}_n}^2}, \quad (1.5)$$

где n – количество резисторов.

В переменных резисторах, помимо тепловых и токовых шумов, на выходное напряжение влияет напряжение шумов вращения, которое значительно выше тепловых и токовых и достигает примерно 30...40 дБ.

Стабильность сопротивления резисторов при действии температуры характеризуется температурным коэффициентом сопротивления

$$\alpha_R = \frac{dR}{dT} \frac{1}{R_{0T}}, \quad (1.6)$$

где T – температура; R_{0T} – сопротивление при номинальной температуре.

Температурный коэффициент сопротивления изменяется в зависимости от температуры, и в первом приближении его значение считают постоянным во всем диапазоне рабочих температур или в двух интервалах температур: от +25 °С и ниже и от +25 °С и выше. Во многих случаях оговаривается его максимальное значение.

Надежность резисторов характеризуется средним временем работы до отказа. Резистор является нагруженным элементом, поэтому закономерности его длительной работы (надежности) оказываются сложными.

Разрешающая способность переменных резисторов показывает, при каком наименьшем изменении угла поворота подвижной системы изменение сопротивления резистора может быть различимо. Количественно разрешающая

способность равна отношению фиксированного сопротивления к полному сопротивлению резистора. Для переменных резисторов общего применения она составляет у однооборотных порядка 0,02...0,4 %, у многооборотных 0,01...0,2 %.

Износоустойчивость – способность резистора сохранять параметры в определенных пределах при многократном вращении подвижной системы. Она оценивается числом циклов перемещения подвижной системы при сохранении стабильности параметров. У регулировочных резисторов она составляет $(5...20) \times 10^3$, у подстроечных порядка 1000 циклов.

Основные параметры резисторов

1. Номинальное сопротивление.
2. Допустимое отклонение сопротивления от номинальной величины (измеряется в процентах).
3. Номинальная мощность рассеивания (Вт).
4. Температурный коэффициент сопротивления.
5. Максимальная температура окружающей среды.
6. Коэффициент старения.
7. Уровень собственных шумов.
8. Разрешающая способность.
9. Шумы вращения.
10. Износоустойчивость.
11. Надежность.

1.1.1. Система условных обозначений и маркировка резисторов

В соответствии с действующей системой сокращенных и полных условных обозначений, сокращенное условное обозначение резисторов состоит из следующих элементов:

первый элемент – буква или сочетание букв, обозначающие подкласс резисторов (Р – резисторы постоянные; РП – резисторы переменные, НР – набор резисторов);

второй элемент – цифра, обозначающая группу резисторов по материалу резистивного элемента (1 – непроволочные; 2 – проволочные или металлофольговые);

третий элемент – регистрационный номер конкретного типа резистора.

Между вторым и третьим элементом ставится дефис. Например, постоянные непроволочные резисторы с номером 4 и переменные непроволочные резисторы с номером 46 следует писать Р1–4 и РП1–46.

Полное условное обозначение состоит из сокращенного обозначения и значений основных параметров и характеристик резисторов, климатического исполнения и обозначения документа на поставку (ОЖО 468...ТУ).

Для постоянных резисторов: номинальная мощность рассеивания, номинальное сопротивление и буквенное обозначение единицы измерения (Ом, кОм, МОм, ГОм, ТОм), допускаемое отклонение сопротивления в процентах, группа по уровню шумов, группа по температурному коэффициенту сопротивления ТКС.

Для резисторов переменных: номинальная мощность рассеивания, номинальное сопротивление и буквенное обозначение единицы измерения (Ом, кОм, МОм), допустимое отклонение сопротивления в процентах, обозначение конца вала и длины вала.

Например: Р1–4–0,5–51 кОм $\pm 1\%$ А–Б–В–ОЖО 467.157 ТУ;
РП1–46а–0,5–1 кОм $\pm 20\%$ ВС–2 ОЖО 468...ТУ.

Маркировка резисторов содержит полное или кодированное обозначение номинальных сопротивлений и их допусков.

Полное обозначение номинальных сопротивлений состоит из значения номинального сопротивления и обозначения единицы измерения. (Ом, кОм, МОм, ГОм, ТОм). Например: 150 Ом, 330 кОм, 2,2 МОм, 6,8 ГОм, 1 ТОм.

Кодированное обозначение состоит из трех или четырех знаков, включающих две или три цифры и букву. Буква кода из русского или латинского (в скобках) алфавита означает множитель, составляющий сопротивление и определяет положение запятой десятичного знака. Буквы R, K, M, G, T обозначают соответственно множители 1 , 10^3 , 10^6 , 10^9 , 10^{12} для сопротивлений, выраженных в омах. Для выше приведенного примера следует писать 150, 330 K, 2M2, 6G8, 1T0.

1.1.2. Специальные резисторы

К ним относятся варисторы, терморезисторы, фоторезисторы, магниторезисторы, позисторы.

У варисторов сопротивление изменяется с изменением приложенного напряжения. Они используются как стабилизаторы и ограничители напряжения. Варисторы изготавливаются спеканием смеси карбида кремния (карборунда) и связующих веществ. При увеличении приложенного напряжения происходит перекрытие мельчайших зазоров между кристалликами карбида, увеличивается электропроводность за счет пробоя оксидных пленок, что приводит к нелинейности характеристики варистора (кривая 1), представленной на рис. 1.5.

Варисторы, имеющие участок с отрицательным дифференциальным сопротивлением (кривая 2, рис. 1.5) на ВАХ, называют негисторами.

Варисторы изготавливаются на напряжение $15...25 \times 10^3$ В, токи 0,05...10 мА и мощности 0,8...3 Вт. Из-за нелинейности характеристики сопротивление варисторов на постоянном и переменном токах различно. Это учитывается коэффициентом нелинейности β , который равен отношению статического сопротивления $R = U_{\text{ном}}/I_{\text{ном}}$ к дифференциальному сопротивлению $r_{\text{диф}} = dU_{\text{ном}}/dI_{\text{ном}}$ и лежит в пределах 3...30.

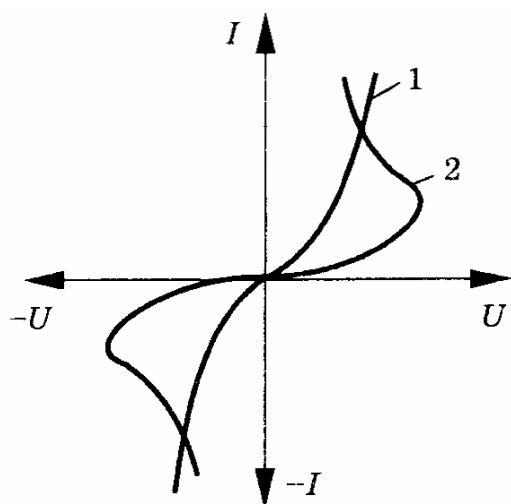


Рис.1.5. Характеристики варисторов: 1 — варистор; 2 — негистор

К параметрам варистора еще относятся:

1. Классификационное напряжение $U_{кл}$ — условный параметр, показывающий значение постоянного напряжения, при котором через варистор протекает заданный классификационный ток $I_{кл}$.

2. Классификационный ток $I_{кл}$ — это ток, при котором определяется классификационное напряжение.

3. Температурный коэффициент тока TKI — относительное изменение тока, протекающего через варистор, при изменении температуры окружающей среды на 1°C при постоянном напряжении.

4. Температурный коэффициент напряжения TKU — относительное изменение напряжения, приложенного к варистору, при изменении температуры окружающей среды на 1°C при неизменном токе, протекающем через варистор.

5. Номинальная мощность рассеяния $P_{ном}$ — наибольшая мощность, которую варистор может рассеивать в течение срока службы при сохранении параметров в установленных пределах.

Для параметров варистора характерны большие отклонения и нестабильность. Так, при заданном номинальном напряжении номинальный ток может иметь отклонение $\pm(10...20\%)$. Температурный коэффициент сопротивления может достигать $1 \times 10^{-3} 1/^\circ\text{C}$. В обозначении варисторов буквы СН обозначают сопротивление нелинейное, цифры — шифр материала и тип конструкции. Например: СН1–8.

К терморезисторам относятся резисторы, сопротивление которых меняется с изменением температуры. Они выполняются или из металла, сопротивление которого линейно меняется с изменением температуры или на основе полупроводников. Температурная и вольт-амперная характеристики (ВАХ) представлены на рис. 1.6.

При протекании тока через терморезистор он нагревается, что вызывает изменение сопротивления (рис. 1.6,а). Зависимость между протекающим током и падением напряжения также нелинейная (рис. 1.6,б), за счет нелинейного характера зависимости сопротивления от температуры. Терморезисторы используются в схемах для термостабилизации электронных цепей, компенсации температурных погрешностей, в измерителях температуры. Примером терморезистора являются: КМТ-1; КМТ-8; СТ9-1А; СТЗ-23; ТР-1; ТР-2; ТР-4.

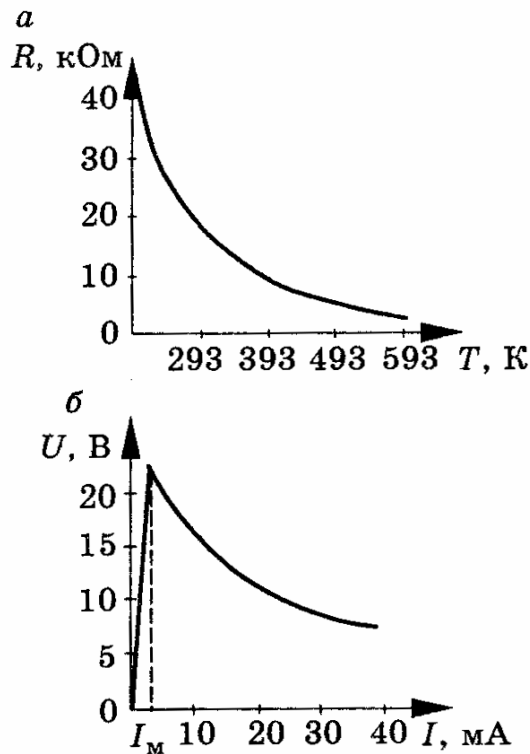


Рис.1.6. Температурная (а) и вольтамперная (б) характеристики терморезистора

Терморезисторы характеризуются следующими основными параметрами:

1. Номинальное сопротивление R_n – сопротивление, измеренное при комнатной температуре ($20\text{ }^{\circ}\text{C}$) и указанное в нормативной документации.

2. Температурный коэффициент сопротивления ТКС указывает изменение сопротивления при изменении температуры на один градус

$$\text{ТКС} = \frac{\Delta R}{R_n} \frac{1}{\Delta T}.$$

3. Максимальная допустимая мощность рассеяния $P_{\text{макс}}$ – наибольшая мощность, которую длительное время может рассеивать резистор, не вызывая необратимых изменений характеристик.

4. Коэффициент температурной чувствительности B определяет характер температурной зависимости резистора, зависит от физических свойств полупроводникового материала.

5. Постоянная времени τ характеризует тепловую инерционность резистора. Она равна времени, в течение которого температура терморезистора изменяется в e раз (на 63 %) при переносе его из воздушной среды с температурой $0\text{ }^{\circ}\text{C}$ в воздушную среду с температурой $100\text{ }^{\circ}\text{C}$. Значения постоянной времени лежат в пределах от десятых долей секунды до нескольких минут.

Магниторезисторы – полупроводниковые резисторы с резко выраженной зависимостью электрического сопротивления от магнитного поля. Действие их основано на использовании магниторезистивного эффекта, который заключается в изменении сопротивления резистора при внесении его в магнитное поле. Регулируя напряженность управляющего магнитного поля или перемещая резистор в поле постоянного магнита, можно управлять сопротивлением. Их используют в регуляторах громкости высококачественной радиоаппаратуры, в качестве датчиков угла поворота в устройствах автоматики.

Характеристикой магниторезистора является зависимость его сопротивления от индукции магнитного поля. Кроме того, магниторезистор оценивается магниторезистивным отношением сопротивления при воздействии магнитного поля в $0,5$ или 1 Т к номинальному сопротивлению при отсутствии магнитного поля. Примером таких резисторов являются MR–1, MR–2, CM1–1.

Позисторы – это терморезисторы с большой величиной положительного температурного коэффициента сопротивления (ПТКС). Скачек сопротивления в области ПТКС может составлять 5...7 порядков.

Важнейшей характеристикой позистора является зависимость сопротивления от температуры $R = f(T)$ (рис. 1.7). Сопротивление позистора, в отличие от обычного терморезистора, определяется не только его температурой, но и величиной приложенного к нему напряжения. Вольт-амперная характеристика позистора для различных температур воздушной среды представлена на рис. 1.8.

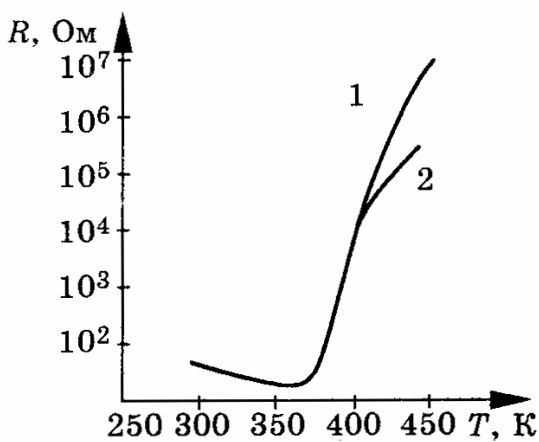


Рис.1.7. Зависимость сопротивления позистора от температуры при разогреве позистора окружающей средой (1), при нагреве протекающим током (2)

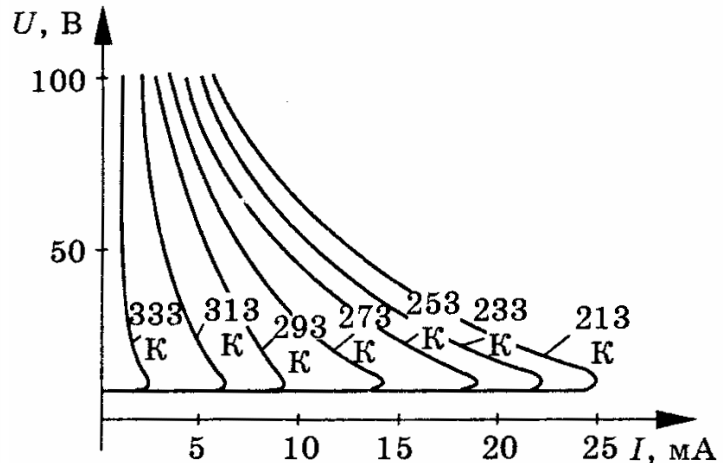


Рис.1.8. Вольт-амперная характеристика позистора при различной температуре окружающей среды

Позисторы характеризуются теми же основными параметрами, что и обычные терморезисторы, кроме того, для них часто указывают положение интервала ПТКС на температурной шкале, величину максимального ТКС в %, кратность изменения сопротивления R в области ПТКС и так называемую температуру переключения, при которой сопротивление позистора увеличивается по сравнению с минимальным значением в заданное число раз.

Позисторы применяют в качестве чувствительных элементов датчиков систем регулирования температуры и тепловой защиты обмоток электрических машин от недопустимого перегрева. За счет высокого положительного ТКС позисторы эффективно работают в качестве автостабилизирующихся нагревательных элементов. На их основе изготавливают предельно простые по устройству и высоконадежные саморегулирующиеся термостаты и усилительно-преобразующие термостаты без каких-либо реле и дополнительных усилительно-преобразующих устройств. Широко используют позисторы в качестве автоматических переключающих устройств, в частности для размагничивания масок кинескопов цветных телевизоров.

Позисторы обычно изготавливают в виде относительно тонких дисков достаточно большого диаметра, что обеспечивает необходимое рассеяние теп-

ла. Основой для создания позисторов является керамика из титаната бария, в которую вводятся примеси редкоземельных элементов (лантана, цезия и др.) либо других элементов (ниобия, сурьмы, висмута, тантала), имеющих валентность больше чем у титана. У керамики с такой примесью резко уменьшается удельное сопротивление до $10 \dots 10^2 \text{ Ом} \times \text{см}$ и она начинает обладать полупроводниковыми свойствами. Резистивный слой позистора состоит из большого числа контактирующих между собой зерен или кристаллов полупроводникового титаната бария. Изменяя состав твердых растворов можно управлять положением области ПТКС на температурной шкале.

Для изготовления позистора кроме титаната бария используются другие сегнетоэлектрические материалы системы SrTiO_3 с добавкой ниобида, системы PbTiO_3 с добавкой лантана и др. Не только поликристаллические полупроводниковые материалы, но и монокристаллический кремний, германий используются для создания позисторов. Принцип действия монокристаллических позисторов основан на уменьшении подвижности носителей заряда при увеличении температуры в результате увеличения их рассеяния на тепловых колебаниях кристаллической решетки. Монокристаллические позисторы можно изготовить с относительно малым разбросом параметров и характеристик по сравнению с поликристаллическими. Однако из-за меньшей стоимости и больших значений температурного коэффициента сопротивления поликристаллические позисторы нашли широкое применение.

1.2. Конденсаторы

Конденсаторы наравне с резисторами являются наиболее распространенными элементами электронных цепей. Конструктивно конденсатор представляет собой две обкладки, между которыми находится диэлектрик. Электрические характеристики и область применения конденсаторов зависят от типа диэлектрика между обкладками. Конденсаторы бывают как постоянной, так и переменной емкости. По способу изменения емкости конденсаторы бывают с механически и электрически управляемой емкостью.

В зависимости от типа диэлектрика конденсаторы постоянной емкости бывают: вакуумные, воздушные, с твердым неорганическим диэлектриком (слюдяные, керамические, стеклокерамические, стеклоэмалевые, пленочные, стеклопленочные), с твердым органическим диэлектриком (бумажные, металлобумажные, фторопластовые, полиэтиленфталатные), электролитические (танталовые, титановые, алюминиевые).

Условное обозначение конденсаторов указано на рис. 1.9.

Конденсатор, как законченное устройство, обладает рядом паразитных параметров. Эквивалентная схема конденсатора показана на рис. 1.10, где L – определяется конструкцией, размерами обкладок и ограничивает частотный диапазон их применения, $R_{\text{из}}$ – сопротивление изоляции, $R_{\text{п}}$ – сопротивление потерь, под действием переменного поля изменяется состояние диэлектрика, на что происходит затрата мощности. $R_{\text{п}}$ указывает на то, что напряжение и ток

реального конденсатора сдвинуты по фазе на угол меньше 90° в частотном диапазоне, где индуктивностью можно пренебречь.

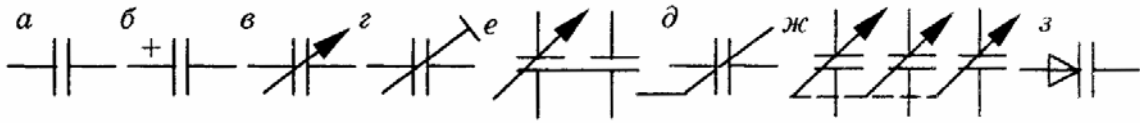


Рис.1.9. Условное обозначение конденсаторов: *а* — постоянной емкости; *б* — электролитический полярный; *в* — переменной емкости; *г* — подстроечный; *д* — вариконд; *е* — дифференциальный; *ж* — многосекционный; *з* — варикап

Для количественной оценки потерь вводят тангенс угла потерь $\operatorname{tg}\delta = R_{\pi}\omega C$. Значение тангенса угла потерь зависит от вида диэлектрика, температуры и напряженности электрического поля. Он может изменяться с частотой и во времени. На практике для характеристики потерь пользуются понятием добротности конденсатора $Q_C = \frac{1}{\operatorname{tg}\delta} = \frac{1}{R_{\pi}\omega C}$ или отношение реактивной

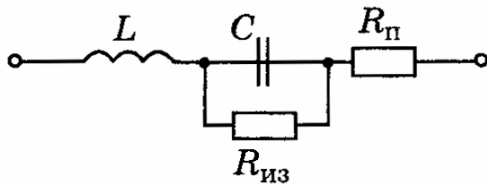


Рис.1.10. Эквивалентная схема конденсатора

мощности к активной. Конденсаторы характеризуются номинальной и фактической емкостью. Номинальная емкость $C_{\text{ном}}$ указывается заводом-изготовителем, а фактическая $C_{\text{ф}}$ — определяется при данной температуре и частоте. Допустимое отклонение емкости задается в процентах

$$\Delta C = \frac{C_{\text{ф}} - C_{\text{ном}}}{C_{\text{ном}}} 100\%.$$

По точности и отклонению емкости от номинального значения конденсаторы разделяются на классы (табл. 1.3).

Таблица 1.3

Деление конденсаторов на классы

Класс	0,01	0,02	0,05	00	0	1	2	3	4	5	6
Допуск, %	$\pm 0,1$	$\pm 0,2$	$\pm 0,5$	± 1	± 2	± 5	± 10	± 20	$-10 \dots +20$	$-20 \dots +30$	$-20 \dots +50$

Стабильность конденсатора определяется материалом диэлектрика и конструкцией. Изменение емкости в зависимости от температуры характеризуется температурным коэффициентом емкости (ТКЕ)

$$\alpha_c = \text{ТКЕ} = \frac{dC}{dT} \frac{1}{C_{\text{от}}},$$

где T — температура, $C_{\text{от}}$ — значение емкости при номинальной температуре.

ТКЕ может быть отрицательным, нулевым и положительным. Для обеспечения нулевого ТКЕ используют последовательное и параллельное соединения нескольких конденсаторов с разным знаком ТКЕ.

Стабильность конденсаторов во времени характеризуется коэффициентом старения

$$\beta_c = \frac{dC}{dt} \frac{1}{C_0},$$

где t – время, C_0 – значение емкости непосредственно после изготовления.

Часто стабильность конденсаторов в зависимости от времени характеризуется граничными значениями емкости.

При длительном воздействии напряжения возможен пробой диэлектрика. В твердом диэлектрике возможны следующие виды пробоев: электрический, ионизационный, тепловой и электрохимический.

Электрический пробой возникает при кратковременном приложении высокого напряжения. Свободным электронам в диэлектрике сообщаются большие скорости, и возможно их лавинное размножение. Напряжение пробоя зависит от температуры. В реальных условиях конденсаторы работают при рабочих напряжениях ниже пробивного. Поэтому электрический пробой диэлектрика не относится к основным факторам, определяющий его долговечность.

Ионизационный пробой обусловлен наличием остаточных воздушных включений в толще диэлектрика или в прослойках между диэлектриком и обкладками. Даже при небольших напряжениях возникает большая напряженность электрического поля в создавшихся неоднородностях, что приводит к локальному пробую, разрушению диэлектрика и к образованию в диэлектрике областей с ухудшенными свойствами.

Тепловой пробой происходит при длительном воздействии напряжения на конденсаторе. Возрастают потери, из-за неоднородности диэлектрика в отдельных местах может возникать перегрев, ухудшаются диэлектрические свойства, и уменьшается напряжение пробоя.

Электрохимический пробой обусловлен электрохимическими процессами в диэлектрике при действии постоянного напряжения и повышенной температуры. Ионы в диэлектрике вступают во взаимосвязь с металлом обкладок, что приводит к образованию в толще диэлектрика проводящих нитей и возникновению пробоя. Для избежания этого пробоя необходимо тщательно выбирать материалы обкладок и диэлектрик.

При воздействии на конденсатор напряжения в нем возникают электрические и акустические шумы. Электрические шумы вызваны частичными разрядами, мерцаниями емкости, пьезоэлектрическими эффектами. Акустические шумы конденсатора обусловлены вибрацией обкладок под действием кулоновских и электродинамических сил.

1.2.1. Система условных обозначений конденсаторов

Условное обозначение конденсаторов может быть сокращенным и полным. Сокращенное условное обозначение состоит из букв и цифр. Первый элемент (буква или сочетание букв) – обозначает подкласс конденсатора: К – постоянной емкости; КТ – подстроечные; КП – переменной емкости; КС – конденсаторные сборки. Второй элемент – цифры, характеризующие тип диэлектрика и его группу. Третий элемент пишется через дефис и соответствует порядковому номеру разработки.

Например К10–48.

Полное обозначение включает сокращенное обозначение, после которого указывается номинальная емкость в единицах измерения (пФ, мкФ, Ф), допускаемое отклонение номинальной емкости, группа по температурной стабильности, шумы, климатическое исполнение и обозначение документации на поставку.

Например: К10–48–360 пФ $\pm$ 10% М47–НМ–В ОЖО 460.106 ТУ.

Кодированное обозначение номинальных емкостей состоит из трех или четырех знаков, включающих две или три цифры и букву. Буква из русского или латинского алфавита означает множитель, соответствующий значению емкости, выраженной в фарадах. Буквы п (р), н (n), м (μ), и (m), ф (F) соответствуют множителям 10^{-12} , 10^{-9} , 10^{-6} , 10^{-3} , 1 для значений емкости, выраженной в фарадах.

Например: 2,2 пФ обозначается как 2р2; 1500 пФ – 1п5; 0,1 мкФ – μ1; 10 мкФ – 10μ; 1Ф – 1F0.

1.2.2. Параметры постоянных конденсаторов

1. Номинальное значение емкости – емкость, значение которой указано в сопроводительной документации и обозначено на конденсаторе.
2. Допустимое отклонение емкости от номинального значения (в %).
3. Тангенс угла потерь или добротность.
4. Температурный коэффициент емкости ТКЕ.
5. Коэффициент старения конденсатора β_c .
6. Сопротивление изоляции и ток утечки, которые характеризуют качество диэлектрика и используются при расчетах высокоомных, времязадающих и слаботочных цепей. Наименьший ток утечки имеют танталовые конденсаторы.
7. Номинальное напряжение – зависит от конструкции конденсатора и свойств применяемых материалов.

1.2.3. Конденсаторы переменной ёмкости

Конденсаторы переменной емкости по способу управления бывают механически или электрически управляемые. Подстроечные конденсаторы обычно имеют механическое управление и используются в процессе регулировки

аппаратуры. Так как емкость конденсатора пропорциональна площади обкладок, диэлектрической проницаемости и обратно пропорциональна расстоянию между обкладками, то при механическом управлении изменяется взаимное перекрытие пластин. Одна обкладка выполняется в виде ротора, а вторая служит статором. Поэтому поворот ротора относительно статора вызывает изменение площади обкладок и изменение самой емкости.

По типу диэлектрика конденсаторы переменной емкости бывают: воздушные; керамические, слюдяные (твердый неорганический диэлектрик); полистироловые, полиэтиленовые (органический диэлектрик). Конденсаторы с твердым диэлектриком чаще всего используются в качестве подстроечных, ибо они не обеспечивают хорошей повторяемости значений емкости из-за наличия воздушных зазоров между подвижными и неподвижными обкладками.

Конденсаторы с воздушными зазорами обладают высокой стабильностью и небольшими потерями, однако имеют большие габариты.

Переменные и подстроечные конденсаторы характеризуются максимальной $C_{\max}$ и минимальной $C_{\min}$ емкостью, коэффициентом перекрытия по емкости $K = C_{\max}/C_{\min}$, ТКЕ, $\operatorname{tg} \delta$, законом изменения емкости. Конденсаторы, выполненные на основе сегнетоэлектриков или сегнетокерамики являются переменными с электрически управляемой емкостью.

При изменении приложенного напряжения происходит изменение диэлектрической проницаемости диэлектрика, что приводит к изменению емкости. Такие конденсаторы называются варикондами.

При изменении обратного напряжения, приложенного к р-п-переходу, происходит расширение запирающего слоя перехода, что равносильно изменению расстояния между обкладками конденсатора, устройства, использующие свойства обратносмещенного р-п-перехода, называются варикапами. Они рассматриваются в разделе 2.14.

1.3. Катушки индуктивности

Для создания катушек индуктивности используется эффект взаимодействия переменного тока с магнитным полем, наводимым этим током. Коэффициент пропорциональности между переменным напряжением и током с частотой ω является реактивным сопротивлением $j\omega L$, где L – индуктивность (коэффициент пропорциональности). Для уменьшения габаритов и увеличения индуктивности провод наматывается в виде катушки. При протекании переменного тока через катушку сказывается взаимоиндукция между витками катушки, что приводит к увеличению индуктивности.

Индуктивности классифицируются по различным признакам: наличие или отсутствие сердечника, однослойные (с шагом и без шага), многослойные (рядовая, универсальная, навал), количество обмоток, рабочая частота и т.д.

Индуктивности имеют значительные габариты, поэтому плохо согласуются с интегральными схемами, применение их ограничено. Однако в ряде устройств без них не обойтись.

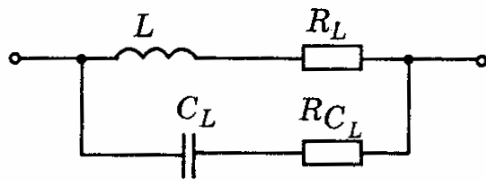


Рис.1.11. Эквивалентная схема катушки индуктивности

Катушка индуктивности может быть представлена схемой замещения (рис. 1.11), где L – индуктивность катушки и выводов; C_L – емкость обмоток, выводов, сердечника, экрана; R_{C_L} – сопротивление потерь в емкости; R_L – сопротивление потерь в катушке.

Индуктивность катушки может быть

рассчитана по формуле

$$L = L_0 W^2 D \cdot 10^{-3}, [\text{мкГн}].$$

Для однослойной катушки

$$L_0 = f(l_n/D_{cp}),$$

где l_n – длина намотки в см; $D_{cp} = D_{кар} + d$ – средний диаметр витка ($D_{кар}$ – диаметр каркаса, d – диаметр провода); W – количество витков. Для многослойной катушки

$$L = f(l_n/D_{oc}) \text{ и } L = f(b/D_{oc}),$$

где D_{cp} – средний диаметр катушки, см; D_{oc} – наружный диаметр катушки, см; b – глубина намотки, см.

Точный расчет значения индуктивности катушки представляет собой сложную задачу.

Качество катушки, используемой в колебательном контуре, определяется добротностью, характеризующей относительные потери мощности в индуктивности. Добротность определяется отношением реактивного сопротивления к активному сопротивлению

$$Q = \omega L / R_L.$$

Значение добротности зависит от частоты. При отсутствии ферромагнитного магнитопровода и малой емкости C , добротность зависит от соотношения между индуктивностью L и активным сопротивлением провода $r_{пр}$, в связи с этим добротность растет при увеличении частоты. Однако на высоких частотах порядка единиц МГц активное сопротивление за счет поверхностного эффекта увеличивается, поскольку ток протекает не по всему сечению провода, а по его поверхности, что приводит к уменьшению добротности.

Для снижения активного сопротивления провода $r_{пр}$ обмотки катушек наматывают достаточно толстым проводом, применяя специальный многожильный провод, а на высоких частотах провод покрывают серебром. Магнитопроводы и сердечники выбирают с малыми потерями на гистерезис и вихревые токи.

Свойства катушки при изменении температуры характеризуются температурным коэффициентом индуктивности ТКЛ, показывающим относительное изменение индуктивности $\Delta L/L$ к интервалу температур, вызвавшему это изменение

$$\alpha_L = \text{TKL} = \frac{\Delta L}{L} \frac{1}{\Delta T}.$$

Изменение индуктивности во времени (старение) характеризуется коэффициентом старения

$$\beta_L = \frac{\Delta L}{L} \frac{1}{\Delta t}.$$

Для увеличения индуктивности и повышения добротности применяют магнитопроводы с постоянными или регулируемыми параметрами.

Дроссели являются одной из разновидностью катушек индуктивности. Они предназначены обеспечить большое сопротивление для переменных токов и малое для постоянных или низкочастотных токов.

В зависимости от частотного диапазона использования дросселей, они бывают низкочастотными и высокочастотными. Дроссели низкой частоты используются в выпрямительных устройствах. В выпрямительных устройствах дроссели используются в качестве фильтра для получения малых пульсаций постоянного напряжения при большом токе нагрузки и включаются всегда последовательно с сопротивлением нагрузки. Для исключения насыщения магнитной цепи магнитопровода протекаемым постоянным током в магнитопроводе делается воздушный зазор толщиной 0,05...0,1 мм. При расчете индуктивности и активного сопротивления дросселя необходимо учитывать значение постоянного тока в нагрузке и параметры источника питания.

Дроссели высокой частоты предназначены для работы в высокочастотных электронных цепях. Они должны обладать минимально возможной емкостью, для обеспечения которой, катушки индуктивности наматываются на диэлектрический каркас внавал или с определенным шагом намотки.

Параметры катушек индуктивности

1. Номинальная индуктивность катушки.
2. Допустимое отклонение индуктивности катушки.
3. Собственная емкость катушки индуктивности.
4. Температурный коэффициент индуктивности катушки α_T (TKL).
5. Коэффициент старения β_L .
6. Номинальная добротность катушки индуктивности.

ГЛАВА 2 ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ДИОДЫ

2.1. Физические основы полупроводниковых приборов

К полупроводникам относятся твердые тела, которые по своим свойствам занимают промежуточное положение между проводниками и диэлектриками.

У полупроводников удельное сопротивление при комнатной температуре изменяется в широких пределах от 10^{-4} до 10^{10} Ом·см. У металлов удельное сопротивление меньше 10^{-4} Ом·см. К диэлектрикам относятся твердые тела, у которых удельное сопротивление больше 10^{10} Ом·см.

Отличительной особенностью полупроводников является сильная зависимость удельного сопротивления от внешних факторов: температуры, концентрации примесей, действия света и ионизирующих излучений.

Количество веществ, обладающих полупроводниковыми свойствами, превышает количество металлов и диэлектриков. Для создания современных полупроводниковых приборов в качестве исходного материала применяются элементарные полупроводники: германий Ge, кремний Si, селен Se, теллур Te; соединения $A^{III}B^V$ (A^{III} – элементы третьей группы таблицы Менделеева, B^V – элементы пятой группы): арсенид галлия GaAs, арсенид индия InAs, фосфид галлия GaP, карбид кремния SiC; соединения $A^{II}B^V$; тройные полупроводниковые соединения $A^{II}B^{III}C^V$, $A^IB^{III}C^{VI}$ и др.

Каждый электрон, входящий в состав атома, обладает определенной энергией или занимает определенный энергетический уровень. Структуры атомов различных элементов имеют оболочки полностью заполненные электронами (внутренние) и незаполненные (внешние) оболочки.

Электроны внешней оболочки атома называются **валентными**. Взаимное притяжение атомов осуществляется за счет общей пары валентных электронов (ковалентной связи), вращающихся по одной орбите вокруг этих атомов (рис. 2.1,а). Валентные электроны, как наиболее удаленные от ядра, имеют с ним наиболее слабую связь, и поэтому под воздействием электрического поля, тепла, света и других причин могут отделяться от атома или молекулы и становиться свободным.

Процесс отрыва и удаления одного или нескольких электронов от атома или молекулы называется **ионизацией**.

Электроны в атоме обладают только вполне определенными значениями энергии, составляющими совокупность дискретных уровней энергии атома. В твердом теле, при образовании кристаллической решетки, благодаря взаимодействию атомов энергетические уровни расщепляются и образуют энергетические зоны, состоящие из отдельных близко расположенных по энергии уровней, число которых соответствует числу однородных атомов в данном теле

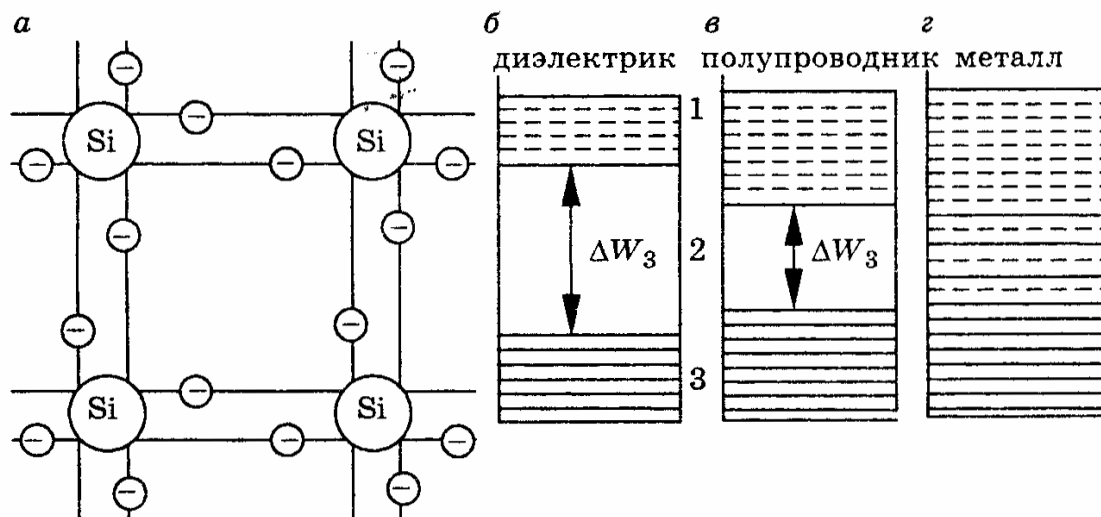


Рис.2.1. Структура связей атома кремния в кристаллической решетке и условное обозначение энергетических зон диэлектрика, полупроводника и металла

(рис. 2.1,б). Совокупность уровней, на каждом из которых могут находиться электроны, называют разрешенной зоной (1,3 на рис. 2.1,б,в).

В энергетическом спектре твердого тела можно выделить три зоны: заполненная (разрешенная) зона, запрещенная зона и зона проводимости.

Разрешенная зона характеризуется тем, что все энергетические уровни валентных электронов при температуре 0°K заполнены электронами. Верхнюю заполненную зону называют валентной. Зона проводимости характеризуется наличием электронов, обладающих энергией, которая позволяет им освобождаться от связи с атомами и передвигаться внутри твердого тела под действием внешнего воздействия (например электрического поля).

Запрещенная зона характеризуется тем, что в ее пределах нет энергетических уровней, на которых могли бы находиться электроны даже в идеальном кристалле.

Ширина запрещенной зоны для большинства полупроводников составляет $0,1 \dots 3$ эВ, а у полупроводников, предназначенных для создания высокотемпературных приборов – 6 эВ. Для германия эта величина равна $0,72$ эВ, для кремния – $1,12$ эВ, для арсенида галлия – $1,4$ эВ, для карбида кремния – $2,3 \dots 3,1$ эВ, для фосфида галлия – $2,2$ эВ.

Если ширина запрещенной зоны $\Delta W_3 > 6$ эВ, то при обычных условиях электроны практически не попадают в зону проводимости, в связи с этим такое вещество не проводит электрического тока и называется диэлектриком (рис. 2.1,д). У металлов и их сплавов запрещенная зона отсутствует (рис. 2.1,г), так как у них зона проводимости и валентная зона перекрываются. Такие вещества обладают хорошей проводимостью и называются проводниками.

В полупроводниках при температуре отличной от нуля, часть электронов обладает энергией, достаточной для перехода в зону проводимости. Электроны

в зоне проводимости становятся свободными, их концентрация в собственном полупроводнике обозначается n_i .

Уход электрона из валентной зоны приводит к разрыву ковалентной связи и образованию в валентной зоне незаполненного (свободного) энергетического уровня (положительного заряда), называемого дыркой, концентрация которых в собственном полупроводнике обозначается p_i . Валентные электроны соседних атомов под воздействием электрического поля могут переходить на свободные уровни, создавая дырки в другом месте. При этом движение электронов можно рассматривать как движение положительных зарядов – дырок.

У абсолютно чистого и однородного полупроводника (концентрация примесей настолько мала, что не оказывает существенного влияния на удельную проводимость полупроводника), при температуре отличной от 0°K образуются свободные электроны и дырки. Процесс образования пар электрон–дырка называется генерацией. После своего появления дырка под действием тепловой энергии совершает хаотическое движение в валентной зоне так же, как электрон в зоне проводимости. При этом возможен процесс захвата электронов зоны проводимости дырками валентной зоны. При этом разорванные ковалентные связи восстанавливаются, а носители заряда – электрон и дырка – исчезают. Процесс исчезновения пар электрон–дырка называется рекомбинацией. Этот процесс сопровождается выделением энергии, которая идет на нагрев кристаллической решетки и частично излучается во внешнюю среду.

Промежуток времени с момента генерации носителя до его исчезновения (рекомбинации) называется временем жизни носителя τ , а расстояние, пройденное носителем заряда за время жизни диффузионной длиной L . Более строго диффузионная длина определяется как расстояние, на котором концентрация носителей уменьшается в e раз ($e \approx 2,7$). Диффузионная длина и время жизни электронов и дырок связаны между собой соотношениями

$$L_n = \sqrt{\tau_n D_n}, \quad L_p = \sqrt{\tau_p D_p}, \quad (2.1)$$

где D_n и D_p – коэффициенты диффузии электронов и дырок соответственно, τ_n и τ_p – время жизни электронов и дырок соответственно.

Процесс занятия электронами того или иного энергетического уровня носит вероятностный характер и описывается функцией распределения Ферми–Дирака

$$F(W) = \frac{1}{e^{\frac{W-W_f}{kT}} + 1}, \quad (2.2)$$

где $F(W)$ – функция распределения Ферми; W – энергия свободного электрона; W_f – энергетический уровень Ферми, функция Ферми для которого равна 0,5 при температурах, отличных от абсолютного нуля; T – абсолютная температура; $k=1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/град – постоянная Больцмана.

В чистом (собственном) полупроводнике энергетический уровень Ферми W_{fi} можно определить из соотношения

$$W_{\text{fi}} = W_{\text{в}} + \frac{\Delta W_3}{2} = W_{\text{п}} - \frac{\Delta W_3}{2}, \quad (2.3)$$

где $W_{\text{в}}$ и $W_{\text{п}}$ – потолок валентной зоны и дно зоны проводимости соответственно. Таким образом уровень Ферми в беспримесном полупроводнике при любой температуре расположен посередине запрещенной зоны.

В собственном полупроводнике в установившемся равновесном состоянии процессы генерации выравниваются процессами рекомбинации, скорость которой пропорциональна концентрации электронов и дырок:

$$v_{\text{ген}} = v_{\text{рек}} = n_i p_i = n_i^2 = p_i^2. \quad (2.4)$$

2.2. Примесные полупроводники

Если в кристалл германия или кремния добавить примесь элементов третьей или пятой групп таблицы Менделеева, то такой полупроводник называется примесным. Примеси могут быть донорного и акцепторного типа.

Примесный атом, создающий в запрещенной зоне энергетический уровень, занятый в невозбужденном состоянии электронами и отдающий в возбужденном состоянии электрон в зону проводимости, называют **д о н о р о м**.

Примесный атом, создающий в запрещенной зоне энергетический уровень свободный от электронов в невозбужденном состоянии и способный захватить электрон из валентной зоны при возбуждении, создавая дырки в валентной зоне, называют **а к ц е п т о р о м**.

Рассмотрим образование примесных полупроводников.

При внесении в предварительно очищенный кремний, германий примеси пятивалентного элемента – донора (фосфор P, сурьма Sb, мышьяк As) атомы примеси замещают основные атомы в узлах кристаллической решетки (рис. 2.2,а).

При этом четыре из пяти валентных электронов атома примеси образуют ковалентные связи с четырьмя соседними атомами полупроводника. Пятый электрон оказывается избыточным (рис. 2.2,б).

Энергия ионизации донорных атомов значительно меньше энергии ионизации собственных полупроводников. Поэтому при комнатной температуре избыточные электроны примеси возбуждаются и переходят в зону проводимости. Атомы примесей, потерявшие избыточный электрон, становятся положительными ионами. Количество электронов $N_{\text{д}}$, переходящих под действием тепловой энергии в зону проводимости с донорного уровня $W_{\text{д}}$, значительно превышает количество электронов n_i , переходящих в зону проводимости из валентной зоны в процессе генерации пар электрон–дырка. Поэтому можно считать, что концентрация электронов проводимости полностью определяется концентрацией донорной примеси $n_{\text{n}} \approx N_{\text{д}}$, а концентрация дырок составляет

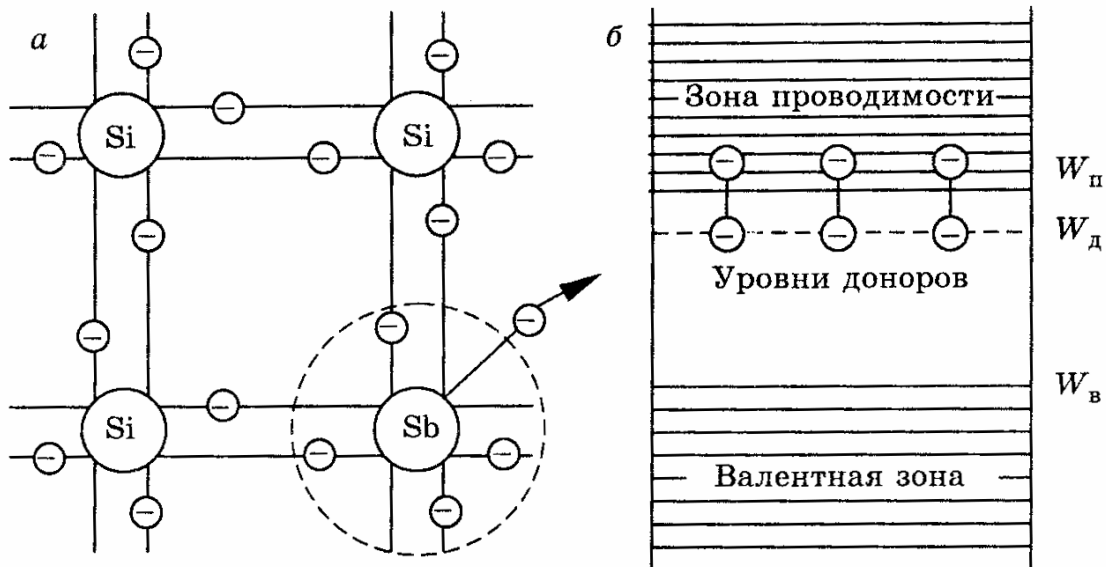


Рис.2.2. Структура и зонная диаграмма полупроводника с донорной примесью

$$p_n = \frac{n_i^2}{n_n} \approx \frac{n_i^2}{N_d}. \quad (2.5)$$

Концентрация дырок в донорном полупроводнике значительно ниже, чем в собственном полупроводнике. В связи с этим дырки p_n являются неосновными носителями, а электроны n_n – основными носителями. Поэтому донорный полупроводник называется электронным полупроводником или полупроводником n-типа.

При добавлении в кристалл германия или кремния примеси трехвалентного элемента – акцептора (галлий Ga, индий In, бор B) атомы примеси заменяют в узлах кристаллической решетки атомы полупроводника. Для образования четырех ковалентных связей не хватает одного валентного электрона атомов примеси (рис. 2.3,а).

Достаточно небольшой внешней энергии, чтобы электроны из верхних уровней валентной зоны переместились на уровень примеси, образовав недостающие ковалентные связи (рис. 2.3,б).

При этом в валентной зоне появляются избыточные уровни (дырки), которые участвуют в создании электрического тока. За счет ионизации атомов исходного материала из валентной зоны часть электронов попадают в зону проводимости. Число дырок в акцепторном полупроводнике превышает число электронов

$$n_p = \frac{p_i^2}{p_p} \cong \frac{p_i^2}{N_a},$$

где N_a – концентрация атомов акцепторной примеси, дырки p_p являются основными носителями, а электроны n_p – неосновными. Полупроводники с акцепторной примесью носят название дырочных или полупроводников p-типа.

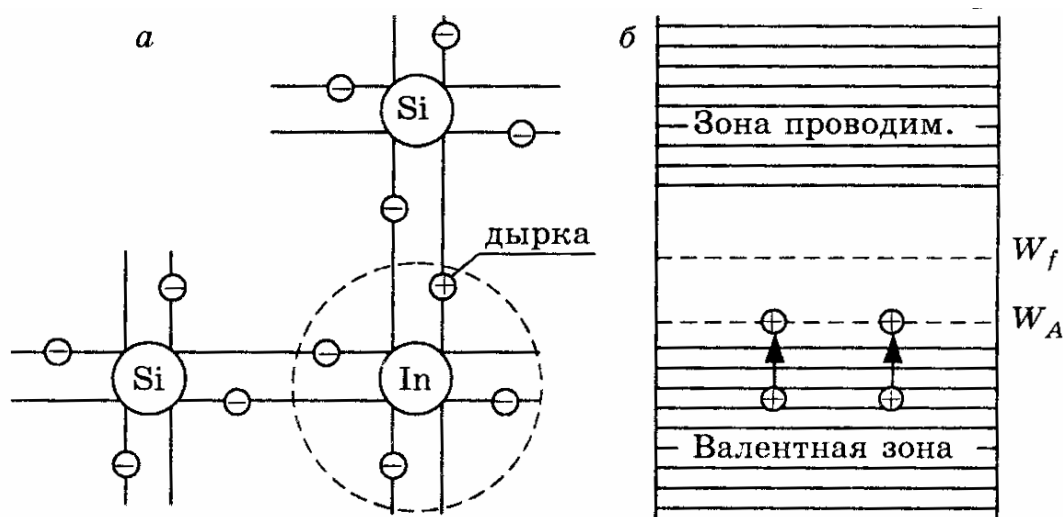


Рис.2.3. Структура и зонная диаграмма полупроводника с акцепторной примесью

2.3. Электронно-дырочный переход

Однородные полупроводники и однородные полупроводниковые слои находят весьма узкое применение и используются только в виде различного рода резисторов. Основные элементы интегральных микросхем и большая часть дискретных полупроводниковых приборов представляет собой неоднородные структуры.

Большая часть полупроводниковых приборов работает на основе явлений, происходящих в области контакта твердых тел. На практике используются контакты: полупроводник–полупроводник, полупроводник–металл, металл–диэлектрик–полупроводник.

Переход между двумя областями полупроводника с разнотипной проводимостью, называется электронно-дырочным переходом или p-n переходом.

P–n переходы получают вплавлением или диффузией соответствующих примесей в пластинки монокристалла полупроводника, а также выращиванием p–n перехода из расплава полупроводника с регулируемым количеством примесей. В зависимости от способа изготовления p–n переходы бывают сплавными, диффузионными и др.

Переходы между двумя областями с различной концентрацией примесей одного типа называют электронно–электронными (n^+-n переход) или дырочно–дырочным (p^+-p), знак «+» означает повышенную концентрацию примесей по сравнению со вторым слоем.

Переходы между двумя полупроводниковыми материалами, имеющими различную ширину запрещенной зоны, называют гетеропереходами. Если одна из областей, образующих переход, является металлом, то такой электрический переход называют переходом металл–полупроводник. Электриче-

ские переходы металл–полупроводник формируются вакуумным напылением тонкой металлической пленки на очищенную поверхность полупроводника.

Концентрации основных носителей заряда в р–п переходе могут быть равны или значительно различаться. Электронно–дырочный переход, у которого $p_p \cong n_p$ называется симметричным.

Если концентрация основных носителей заряда в областях различны $n_n \gg p_p$ или $p_p \gg n_n$ и отличаются на два–три порядка, то р–п переходы называют несимметричными. Несимметричные переходы на практике используются чаще, чем симметричные.

В зависимости от характера распределения примесей различают две разновидности переходов: резкий (ступенчатый) и плавный. В резком переходе концентрации примесей на границе раздела областей изменяются на расстоянии, соизмеримом с диффузионной длиной, а в плавном – на расстоянии, значительно большем диффузионной длины.

Физические процессы в переходах лежат в основе принципа действия большинства полупроводниковых приборов.

2.4. Физические процессы в р–п переходе

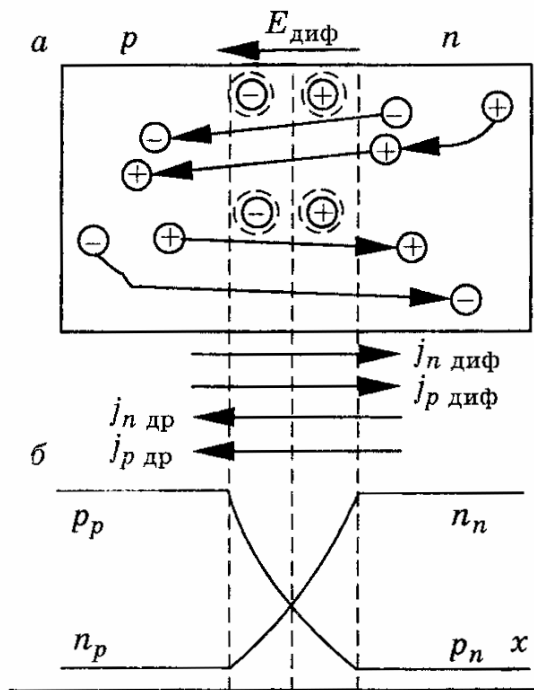


Рис.2.4. Электронно-дырочный переход при отсутствии внешнего напряжения

Рассмотрим физические процессы в плоском р–п переходе, находящемся в равновесном состоянии, т.е. при нулевом внешнем напряжении на переходе (рис. 2.4,а) и при условии, что:

1. На границе раздела р– и n–областей отсутствуют механические дефекты и включения других химических материалов.

2. При комнатной температуре все атомы примеси ионизированы, т.е. $p_p = N_a$, $n_n = N_d$.

3. На границе р–п перехода тип примеси резко изменяется.

Поскольку концентрация электронов в n–области намного больше концентрации электронов в р–области, а концентрация дырок в р–области намного больше концентрации дырок в n–области $n_n \gg n_p$, $p_p \gg p_n$, как показано

на рис. 2.4,б, то на границе раздела полупроводников возникает градиент (перепад) концентрации подвижных носителей заряда (дырок и электронов) $\frac{dp}{dx}$, $\frac{dn}{dx}$.

Под действием градиента концентрации заряды будут диффундировать из области с более высокой концентрацией в область с пониженной концентрацией. Направленное движение свободных носителей, вызванное их неравномерным распределением в объеме полупроводника, называют диффузионным движением. Электроны под действием диффузии перемещаются из р-области в n-область. Это движение зарядов (основных носителей) образует диффузионный ток р-n перехода, содержащий две составляющие: электронную и дырочную, плотность которых определяется из соотношений

$$j_{n \text{ диф}} = qD_n \frac{dn}{dx}, \quad (2.5)$$

$$j_{p \text{ диф}} = -qD_p \frac{dp}{dx}, \quad (2.6)$$

где $\frac{dn}{dx}$; $\frac{dp}{dx}$ – градиенты концентраций электронов и дырок;

D_n и D_p – коэффициенты диффузий электронов и дырок;

q – заряд электрона.

Коэффициент диффузии показывает количество носителей заряда, пересекающих в единицу времени единичную площадку, перпендикулярную к выбранному направлению, при величине градиента концентрации в этом направлении, равном единице.

В результате протекания диффузионного тока граничный слой обедняется подвижными носителями заряда. В приконтактной области n-типа появляется нескомпенсированный малоподвижный положительный заряд за счет ионов донорной примеси, а в р-области – отрицательный заряд за счет ионов акцепторной примеси.

Таким образом на границе р- и n-областей возникает двойной слой объемного пространственного заряда, наличие которого приводит к образованию электрического поля, напряженность которого равна E . Это поле препятствует дальнейшему протеканию диффузионного тока (тока основных носителей). Поскольку обедненный слой обладает малой электропроводностью (в нем практически отсутствуют подвижные носители заряда), то он называется запирающим слоем или областью объемного заряда.

В n- и р-областях полупроводника, кроме основных носителей, существуют неосновные носители: дырки в n-области, а электроны в р-области. Неосновные носители совершают тепловое движение (дрейф) и перемещаются к запирающему слою р-n перехода. Их перемещение характеризуется подвижностью μ . Подвижность равна средней скорости $\bar{v}$, приобретаемой носителями

заряда в направлении действия электрического поля с напряженностью $E=1 \text{ В/м}$

$$\mu = \frac{\bar{v}}{E}. \quad (2.7)$$

Поле р–n перехода является ускоряющим для неосновных носителей заряда. Электроны (неосновные носители р–области), подходя к переходу, подхватываются электрическим полем и перебрасываются в n – область, а дырки n – области в р – область. Дрейф неосновных носителей вызывает появление электронной и дырочной составляющих тока дрейфа, плотность которых определяется из соотношений:

$$j_{n \text{ др}} = qn \bar{v}_n = qn \mu_n E, \quad (2.8)$$

$$j_{p \text{ д}} = qp \bar{v}_p = qp \mu_p E. \quad (2.9)$$

А полная плотность тока дрейфа, создаваемая неосновными носителями, называется тепловым током j_T и равна:

$$j_T = j_{др} = j_{n \text{ др}} + j_{p \text{ др}} = q(n\mu_n + p\mu_p)E. \quad (2.10)$$

Если сравнивать выражение (2.10) с законом Ома $j = \sigma E$, то удельная электропроводность полупроводника определяется соотношением

$$\sigma = \sigma_n + \sigma_p = q(n\mu_n + p\mu_p). \quad (2.11)$$

При комнатной температуре некоторое количество основных носителей заряда обладает энергией, достаточной для преодоления поля запирающего слоя, и протекает незначительный диффузионный ток. Этот ток уравнивается дрейфовым током. Поэтому при отсутствии внешнего поля в р–n переходе устанавливается термодинамическое равновесие токов. Ток диффузии уравнивается (компенсируется) дрейфовым током

$$j_{\text{диф}} - j_{\text{др}} = 0. \quad (2.12)$$

Неравномерность концентрации носителей зарядов в полупроводнике возникает при воздействии внешних управляющих факторов: воздействия электрического поля, нагревания, освещения и др. Равновесие концентрации электронов и дырок в полупроводнике нарушается, и появляется дополнительная неравновесная концентрация носителей заряда. После прекращения внешнего воздействия происходит процесс рекомбинации электронов и дырок. Полупроводник переходит в равновесное состояние.

2.5. Контактная разность потенциалов

Наличие ионов примесей в запирающем слое р–n перехода создает разность потенциалов U_k , которую называют потенциальным барьером или контактной разностью потенциалов. Значение контактной разности потенциалов определяется положениями уровней Ферми в областях n– и р–типа

$$U_k = \phi_{Fn} - \phi_{Fp}. \quad (2.13)$$

А для нахождения ее величины воспользуемся тем, что ток диффузии уравновешивается током дрейфа одноименных носителей

$$j_{p \text{ диф}} = j_{p \text{ др}}, \quad (2.14)$$

$$-qD_p \frac{dp}{dx} = q\mu_p \frac{dU}{dx}. \quad (2.15)$$

Учитывая, что коэффициент диффузии связан с подвижностью носителей заряда соотношением Эйнштейна

$$\frac{D}{\mu} = \frac{kT}{q}, \quad (2.16)$$

где величину $\frac{kT}{q}$ – называют тепловым потенциалом ϕ_T , из (2.15) получим

$$dU = -\frac{kT}{q} \frac{dp}{p}. \quad (2.17)$$

Интегрируя это выражение и используя условие (2.13), получим выражение для контактной разности потенциалов

$$U_k = \frac{kT}{q} \ln \frac{p_p}{p_n} = \frac{kT}{q} \ln \frac{N_a N_d}{n_i^2}. \quad (2.18)$$

Контактная разность потенциалов зависит:

1. От ширины запрещенной зоны полупроводника. При одинаковых концентрациях примесей она выше у полупроводников с большей шириной запрещенной зоны.
2. От концентрации примесей в смежных областях полупроводника. При их увеличении контактная разность потенциалов возрастает.
3. От температуры полупроводника. При ее увеличении контактная разность потенциалов уменьшается.

2.6. Прямое включение р–n перехода

При подключении к р–n переходу внешнего электрического поля динамическое равновесие токов нарушается. Поведение р–n перехода зависит при этом от полярности приложенного напряжения. Если внешнее напряжение приложено навстречу контактной разности потенциалов, то такое включение р–n перехода называют прямым (рис. 2.5,а). Внешнее (прямое) напряжение почти полностью падает на р–n переходе, сопротивление которого во много раз выше сопротивления р– и n–областей. С увеличением прямого напряжения высота потенциального барьера уменьшается $U_1 = U_k - U_{пр}$. Основные носители областей полупроводника, приближаясь к р–n переходу, частично компенсируют объемные пространственные заряды, уменьшая тем самым ширину запирающего слоя и его сопротивление (рис. 2.5,б). В цепи протекает электри-

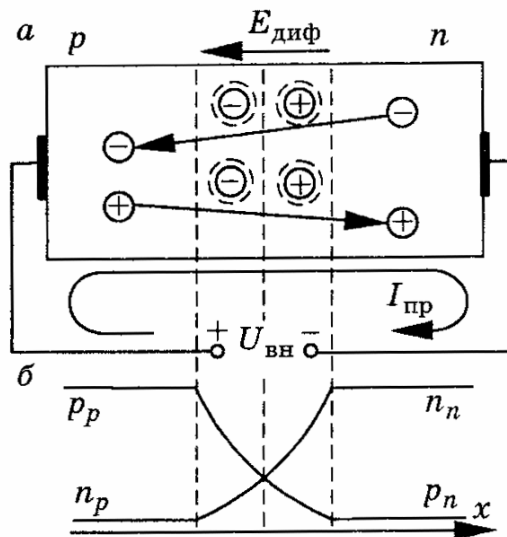


Рис.2.5. Электронно-дырочный переход при прямом включении

ческий ток, при этом диффузионная составляющая тока через переход увеличивается, а дрейфовая – уменьшается.

При $|U_k| = |U_{пр}|$ толщина р-п перехода стремится к нулю и при дальнейшем увеличении $U_{пр}$ запирающий слой исчезает. Вследствие чего электроны и дырки (основные носители заряда в п- и р-областях) начинают свободно диффундировать в смежные области полупроводника. Увеличение диффузионной составляющей тока через р-п переход при неизменной дрейфовой составляющей приводит к нарушению термодинамического

равновесия

$$j = j_{диф} + j_{др} \neq 0.$$

Через переход протекает ток, который называется прямым.

Процесс переноса носителей заряда через прямосмещенный электронно-дырочный переход в область полупроводника, где они становятся неосновными носителями, называется инжекцией. Часто прямой ток называют током инжекции.

В несимметричном р-п переходе, когда концентрация электронов в п-области во много раз больше концентрации дырок в р-области, диффузионный поток электронов во много раз превышает поток дырок и ими можно пренебречь. В данном случае имеет место односторонняя инжекция электронов. Область, из которой происходит инжекция, называют эмиттером, а область, в которую инжектируются носители, – базой.

Неравновесные неосновные носители зарядов диффундируют в глубь полупроводника и нарушают его электронейтральность. Восстановление электронейтральности происходит за счет поступления носителей заряда от внешнего источника взамен ушедших к р-п переходу и исчезнувших в результате рекомбинации. Это приводит к появлению электрического тока во внешней цепи – прямого тока.

2.7. Обратное включение р-п перехода

При обратном включении р-п перехода внешнее напряжение приложено знаком "плюс" к п-области (рис. 2.6,а). Создаваемое им электрическое поле совпадает по направлению с внутренним полем перехода, увеличивая высоту потенциального барьера

$$U_l = U_k + U_{обр}. \quad (2.19)$$

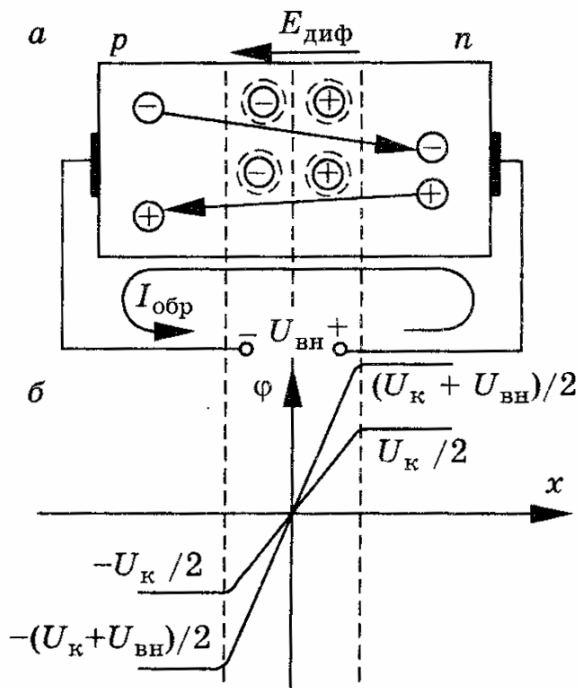


Рис.2.6. Обратное включение р-п перехода и распределение потенциала в р-п переходе

Под действием обратного напряжения основные носители будут как бы отталкиваться от граничного слоя и дрейфовать вглубь полупроводника. При этом ширина слоя, обедненного основными носителями, увеличивается по сравнению с равновесным состоянием. Сопротивление р-п перехода для прохождения тока основных носителей увеличивается. Происходит изменение в соотношении токов через р-п переход. Диффузионный ток уменьшается и в предельном случае с ростом потенциального барьера стремится к нулю (рис. 2.6,б).

Для неосновных носителей заряда поле в р-п переходе остается ускоряющим, они захватываются им и переносятся через р-п переход. Процесс

переноса неосновных носителей заряда через обратносмещенный р-п переход в область полупроводника, где они становятся основными носителями, называется **экстракцией**.

Дрейфовый ток, создаваемый неосновными носителями, называется **тепловым током** j_T . Так как концентрация неосновных носителей относительно мала, то и ток, образуемый ими, не может быть большим. Кроме того, он практически не зависит от величины поля в р-п переходе, т.е. является током насыщения неосновных носителей. Все неосновные носители, которые подходит к р-п переходу, совершают переход через него под действием поля, независимо от его величины. Поэтому ток j_T определяется только концентрацией неосновных носителей и их подвижностью. Концентрация неосновных носителей, а следовательно, и тепловой ток сильно зависят от температуры.

По своему направлению тепловой ток противоположен току диффузии и поэтому результирующий ток р-п перехода равен

$$I_{обр} = I_{диф} - I_T. \quad (2.20)$$

При $|U_{вн}| \gg U_k$ током основных носителей заряда можно пренебречь. Поэтому тепловой ток I_T в этом случае называют током насыщения.

Таким образом р-п переход обладает **вентильными свойствами**.

1. При приложении прямого смещения через переход протекает электрический ток, значение которого при повышении напряжения увеличивается по экспоненциальному закону. Сопротивление перехода минимально.

2. При смещении р–n перехода в обратном направлении его сопротивление возрастает, и через переход протекает малый тепловой ток.

Таким образом р–n переход обладает односторонней проводимостью, что используется при создании полупроводниковых приборов.

Считается, что $I_{обр}$ возрастает при уменьшении ширины запрещенной зоны полупроводника, из которой выполнен р–n переход. $I_{обр}$ у германиевых р–n переходах обычно на два–четыре порядка выше, чем у кремниевых.

2.8. Вольт–амперная характеристика р–n перехода

Вольт–амперная характеристика (ВАХ) р–n перехода представляет собой зависимость тока через р–n переход от величины и полярности приложенного напряжения. Аналитически ВАХ представляется экспоненциальной зависимостью

$$I = I_0(e^{\frac{qU}{kT}} - 1), \quad (2.21)$$

где I_0 – обратный ток насыщения р–n перехода, который определяется физическими свойствами полупроводника и имеет небольшую величину (мкА или нА);

U – напряжение, приложенное к р–n переходу;

$\frac{kT}{q} = \phi_T$ – температурный потенциал;

q – заряд электрона.

Вольт–амперная характеристика показана на рис. 2.7, и отражает физические процессы в р–n переходе, рассмотренные выше. При прямом смещении $U_{пр} > 0$ р–n переход имеет малое сопротивление и через него протекает прямой ток.

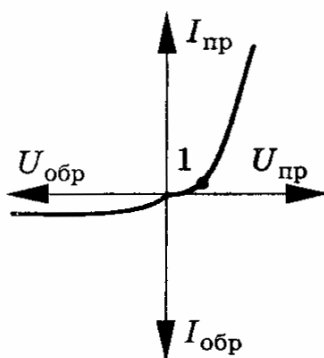


Рис.2.7.
Вольтамперная
характеристика
р-н перехода

При $U_{пр} \geq U_k$ (точка 1 на рис. 2.7.) потенциальный барьер исчезает, и характеристика представляет собой почти прямую линию, наклон которой определяется сопротивлением базы.

При обратном смещении сопротивления р–n перехода велико, и через него протекает небольшой обратный ток, приближающийся по величине к значению I_0 .

Таким образом р–n переход характеризуется свойством односторонней проводимости: хорошо проводит ток в прямом направлении и плохо в обратном, т.е. р–n переход обладает выпрямительными свойствами. Это позволяет использовать р–n переход как выпрямитель переменного тока.

Параметрами ВАХ являются:

1. $R_{\text{диф}}$ – дифференциальное сопротивление (сопротивление, которое оказывает р–п переход протекаемому переменному току) при прямом смещении. Выражение для $R_{\text{диф}}$ получаем из (2.20)

$$R_{\text{диф}} = \frac{dU_{\text{пр}}}{dI_{\text{пр}}} \quad (2.22)$$

2. $R_0 = R_{\text{ст}}$ – сопротивление постоянному току (сопротивление р–п перехода в данной рабочей точке) и определяется

$$R_0 = R_{\text{ст}} = \frac{U_{\text{пр}}}{I_{\text{пр}}} \quad (2.23)$$

На линейном участке ВАХ при прямых токах единицы–десятки мА $R_{\text{диф}}$ составляет единицы–десятки Ом, и R_0 всегда больше $R_{\text{диф}}$.

2.9. Пробой р–п перехода

Резкое возрастание обратного тока р–п перехода при достижении обратным напряжением определенного критического значения называют пробоем р–п перехода.

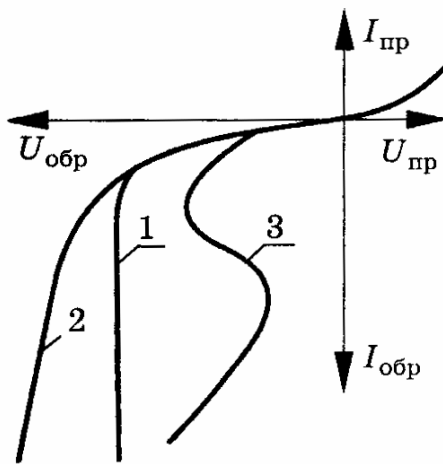


Рис.2.8. Вольтамперные характеристики при пробое р-п перехода

Различают два вида пробоя перехода:

- электрический;
- тепловой.

Вид ВАХ пробоя представлен на рис. 2.8.

При электрическом пробое количество носителей в переходе возрастает под действием сильного электрического поля и ударной ионизации атомов решетки.

Различают следующие разновидности электрического пробоя: лавинный, туннельный и поверхностный.

Лавинный вид пробоя возникает у слаболегированных полупроводниках, в относительно широких р–п переходах (кривая 1 на рис. 2.8). Суть лавинного пробоя заключается в лавинном размножении носителей заряда в сильном электрическом поле под действием ударной ионизации. Неосновные носители заряда, движущиеся через р–п переход, ускоряются полем так, что могут при столкновении с решеткой кристалла разорвать валентную связь. Появляется новая пара электрон–дырка, которая ускоряется полем и в свою очередь вызывает ионизацию следующего атома. При лавинной ионизации ток в цепи ограничен только внешним сопротивлением. Количественной оценкой лавинного процесса явля-

ется коэффициент лавинного умножения носителей M , показывающий во сколько раз ток, протекающий через р–п переход, превышает обратный ток $I = MI_{\text{обр}}$, который определяется из эмпирического выражения

$$M = \frac{1}{1 - \left(\frac{U_{\text{обр}}}{U_{\text{проб}}}\right)^b},$$

где b – коэффициент зависящий от материала полупроводника.

С повышением температуры уменьшается длина свободного пробега носителей и энергия, которую может достичь носитель; а следовательно увеличивается напряжение лавинного пробоя. При лавинном пробое падение напряжения на р–п переходе остается постоянным.

Туннельный вид пробоя возникает в сильнолегированных полупроводниках, в относительно узких р–п переходах (кривая 2 на рис. 2.8).

При относительно небольших обратных напряжениях $U_{\text{обр}}$ напряженность электрического поля в переходе достигает большой величины (более 10^5 В/см). Это приводит к искривлению энергетических зон полупроводника так, что энергия электронов валентной зоны полупроводника р–типа становится такой же, как и энергия свободных электронов зоны проводимости п–типа. Это вызывает переход электронов "по горизонтали" из области р в область п, минуя запрещенную зону. Во внешней цепи протекает туннельный ток. С повышением температуры увеличивается энергия носителей заряда, растет и вероятность туннельного перехода, а напряжение пробоя падает.

Поверхностный вид пробоя обусловлен изменением электрического поля на поверхности р–п перехода за счет скопления значительного количества зарядов на поверхности полупроводника. По своей природе поверхностный пробой может быть лавинным, туннельным или тепловым. Для защиты от поверхностного пробоя применяют диэлектрические покрытия.

Тепловой пробой возникает вследствие разогрева перехода проходящим через него током при недостаточном теплоотводе (кривая 3 на рис. 2.8). Нагрев может происходить за счет протекания большого обратного тока через р–п переход, или за счет внешнего источника тепла. При нагреве перехода происходит генерация электронно–дырочных пар и увеличение обратного тока через переход. Характерной особенностью теплового пробоя является наличие участка на ВАХ с отрицательным дифференциальным сопротивлением. Если при электрическом виде пробоя нарушается тепловое равновесие перехода, то электрический пробой переходит в тепловой.

Если р–п переход сохраняет свои свойства после пробоя при уменьшении обратного напряжения, то такой пробой называют обратимым. К обратимому пробую относятся лавинный и туннельный.

Если пробой приводит к выходу р–п перехода из строя, то его называют необратимым. Необратимый пробой бывает двух видов: тепловой и поверхностный.

2.10. Емкостные свойства р–п перехода

Наличие в р–п переходе ионов примесей и подвижных носителей заряда, находящихся вблизи границы перехода, обуславливает его емкостные свойства (рис. 2.9).

Имеются две составляющие емкости р–п перехода: барьерная (зарядная) $C_{\text{бар}}$ и диффузионная $C_{\text{диф}}$. Барьерная емкость обусловлена наличием в р–

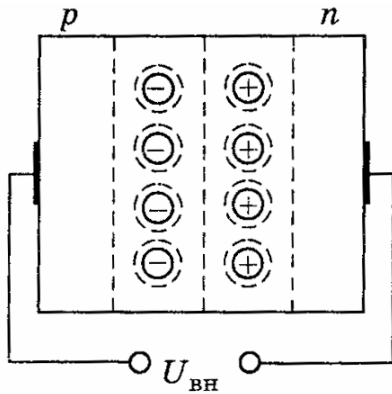


Рис.2.9. Емкостные свойства р-п перехода

п переходе ионов донорной и акцепторной примесей, р– и n– области образуют как бы две заряженные обкладки конденсатора, а сам обедненный слой служит диэлектриком. В общем случае зависимость зарядной емкости от приложенного к р–п переходу обратного напряжения выражается формулой

$$C_{\text{бар}} = \frac{C_0}{\left(1 + \frac{|U_{\text{обр}}|}{U_k}\right)^\gamma}, \quad (2.24)$$

где C_0 – емкость р–п перехода при $U_{\text{обр}} = 0$, C_0 лежит в пределах 300...600 пФ;

γ – коэффициент, зависящий от типа р–п перехода (для резких р–п переходов $\gamma = 1/2$, а для плавных $\gamma = 1/3$).

Из выражения (2.24) видно, что с увеличением обратного напряжения барьерная емкость уменьшается. То есть, при увеличении обратного напряжения толщина обедненного слоя р–п перехода возрастает, обкладки конденсатора как бы раздвигаются, и емкость его падает. Это свойство барьерной емкости позволяет использовать переход как емкость, управляемую величиной обратного напряжения.

Зависимость емкости от приложенного напряжения называется вольт-фарадной характеристикой. Характер зависимости $C_{\text{бар}} = f(U_{\text{обр}})$ показан на рис. 2.10, где кривая 1 соответствует плавному р–п переходу, кривая 2 – резкому р–п переходу.

Диффузионная емкость обусловлена изменением числа неравновесных носителей заряда в базе при возрастании прямого напряжения на переходе (кривая 3 на рис. 2.10)

$$C_{\text{диф}} = \frac{dQ_{\text{диф}}}{dU_{\text{пр}}} = \frac{q}{kT} I_{\text{пр}} \tau, \quad (2.25)$$

где $I_{\text{пр}}$ – прямой ток, протекающий через переход; τ – время жизни инжектированных носителей.

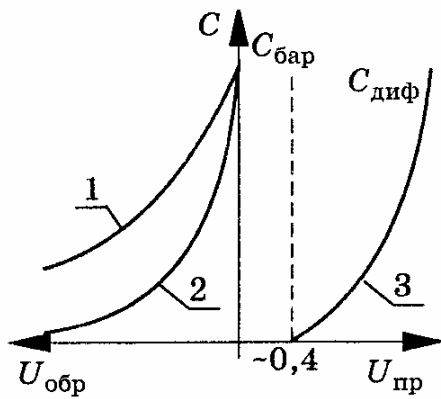


Рис.2.10. Вольтфарадная характеристика р-п перехода

При переходе в область прямых напряжений возрастает не только барьерная емкость, но и емкость, обусловленная накоплением неравновесного заряда в р- и п-областях перехода.

Накопленные носители в р- и п-областях быстро рекомбинируют, следовательно диффузионная емкость уменьшается во времени. Скорость спада зависит от времени жизни τ неравновесных носителей заряда. Диффузионная емкость всегда зашунтирована малым прямым сопротивлением р-п перехода и во многом определяет быстродействие

полупроводниковых элементов.

2.11. Полупроводниковые диоды

Полупроводниковым диодом называют электропреобразовательный прибор, содержащий один или несколько переходов и два вывода для подключения к внешней цепи. Принцип работы большинства диодов основан на использовании физических явления в переходе. В диодах применяются электронно-дырочный переход, контакт металл-полупроводник, гетеропереход.

Полупроводниковый диод как элемент электрической цепи является нелинейным двухполюсником: имеет два вывода и нелинейную ВАХ.

Большинство полупроводниковых диодов выполняют на основе несимметричных р-п переходов. Низкоомная область диодов называется эмиттером, а высокоомная – базой.

Полупроводниковые диоды классифицируются: по роду исходного материала, конструкторско-технологическим особенностям, назначению и др.

По типу исходного материала диоды бывают: германиевые, кремниевые, селеновые, карбид-кремниевые, арсенид-галлиевые и др.

По конструкторско-технологическим особенностям диоды бывают: точечные, сплавные, микросплавные, диффузионные, эпитаксиальные, с барьером Шоттки, поликристаллические и др.

По назначению диоды делятся на:

1. Выпрямительные (силовые), предназначенные для преобразования переменного напряжения источников питания промышленной частоты в постоянное.

2. Стабилитроны (опорные диоды), предназначенные для стабилизации напряжений, имеющие на обратной ветви ВАХ участок со слабой зависимостью напряжения от протекающего тока.

3. Варикапы, предназначенные для использования в качестве емкости, управляемой электрическим напряжением.

4. Импульсные диоды, предназначенные для работы в быстродействующей

щих импульсных схемах.

5. Туннельные и обращенные диоды, предназначенные для усиления, генерирования и переключения высокочастотных колебаний.

6. Сверхвысокочастотные, предназначенные для преобразования, переключения, генерирования сверхвысокочастотных колебаний.

7. Светодиоды, предназначенные для преобразования электрического сигнала в световую энергию.

8. Фотодиоды, предназначенные для преобразования световой энергии в электрический сигнал.

СИСТЕМА ОБОЗНАЧЕНИЯ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ДИОДОВ

Она состоит из буквенных и цифровых элементов. Первым элементом обозначения является буква или цифра, определяющая исходный материал диода:

Г или 1 – германий или его соединения;

К или 2 – кремний или его соединения;

А или 3 – арсенид галлия и соединения галлия.

Второй элемент – буква, указывающая назначение диода:

Д – выпрямительные, импульсные;

С – стабилитроны;

В – варикапы;

И – туннельные;

И – обращенные;

А – сверхвысокочастотные;

Л – светодиоды;

Ф – фотодиоды.

Третий элемент – цифра, указывающая на энергетические особенности диода.

Четвертый элемент – две цифры, указывающие номер разработки.

Пятый элемент – буква, характеризующая специальные параметры диода. Например: КД204А, КС156Б, КВ109В, АЛ603Д.

2.12. Выпрямительные диоды

Выпрямительные диоды преобразуют переменный ток в постоянный. В связи с этим к емкости, быстродействию и стабильности параметров этих диодов не предъявляется жестких требований. Основой выпрямительного диода является несимметричный р–n переход с большой площадью поперечного сечения, которая необходима для получения большого прямого тока. Низкоомная область (обычно это р–область), имеющая большую концентрацию примеси, называется эмиттером, а высокоомная область (обычно n–область) с малой концентрацией примесей – базой. Сопротивление базовой области у реальных диодов составляет единицы – десятки Ом. Работа выпрямительных диодов ос-

нована на вентильных свойствах перехода.

Наибольшее применение нашли кремниевые, германиевые, диоды с барьером Шоттки, а в аппаратуре специального назначения и измерительной аппаратуре, работающей в условиях высокой температуры, – селеновые и титановые выпрямители.

На рис. 2.11 представлены ВАХ германиевого и кремниевого диодов, их условное обозначение.

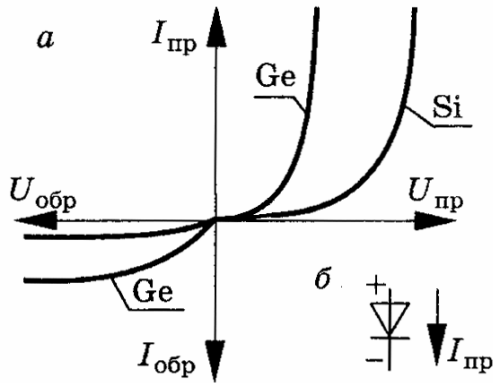


Рис.2.11. Вольтамперные характеристики (а) и графическое обозначение (б) выпрямительных диодов

В высоковольтных источниках питания применяют выпрямительные столбы и блоки. Выпрямительные столбы представляют собой последовательное соединение выпрямительных диодов, находящихся в одном корпусе, чем достигается повышение допустимого обратного напряжения. Для повышения $I_{пр}$ несколько диодов включают параллельно.

Выпрямительные блоки – это конструктивно завершённые устройства соединённых определённым образом выпрямительных диодов.

По мощности, рассеиваемой р–п переходом, диоды бывают малой ($I_{пр\text{ ср}} \leq 0,3 \text{ А}$), средней ($0,3 < I_{пр\text{ ср}} \leq 10 \text{ А}$) и большой ($I_{пр\text{ ср}} > 10 \text{ А}$) мощности.

Сравнение характеристик германиевых и кремниевых диодов показывает:

1. Значение обратного тока германиевых диодов на два–три порядка больше, чем у кремниевых, при одинаковой площади перехода. Это объясняется различной шириной запрещённой зоны.

2. Допустимое обратное напряжение, за счёт этого, у кремниевых диодов больше, чем у германиевых.

3. Падение напряжения на кремниевых диодах больше, чем на германиевых при одинаковых токах нагрузки, что обусловлено большим сопротивлением базовой области кремниевых диодов.

На характеристики диодов влияние оказывает температура окружающей среды. При увеличении температуры на 10° С $I_{обр}$ германиевых диодов удваивается, а у кремниевых возрастает в два с половиной раза. Абсолютная величина приращения $I_{обр}$ у германиевых диодов с ростом температуры в несколько раз больше, чем у кремниевых, что приводит к увеличению мощности, потребляемой диодом, и уменьшению напряжения теплового пробоя. У кремниевых диодов $I_{обр}$ мало и мала вероятность теплового пробоя, в связи с чем вначале развивается электрический пробой, который при больших обратных напряжениях может перерости в тепловой.

ПАРАМЕТРЫ ВЫПРЯМИТЕЛЬНЫХ ДИОДОВ

1. Средний выпрямленный ток $I_{\text{пр ср}}$ – среднее за период значение выпрямленного тока, который может длительно протекать через диод при допустимом его нагреве (сотни мА – десятки А).

2. Среднее прямое напряжение диода $U_{\text{пр ср}}$ – среднее значение прямого падения напряжения, определяемое при среднем выпрямленном токе, для германиевых $U_{\text{пр ср}} < 1$ В, для кремниевых $U_{\text{пр ср}} < 1,5$ В.

3. Максимально допустимое обратное напряжение диода $U_{\text{обр макс}}$ – максимально допустимое обратное напряжение, которое длительно выдерживает диод без нарушения нормальной работы, $U_{\text{обр макс}}$ на 20 % меньше напряжения пробоя $U_{\text{проб}}$.

$U_{\text{проб}} = 100 \dots 400$ В для Ge диодов;

$U_{\text{проб}} = 1000 \dots 1500$ В для Si диодов.

4. Максимальный обратный ток $I_{\text{обр макс}}$ – максимальное значение обратного тока диода при $U_{\text{обр макс}}$.

5. Средняя рассеиваемая мощность диода $P_{\text{ср}}$ – средняя за период мощность, рассеиваемая диодом при протекании $I_{\text{пр ср}}$ и $I_{\text{обр}}$ (сотни мВт – десятки Вт).

6. Диапазон рабочих температур –
для германиевых диодов $-60 \dots +85$ °С;
для кремниевых диодов $-60 \dots +125$ °С.

7. Барьерная емкость диода при подаче на него номинального обратного напряжения составляет десятки пФ.

8. Диапазон рабочих частот.

9. Дифференциальное сопротивление диода $R_{\text{диф}}$ – сопротивление диода протекающему переменному току, которое вычисляется как отношение приращения напряжения на диоде к вызвавшему его малому приращению тока (единицы – сотни Ом).

2.13. Стабилитроны

Стабилитроны предназначены для стабилизации напряжения в электрических цепях. Принцип работы стабилитрона основан на явлении электрического пробоя р–n перехода при подаче на диод обратного напряжения. В связи с этим на вольт–амперной характеристике имеется участок со слабой зависимостью напряжения от протекающего тока. На рис. 2.12 приведена ВАХ стабилитрона, условное обозначение и схема включения. Стабилитрон всегда включается параллельно нагрузке.

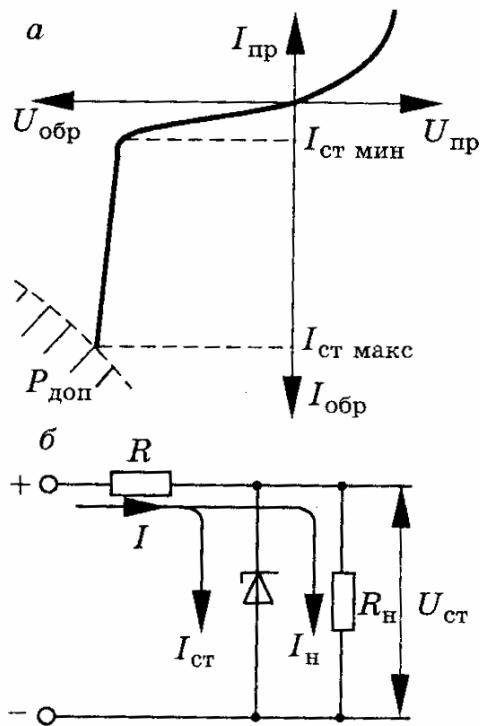


Рис.2.12. Вольтамперная характеристика (а) и схема включения (б) стабилитрона

В качестве исходного материала для изготовления стабилитронов используется кремний, имеющий большую ширину запрещенной зоны и соответственно малый обратный ток, в связи с чем вероятность возникновения теплового пробоя очень мала.

По величине допустимой мощности рассеивания $P_{\text{макс}}$ стабилитроны подразделяются на стабилитроны малой ($P_{\text{макс}} < 0,3 \text{ Вт}$), средней ($0,3 \text{ Вт} < P_{\text{макс}} < 5 \text{ Вт}$) и большой ($P_{\text{макс}} > 5 \text{ Вт}$) мощности.

Промышленностью выпускаются следующие разновидности стабилитронов: общего назначения, прецизионные, импульсные, двухдиодные, стабисторы.

Стабилитроны общего назначения используются в схемах стабилизаторов источников питания, ограничителей, фиксаторов уровня напряжения. Пре-

цизионные стабилитроны используются в качестве источников опорного напряжения с высокой степенью стабилизации и термокомпенсации.

Импульсные стабилитроны используются для стабилизации постоянного и импульсного напряжения, а также ограничения амплитуды импульсов напряжения малой длительности.

Двухдиодные стабилитроны работают в схемах стабилизации, ограничителях напряжения различной полярности, в качестве источников опорного напряжения.

Стабисторы используются для стабилизации малых значений напряжения, причем рабочим является прямое смещение диода.

Величина пробоя p–n перехода зависит от удельного сопротивления базы диода. Низковольтные стабилитроны изготавливаются из сильнолегированного (низкоомного) материала, и у них более вероятен туннельный пробой. Высоковольтные стабилитроны изготавливаются из слаболегированного (высокоомного) материала, и у них вероятен лавинный вид пробоя.

ПАРАМЕТРЫ СТАБИЛИТРОНА

1. Номинальное напряжение стабилизации $U_{\text{ст ном}}$ – падение напряжения на стабилитроне в области стабилизации при номинальном значении тока

$I_{\text{ст ном}}$ (единицы – десятки В).

2. Минимальный ток стабилизации $I_{\text{ст мин}}$ – минимальное значение тока, протекающего через стабилитрон при устойчивом пробое перехода (доли мА – десятки мА).

3. Максимальный ток стабилизации $I_{\text{ст макс}}$ – максимально допустимый ток стабилизации, ограничиваемый допустимой мощностью рассеивания (единицы мА – единицы А).

4. Номинальный ток стабилизации $I_{\text{ст ном}} = \frac{I_{\text{ст макс}} - I_{\text{ст мин}}}{2}$.

5. Дифференциальное сопротивление $R_{\text{диф}} = \frac{dU_{\text{ст}}}{dI_{\text{ст}}}$ – отношение приращения напряжения стабилизации к вызвавшему его приращению тока (единицы – десятки Ом). Чем меньше $R_{\text{диф}}$ – тем лучше стабилизация напряжения.

6. Статическое сопротивление стабилитрона в данной рабочей точке, характеризует омические потери в заданной рабочей точке $R_{\text{ст}} = \frac{U_{\text{ст}}}{I_{\text{ст}}}$.

7. Коэффициент качества стабилитрона $Q = \frac{R_{\text{диф}}}{R_{\text{ст}}}$ – определяет не только наклон ВАХ, но и отношение изменения напряжения стабилизации к напряжению стабилизации ($Q = 0,01 \dots 0,05$ и ниже).

8. Температурный коэффициент напряжения стабилизации (ТКН) $\alpha_{\text{ст}}$ – отношение относительного изменения напряжения стабилизации $\frac{\Delta U_{\text{ст}}}{U_{\text{ст}}}$ при изменении температуры окружающей среды ΔT и постоянном токе стабилизации к изменению температуры, вызвавшему это изменение

$$\alpha_{\text{ст}} = \frac{\Delta U_{\text{ст}}}{U_{\text{ст}}} \frac{1}{\Delta T} 100\%.$$

Зависимость температурного коэффициента напряжения стабилизации от напряжения стабилизации показано на рис. 2.13.

У низковольтных стабилитронов с ростом температуры вероятность туннельного переноса возрастает, а напряжение пробоя падает. Поэтому низковольтные стабилитроны имеют отрицательный ТКН. У слаболегированных р–п переходов с ростом температуры скорость носителей заряда уменьшается, поскольку уменьшается их подвижность. Поэтому, чтобы носителю сообщить необходимую скорость для ударной ионизации, необходимо увеличить напряженность электрического поля в обедненном слое.

Таким образом, у высоковольтных стабилитронов $U_{\text{проб}}$ увеличивается с возрастанием температуры, и они имеют положительный ТКН.

Для уменьшения ТКН последовательно со стабилитроном включают по-

полупроводниковые диоды в прямом направлении или терморезисторы с ТКС противоположного знака.

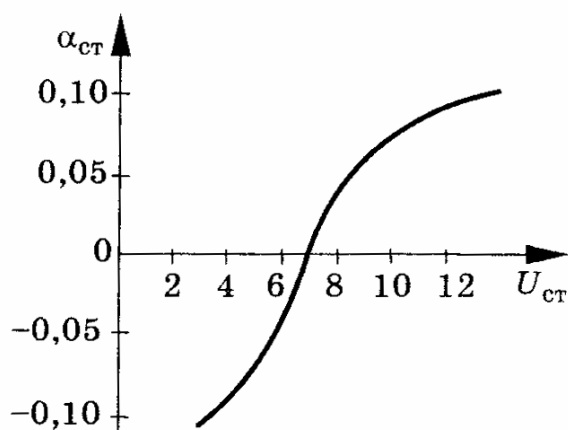


Рис.2.13. Зависимость температурного коэффициента напряжения стабилизации от напряжения стабилизации

Для уменьшения температурного коэффициента напряжения стабилизации используют прецизионные стабилитроны, у которых имеются три последовательно соединенных р-п перехода. Один из них – стабилизирующий и включен в обратном направлении, а два других – термокомпенсирующие и включены в прямом направлении. Промышленностью выпускаются прецизионные стабилитроны в виде законченных компонентов, например, 2С191, КС211, КС520 и др.

Для стабилизации или ограничения коротких импульсов напряжения используют импульсные стабилитроны. Они должны обладать большим быстродействием, которое определяется временем перезарядки барьерной емкости. Примером таких стабилитронов являются 2С175Е, КС182Е, КС211Е и др.

Двуханодные стабилизаторы применяются в схемах стабилизации и двухстороннего ограничения напряжения, устройствах защиты элементов электрических цепей от перенапряжений обеих полярностей. Они имеют два р-п перехода, включенных встречно, а их внешние выводы сделаны от р-областей. Это 2С170А, 2С182А и др.

Стабисторами называют диоды, у которых для стабилизации напряжения используется прямая ветвь ВАХ. Особенностью стабисторов является малое напряжение стабилизации $U_{ст} \approx (0,35...1,9)$ В, которое определяется прямым падением напряжения на диоде. Для увеличения напряжения стабилизации используют последовательное соединение нескольких стабисторов, смонтированных в одном корпусе или в одном кристалле.

Примером стабисторов являются приборы КС107, 2С113А, 2С119А.

2.14. Варикапы

Варикапы – это специальные полупроводниковые диоды, которые используются в качестве электрически управляемой емкости.

Они находят применение в схемах автоматической подстройки частоты радиоприемников, в схемах частотных модуляторов, в параметрических схемах усиления, в схемах умножения частоты, в управляемых фазовращателях.

Принцип действия варикапа основан на зависимости емкости р–п перехода от внешнего напряжения.

Диффузионная емкость не нашла практического применения из-за сильной зависимости ее от температуры и частоты, высокого уровня собственных шумов и низкой добротности. Практическое применение получила барьерная емкость р–п перехода, величина которой зависит от значения приложенного к диоду обратного напряжения. Эта зависимость $C_{\text{бар}} = f(U_{\text{обр}})$ описывается вольт–фарадной характеристикой, аналитическое выражение которой имеет вид

$$C_{\text{бар}} = \frac{C_0}{\left(1 + \frac{|U_{\text{обр}}|}{U_k}\right)^\gamma}. \quad (2.25)$$

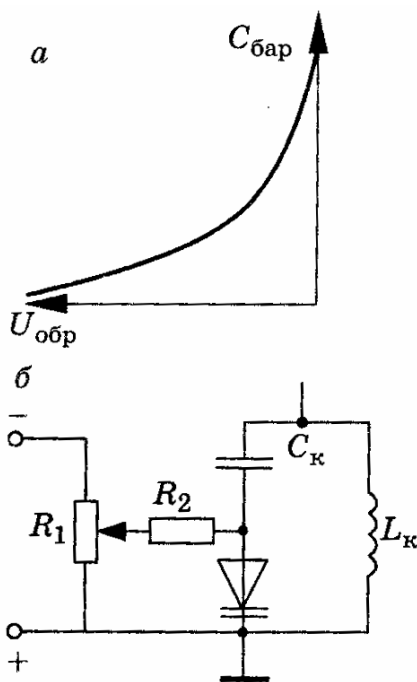


Рис.2.14. Вольтфарадная характеристика (а) и одна из схем включения (б) варикапа

На рис. 2.14 представлена вольт–фарадная характеристика и одна из схем включения варикапа. При изменении напряжения смещения, подаваемого на варикап с помощью резистора R_1 , изменяется емкость диода. Изменение емкости варикапа приводит к изменению частоты колебательного контура при изменении емкости диода включается резистор R_2 , сопротивление которого больше резонансного сопротивления контура.

На рис. 2.15 показана эквивалентная схема варикапа, где r_b – объемное сопротивление базы; $R_{\text{обр}}$ – учитывает дифференциальное сопротивление и сопротивление утечки перехода; $C_{\text{бар}}$ – эквивалент барьерной емкости диода. На частотах до нескольких десятков МГц индуктивность выводов и емкость корпуса диода не учитываются из-за их малых значений. Анализ эквивалентной схемы варикапа в частотном диапазоне показывает на изменение

сопротивления потерь, которые определяют добротность варикапа

$$Q_v = \frac{X_c}{R_{\text{пот}}},$$

где X_c – реактивная составляющая сопротивления варикапа; $R_{\text{пот}}$ – сопротивление потерь.

На высоких частотах $X_c = \frac{1}{\omega C_{\text{бар}}} \ll R_{\text{обр}}$, где ω – частота, поэтому шунтирующим действием обратного сопротивления р–п перехода можно пренеб-

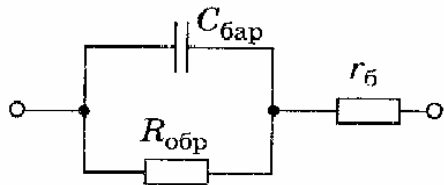


Рис.2.15. Эквивалентная схема варикапа

речь. Эквивалентная схема варикапа представляет собой последовательное сопротивление барьерной емкости и $r_б$, тогда

$$Q_{ВВ} = \frac{1}{\omega C_{бар} r_б}.$$

Для уменьшения $r_б$ необходимо уменьшать толщину области базы.

На низких частотах $\omega C_{бар} R_{обр} \ll 1$, и эквивалентная схема варикапа представляет собой параллельное соединение $R_{обр}$ и $C_{бар}$, тогда

$$Q_{ВН} = \omega C_{бар} R_{обр}.$$

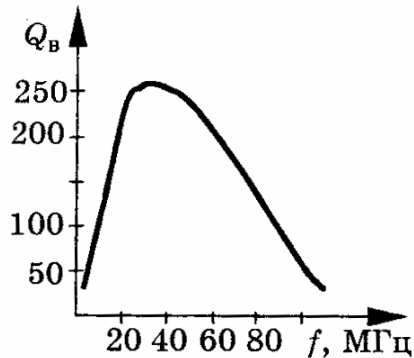


Рис.2.16. Зависимость добротности варикапа от частоты

С ростом частоты добротность падает. Зависимость добротности варикапа от частоты (рис. 2.16) имеет максимум в диапазоне 20...30 МГц.

Добротность варикапа уменьшается с повышением температуры, так как при этом возрастает $r_б$. С увеличением обратного напряжения емкость $C_{бар}$ и сопротивление $r_б$ уменьшаются, ибо уменьшается толщина базы, а добротность варикапа при этом растет.

ПАРАМЕТРЫ ВАРИКАПОВ

1. Максимальная емкость $C_{В\text{ макс}}$ — емкость варикапа при заданном минимальном $U_{обр}$ и ограничена значением емкости C_0 .

2. Минимальная емкость $C_{В\text{ мин}}$ — емкость варикапа при заданном максимальном $U_{обр}$ и ограничивается обратным допустимым напряжением p–n перехода $U_{обр\text{ доп}}$.

3. Коэффициент перекрытия по емкости $K = \frac{C_{В\text{ макс}}}{C_{В\text{ мин}}}$ (единицы — десятки единиц).

4. Сопротивление потерь $R_{п}$ — суммарное активное сопротивление, включая сопротивление кристалла, контактных соединений и выводов варикапа.

5. Температурный коэффициент емкости ТКЕ — представляет собой отношение относительного изменения емкости к вызвавшему его абсолютному изменению температуры окружающей среды.

$$TKE = \frac{\Delta C}{C} \frac{1}{\Delta T}.$$

6. Номинальная емкость $C_{в\ ном}$ – представляет собой барьерную емкость перехода при заданном номинальном (оптимальном) $U_{обр}$.

7. Добротность варикапа Q_v – отношение реактивного сопротивления варикапа на заданной частоте переменного сигнала к сопротивлению потерь при заданном значении емкости или обратного напряжения $Q_v = \frac{X_c}{R_{п}}$. Добротность показывает относительные потери колебательной мощности в варикапе (десятки – сотни единиц).

2.15. Импульсные диоды

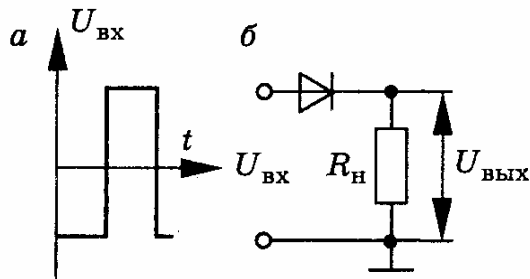


Рис.2.17. Простейшая схема диодного ключа

работающего на активную нагрузку.

Сопротивление нагрузки обычно значительно больше прямого сопротивления диода и принято считать, что схема питается от генератора тока. При та-

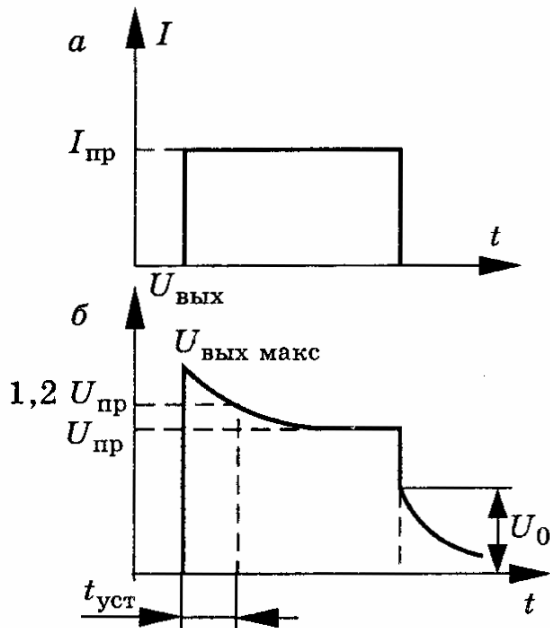


Рис.2.18. Переходные процессы в диодном ключе при прямом смещении

Импульсные диоды предназначены для работы в быстродействующих импульсных схемах и должны обладать малой емкостью перехода и малым временем жизни неравновесных носителей заряда в базе. Импульсные диоды чаще всего работают при больших амплитудах импульсов. На рис. 2.17 приведена простейшая схема диодного ключа,

ком генераторе ток не зависит от сопротивления внешней по отношению к нему цепи, т.е. от сопротивления диода и нагрузки. В момент включения импульса прямого тока сопротивление базы диода определяется равновесной концентрацией носителей заряда, и на диоде происходит максимальное падение напряжения $U_{пр\ макс}$ (рис. 2.18).

По мере увеличения инжектированных носителей в базе, сопротивление базы уменьшается, что приводит к уменьшению падения напряжения на диоде до установившегося значения $U_{пр}$.

Промежуток времени с момента подачи входного импульса до момента, когда напряжение на диоде уменьшится до $1,2 U_{пр}$, называется временем установления прямого сопротивления диода $\tau_{уст}$. При выключении прямого тока падение напряжения на сопротивлении базы становится равным нулю, и напряжение на диоде скачком уменьшается до значения $U_{пр}$, называемым послеинжекционным. Инжектированные носители рекомбинируют и напряжение на диоде уменьшается.

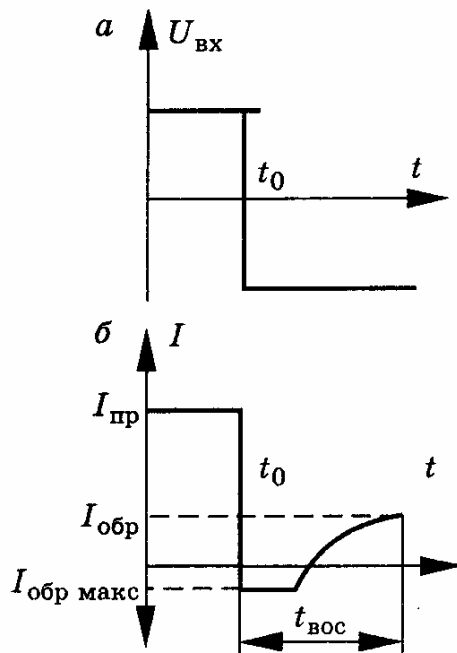


Рис.2.19. Переходные процессы в диодном ключе при воздействии обратного напряжения

На рис. 2.19 показано воздействие на диод скачка напряжения, получаемого при его переключении с прямого направления на обратное. В момент скачка появляется относительно большой обратный ток $I_{обр}$, создаваемый неосновными носителями в базе, накопленными вблизи р-п перехода при действии прямого напряжения. Сопротивление р-п перехода мало, и обратный ток ограничивается только постоянными сопротивлениями базы диода и нагрузки. Поэтому обратный ток остается некоторое время практически постоянным. Когда избыточный заряд становится равным нулю, градиент концентрации неосновных носителей в базе начинает уменьшаться, и обратный ток спадает до своего значения, характерного для статического режима работы. Интервал времени от момента переключения напряжения с прямого на

обратное направление до моменты достижения обратным током заданного значения называется временем восстановления обратного сопротивления и обозначается $t_{вос}$.

ПАРАМЕТРЫ ИМПУЛЬСНЫХ ДИОДОВ

1. Максимальное импульсное прямое падение напряжения $U_{пр макс}$ — максимальное падение напряжения на диоде в прямом направлении при заданном прямом токе.

2. Время установления прямого сопротивления $t_{уст}$ — время от момента включения прямого тока диода до момента достижения заданного уровня прямого напряжения на диоде.

3. Время восстановления обратного сопротивления $t_{\text{вос}}$ – время с момента переключения диода с прямого на обратное импульсное напряжение до достижения обратным током заданного значения.

4. Емкость диода C_d – емкость между выводами диода при заданном обратном напряжении.

5. Постоянный обратный ток $I_{\text{обр}}$ – ток диода при заданном обратном напряжении.

6. Постоянное прямое напряжение $U_{\text{пр}}$ – падение напряжения на диоде при заданном прямом токе.

7. Заряд переключения Q – избыточный заряд, вытекающий во внешнюю цепь при изменении направления тока с прямого на обратный.

Время установления прямого сопротивления и время восстановления обратного сопротивления определяют быстродействие диода. В связи с этим для повышения быстродействия необходимо уменьшать $t_{\text{уст}}$ и $t_{\text{вос}}$. Это удастся достичь в диодах с накоплением заряда и диодах с барьером Шотки.

2.15.1. Диоды с накоплением заряда и диоды Шотки

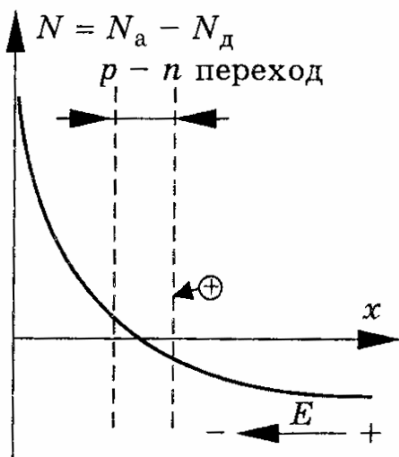


Рис.2.20. Профиль легирования базы в диоде

Диоды с накоплением заряда (ДНЗ) используются для формирования коротких прямоугольных импульсов, возникающих при переключении диода с прямого направления на обратное в результате рассасывания накопленного в базе неравновесного заряда. Это достигается за счет неравномерного легирования области диода (рис. 2.20). Из-за неравномерного распределения примеси в базе диода возникает тормозящее электрическое поле для инжектированных носителей, направленное в сторону перехода. Инжектированные в базу носители прижимаются внутренним полем к p –

n переходу, и в базе происходит накопление заряда. При изменении напряжения на диоде с прямого на обратное сопротивление диода остается малым, и накопленные носители экстрагируются в эмиттер. Обратный ток быстро спадает. Внутреннее поле базы ускоряет процесс экстракции носителей через переход, что сокращает время спада обратного тока.

Для повышения быстродействия импульсных диодов широко используются переходы, выполненные на основе контакта металл–полупроводник путем нанесения металла на кремниевую пластинку n –типа. Электроны из полупроводника n –типа переходят в металл, образуя на их границе отрицательный

заряд в металле и положительный в полупроводнике. Возникающее при этом электрическое поле препятствует дальнейшему переходу электронов, и в области перехода формируется обедненная область. При подаче на металлический контакт положительного напряжения, приток избыточных электронов восстанавливается, и через переход протекает прямой ток. При подаче отрицательного потенциала на область металла увеличивается потенциальный барьер перехода металл–полупроводник, ток через диод не протекает. Такие диоды называют диодами Шотки или поверхностно-барьерными диодами (ибо электрическое поле образует барьер на поверхности перехода), или диодами горячих носителей (электроны, инжектируемые из металла в полупроводник, имеют высокий энергетический потенциал).

Диоды Шотки обладают следующими преимуществами по сравнению с кремниевыми р–n переходами:

1. Для получения того же тока требуется более низкое прямое напряжение.
2. Электропроводность создается только основными носителями (электронами). Отсутствует накопление неосновных носителей, и время восстановления диода при переключении напряжения с прямого на обратное очень мало. Быстродействие определяется скоростью перезарядки барьерной емкости.

За счет низкого прямого напряжения и высокого быстродействия диоды Шотки используются в выпрямительных и переключающих цепях, а также для увеличения быстродействия транзисторов в цифровых схемах, таких как ТТЛ–логика.

К недостаткам диодов Шотки относятся:

1. Ток утечки немного больше, чем у обычных диодов, использующих р–n переход.
2. Максимальное обратное напряжение ниже, чем у обычных кремниевых диодов.

Вольт–амперная характеристика диодов Шотки такая же, как и у обычных диодов, а обратные токи составляют сотни пА – десятки нА.

2.16. Туннельные диоды

Туннельные диоды – это полупроводниковые приборы на основе вырожденного полупроводника, в котором туннельный эффект приводит к появлению на прямой ветви вольт–амперной характеристики области с отрицательным дифференциальным сопротивлением (характеристика N-образного типа). Они используются для усиления, генерирования и переключения сигналов, и эта многофункциональность прибора объясняется наличием на ВАХ участка с отрицательным сопротивлением.

Для изготовления туннельных диодов используется полупроводниковый материал с очень большой концентрацией примесей ($10^{18} \dots 10^{20} \text{ см}^{-3}$) и следствием этого является:

1. Малая толщина перехода (около 0,01 мкм), что на два порядка меньше, чем у обычных диодов.
2. Расщепление примесных энергетических уровней с образованием примесных энергетических зон, которые примыкают к зоне проводимости в n-области и к валентной зоне в p-области.
3. Уровень Ферми располагается у электронного полупроводника в зоне проводимости, а у дырочного – в валентной зоне.

Для простоты рассуждений обычно считают, что все разрешенные уровни, расположенные ниже уровня Ферми, заняты электронами, а расположенные выше него – свободны. На рис. 2.21 представлены вольт-амперная характеристика, энергетические диаграммы и условное обозначение туннельного диода.

В тонких p-n переходах вследствие большей напряженности электрического поля увеличивается вероятность туннельного прохождения электронов сквозь тонкий потенциальный барьер. В диоде при отсутствии внешнего напряжения происходит туннелирование электронов из n-области в p-область и обратно. Встречные потоки электронов равны, поэтому суммарный ток через диод равен нулю (рис. 2.21,а).

При небольшом прямом напряжении происходит смещение энергетических зон, так что часть энергетических уровней, занятых электронами проводимости n-области, начинает располагаться напротив свободных уровней p-области. Это приводит к туннельному переносу электронов из n-области в p-область и протеканию прямого туннельного тока (рис. 2.21,б).

С увеличением прямого напряжения туннельный ток достигает максимального значения, когда все заполненные энергетические уровни зоны проводимости n-области располагаются напротив свободных уровней p-области (рис. 2.21,в).

Дальнейшее увеличение прямого напряжения приводит к тому, что часть заполненных энергетических уровней n-области начинает располагаться против запрещенной зоны p-области, и туннельный ток убывает (рис. 2.21,г).

Когда зона проводимости n-области и валентная зона p-области перестанут перекрываться, туннельный ток прекращается (рис. 2.21,д).

Наряду с туннельным переходом электронов в p-n переходе туннельного диода течет и обычный диффузионный ток, связанный с преодолением потенциального барьера основными носителями (показан штрихпунктирной линией). Таким образом ток туннельного диода имеет две составляющие: туннельную и диффузионную. При напряжениях на диоде, когда туннельная составляющая тока не протекает, туннельный диод представляет собой обычный диод, прямой ток которого определяется током диффузии (рис. 2.21,ж).

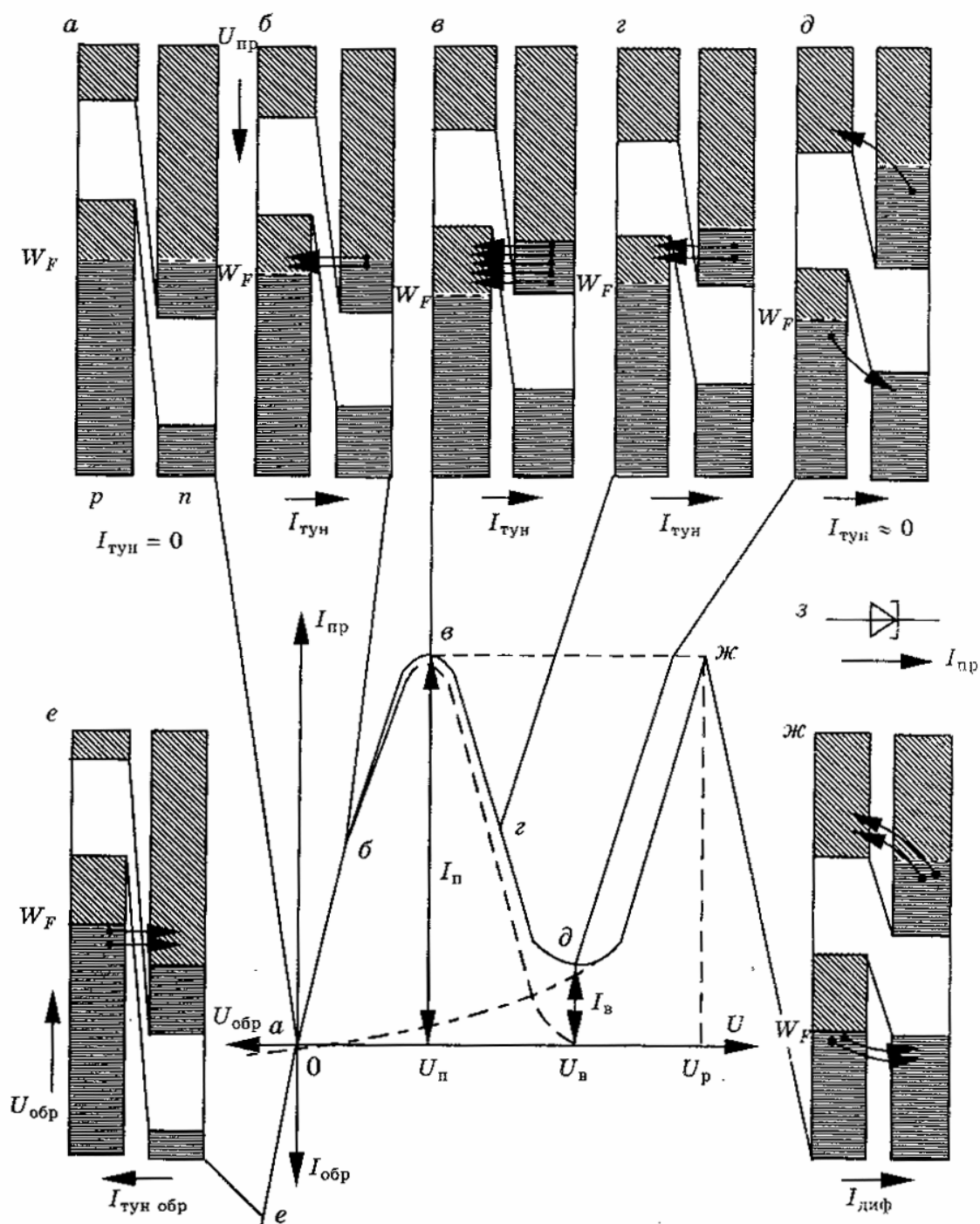


Рис.2.21. Вольтамперная характеристика, энергетические диаграммы при различных приложенных напряжениях и условное обозначение туннельного диода (п — пик; в — впадина)

При обратном напряжении энергетические уровни p -области смещаются вверх, и верхние уровни валентной зоны оказываются расположенными напротив разрешенных незаполненных уровней зоны проводимости n -области (рис. 2.21,е). При этом электроны из валентной зоны p -области туннелируют в зону проводимости n -области. Обратный ток диода растет с увеличением обратного напряжения по абсолютному значению.

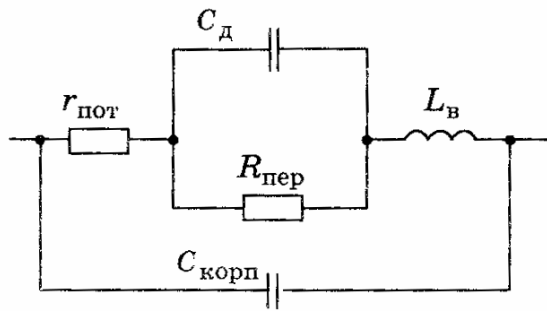


Рис.2.22. Эквивалентная схема туннельного диода

Туннельный диод может быть представлен эквивалентной схемой (рис. 2.22), где C_d – емкость диода; $L_в$ – индуктивность выводов; $r_{пот} = r_э + r_б$ – омическое сопротивление потерь; $R_{пер}$ – сопротивление перехода.

ПАРАМЕТРЫ ТУННЕЛЬНЫХ ДИОДОВ

1. Пиковый ток $I_{п}$ – максимальный туннельный ток, соответствующий полному перекрытию заполненных и свободных разрешенных уровней (сотни мкА – сотни мА).

2. Напряжение пика $U_{п}$ – прямое напряжение, соответствующее максимальному (пиковому) току (40...150 мВ), для германиевых диодов – (40...60 мВ), для арсенидгаллиевых – (100...150 мВ).

3. Ток впадины $I_{в}$ – прямой ток в точке минимума ВАХ.

4. Напряжение впадины $U_{в}$ – прямое напряжение, соответствующее току впадины (Ge 250...350 мВ, GaAs – 400...500 мВ).

5. Отношение токов $\frac{I_{п}}{I_{в}}$ – отношение пикового тока к току впадины (Ge – $\frac{I_{п}}{I_{в}} = 3...6$, GaAs – $\frac{I_{п}}{I_{в}} \geq 10$), которое характеризует различимость двух логических уровней сигнала при работе схемы в режиме переключения.

6. Напряжение скачка (раствора) $U_{ск}(U_{pp})$ – это перепад напряжения между максимальным туннельным током и таким же значением диффузионного тока.

7. Отрицательное дифференциальное сопротивление $R_{диф} = \frac{dU}{dI}$ определяется на середине падающего участка ВАХ.

8. Удельная емкость $\frac{C_d}{I_{п}}$ – отношение емкости туннельного диода к пиковому току.

9. Интервал рабочих температур (Ge до +200 °C; Si до +400 °C; GaAs до +600 °C).

10. Предельная резистивная частота f_R – это частота, на которой активная составляющая полного сопротивления последовательной цепи, состоящей из р–п перехода и сопротивления потерь, обращается в нуль

$$f_R = \frac{1}{2\pi R_{\text{пер}} C_d} \sqrt{\frac{R_{\text{пер}}}{r_{\text{пот}}} - 1}.$$

11. Резонансная частота – частота, на которой общее реактивное сопротивление р–п перехода и индуктивности выводов диода обращается в нуль

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R_{\text{диф}} C_d} \sqrt{\frac{R_{\text{диф}} C_d}{L_v} - 1}.$$

Примером туннельных диодов являются: ГИ201, КИ303, АИ102.

2.17. Обращенные диоды

Обращенные диоды выполняются на основе полупроводника с критической концентрацией примесей, в котором проводимость при обратном смещении значительно больше, чем при прямом напряжении.

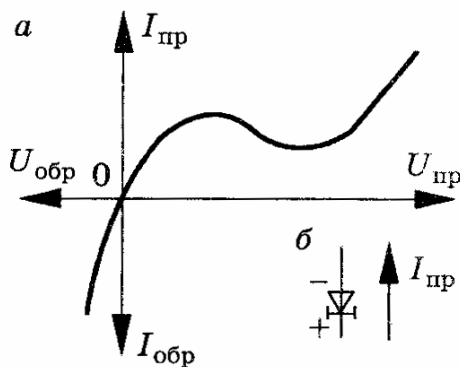


Рис.2.23. Вольтамперная характеристика и условное обозначение обращенного диода

На рис. 2.23 представлена вольтамперная характеристика и условное обозначение обращенного диода.

При концентрации примесей порядка 10^{18} см^{-3} уровень Ферми находится на потолке валентной зоны р–области и на дне зоны проводимости н–области. При подаче обратного напряжения происходит туннельный перенос электронов из валентной зоны р–области на свободные уровни зоны проводимости н–области, и через диод протекает большой обратный ток.

При прямом смещении диода, перекрытия зон не происходит и прямой ток определяется только диффузионным током. Рабочим участком обращенного диода является обратная ветвь ВАХ, что отражено в его названии. Данный тип диодов используется в детекторах, смесителях СВЧ диапазона и переключающих устройствах.

ГЛАВА 3

БИПОЛЯРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

Биполярным транзистором называют электропреобразовательный прибор, имеющий два $p-n$ перехода, пригодный для усиления мощности электрических сигналов. По принципу действия транзисторы делятся на: биполярные и полевые. В работе биполярных транзисторов используются носители обеих полярностей (дырки и электроны), что и отражено в их названии. В полевых (униполярных) транзисторах используется движение носителей одного знака.

Особенность биполярного транзистора состоит в том, что между его электронно-дырочными переходами существует взаимодействие – ток одного из переходов может управлять током другого.

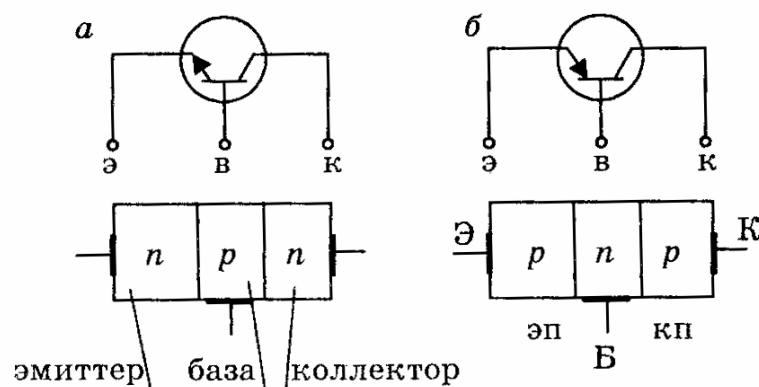


Рис.3.1. Схематическое и условное графические изображения биполярных транзисторов $n-p-n$ -типа (а) и $p-n-p$ -типа (б)

По порядку чередования $p-n$ переходов транзисторы бывают: $n-p-n$ и $p-n-p$ типов (рис. 3.1).

Область транзистора, расположенная между $p-n$ переходами, называют базой. Одна из примыкающих к базе областей должна наиболее эффективно осуществлять инжекцию

носителей в базу, а другая – экстрагировать носители из базы.

Область транзистора, из которой происходит инжекция носителей в базу, называют эмиттером, а переход эмиттерным.

Область транзистора, осуществляющая экстракцию носителей из базы, называют коллектором, а переход коллекторным.

По применяемому материалу транзисторы классифицируются на германиевые, кремниевые и арсенид-галлиевые.

По технологии изготовления транзисторы бывают: сплавные, диффузионные, эпитаксиальные, планарные. Толщина базы делается значительно меньше диффузионной длины неосновных носителей в ней. При равномерном распределении примеси в базе внутреннее электрическое поле в базе отсутствует, и неосновные носители движутся в ней вследствие процесса диффузии. Такие транзисторы называют диффузионными или бездрейфовыми. При неравномерном распределении примесей в базе имеется внутреннее электрическое поле, и неосновные носители движутся в ней в результате дрейфа и диффузии. Такие транзисторы называют дрейфовыми.

Кроме того, концентрация атомов примеси в эмиттере и коллекторе (низкоомные области) значительно больше, чем в базе (высокоомная область).

Площадь коллекторного перехода больше эмиттерного, что способствует увеличению коэффициента переноса носителей из эмиттера в коллектор.

По мощности, рассеиваемой коллекторным переходом, транзисторы бывают:

малой мощности $P < 0,3 \text{ Вт}$;

средней мощности $0,3 \text{ Вт} < P < 1,5 \text{ Вт}$;

большой мощности $P > 1,5 \text{ Вт}$.

По частотному диапазону транзисторы делятся на:

низкочастотные $f_{\text{пр}} < 3 \text{ МГц}$;

среднечастотные $3 \text{ МГц} < f_{\text{пр}} < 30 \text{ МГц}$;

высокочастотные $30 \text{ МГц} < f_{\text{пр}} < 300 \text{ МГц}$;

сверхвысокочастотные $f_{\text{пр}} > 300 \text{ МГц}$.

Обозначение биполярных транзисторов состоит из шести или семи элементов.

Первый элемент – буква или цифра, указывающая исходный материал: Г(1) – германий, К(2) – кремний, А(3) – арсенид галлия.

Второй элемент буква, указывающая на тип транзистора Т – биполярный, П – полевой.

Третий элемент – цифра, указывающая на частотные и мощностные свойства (табл. 3.1)

Таблица 3.1

Классификация транзисторов по мощности и частоте

Частота	Мощность		
	малая	средняя	большая
низкая	1	2	3
средняя	4	5	6
высокая	7	8	9

Четвертый, пятый, (шестой) элементы – цифры, указывающие порядковый номер разработки.

Шестой (седьмой) элемент – буква, указывающая на разновидность транзистора из данной группы. Примеры обозначения транзисторов: КТ315А; КТ806Б; ГТ108А; КТ3126.

3.1. Режимы работы биполярного транзистора

В зависимости от полярности внешних напряжений, подаваемых на электроды транзистора, различают следующие режимы его работы:

1. Активный режим – эмиттерный переход смещен в прямом направлении (открыт), а коллекторный – в обратном направлении (закрыт).

2. Режим отсечки – оба перехода смещены в обратном направлении (закрыты).

3. Режим насыщения – оба перехода смещены в прямом направлении (открыты).

4. Инверсный режим – коллекторный переход смещен в прямом направлении, а эмиттерный – в обратном. В таком режиме коллектор выполняет роль эмиттера, а эмиттер – роль коллектора. При инверсном включении параметры реального транзистора существенно отличаются от параметров при нормальном включении.

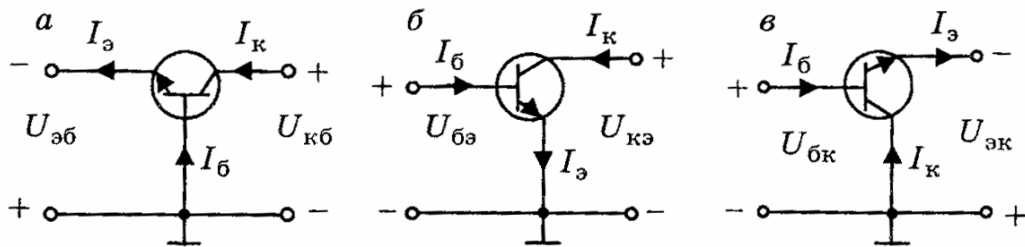


Рис.3.2. Схемы включения биполярных транзисторов: с общей базой (а); с общим эмиттером (б); с общим коллектором (в);

В зависимости от того, какой электрод транзистора является общим для входной и выходной цепей, различают три схемы включения. Потенциал общего электрода принимается за нулевой (земля). Отсчет напряжений на остальных электродах производится относительно точки нулевого потенциала.

На рис. 3.2,а показана схема включения транзистора с общей базой (ОБ), на рис. 3.2,б – схема с общим эмиттером (ОЭ), на рис. 3.2,в – схема с общим коллектором (ОК).

3.2. Принцип действия транзистора

Принцип действия транзисторов n–p–n и p–n–p типов одинаков, различие заключается лишь в полярности внешних напряжений и типа основных носителей, инжектированных в область базы (рис. 3.3).

Принцип действия транзистора принято рассматривать в активном режиме работы в схеме с общей базой рис. 3.3,б. Под действием внешнего напряжения $U_{эб}$ эмиттерный переход смещен в прямом направлении, а под действием $U_{кб}$ коллекторный переход – в обратном.

При увеличении $U_{эб}$ снижается потенциальный барьер эмиттерного перехода, и так как концентрация электронов в эмиттере значительно больше концентрации дырок в базе, то происходит инжекция электронов из эмиттера в базу и дырок из базы в эмиттер. Это вызывает протекание токов инжекции: $I_{эп}$ – электронного и $I_{эп}$ – дырочного. Так как число дырок в области базы значительно меньше количества электронов в области эмиттера, то $I_{эп} \ll I_{эп}$.

Для количественной оценки составляющих полного тока эмиттерного перехода вводят параметр – коэффициент инжекции или эффективность эмиттерного перехода

$$\gamma = \frac{I_{\text{эн}}}{I_{\text{эн}} + I_{\text{эп}}}, \quad (3.1)$$

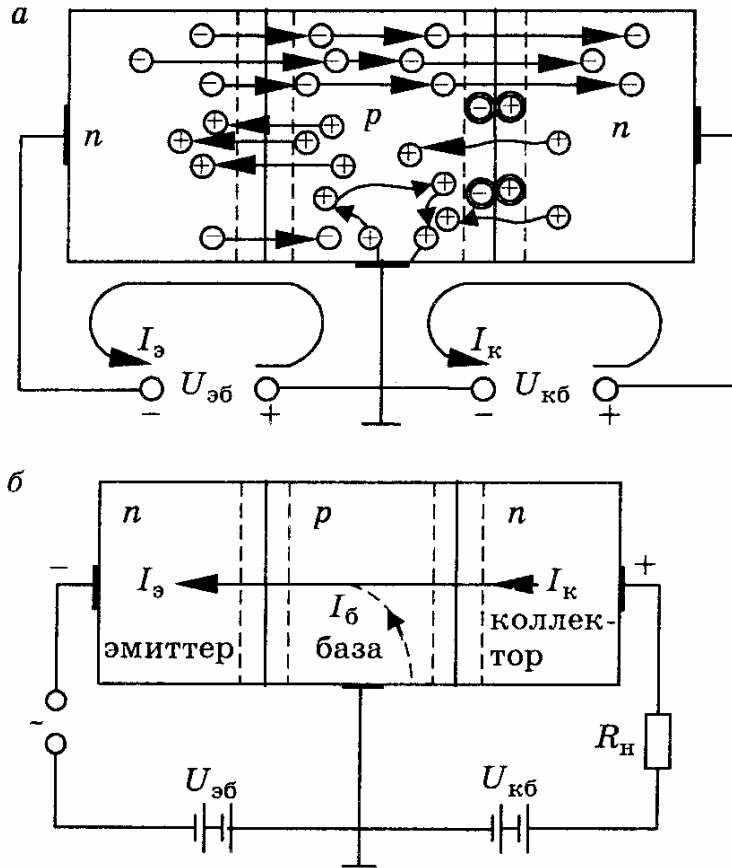


Рис.3.3. Распределение стационарного потока носителей заряда в активном режиме (а) и схема включения транзистора (б)

который показывает, какую долю от общего тока эмиттера составляет ток инжектированных в базу носителей заряда (в данном случае электронов). На практике коэффициент инжекции оказывается близким к единице $\gamma = 0,98 \dots 0,995$. Дырки, инжектированные из области базы в область эмиттера, полностью рекомбинируют. В дальнейшем этот процесс не рассматривается, поскольку инжекция электронов из эмиттера в базу является доминирующей.

Электроны, инжектированные в базу, создают в базе вблизи p–n перехода неравновесную концентрацию носителей, которая нарушает электронейтральность области базы. Для сохранения

электронейтральности базы из внешней цепи от источника питания $U_{\text{эб}}$ дырки через вывод базы устремляются к эмиттерному переходу, создавая ток $I_{\text{б}}'$. Таким образом входная цепь эмиттер–база оказывается замкнутой, во внешней цепи протекает входной ток, ток эмиттера $I_{\text{э}}$. Часть подошедших дырок к эмиттерному переходу рекомбинирует с инжектированными электронами, а вследствие разности концентрации (в диффузионных транзисторах) и разности концентраций и наличия внутреннего электрического поля (в дрейфовых) электроны и дырки движутся вглубь базы к коллекторному переходу. Так как ширина базы значительно меньше диффузионной длины электронов, то большинство инжектированных электронов не успевает рекомбинировать. Электроны,

подошедшие к обратносмещенному коллекторному переходу, попадают в ускоряющее поле $U_{кб}$, экстрагируют (втягиваются) в коллектор, создавая ток коллектора $I_{кп}$, а подошедшие дырки отталкиваются полем коллекторного перехода и возвращаются к базовому выводу. Таким образом выходная цепь – коллектор–база оказывается замкнутой и в ней протекает ток I_k .

Процесс переноса неосновных носителей через базу характеризуется коэффициентом переноса

$$\varepsilon = \frac{I_{кп}}{I_{эн}}, \quad (3.2)$$

величина которого зависит от ширины базы, диффузионной длины носителей и близка к единице $\varepsilon=0,988\dots 0,995$.

Экстракция электронов может сопровождаться ударной ионизацией атомов полупроводника и лавинным умножением носителей заряда в коллекторном переходе. Процесс умножения носителей в коллекторном переходе оценивается коэффициентом лавинного умножения

$$M = \frac{I'_k}{I_{кп}}. \quad (3.3)$$

В связи с этим, ток коллектора, вызванный инжекцией основных носителей заряда через эмиттерный переход, равен

$$I_{к\text{ упр}} = \gamma \varepsilon M I_{э}, \quad (3.4)$$

где $h_{21б} = \gamma \varepsilon M$ – статический коэффициент передачи тока эмиттера.

Кроме управляемого тока коллектора, который зависит от количества носителей, инжектированных из эмиттера в базу и экстрагированных из базы в коллектор с учетом коэффициента лавинного размножения, протекает обратный неуправляемый ток $I_{кбо}$.

Причина появления этого тока обусловлена дрейфом неосновных носителей базы и коллектора к обратносмещенному коллекторному переходу и их экстракцией через переход. Этот ток имеет такую же природу, как и обратный ток полупроводникового диода. Поэтому его называют обратным током коллекторного перехода.

Таким образом принцип действия транзистора основан на следующих физических процессах:

1. Инжекция носителей через прямосмещенный эмиттерный переход.
2. Рекомбинация и диффузионный перенос носителей через область базы от эмиттерного к коллекторному переходу.
3. Экстракция носителей через обратносмещенный коллекторный переход.

3.3. Токи в транзисторе

Согласно рис. 3.3 ток эмиттера $I_э$ имеет две составляющие: электронную $I_{эн}$ и дырочную $I_{эп}$

$$I_э = I_{эн} + I_{эп}. \quad (3.5)$$

Обратный ток коллектора в цепи базы противоположен току рекомбинации

$$I_б = I_{б\text{рек}} - I_{кбо}; \quad I_б = (1 - h_{21б})I_э - I_{кбо}. \quad (3.6)$$

Ток коллектора имеет две составляющие: управляемый ток $I_{к\text{упр}}$ и обратный ток $I_{кбо}$

$$I_к = h_{21б}I_э + I_{кбо}. \quad (3.7)$$

С учетом уравнений (3.5) – (3.7) получаем

$$I_э = I_б + I_к. \quad (3.8)$$

Это выражение устанавливает связь между токами транзистора. Оно справедливо для любой схемы включения и удовлетворяет первому закону Кирхгофа.

В активном режиме токи коллектора и эмиттера почти равны, а ток базы равен их разности. Коллекторный ток практически не зависит от напряжения на коллекторном переходе. Даже поля контактной разности потенциалов достаточно для экстракции всех электронов, достигших коллекторного перехода.

Поэтому дифференциальное сопротивление коллекторного перехода $r_к = \frac{dU_{кб}}{dI_к}$

очень велико (переход включен в обратном направлении). В цепь коллектора можно включать нагрузку с достаточно большим сопротивлением $R_н$, практически не изменяя ток коллектора (рис. 3.3,б). Дифференциальное сопротивление прямосмещенного эмиттерного перехода $r_э = \frac{dU_{эб}}{dI_э}$ очень мало $r_э \ll r_к$.

При изменении входного (эмиттерного) тока на $\Delta I_э$, практически на такую же величину возрастает коллекторный ток. Однако изменение потребляемой мощности в цепи эмиттера $\Delta P_{вх} = \Delta I_э^2 r_э$ значительно меньше изменения мощности в выходной цепи $\Delta P_{вых} = \Delta I_к^2 R_н \approx \Delta I_э^2 R_н$, т.е. транзистор способен управлять большой мощностью в коллекторной цепи при небольших затратах мощности в эмиттерной цепи.

3.4. Статические характеристики

Статические характеристики транзистора устанавливают функциональную связь между токами и напряжениями транзистора. На практике наибольшее распространение получили статические характеристики, в которых в каче-

стве независимых переменных приняты входной ток и выходное напряжение, и они описываются следующей системой уравнений:

$$\begin{aligned} U_{\text{ВХ}} &= f(I_{\text{ВХ}}, U_{\text{ВЫХ}}), \\ I_{\text{ВЫХ}} &= f(I_{\text{ВХ}}, U_{\text{ВЫХ}}). \end{aligned} \quad (3.9)$$

Основными характеристиками этой системы уравнений являются

- а) входная $U_{\text{ВХ}} = f(I_{\text{ВХ}})$ при $U_{\text{ВЫХ}} = \text{const}$;
- б) выходная $I_{\text{ВЫХ}} = f(U_{\text{ВЫХ}})$ при $I_{\text{ВХ}} = \text{const}$.

Вспомогательные характеристики являются следствием входных и выходных:

- в) характеристика прямой передачи $I_{\text{ВЫХ}} = f(I_{\text{ВХ}})$ при $U_{\text{ВЫХ}} = \text{const}$;
- г) характеристика обратной связи $U_{\text{ВХ}} = f(U_{\text{ВЫХ}})$ при $I_{\text{ВХ}} = \text{const}$.

3.4.1. Статические характеристики в схеме с ОБ

ВХОДНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

На рис. 3.4 представлена схема включения транзистора с общей базой. Семейство входных характеристик $U_{\text{эб}} = f(I_{\text{э}})$ при $U_{\text{кб}} = \text{const}$ представлены на рис. 3.5 и выражает зависимость входного напряжения от входного тока.

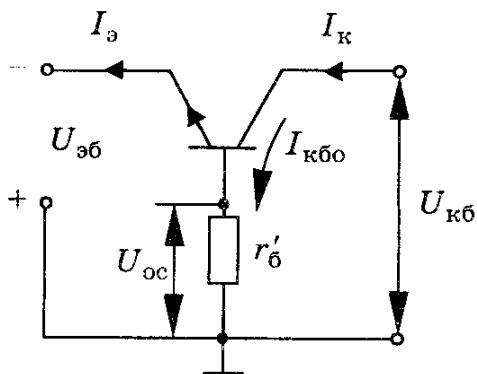


Рис.3.4. Включение транзистора в схеме с общей базой в активном режиме

При $U_{\text{кб}} = 0$ входная характеристика представляет собой прямую ветвь вольт-амперной характеристики прямосмещенного эмиттерного перехода и может быть описана уравнением

$$I_{\text{э}} = I_{\text{эб0}} \left(e^{\frac{qU_{\text{эб}}}{kT}} - 1 \right). \quad (3.10)$$

При увеличении по абсолютной величине напряжения на коллекторе входная характеристика смещается в область больших токов, за счет уменьшения ширины базы (эффект Эрли) и увеличения градиента концентрации неосновных носителей в ней.

Это приводит к уменьшению рекомбинации носителей в базе и возрастанию тока эмиттера при неизменном напряжении $U_{\text{эб}}$. То, что коллекторное напряжение влияет на входную характеристику, свидетельствует о наличии в транзисторе внутренней обратной связи. Это вызвано следующими причинами:

1) увеличение абсолютной величины коллекторного напряжения уменьшает ширину базы (эффект Эрли) и рекомбинацию носителей в ней. При неизменном напряжении на эмиттерном переходе происходит увеличение градиента концентрации неосновных носителей в базе, увеличивается коэффициент переноса, что и обуславливает увеличение тока эмиттера;

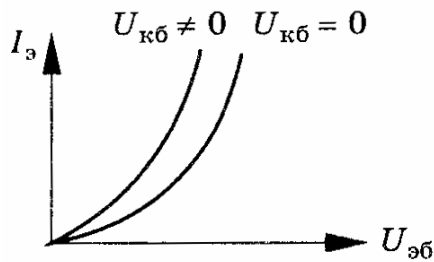


Рис.3.5. Семейство статических входных характеристик в схеме с ОБ

2) внутренняя обратная связь возникает за счет падения напряжения на распределенном сопротивлении базы при протекании $I_{кб0}$, что приводит к увеличению результирующего напряжения на эмиттерном переходе.

ВЫХОДНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Семейство выходных характеристик $I_k = f(U_{кб})$ при $I_э = \text{const}$ представлены на рис. 3.6 и выражают зависимость выходного тока

от выходного напряжения

$$I_k = h_{216} I_э - I_{кб0} (e^{\frac{qU_{кб}}{kT}} - 1). \quad (3.11)$$

Если $I_э = 0$, то выходная характеристика представляет собой характеристику обратного-смещенного коллекторного перехода. Транзистор работает в режиме отсечки в области, расположенной ниже данной характеристики.

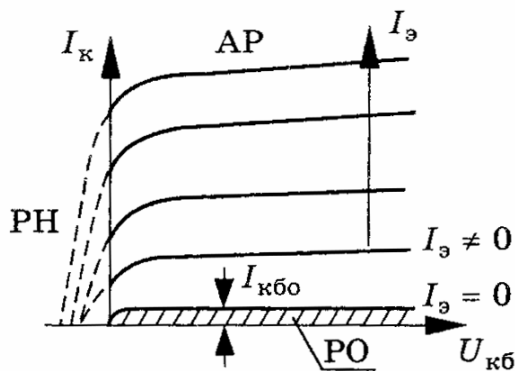


Рис.3.6. Семейство статических выходных характеристик в схеме с ОБ

Если во входной цепи эмиттера задан ток $I_э$, то при $U_{кб} = 0$ в коллекторной цепи протекает ток $I_k = h_{216} I_э$, т.е. поля контактной разности потенциалов коллекторного перехода достаточно для экстракции носителей из базы в коллектор. С увеличением абсолютного значения $U_{кб}$ ток I_k несколько возрастает за счет появления обратного тока $I_{кб0}$, а также некоторого увеличения коэффициента переноса, вызванного уменьшением толщины базы.

При подаче на коллектор прямого напряжения появляется прямой ток коллектора, направленный навстречу току $h_{216} I_э$. Результирующий ток в цепи коллектора уменьшается, транзистор работает в режиме насыщения.

ХАРАКТЕРИСТИКИ ПРЯМОЙ ПЕРЕДАЧИ

Семейство характеристик прямой передачи $I_k = f(I_э)$ при $U_{кб} = \text{const}$ представлено на рис. 3.7 и описывается зависимостью

$$I_k = h_{216} I_э - I_{кб0} (e^{\frac{qU_{кб0}}{kT}} - 1). \quad (3.12)$$

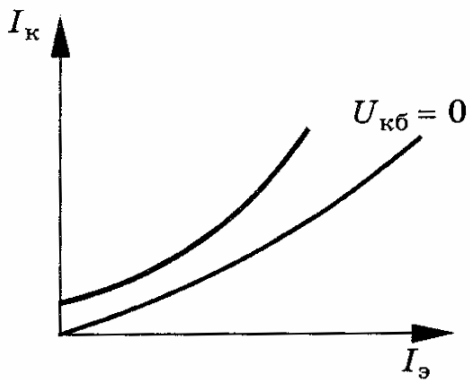


Рис.3.7. Семейство статических характеристик прямой передачи в схеме с ОБ

При $U_{КБ} = 0$, $I_{КБ0} = 0$ характеристика передачи выходит из начала координат, и в первом приближении ее можно считать прямой линией. С ростом $I_Э$ коэффициент передачи тока эмиттера $h_{21Б}$ становится нелинейным.

С увеличением напряжения на коллекторе характеристика сдвигается вверх, что обусловлено уменьшением рекомбинации носителей в базе за счет уменьшения ее ширины (эффект Эрли). Характеристики прямой передачи можно построить, используя семейство выходных характеристик.

ХАРАКТЕРИСТИКИ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

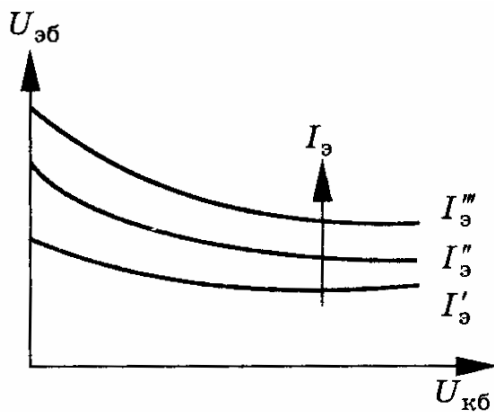


Рис.3.8. Семейство статических характеристик обратной связи в схеме с ОБ

Семейство статических характеристик обратной связи транзистора, характеризующее зависимость $U_{ЭБ} = f(U_{КБ})$ при $I_Э = \text{const}$, представлено на рис. 3.8.

Характеристика обратной связи имеет отрицательный наклон, что связано с уменьшением ширины базы и тока рекомбинации, а также с ростом градиента концентрации носителей тока эмиттера при увеличении абсолютного значения напряжения $U_{КБ}$. Так как характеристика снимается при постоянном токе эмиттера, то необходимо уменьшать инжекцию

носителей из эмиттера в базу посредством снижения $U_{ЭБ}$. Характеристики обратной связи можно построить, используя семейство входных характеристик.

3.5. Статические характеристики транзистора в схеме с ОЭ

На рис. 3.9 представлена схема включения транзистора в схеме с ОЭ. Семейство входных характеристик $U_{БЭ} = f(I_Б)$ при $U_{КЭ} = \text{const}$ представлена на рис. 3.10.

При отсутствии внешнего напряжения $U_{КЭ} = 0$ входная характеристика представляет собой вольт-амперную характеристику двух параллельно вклю-

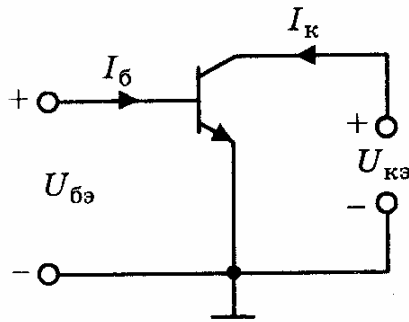


Рис.3.9. Включение транзистора в схеме с общим эмиттером

ченных р-п переходов (рис. 3.10,б). Это соответствует режиму насыщения транзистора. Положительное напряжение, приложенное к коллекторному переходу, создает в коллекторной цепи прямой ток, который по направлению противоположен обычному току коллектора ($I_{кпр} = -I_к$). Поэтому ток базы представляет собой сумму $I_б = I_э - I_к = I_э + I_{кпр}$.

При увеличении напряжения $U_{кэ}$ коллекторный переход включается в обратном направлении, и транзистор переходит в активный режим работы. В цепи базы протекает ток $I_б = I_{б рек} - I_{кбо} = (1 - h_{21б})I_э - I_{кбо}$. При $U_{бэ} = 0$ ток $I_э = 0$, и в цепи базы протекает ток $I_б = -I_{кбо}$. Увеличение $U_{бэ}$ приводит к росту рекомбинации носителей в базе, и при некотором напряжении $U_{бэ}$ ток базы становится равным нулю $I_б = 0$, а характеристика смещается в сторону оси напряжений.

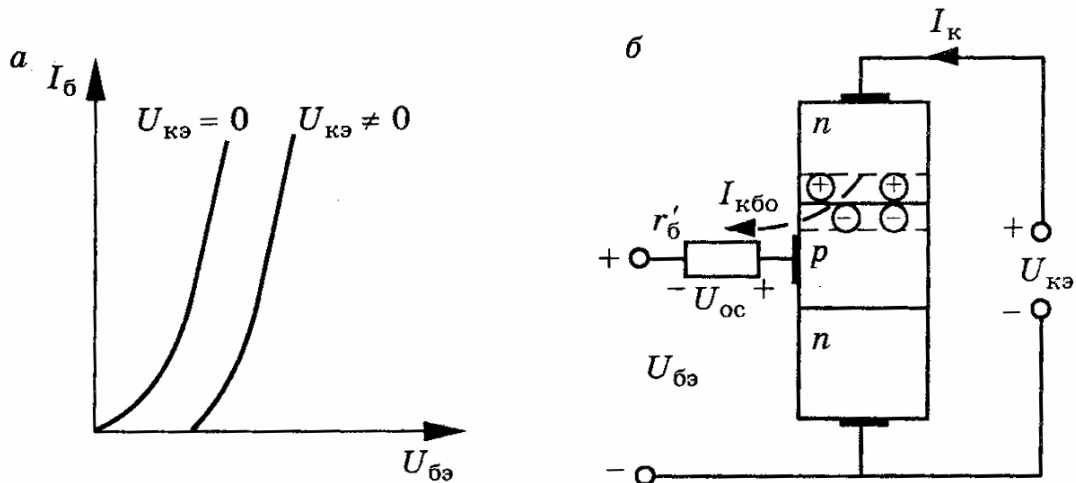


Рис.3.10. Семейство статических входных характеристик в схеме с ОЭ (а) и схема включения транзистора с ОЭ (б)

Выходные характеристики транзистора в схеме с общим эмиттером представлены на рис. 3.11 и выражают зависимость $I_к = f(U_{кэ})$ при $I_б = \text{const}$.

В схемах с ОЭ и ОК управляющим является входной ток – ток базы $I_б$, поэтому в этих схемах удобнее пользоваться коэффициентом передачи тока базы $h_{21э}$.

Установим связь между током базы и током коллектора исходя из условий $I_э = I_б + I_к$ и $I_к = h_{21б}I_э + I_{кбо}$. Тогда

$$I_к = h_{21б}(I_б + I_к) + I_{кбо},$$

$$I_к = \frac{h_{21б}}{1 - h_{21б}} I_б + \frac{I_{кбо}}{1 - h_{21б}}. \quad (3.13)$$

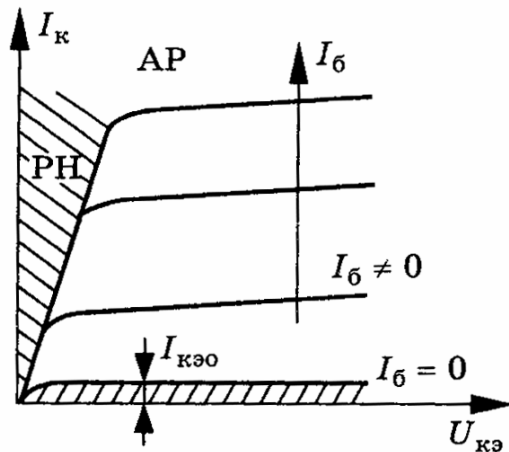


Рис.3.11. Семейство статических выходных характеристик в схеме с ОЭ

Обозначив $\frac{h_{21б}}{1 - h_{21б}} = h_{21э} \gg 1$,

$$\frac{I_{кб0}}{1 - h_{21б}} = I_{кэ0} = (h_{21э} + 1)I_{кб0}, \text{ уравнение}$$

(3.13) представим в виде

$$I_K = h_{21э}I_Б + (h_{21э} + 1)I_{кб0}, \quad (3.14)$$

где $h_{21э}I_Б$ — управляемая составляющая тока коллектора, зависящая от входного тока;

$I_{кэ0} = (1 + h_{21э})I_{кб0}$ — неуправляемая составляющая тока коллектора.

Параметр $h_{21э}$ называют статическим коэффициентом передачи тока базы, величина которого составля-

ет десятки — сотни раз.

При токе базы, равном нулю, в коллекторной цепи протекает обратный ток, величина которого равна $I_{кэ0}$, и выходная характеристика представляет собой характеристику обратно-смещенного перехода. Транзистор работает в режиме отсечки в области, расположенной ниже данной характеристики.

При наличии входного тока базы и небольшого напряжения $|U_{кэ}| < |U_{бэ}|$, коллекторный переход открыт и транзистор работает в режиме насыщения, ток коллектора резко возрастает, что соответствует крутому восходящему участку выходных характеристик.

Если $|U_{кэ}| > |U_{бэ}|$ транзистор из режима насыщения переходит в активный режим. Рост коллекторного тока замедляется, характеристика идет более полого. Небольшой рост I_K на пологом участке обусловлен:

1. Уменьшением ширины базы и тока базы $I_Б$ (уменьшается рекомбинация носителей в базе) при увеличении $U_{кэ}$. А для поддержания постоянного значения тока базы необходимо увеличивать $U_{бэ}$, что приводит к росту токов эмиттера и коллектора.

2. Увеличением напряжения на коллекторном переходе, что приводит к росту ударной ионизации в коллекторном переходе, и возрастанию тока коллектора. При больших значениях $U_{кэ}$ возможен электрический пробой р-п перехода.

Характеристики прямой передачи представлены на рис. 3.12 и выражают зависимость $I_K = f(I_Б)$ при $U_{кб} = \text{const}$ и описываются зависимостью $I_K = h_{21э}I_Б + (\beta + 1)I_{кб0}$.

Отклонение их от прямой линии определяется нелинейностью изменения коэффициента передачи тока базы $h_{21б}$ от режима работы транзистора. При на-

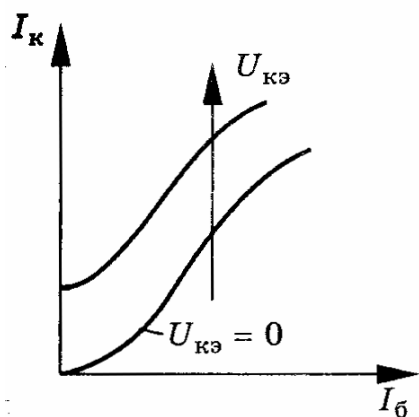


Рис.3.12. Семейство статических характеристик прямой передачи в схеме с ОЭ

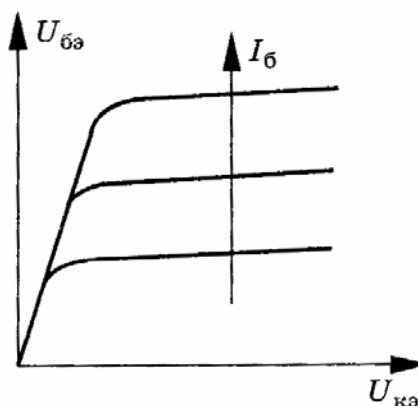


Рис.3.13. Семейство статических характеристик обратной связи в схеме с ОЭ

пряжении на коллекторе, отличном от нуля, характеристики прямой передачи сдвинуты по оси ординат на величину $I_{кэ0}$. Эти характеристики можно построить из семейства выходных характеристик.

Характеристики обратной связи представлены на рис. 3.13 и выражают зависимость $U_{бэ} = f(U_{кэ})$ при $I_б = \text{const}$.

При небольших напряжениях $U_{кэ}$ характеристики имеют восходящий участок, соответствующий режиму насыщения транзистора. Пологий участок характеристик обратной связи соответствует активному режиму работы транзистора. Эти характеристики получаются простым графическим перестроением семейства входных характеристик.

3.6. Малосигнальные параметры

Дифференциальные параметры транзистора

При работе транзистора в устройствах радиоэлектронной аппаратуры на его электроды, кроме постоянного напряжения питания, подаются изменяющиеся во времени напряжения, во входной и выходной цепях протекают переменные токи. Величины, связывающие малые приращения токов и напряжений на электродах активного элемента, называют дифференциальными параметрами. Поэтому транзистор в активном режиме работы описывается дифференциальными параметрами, которые часто называют малосигнальными. Малыми сигналами считают такие сигналы, увеличение амплитуды которых в два раза не приводит к изменению исследуемого параметра, характеристику можно считать линейной, а сам транзистор – линейным четырехполюсником (рис. 3.14). При этом два внешних вывода четырехполюсника считают входными, соответ-

ствующие им комплексные амплитуды тока и напряжения обозначают $\dot{I}_1$ и $\dot{U}_1$. Два других вывода являются выходными, соответствующие им ток и напряжение обозначают $\dot{I}_2$ и $\dot{U}_2$. За положительное принимают направление токов, втекающих в четырехполюсник.

Сопоставляя рис. 3.14,а,б,в можно установить связь напряжений и токов четырехполюсников с напряжениями и токами транзистора для любой схемы включения. Например, для схемы с ОБ: $\dot{U}_1 = -\dot{U}_{эб}$; $\dot{I}_1 = -\dot{I}_э$; $\dot{U}_2 = \dot{U}_{кб}$; $\dot{I}_2 = \dot{I}_к$.

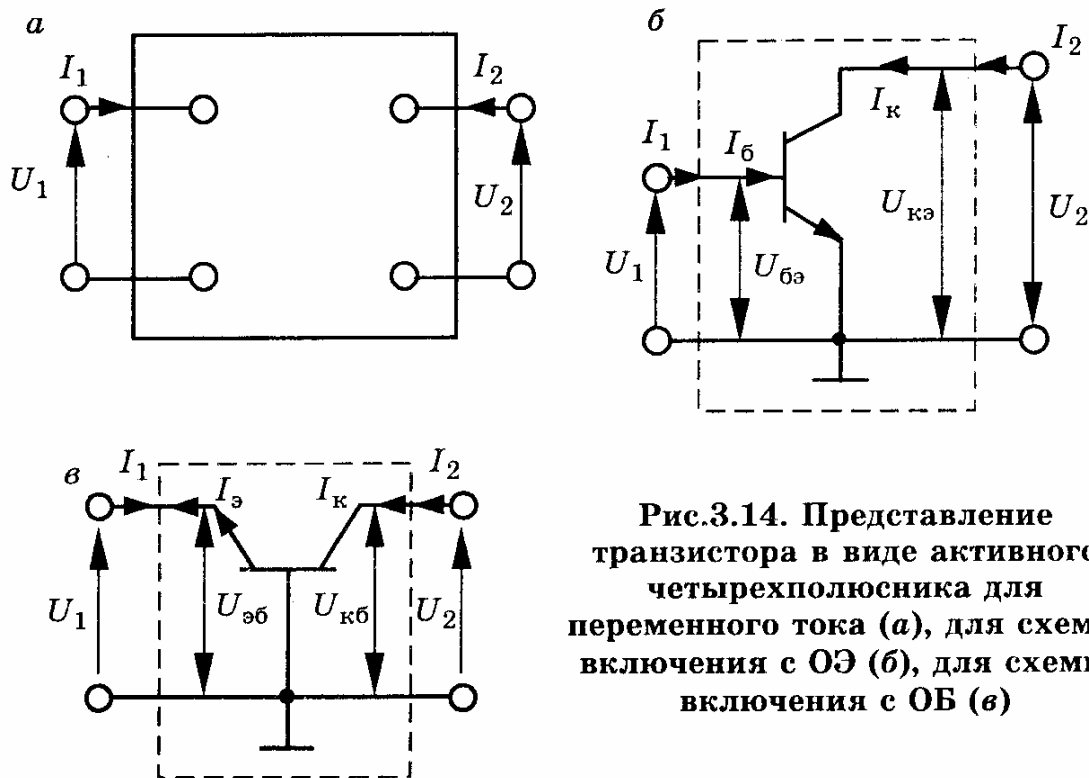


Рис.3.14. Представление транзистора в виде активного четырехполюсника для переменного тока (а), для схемы включения с ОЭ (б), для схемы включения с ОБ (в)

Взаимосвязь между входными и выходными напряжениями и токами линейного четырехполюсника выражается с помощью шести систем уравнений, а практическое применение имеют три системы параметров.

Система Z-параметров.

В системе Z-параметров напряжения на входе и выходе четырехполюсника являются функциями токов

$$\dot{U}_1 = \dot{Z}_{11}\dot{I}_1 + \dot{Z}_{12}\dot{I}_2, \quad (3.15)$$

$$\dot{U}_2 = \dot{Z}_{21}\dot{I}_1 + \dot{Z}_{22}\dot{I}_2,$$

где $\dot{Z}_{11} = \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1} \Big|_{\dot{I}_2=0}$ – входное сопротивление транзистора;

$\dot{Z}_{12} = \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_2} \Big|_{\dot{I}_1=0}$ – сопротивление обратной передачи транзистора;

$Z_{21} = \frac{\dot{U}_2}{I_1} \Big|_{I_2=0}$ – сопротивление прямой передачи транзистора;

$Z_{22} = \frac{\dot{U}_2}{I_2} \Big|_{I_1=0}$ – выходное сопротивление.

Величина параметров транзистора зависит от схемы его включения, поэтому в рассматриваемых системах в обозначении параметра имеются индексы б, э, к, указывающие на схему включения.

Для измерения Z -параметров необходимо осуществить режим холостого хода (ХХ) во входной и выходной цепях. Для получения режима холостого хода в цепь включают сопротивление, значительно большее, чем соответствующее сопротивление входа или выхода четырехполюсника. На практике удобнее использовать низковольтные источники питания транзисторов, а напряжение на электроды подавать через индуктивности.

Осуществить режим холостого хода во входной цепи транзистора не представляет большого труда, так как сопротивление открытого эмиттерного перехода мало. Выходная цепь четырехполюсника имеет большое сопротивление (коллекторный переход закрыт), поэтому осуществить режим холостого хода здесь затруднительно. Поэтому определить экспериментально Z -параметры транзистора трудно.

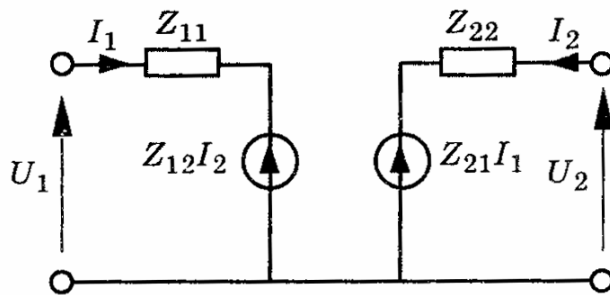


Рис.3.15. Схема замещения транзистора в системе Z -параметров

На рис. 3.15 представлена схема замещения транзистора с использованием Z -параметров, полученная на основании уравнения (3.15). Генератор напряжения $Z_{11}I_2$ отражает обратную связь в транзисторе, а генератор $Z_{21}I_1$ – влияние входного тока на выходное напряжение.

Система Y -параметров

В системе Y -параметров токи на входе и выходе четырехполюсника являются функциями напряжений

$$\begin{aligned} I_1 &= Y_{11}\dot{U}_1 + Y_{12}\dot{U}_2 \\ I_2 &= Y_{21}\dot{U}_1 + Y_{22}\dot{U}_2 \end{aligned} \quad (3.16)$$

где $Y_{11} = \frac{I_1}{U_1} \Big|_{U_2=0}$ – входная проводимость;

$Y_{12} = \frac{I_1}{U_2} \Big|_{U_1=0}$ – проводимость обратной передачи;

$$Y_{21} = \frac{I_2}{U_1} \Big|_{U_2=0} - \text{проводимость прямой передачи};$$

$$Y_{22} = \frac{I_2}{U_2} \Big|_{U_1=0} - \text{выходная проводимость}.$$

Y-параметры имеют размерность проводимости и определяются в режиме короткого замыкания (КЗ) на входе и выходе транзистора. Режим короткого замыкания обеспечивается шунтированием цепи сопротивлением, значительно меньшим внутреннего сопротивления соответствующей цепи. Такое шунтирование обеспечивается емкостью.

Режим короткого замыкания легко осуществляется в выходной цепи транзистора, включением емкости параллельно. На входе трудно осуществить режим короткого замыкания из-за низкого входного сопротивления транзистора.

Однако система Y-параметров используется для описания высокочастотных свойств транзистора, поскольку режим короткого замыкания на высоких частотах реализуется более просто.

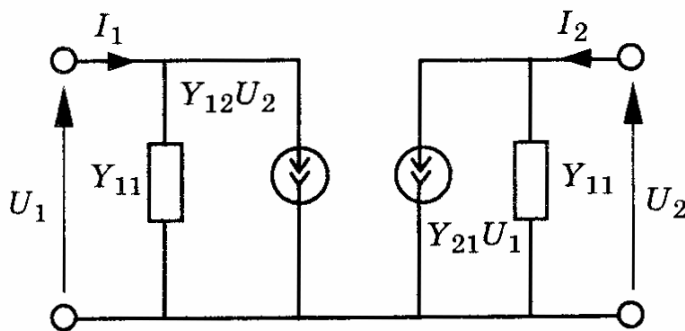


Рис.3.16. Схема замещения транзисторов в системе Y-параметров

На рис. 3.16 представлена схема замещения транзистора с использованием Y-параметров, которая получена на основе уравнения (3.16). Генератор тока $\dot{Y}_{12}\dot{U}_2$ отражает наличие обратной связи в транзисторе, а генератор $\dot{Y}_{21}\dot{U}_1$ — влияние входного напряжения на выходной ток.

Система H-параметров

В качестве независимых переменных в системе H-параметров приняты входной ток $\dot{I}_1$ и выходное напряжение $\dot{U}_2$

$$\dot{U}_1 = \dot{H}_{11}\dot{I}_1 + \dot{H}_{12}\dot{U}_2, \quad (3.17)$$

$$\dot{I}_2 = \dot{H}_{21}\dot{I}_1 + \dot{H}_{22}\dot{U}_2.$$

Физический смысл H-параметров следующий:

$$\dot{H}_{11} = \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1} \Big|_{\dot{U}_2=0} - \text{входное сопротивление в режиме короткого замыкания}$$

для переменной составляющей тока по выходу;

$$\dot{H}_{12} = \frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2} \Big|_{\dot{I}_1=0} - \text{коэффициент обратной связи по напряжению в режиме}$$

холостого хода во входной цепи;

$$H_{21} = \frac{I_2}{I_1} \Big|_{U_2=0} - \text{коэффициент передачи (усиления) тока в режиме короткого замыкания по выходу};$$

кого замыкания по выходу;

$$H_{22} = \frac{I_2}{U_2} \Big|_{I_1=0} - \text{выходная проводимость в режиме холостого хода во входной цепи.}$$

входной цепи.

Преимущество H-параметров состоит в удобстве их экспериментального определения в режимах близких к режимам работы транзисторов в практических схемах.

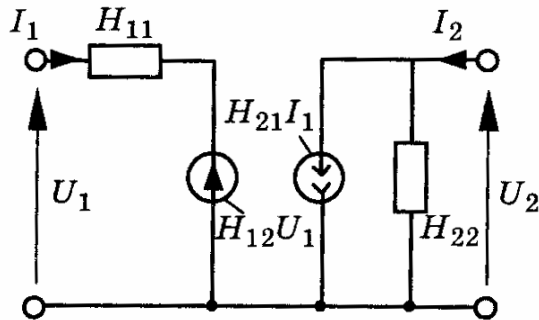


Рис.3.17. Схема замещения транзисторов в системе H-параметров

Для реализации режима холостого хода на входе и короткого замыкания на выходе достаточно включить большую индуктивность на входе транзистора и большую емкость на выходе, не изменяя при этом выбранного режима работы по постоянному току.

Эквивалентная схема транзистора, описанная системой H-параметров приведена на рис. 3.17.

Определение H-параметров по статическим характеристикам

На низких частотах реактивные элементы транзистора практически не оказывают влияния на его работу, поэтому все параметры становятся вещественными величинами: Z-параметры переходят в g-параметры, Y-параметры в u-параметры и H- в h-параметры.

Приближенные значения h-параметров определяют графоаналитическим способом по входным и выходным статическим характеристикам. При определении h-параметров необходимо не менее двух характеристик каждого семейства. Параметры рассчитываются вблизи рабочей точки транзистора по линейным (конечным) приращениям токов и напряжений.

В результате таких замен уравнения в системе h-параметров имеют вид

$$\Delta U_1 = h_{11} \Delta I_1 + h_{12} \Delta U_2;$$

$$\Delta I_2 = h_{21} \Delta I_1 + h_{22} \Delta U_2.$$

Параметры h_{11} и h_{12} определяются по входным характеристикам (рис. 3.18). Для этого на семействе входных характеристик (например, для схемы с ОЭ) в рабочей точке А строят треугольник, отложив прямые, параллельные осям абсцисс и ординат, до пересечения со второй характеристикой.

Из полученного характеристического треугольника ABC находим все величины необходимые для определения h_{11} и h_{12} .

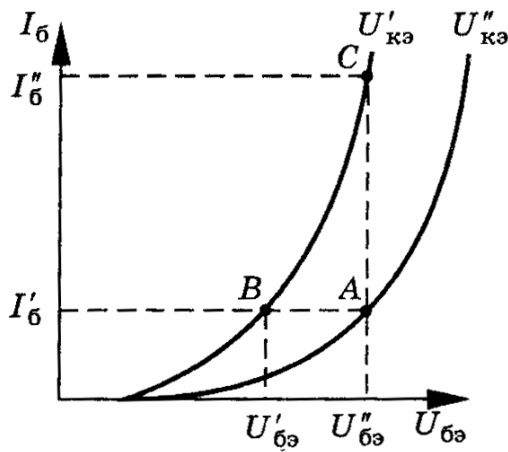


Рис.3.18. Определение h -параметров по входным характеристикам

$$h_{11э} = \frac{\Delta U_{бэ}}{\Delta I_6} = \frac{U''_{бэ} - U'_{бэ}}{I''_6 - I'_6},$$

$$h_{12э} = \frac{\Delta U_{бэ}}{\Delta U_{кэ}} = \frac{U''_{бэ} - U'_{бэ}}{U''_{кэ} - U'_{кэ}}.$$

Параметры h_{21} и h_{22} определяются по выходным характеристикам (рис. 3.19). Проведя через точку A' вертикальную прямую до пересечения с соседней характеристикой получаем точку B' . Затем выбираем в окрестности точки A' точку C' , лежащую на той же характеристике так, чтобы в пределах отрезка $A'C'$ характеристика была линейна. Тогда

$$h_{21э} = \frac{\Delta I_{кэ}}{\Delta I_6} = \frac{I''_{кэ} - I'_{кэ}}{I''_6 - I'_6};$$

$$h_{22э} = \frac{\Delta I_{кэ}}{\Delta U_{кэ}} = \frac{I''_{кэ} - I'_{кэ}}{U''_{кэ} - U'_{кэ}}.$$

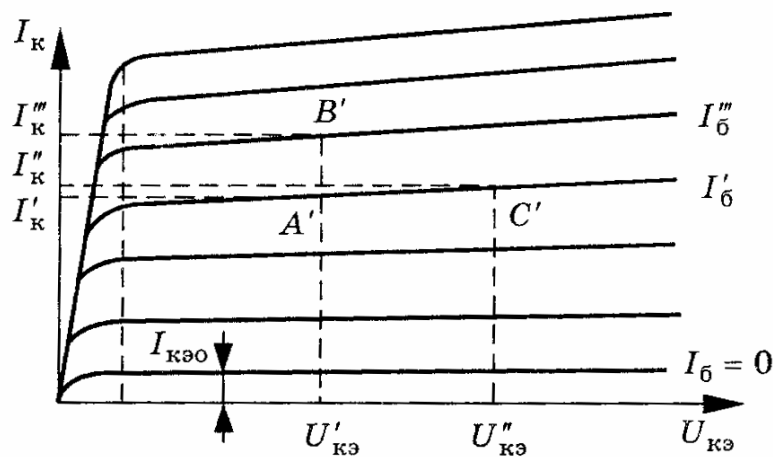


Рис.3.19. Определение h -параметров по выходным характеристикам

Аналогично определяются h -параметры для схемы с ОБ.

3.7. Малосигнальная модель транзистора

Представление транзистора в виде активного четырехполюсника для расчета схем имеет ряд недостатков:

- параметры четырехполюсника задаются в известной степени формально;
- каждый из параметров может отражать влияние сразу нескольких физических процессов.

Поэтому схемы замещения транзистора (рис. 3.14 – 3.17) в системах Z -, Y -, H - параметров называют формальными схемами замещения. Они неполностью отражают все физические процессы, происходящие в транзисторе.

На практике используются физические эквивалентные схемы замещения транзистора, учитывающие схему включения и частотный диапазон его работы. Каждый вывод физической схемы соответствует электроду транзистора, а в формальных эквивалентных схемах различают только входные и выходные зажимы, независимо от того, какими электродами транзистора они являются.

При работе в активном режиме и небольших изменениях напряжения на эмиттерном переходе транзистор можно представить с помощью линейной эквивалентной схемы, которую называют малосигнальной моделью транзистора.

Малосигнальными такие схемы называют потому, что значения напряжений и токов переменного сигнала обычно значительно меньше, чем значения постоянных токов и напряжений.

Широкое распространение получила T -образная малосигнальная модель транзистора (рис. 3.20), элементы которой достаточно полно отражают свойства реального транзистора на низких частотах.

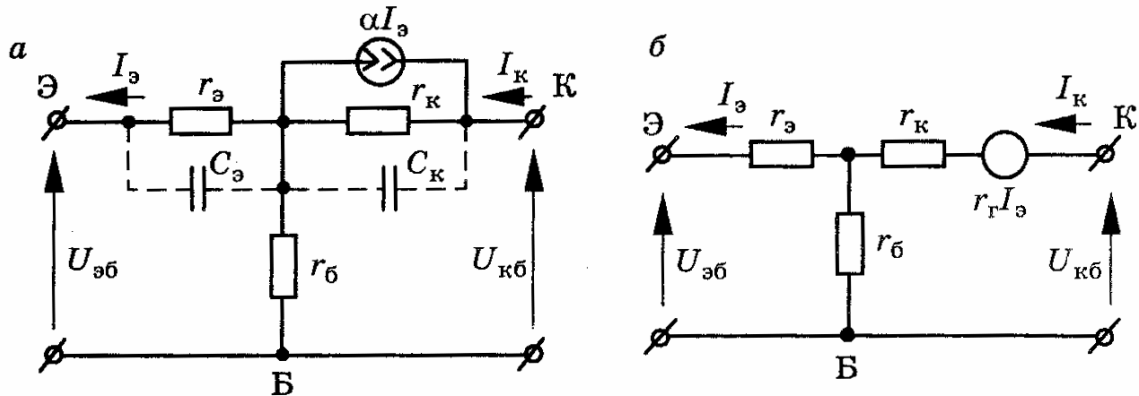


Рис.3.20. T -образная физическая эквивалентная схема транзистора с ОБ: с генератором тока (а), с генератором напряжения (б)

Параметры эквивалентной схемы $r_э$, $r_б$, $r_к$ отображают реальные сопротивления транзистора и определяются как отношения приращений напряжений в цепях транзистора к вызвавшим их приращениям токов (на низких частотах такие приращения играют роль переменных сигналов).

Согласно эквивалентной схемы (рис. 3.20) получаем:

$$r_э = \left. \frac{dU_{эб}}{dI_э} \right|_{I_к = \text{const}} - \left. \frac{dU_{эб}}{dI_к} \right|_{I_э = \text{const}}$$

и составляет единицы–десятки Ом,

$$r_к \cong \left. \frac{dU_{кб}}{dI_к} \right|_{I_э = \text{const}} \text{ и составляет сотни кОм.}$$

Сопротивление базы $r_б$ имеет две составляющие: распределенное сопротивление базы $r'_б$, диффузионное сопротивление $r''_б$. Распределенное сопротивление базы $r'_б$ представляет собой область базы, через которую происходит пе-

ренос носителей. С уменьшением толщины базы r'_b возрастает. Диффузионное сопротивление базы r''_b учитывает эффект Эрли, заключающийся во влиянии коллекторного напряжения на ширину базы за счет изменения ширины коллекторного перехода. Генератор тока в цепи коллектора отражает усилительные свойства транзистора. При этом значение тока генератора пропорционально току эмиттера, а с ростом частоты изменяются как амплитуда, так и фаза тока. Если для оценки усилительных свойств транзистора используется генератор напряжения (рис. 3.20,б), то сопротивление генератора $r_T = h_{216}r_K$.

Эмиттерный и коллекторный переходы обладают емкостными свойствами, поэтому в эквивалентных схемах необходимо учитывать $C_{\text{диф}}$ и $C_{\text{бар}}$. Так как эмиттерный переход в активном режиме смещен в прямом направлении r_3 шунтируется $C_{\text{э диф}}$. Учитывая, что r_3 очень мало, то влияние $C_{\text{э диф}}$ незначительно и на низких частотах им можно пренебречь. Обратно смещенный коллекторный переход обладает большим сопротивлением R_K , поэтому влияние $C_K = C_{\text{бар}}$ может сказываться и на низких частотах.

3.8. Моделирование транзистора

При анализе работы транзистора в режиме большого сигнала, когда сильно проявляются нелинейные свойства, применяют эквивалентную схему, предложенную Эберсом и Моллом в 1954 году. Задача моделирования состоит в определении связи между статическими характеристиками и физическими параметрами транзистора.

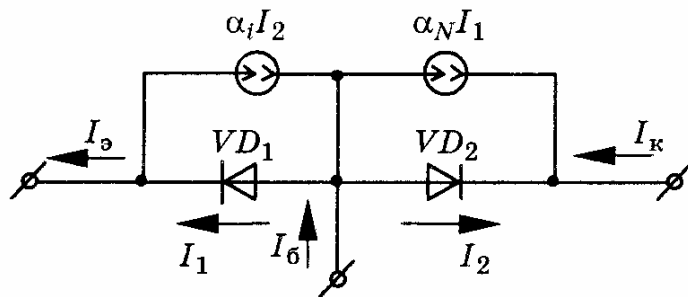


Рис.3.21. Нелинейная модель транзистора в режиме большого сигнала (модель Эберса — Молла)

Простейший вариант модели Эберса–Молла для n–p–n транзистора показан на рис. 3.21 и основан на интерпретации работы транзистора, как прибора, имеющего два взаимодействующих p–n перехода.

Диод VD_1 моделирует свойства эмиттерного перехода, а диод VD_2 – коллекторного.

Источники тока $\alpha_n I_1$ и $\alpha_i I_2$ характеризуют соответственно передачу тока эмиттерного перехода в коллектор при нормальном включении и тока коллекторного перехода в эмиттер при инверсном включении транзистора.

Таким образом, токи эмиттера и коллектора связаны с внутренними токами соотношениями

$$I_э = -I_1 + \alpha_i I_2 ; I_к = \alpha_n I_1 - I_2 . \quad (3.18)$$

Эмиттерный и коллекторный р–п переходы транзистора аналогичны р–п переходу диода. Если к одному из р–п переходов приложить напряжение, а выводы другого р–п перехода замкнуть между собой накоротко, то ток, протекающий через данный р–п переход, увеличится из-за изменения распределения носителей заряда в базе. Тогда токи через переходы запишутся так:

$$I_1 = I_{\text{эбк}} \left(e^{\frac{qU_{\text{эб}}}{kT}} - 1 \right); I_2 = I_{\text{кбэ}} \left(e^{\frac{qU_{\text{бк}}}{kT}} - 1 \right), \quad (3.19)$$

где $I_{\text{эбк}}$ – тепловой ток эмиттерного перехода, измеренный при замкнутых накоротко выводах базы и коллектора;

$I_{\text{кбэ}}$ – тепловой ток коллекторного перехода, измеренный при замкнутых накоротко выводах базы и эмиттера

Необходимо помнить, что $I_{\text{эбк}}$, $I_{\text{кбэ}}$ – это тепловые токи, а не обратные токи переходов.

Положительными считаются токи I_1 , I_2 и напряжения $U_{\text{бэ}}$, $U_{\text{бк}}$, соответствующие прямым включениям переходов.

В простейшей модели диоды VD_1 и VD_2 отображают инжекцию (экстракцию) носителей через эмиттерный и коллекторный переходы. Связь между тепловыми токами р–п переходов $I_{\text{эбо}}$, $I_{\text{кбо}}$, включенными раздельно, и тепловыми токами $I_{\text{эбк}}$ и $I_{\text{кбэ}}$ получим из (3.18) и (3.19).

Допустим, что $I_{\text{э}} = 0$, $I_1 = \alpha_i I_2$ и при $|U_{\text{кб}}| < \phi_T$ $I_2 = -I_{\text{кбэ}}$ получим

$$I_{\text{кбэ}} = \frac{I_{\text{кбо}}}{1 - \alpha_i \alpha_n}; I_{\text{эбк}} = \frac{I_{\text{эбо}}}{1 - \alpha_i \alpha_n}. \quad (3.20)$$

Тогда токи $I_{\text{к}}$ и $I_{\text{э}}$ запишутся в следующем виде

$$I_{\text{э}} = -\frac{I_{\text{эбо}}}{1 - \alpha_i \alpha_n} \left(e^{\frac{qU_{\text{эб}}}{kT}} - 1 \right) + \frac{\alpha_i I_{\text{кбо}}}{1 - \alpha_i \alpha_n} \left(e^{\frac{qU_{\text{бк}}}{kT}} - 1 \right); \quad (3.21)$$

$$I_{\text{к}} = \frac{\alpha_n I_{\text{эбо}}}{1 - \alpha_i \alpha_n} \left(e^{\frac{qU_{\text{эб}}}{kT}} - 1 \right) - \frac{I_{\text{кбо}}}{1 - \alpha_i \alpha_n} \left(e^{\frac{qU_{\text{кб}}}{kT}} - 1 \right). \quad (3.22)$$

Полученные уравнения (3.21), (3.22) непосредственно определяют эмиттерный и коллекторный токи транзистора в соответствии с первым законом Кирхгофа (сумма всех токов в электрическом узле равна нулю), они также определяют и базовый ток прибора

$$I_{\text{б}} = I_{\text{э}} - I_{\text{к}}. \quad (3.23)$$

Из выражений (3.21–3.23) можно получить аналитическое описание для любого семейства характеристик при любой схеме включения. Уравнение (3.21) определяет семейство входных статических характеристик для схемы с ОБ. Решив уравнение (3.22) относительно $I_{\text{к}}$ и учитывая, что в транзисторе в общем случае справедливо равенство

$$\alpha_n I_{\text{эбо}} = \alpha_i I_{\text{кбо}},$$

получим выражение

$$I_K = \alpha_n I_{\text{э}} - I_{K\text{бo}} \left(e^{\frac{qU_{K\text{б}}}{kT}} - 1 \right), \quad (3.24)$$

которое описывает выходные характеристики транзистора.

Решив уравнение (3.21) относительно $U_{\text{эб}}$, получим выражение для идеализированных входных (эмиттерных) характеристик транзистора $U_{\text{эб}} = f(I_{\text{э}})$ при $U_{K\text{б}} = \text{const}$

$$U_{\text{эб}} = \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{I_{\text{э}}}{I_{\text{эбo}}} + 1 + \alpha_n \left(e^{\frac{qU_{K\text{б}}}{kT}} - 1 \right) \right). \quad (3.25)$$

Модель Эберса–Молла описывает поведение транзистора в различных режимах работы, что может быть учтено выбором соответствующей полярности напряжений на эмиттерном и коллекторном переходах.

3.9. Частотные свойства транзисторов

Важным параметром транзистора в активном режиме является время пролета неосновных носителей через область базы, которое в основном определяет частотные свойства транзистора. Последние сильно проявляются при работе транзистора в усилительных устройствах. С ростом частоты входного сигнала усилительные свойства транзистора ухудшаются: падают коэффициенты усиления по напряжению, мощности, появляется фазовый сдвиг между выходным и входным токами.

На инерционные свойства транзистора сильное влияние оказывают:

- время пролета неосновных носителей в области базы от эмиттерного к коллекторному переходу;
- емкости эмиттерного и коллекторного переходов $C_{\text{э}}$, $C_{\text{к}}$;
- объемное сопротивление базы $r_{\text{б}}$.

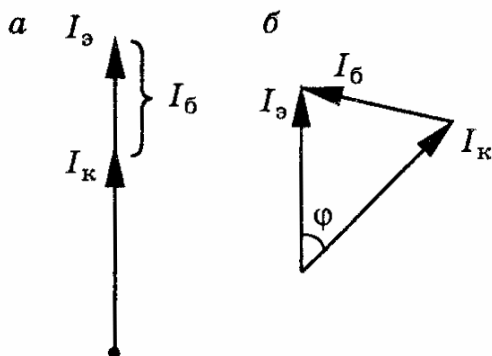


Рис.3.22. Векторные диаграммы токов транзистора

Инерционные свойства транзистора достаточно полно оцениваются коэффициентом передачи входного тока в диапазоне усиливаемых частот. Если период колебаний напряжения на эмиттерном переходе в схеме с ОБ значительно больше времени пролета неосновных носителей в области базы, то все токи в электродах транзистора совпадают по фазе (рис. 3.22,а). Коэффициенты передачи входных токов $h_{21\text{б}}$ и $h_{21\text{э}}$ вещественны. С повышением частоты период усиливаемых колебаний

может оказаться сравнимым с временем пролета носителей в области базы. Это приводит к отставанию по фазе коллекторного тока от эмиттерного (рис. 3.22,б).

Это отставание тока вызвано тем, что при прямом смещении эмиттерного перехода входным сигналом в базу инжектируются носители, которые не успевают достичь коллекторного перехода. Наличие фазового сдвига (рис. 3.22,б) между токами коллектора и эмиттера свидетельствует о том, что коэффициент передачи является функцией частоты.

Для схемы с ОБ комплексный коэффициент передачи тока эмиттера аппроксимируется выражением

$$h_{216}(jf) = \frac{I_K}{I_E} = |h_{216}(jf)| e^{j\varphi_{h_{216}}} \quad (3.26)$$

Зависимость модуля h_{216} и фазового сдвига от частоты имеют вид

$$|h_{216}(jf)| = \frac{h_{216}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{h_{216}}}\right)^2}}, \quad (3.27)$$

$$\varphi_{h_{216}}(f) = -\arctg\left(\frac{f}{f_{h_{216}}}\right). \quad (3.28)$$

Частота $f_{h_{216}}$, на которой коэффициент передачи эмиттерного тока уменьшается в $\sqrt{2}$ раз (на 3 дБ) по сравнению с низкочастотным значением, называется предельной частотой коэффициента передачи эмиттерного тока. Предельная частота является критерием классификации транзисторов по частотному диапазону. На рис. 3.23 изображены зависимости h_{216} и φ от частоты.

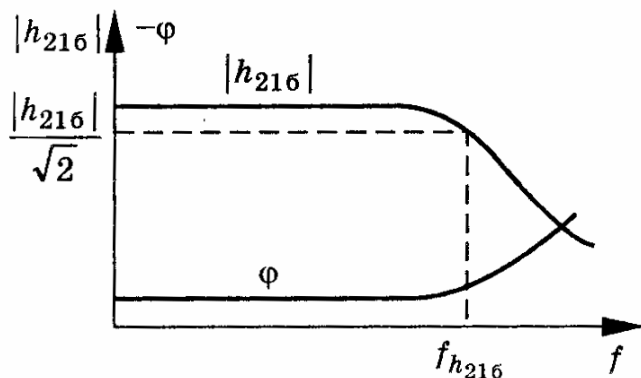


Рис.3.23. Зависимость модуля и фазового угла коэффициента передачи эмиттерного тока от частоты

Воспользовавшись взаимосвязью коэффициентов передачи токов базы и эмиттера можно найти частотную зависимость коэффициента передачи тока эмиттера h_{213} .

$$h_{213}(jf) = \frac{h_{216}(jf)}{1 - h_{216}(jf)}. \quad (3.29)$$

Зависимость модуля h_{213} и фазового сдвига от частоты имеют вид

$$h_{21э}(f) = \frac{h_{21э}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{h21э}}\right)^2}}; \quad (3.30)$$

$$\varphi_{h21э} = -\operatorname{arctg}\left(\frac{f}{f_{h21э}}\right). \quad (3.31)$$

Частота $f_{h21э}$, на которой модуль коэффициента передачи тока эмиттера уменьшается в $\sqrt{2}$ раз по сравнению с его низкочастотным значением, называется предельной частотой коэффициента передачи тока эмиттера.

Сравнивая выражения (3.27) и (3.30) можно установить, что частотные свойства транзистора, включенного по схеме с ОЭ, значительно хуже, чем при включении по схеме с ОБ. Это связано с увеличением фазового угла $\varphi_{h21э}$ между эмиттерным и коллекторным токами.

Практически частота $f_{h21э}$ сравнительно невелика – транзистор может работать и на более высоких частотах. Частота $f_{гр}$, на которой модуль коэффициента передачи тока базы $h_{21э}$ становится равным единице, называется граничной частотой транзистора. Увеличение частоты приводит к уменьшению $h_{21б}$ и $h_{21э}$, что вызывает уменьшение коэффициента усиления по мощности. В качестве обобщающего параметра транзистора, характеризующего его инерционные свойства, используют максимальную частоту генерации, на которой коэффициент усиления по мощности равен единице $k_p = 1$

$$f_{\max} = \sqrt{\frac{f_{гр}}{30r_бC_к}}. \quad (3.32)$$

Чем выше граничная частота транзистора и меньше постоянная времени коллекторной цепи $\tau = r_бC_к$, тем лучше частотные свойства транзистора.

3.10. Параметры биполярных транзисторов

1. Коэффициенты передачи базового и эмиттерного токов

$$h_{21э} = \left. \frac{\Delta I_к}{\Delta I_б} \right|_{U_{кэ}=\text{const}} \text{ (десятки–сотни раз);}$$

$$h_{21б} = \left. \frac{\Delta I_к}{\Delta I_б} \right|_{U_{кб}=\text{const}} (0,95 \dots 0,9995).$$

2. Обратный ток коллекторного перехода при заданном обратном напряжении

$$I_{кб0} = I_к \text{ при } I_э = 0 \text{ (единицы нА – десятки мА).}$$

3. Максимально допустимый ток коллектора $I_{к\text{ макс}}$ (сотни мА – десятки А).

4. Наибольшая мощность рассеиваемая коллекторным переходом $P_{к\text{ макс}}$ (единицы мВт – десятки Вт).

5. Предельная частота коэффициента передачи тока эмиттера $f_{h_{21э}}$ – частота, на которой модуль коэффициента передачи тока эмиттера уменьшается в $\sqrt{2}$ раз по сравнению со своим низкочастотным значением.

6. Граничная частота коэффициента передачи тока эмиттера – это частота, на которой $|h_{21э}| \rightarrow 1$.

7. Максимальная частота генерации $f_{\text{макс}}$ – наибольшая частота, на которой транзистор может работать в схеме автогенератора и коэффициент усиления по мощности становится равным единице. Максимальная частота генерации определяет область частот, в которой транзистор остается активным элементом электрической цепи.

8. Дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода

$$r_{э\text{ диф}} = \left. \frac{\Delta U_{эб}}{\Delta I_б} \right|_{U_{кэ}=\text{const}} \text{ (единицы – десятки Ом)}.$$

9. Объемное сопротивление области базы $r'_б$ (десятки – сотни Ом).

10. Дифференциальное сопротивление коллекторного перехода или выходная проводимость

$$r_{к\text{ диф}} = \frac{1}{h_{22э}} = \left. \frac{\Delta U_{кэ}}{\Delta I_к} \right|_{I_б=\text{const}}.$$

11. Емкость коллекторного перехода (единицы – десятки пФ).

12. Коэффициент обратной связи по напряжению $h_{12б}$ ($10^{-3} \dots 10^{-4}$).

ГЛАВА 4 ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

4.1. Полевой транзистор с управляющим р-п переходом

Полевым транзистором называют трехэлектродный полупроводниковый прибор, в котором электрический ток создается основными носителями заряда под действием продольного электрического поля, а модуляция тока осуществляется поперечным электрическим полем, создаваемым напряжением на управляющем электроде. Полевые транзисторы бывают двух разновидностей: с управляющим р-п переходом и с изолированным затвором (МДП или МОП-транзисторы).

Область полупроводника, по которой проходит управляемый ток основных носителей, называют каналом. Электрод, от которого начинают движение основные носители заряда в канале, называют истоком. Электрод, являющийся приемником движущихся основных носителей, называют стоком. Электрод, используемый для управления величиной поперечного сечения канала, называется затвором.

Структура полевого транзистора с управляющим р-п переходом и с каналом n-типа представлена на рис. 4.1, а.

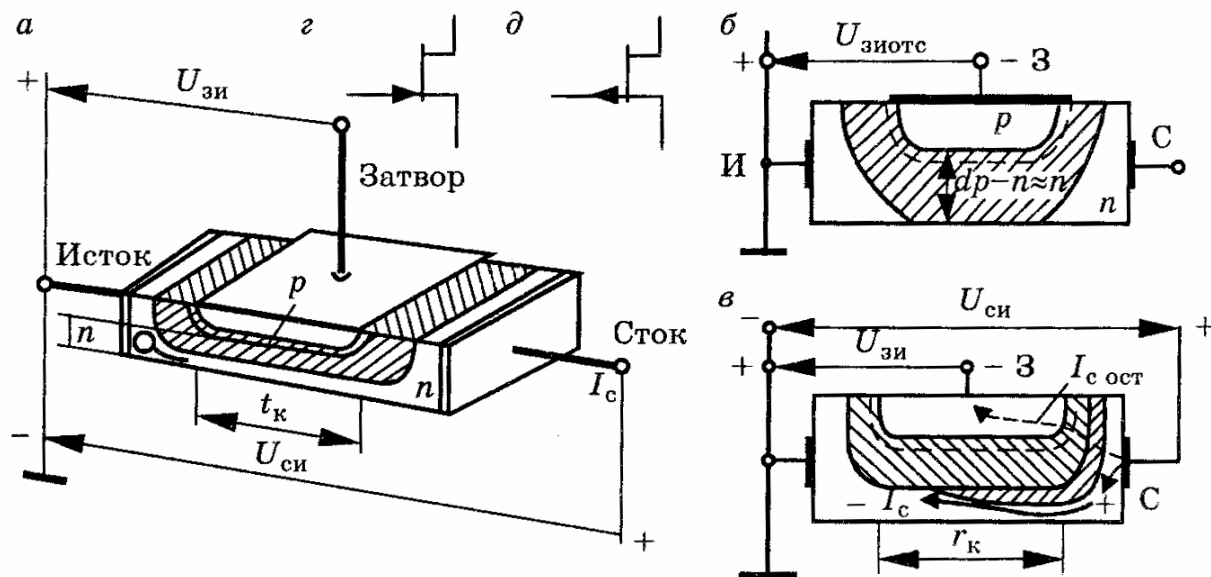


Рис.4.1. Упрощенные структурные схемы и условные обозначения полевого транзистора с управляющим р-п переходом

Полевой транзистор с управляющим р-п переходом представляет собой транзистор, затвор которого отделен от канала р-п переходом. Полевой транзистор состоит из пластины полупроводникового материала, которая может служить каналом, а с торцов пластины изготовлены два омических контакта, называемых истоком и стоком. Канал может иметь электропроводность как n-, так и p-типа. В связи с этим полевые транзисторы с управляющим р-

п переходом бывают с п- и р-каналами (рис. 4.1,г,д). Напряжение источника питания $U_{си}$ прикладывается к промежутку стоком-исток таким образом, чтобы поток основных носителей (в канале п-типа – электроны) двигался от истока к стоку. К промежутку затвор-исток прикладывается напряжение $U_{зи}$, запирающий р-п-переход транзистора. При изменении обратного напряжения на р–п переходе изменяется площадь поперечного сечения канала и его сопротивление, а значит и величина тока, протекающего через канал (рис. 4.1,в). В цепи затвора протекает малый обратный ток, в связи с этим необходима малая мощность от источника сигнала в цепи затвора для управления током стока.

Управление толщиной канала осуществляется напряжением $U_{зи}$, т.е. электрическим полем, возникающем в запирающем слое, без осуществления инжекции носителей. Поэтому такие транзисторы называются полевыми. Отличие полевого транзистора от биполярного заключается:

- 1) в принципе действия – биполярный транзистор управляется током, а полевой – напряжением или электрическим полем;
- 2) в большом входном сопротивлении (более $10^9 \dots 10^{10}$ Ом), что связано с малым током затвора;
- 3) в низком уровне шумов.

При прямом включении управляющего р–п перехода возникает относительно большой прямой ток затвора, и сопротивление участка затвор-исток резко уменьшается, поэтому нецелесообразно применять на практике такое включение.

При увеличении обратного напряжения на затворе запирающий слой р–п перехода расширяется, уменьшая сечение канала. При некотором напряжении на затворе может произойти перекрытие канала, и в цепях истока и стока начнут протекать небольшие обратные токи (рис. 4.1,б).

Напряжение между затвором и истоком, при котором канал перекрывается, а его сопротивление стремится к бесконечности и ток стока достигает заданного низкого значения $I_{с\text{обр}}$, называют напряжением отсечки $U_{зи\text{отс}}$. При $U_{зи\text{отс}}$ транзистор должен закрываться полностью, но из-за наличия малых токов утечки и трудности их измерения, $U_{зи\text{отс}}$ определяется при заданном малом значении $I_{с\text{обр}}$. В справочнике на каждый транзистор указывается ток стока, при котором измерено $U_{зи\text{отс}}$.

Статические характеристики

Наличие большого входного и выходного сопротивлений в полевом транзисторе позволяет исследовать статические характеристики с помощью генераторов напряжения. Полевой транзистор с управляющим р–п переходом описывается тремя статическими характеристиками:

1. Выходные (стоковые) характеристики $I_c = f(U_{си})$ при $U_{зи} = \text{const}$.

2. Сток-затворные характеристики (характеристики передачи)
 $I_c = f(U_{зи})$ при $U_{си} = \text{const}$.

3. Входные (затворные) характеристики $I_3 = f(U_{зи})$ при $U_{си} = \text{const}$.

Вид семейства статических стоковых характеристик представлен на рис. 4.2.

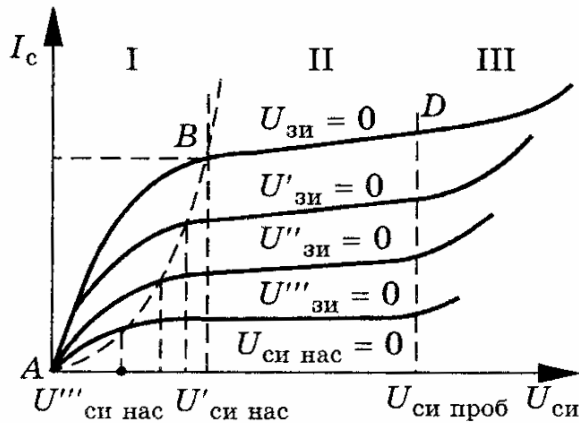


Рис.4.2. Выходные (стоковые) статические характеристики полевого транзистора с управляющим р-п переходом

Рассмотрим стоковую характеристику транзистора с каналом n-типа, снятую при $U_{зи} = 0$. При подаче на сток положительного относительно истока напряжения (рис. 4.2) начинается движение носителей заряда (электронов) от истока через канал к стоку. Если бы сопротивление канала не зависело от проходящего через него тока стока, то наблюдалась бы линейная зависимость тока стока I_c от напряжения $U_{си}$. Ток стока I_c создает на объемном сопротивлении канала падение напряжения, что вызывает

увеличение толщины запирающего слоя вблизи стока, сужение поперечного сечения канала и уменьшение проводимости канала (рис. 4.1,б,в).

Ширина р-п перехода увеличивается по мере приближения к области стока, где имеет место наибольшее значение падения напряжения, вызванного протеканием тока I_c через канала. Наибольшее сечение канала будет около истока, а наименьшее – около стока, где напряжение на р-п переходе равно $|U_{зи}| + |U_{си}|$.

Увеличение напряжения сток-исток $U_{си}$ вызывает увеличение I_c , и напряжение на р-п переходе возле стокового вывода может достигнуть значения, равного $|U_{зи \text{ отс}}|$, при котором в сечении канала около стока должно произойти перекрытие.

На практике полного перекрытия канала и отсечки тока стока не происходит. Около стока остается узкая токопроводящая перемычка (горловина канала), в которой напряженность электрического поля достигает критического значения, а скорость дрейфа носителей – скорости насыщения ($V_{n \text{ макс}} = \text{const}$), которая определяет постоянную плотность дрейфового тока

$$j_{n \text{ др}} = qnV_{n \text{ макс}} = \text{const}.$$

При дальнейшем увеличении напряжения стока горловина удлиняется и на ней падает все дополнительное напряжение стока, сверх того значения, при котором произошло условное перекрытие канала. В результате происходит не отсечка, а лишь ограничение роста тока, ток стока становится практически независимым от приложенного напряжения $U_{си}$.

Если $U_{зи}=0$, то напряжение $U_{си}$, при котором происходит перекрытие канала из-за увеличения толщины р–п перехода называют напряжением насыщения (перекрытия) $U_{си\ пер(нас)}$. Ток стока, при котором происходит перекрытие канала, называют начальным током стока $I_{си\ нач}$, ему соответствует начало пологого участка стоковой характеристики. Если к затвору полевого транзистора приложить обратное напряжение $U_{зи} \neq 0$, то перекрытие канала наступит при меньшем значении напряжения $U_{си}$, рис. 4.2.

К р–п переходу между затвором и стоком прикладывается обратное напряжение величиной $|U_{зи}| + |U_{си}|$. Перекрытие канала происходит, когда напряжение, приложенное к р–п переходу, достигает напряжения отсечки

$$|U'_{си\ нас}| + |U'_{зи\ отс}| = |U_{зи\ отс}| = |U_{си\ нас}|. \quad (4.1)$$

При значительном увеличении напряжения $U_{си}$ у стокового вывода может произойти электрический (лавинный) пробой р–п перехода, ток стока резко возрастает. Этот ток замыкается через электрод затвора.

На стоковых характеристиках можно выделить две рабочие области: АВ и ВD (рис. 4.2). Область АВ называют крутой областью характеристики, область ВD – пологой или областью насыщения. При малых значениях $U_{си}$ ток стока изменяется прямо пропорционально изменениям напряжения (участок АВ). Наклон этого участка соответствует полностью открытому каналу и прямо пропорционален его проводимости. С увеличением $U_{си}$ (точка В) на росте I_c начинает сказываться сужение канала, которое приводит к уменьшению его проводимости и характеристика отклоняется от прямой линии.

При подаче на затвор обратного напряжения и при увеличении этого напряжения по абсолютному значению уменьшается начальное поперечное сечение канала. Это приводит к изменению наклона начальных участков стоковых характеристик, что соответствует большим начальным статическим сопротивлениям канала.

Геометрическое место точек, соответствующих условному перекрытию канала и наступлению режима насыщения, показано штрих-пунктирной линией (рис. 4.2).

В крутой области стоковых характеристик транзистор можно использовать, как электрически управляемое сопротивление. Пологий участок характеристик является рабочим при использовании при работе транзистора в усилительных устройствах.

Ток стока для крутой области характеристик полевого транзистора с управляющим р–п переходом достаточно точно описывается аналитической зависимостью

$$I_c = \frac{2I_{с\ нач}}{U_{зи\ отс}^2} U_{си} (U_{зи} - U_{зи\ отс} - \frac{U_{си}}{2}). \quad (4.2)$$

При работе в пологой области вольтамперной характеристики ток стока представляется выражением

$$I_c = I_{c \text{ нач}} \left(1 - \frac{U_{зи}}{U_{зи \text{ отс}}}\right)^2, \quad (4.3)$$

где $I_{c \text{ нач}}$ – начальный ток стока при $U_{зи} = 0$ и рабочем напряжении на стоке, превышающем напряжение насыщения.

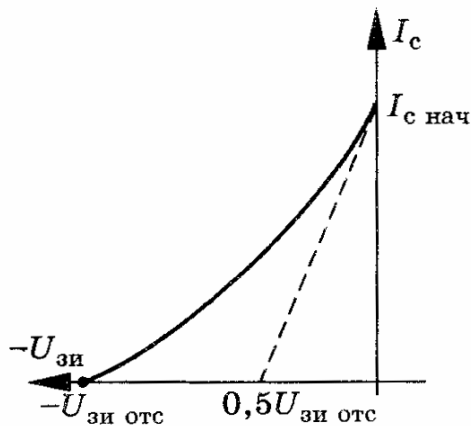


Рис.4.3. Характеристика передачи (сток-затворная) полевого транзистора с управляющим p-n переходом

Характеристика передачи, называемая часто сток-затворной, проходной или характеристикой управления полевого транзистора, представляет собой зависимость $I_c = f(U_{зи})$ при различных напряжениях на стоке в режиме перекрытия канала (рис. 4.3). Так как основным рабочим режимом полевых транзисторов является режим насыщения тока стока, то характеристика описывается уравнением (4.3). При изменении напряжения на стоке смещением характеристик передачи можно пренебречь ввиду малого изменения тока стока в пологой области стокowych характеристик.

При увеличении обратного напряжения на p-n переходе уменьшается сечение канала, что приводит к уменьшению тока стока. При $U_{зи} = U_{зи \text{ отс}}$ через канал протекает обратный ток стока малой величины, и это может быть использовано для ориентировочного определения напряжения отсечки.

Характеристика передачи может быть получена экспериментально или с помощью перестройки стокowych характеристик.

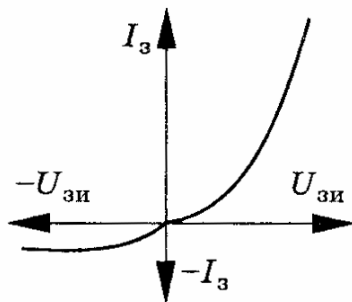


Рис.4.4. Входная (затворная) характеристика

Входная (затворная) характеристика полевого транзистора с управляющим p-n переходом (рис. 4.4) представляет собой обратную ветвь вольт-амперной характеристики p-n перехода. Изменение напряжения $U_{си}$ влияет на распределение поля в канале, что вызывает изменения тока затвора. Наибольшего своего значения, которое называется током утечки, ток затвора достигает при условии короткого замыкания выводов истока и стока, однако оно очень мало и им часто пренебрегают.

4.2. Полевые транзисторы с изолированным затвором

Характерное отличие полевых транзисторов с изолированным затвором состоит в том, что у них между металлическим затвором и областью полупроводника находится слой диэлектрика. В этом качестве чаще используется слой двуокиси кремния, выращенный на поверхности кристалла кремния путем вы-

сокотемпературного окисления. Поэтому полевые транзисторы с изолированным затвором называются также МДП (металл-диэлектрик-полупроводник) - или МОП (металл-окисел-полупроводник)-транзисторами.

Существуют два типа МДП-транзисторов: с индуцированным и встроенным каналами.

4.2.1. МДП-транзисторы с индуцированным каналом

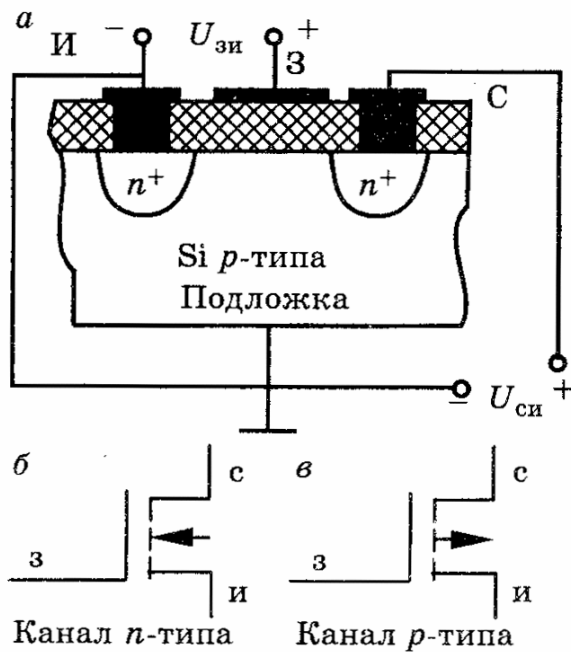


Рис.4.5. Упрощенная структурная схема и условное обозначение МДП-транзистора с индуцированным каналом

Упрощенная структура МДП-транзистора с индуцированным каналом n-типа показана на рис. 4.5.

Основой транзистора является подложка, в качестве которой используется кремниевая пластинка с проводимостью n- или p-типа с относительно высоким удельным сопротивлением. На поверхности подложки методом диффузии создаются две сильнолегированные области, не имеющие между собой электрического соединения, с противоположным относительно подложки типом электропроводности. К этим областям изготавливаются внешние омические контакты, которые служат истоком и стоком. Структура транзистора обратима – сток и исток можно менять местами.

Оставшаяся поверхность пластинки покрывается слоем диэлектрика (двуокиси кремния) толщиной 0,05...1 мкм. На слой диэлектрика между истоком и стоком наносится металлический электрод, выполняющий роль затвора. Если между стоком и истоком прикладывается внешнее напряжение $U_{си}$, то в цепи стока протекает малый обратный ток p-n перехода между подложкой и областью стока.

При подаче на затвор положительного относительно истока напряжения электрическое поле затвора через диэлектрик проникает на некоторую глубину в приконтактный слой полупроводника, выталкивая из него вглубь полупроводника основные носители заряда (дырки) и притягивая электроны к поверхности. При малых напряжениях $U_{зи}$ у поверхности полупроводника под затвором возникает обедненный основными носителями заряда слой и область объемного заряда, состоящего из ионизированных примесных атомов. При увеличении положительного напряжения на затворе в приконтактном поверхностном

слое полупроводника происходит смена (инверсия) электропроводности (рис. 4.6).

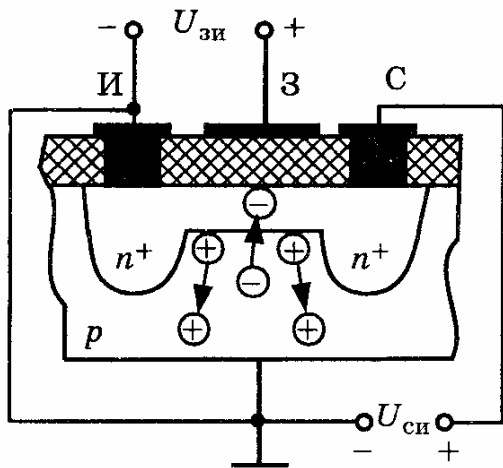


Рис.4.6. Структурная схема МДП-транзистора при $U_{зи}$, превышающем пороговое напряжение

Образуется тонкий инверсный слой (канал), соединяющий сток с истоком. Напряжение на затворе, при котором индуцируется канал, называется пороговым напряжением. При его изменении толщина и электропроводность канала, а соответственно изменяется и ток стока. С удалением от поверхности полупроводника концентрация электронов уменьшается, а на глубине, равной толщине канала, электропроводность становится собственной. Затем идет участок, обедненный основными носителями заряда (р-п переход). Он изолирует сток, исток и канал от подложки.

На вывод подложки относительно истока можно подавать напряжение $U_{пи}$, полярность которого противоположна проводимости подложки, что приводит к изменению числа носителей в канале.

Прямое включение перехода исток-подложка недопустимо, ибо в цепи дополнительного управляющего электрода появляется большой ток. В транзисторах, не имеющих вывода подложки, последняя электрически соединена с истоком.

Режим работы полевого транзистора, при котором канал обогащается носителями при увеличении абсолютного значения напряжения на затворе, называется режимом обогащения, а транзисторы с индуцированным каналом называются транзисторами обогащенного типа.

Носители, образующие канал, поступают в него не только из подложки, но и из областей истока и стока, в которых пополнение носителей происходит от $U_{си}$. Транзисторы с р-каналом имеют противоположную полярность внешних напряжений $U_{зи}$, $U_{си}$, по сравнению с транзисторами с n-каналом.

4.2.2. Статические характеристики МДП-транзистора с индуцированным каналом

На рис. 4.7 представлено семейство статических выходных (стоковых) характеристик $I_c = f(U_{си})$ при $U_{зи} = \text{const}$

$$|U_{зи}| \geq |U_{зи \text{ пор}}|.$$

При увеличении внешнего напряжения $U_{си}$ и $U_{зи}$ до значений больше порогового, в цепи сток-исток протекает электрический ток. От истока через ка-

нал к стоку должны двигаться электроны, поэтому плюс внешнего источника подключается к стоку.

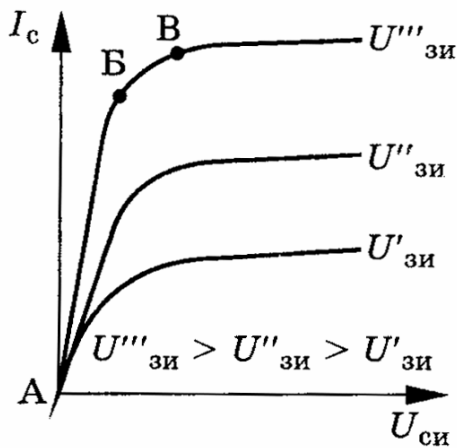


Рис. 4.7. Семейство статических выходных (стоковых) характеристик МДП-транзистора с индуцированным каналом

При малых напряжениях $U_{си}$ и $U_{зи}$ ток стока изменяется прямо пропорционально напряжению (участок АБ). С увеличением напряжения $U_{си}$ ширина канала уменьшается вследствие падения на нем напряжения. Уменьшение поперечного сечения канала при увеличении тока стока происходит около стока.

Из-за заметного сужения стокового участка канала характеристика отклоняется от прямой на участке БВ. При напряжении $U_{си\text{ нас}} = U_{зи} - U_{зи\text{ пор}}$ напряжение на затворе относительно стокового участка канала становится равным пороговому значению, что приводит к уменьшению ширины канала возле стока, повышению его сопротивления и ограничению тока стока $I_c = I_{c\text{ нас}}$. В транзисторе наступает режим насыщения и при дальнейшем увеличении напряжения $U_{си}$ ток стока меняется незначительно.

При увеличении напряжения на затворе (по абсолютному значению) выходные статические характеристики смещаются в область больших токов стока. При больших напряжениях на стоке может произойти электрический пробой транзистора: пробой р–п перехода под стоком или пробой диэлектрика под затвором.

Выходные характеристики МДП-транзистора аналогичны характеристикам полевых транзисторов с управляющим р–п переходом. В крутой области характеристики (участок АБ на рис. 4.7) транзистор работает как электрически управляемое сопротивление, а пологая часть используется при построении усилительных каскадов.

При ориентировочных оценках тока стока в области насыщения можно использовать уравнение

$$I_{c\text{ нас}} = \frac{S_{уд}}{2} \left(|U_{зи}| - |U_{зи\text{ пор}}| \right)^2, \quad (4.4)$$

где
$$S_{уд} = \frac{\partial I_c^2}{\partial U_{зи} \partial U_{си}}.$$

На рис. 4.8 представлена статическая характеристика передачи: $I_c = f(U_{зи})$ при $U_{си} = \text{const}$. Эта характеристика определяется для режима насыщения и описывается зависимостью (4.4).

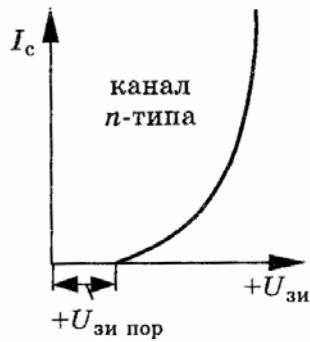


Рис.4.8. Статическая характеристика передачи (сток-затворная) МДП-транзистора с индуцированным каналом n-типа

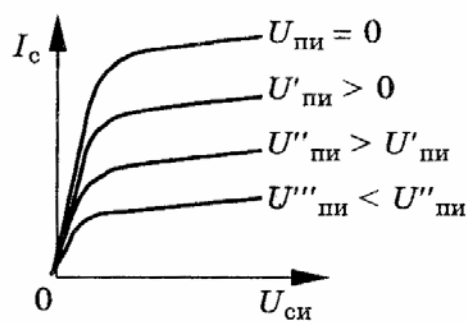


Рис.4.9. Выходные характеристики МДП-транзистора при различных напряжениях на подложке

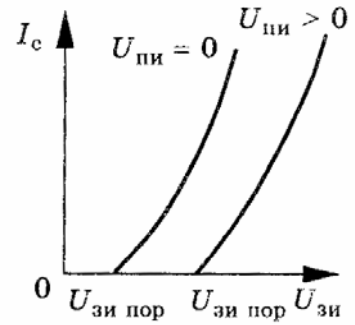


Рис.4.10. Сток-затворные характеристики МДП-транзистора с индуцированным каналом при различных напряжениях на подложке

Отсутствие тока стока при нулевом напряжении на затворе, а также одинаковая полярность напряжения на затворе и стоке у МДП-транзисторов с индуцированным каналом служит основой для построения высокоэкономичных импульсных схем.

При использовании подложки в качестве управляющего электрода целесообразно рассматривать выходные характеристики при различных напряжениях подложка-исток $I_c = f(U_{си})$ при $U_{пи} = \text{const}$ (рис. 4.9).

Семейство сток-затворных характеристик при разных напряжениях $U_{пи}$ на подложке относительно истока показаны на рис. 4.10. Из рис. 4.10 видно, что при изменении напряжения на подложке все точки характеристики смещаются параллельно оси абсцисс на $\Delta U_{пор}$. Пороговое напряжение $U_{зи пор}$ существенно зависит от напряжения на подложке.

4.3. Полевые транзисторы со встроенным каналом

На стадии изготовления транзисторов между областями стока и истока создается тонкий слаболегированный слой (канал) с таким же типом электропроводности, что и области стока и истока (рис. 4.11,а).

При нулевом напряжении на затворе и наличии внешнего напряжения между стоком и истоком протекает ток стока. Отрицательное напряжение, приложенное к затвору относительно истока и подложки, будет выталкивать электроны из канала, а в канал втягивать дырки из подложки, канал обедняется носителями. Толщина канала и его электропроводность уменьшается, что приводит к уменьшению тока стока. При некотором отрицательном напряжении на затворе, называемом напряжением отсечки $U_{зи отс}$, происходит инверсия типа электропроводности канала. Области истока и стока оказываются разделенными областью p-полупроводника.

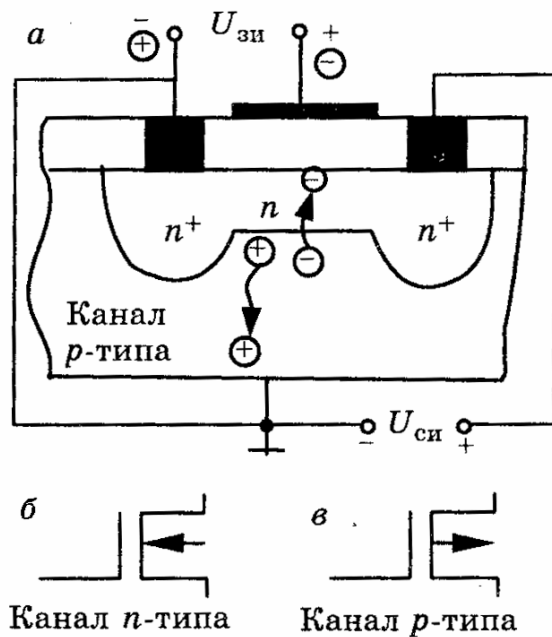


Рис.4.11. Упрощенная структурная схема и условные обозначения МДП-транзистора со встроенным каналом

Увеличение положительного напряжения на затворе МДП-транзистора со встроенным каналом n -типа (рис. 4.11,б) вызывает приток электронов в канал из подложки. Канал расширяется, обогащаясь носителями, сопротивление его уменьшается, а ток стока возрастает.

Режим работы полевого транзистора, при котором увеличение по абсолютной величине напряжения на затворе вызывает уменьшение тока стока, называется режимом обеднения.

Транзисторы со встроенным каналом работают как в режиме обеднения, так и в режиме обогащения. Часто их называют транзисторами обедненного типа.

4.4. Статические характеристики транзистора со встроенным каналом

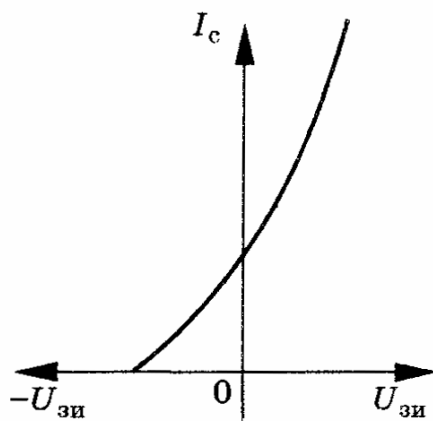


Рис.4.13. Статическая характеристика передачи (сток-затворная) МДП-транзистора со встроенным каналом n -типа

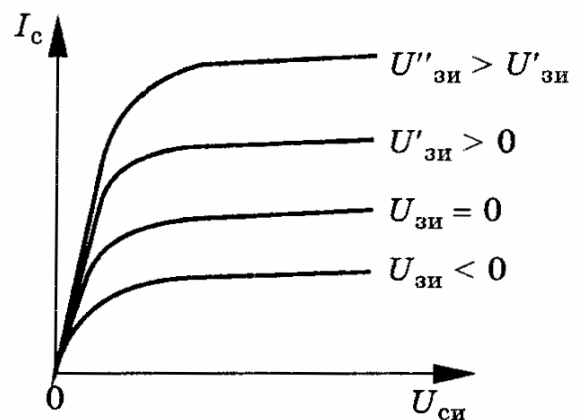


Рис.4.12. Семейство статических выходных (стоковых) характеристик МДП-транзистора со встроенным каналом

Отличие стоковых (выходных) характеристик МДП-транзистора со встроенным каналом от аналогичных характеристик транзисторов обогащенного типа заключается в том, что ток стока I_c существует как при положительном, так и при отрицательном напряжении на затворе (рис. 4.12) и описывается аналитическими зависимостями (4.2), (4.3), как и транзисторы с управляющим p - n переходом.

Сток-затворная характеристика МДП-транзистора со встроенным каналом n -типа показана на рис. 4.13. При напряжении $U_{зи} = 0$ в цепи стока протекает ток $I_{с\text{ нас}}$. При подаче отрицательного напряжения на затвор канал сужается, обедняясь носителями, и уменьшается ток стока. При $U_{зи\text{ отс}}$ канал исчезает, происходит инверсия его электропроводности. С увеличением положительного напряжения на затворе канал расширяется, обогащается носителями, сопротивление его уменьшается, а ток стока увеличивается.

4.5. Способы включения полевых транзисторов

В зависимости от того, какой из электродов полевого транзистора в усилительной схеме является общим для входной и выходной цепей, используются схемы: с общим затвором (ОЗ), с общим истоком (ОИ) и общим стоком (ОС). Наиболее распространенной является схема с ОИ, аналогичная схеме включения биполярного транзистора с ОЭ. Схема с общим стоком (истоковый повторитель) аналогична эмиттерному повторителю.

На практике питание схем осуществляется от одного общего источника напряжения. При подаче питания на полевые транзисторы с управляющим p - n переходом, для которых стоковое напряжение и напряжение на затворе должны быть разного знака, необходимое напряжение на затворе может быть создано с помощью цепочки автоматического смещения $R_{и}C_{и}$, включенной в цепь истока (рис. 4.14).

Полевые транзисторы с индуцированным каналом, у которых стоковое напряжение и напряжение на затворе имеют одинаковую полярность, смещение на затвор подается обычно с помощью делителя напряжений R_1 и R_3 (рис. 4.15).

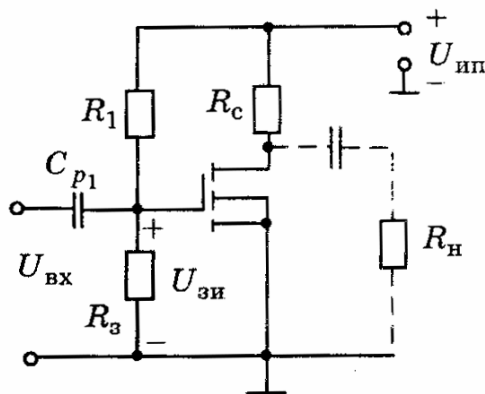


Рис.4.15. Схема включения с ОИ МДП-транзистора с индуцированным каналом n -типа

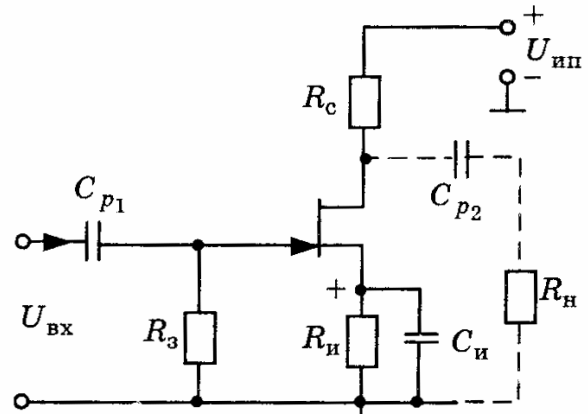


Рис.4.14. Схема включения с ОИ транзистора с управляющим p - n переходом и каналом n -типа

Полевые транзисторы со встроенным каналом, так как они не нуждаются в дополнительном питании цепи затвора по постоянному току, могут работать при смещении $U_{зи} = 0$, что выгодно отличает их от других усилительных приборов.

При изменении температуры происходит изменение параметров и статических характеристик транзисторов. У полевых транзисторов с управляющим

p–n переходом изменение температуры приводит к изменению контактной разности потенциалов, обратного тока через переход и подвижности носителей.

С увеличением температуры на 1°C уменьшается контактная разность потенциалов на 2 мВ, поэтому напряжение отсечки в зависимости от температуры равно:

$$|U_{\text{зи отс}}| = |U_{\text{зи отс}}(20^\circ\text{C})| + 2 \cdot 10^{-3} (T_{\text{раб}} - 20^\circ\text{C}). \quad (4.5)$$

Все это приводит к увеличению эффективного сечения канала и увеличению тока стока.

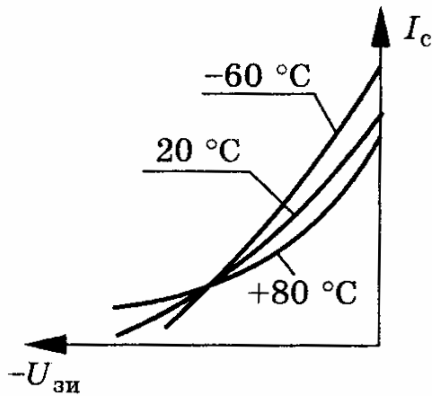


Рис.4.16. Сток-затворные характеристики транзистора с управляющим p-n переходом при различной температуре

С ростом температуры подвижность носителей и удельная проводимость канала уменьшаются, что способствует уменьшению тока стока. При достижении определенного значения $U_{\text{зи}}$ происходит полная взаимная компенсация противоположно действующих факторов, и ток стока в этом режиме оказывается практически не зависящим от температуры. Точка на сток-затворных характеристиках, в которой ток стока не зависит от температуры, называется термостабильной (см. рис. 4.16).

У полевого транзистора с управляющим p–n переходом точка температурной компенсации тока стока отстоит от напряжения отсечки приблизительно на 0,6 В для p-канала и $\approx 0,8$ В для n-канала. Значение максимального тока стока у таких транзисторов в термостабильной точке лежит в пределах 0,1...1 мА.

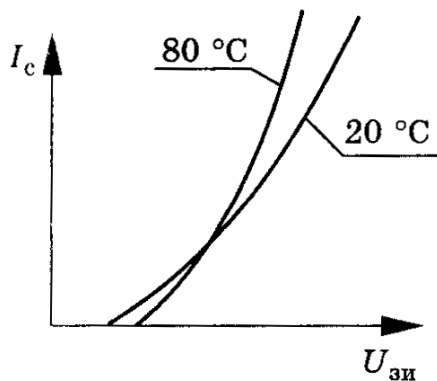


Рис.4.17. Сток-затворные характеристики МДП-транзистора с индуцированным каналом при различной температуре

При изменении температуры у полевых транзисторов с управляющим p–n переходом резко возрастает ток затвора, что приводит к изменению входного сопротивления, что необходимо учитывать при больших сопротивлениях в цепи затвора.

У МДП-транзисторов так же имеется термостабильная рабочая точка (рис. 4.17), в которой ток стока мало зависит от температуры. С ростом температуры уменьшается подвижность носителей заряда, что приводит к увеличению сопротивления канала и уменьшению тока стока. Кроме того, с ростом температуры возрастает ионизация поверхностных состояний подзатворного полупроводника, что приводит к увеличению тока стока и уменьшению напряжения отсечки. При определенном значе-

нии тока стока оба эти фактора уравнивают друг друга, и ток стока практически не зависит от изменения температуры. Для разных МДП-транзисторов значение тока стока в термостабильной точке находится в пределах 0,05...0,5 мА.

4.6. Полевой транзистор как линейный четырехполюсник

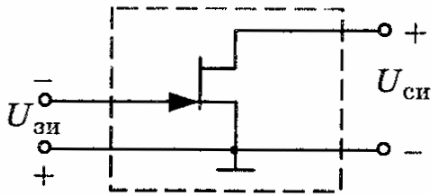


Рис.4.18. Схема полевого транзистора как линейного четырехполюсника

Полевой транзистор, работающий в режиме малого сигнала, так же как и биполярный транзистор, можно представить в виде линейного четырехполюсника (рис. 4.18). Наличие большого входного сопротивления у полевых транзисторов позволяет удобно их описывать с помощью Y -параметров. Для схемы с ОИ в качестве независимых переменных принимают $U_{зи}$ и $U_{си}$, а зависимые величины – $I_з$, I_c , тогда транзистор описывается

следующей системой уравнений:

$$\begin{aligned} I_з &= f(U_{зи}, U_{си}); \\ I_c &= f(U_{зи}, U_{си}). \end{aligned} \quad (4.6)$$

А в системе Y -параметров

$$\begin{aligned} dI_з &= \frac{\partial I_з}{\partial U_{зи}} dU_{зи} + \frac{\partial I_з}{\partial U_{си}} dU_{си}; \\ dI_c &= \frac{\partial I_c}{\partial U_{зи}} dU_{зи} + \frac{\partial I_c}{\partial U_{си}} dU_{си}. \end{aligned} \quad (4.7)$$

Откуда Y -параметры в режиме КЗ по переменному току на входе и выходе определяются выражениями

$$\begin{aligned} Y_{11} &= \left. \frac{\Delta I_з}{\Delta U_{зи}} \right|_{dU_{си}=0} \quad \text{– входная проводимость;} \\ Y_{12} &= \left. \frac{\Delta I_з}{\Delta U_{си}} \right|_{dU_{си}=0} \quad \text{– проводимость обратной передачи, при } U_{си} > U_{си \text{ нас}} \quad Y_{12} \end{aligned}$$

стремится к нулю;

$$S = Y_{21} = \left. \frac{\Delta I_c}{\Delta U_{зи}} \right|_{dU_{си}=0} \quad \text{– проводимость прямой передачи (крутизна харак-}$$

теристики прямой передачи) определяет наклон данной характеристики в любой точке;

$$Y_{22} = \left. \frac{\Delta I_c}{\Delta U_{си}} \right|_{dU_{зи}=0} \quad - \text{выходная проводимость, вместо которой на практи-}$$

ке часто используется обратная величина $R_i = 1/Y_{22}$, называемая внутренним (дифференциальным) сопротивлением транзистора.

Параметры Y_{11} , Y_{21} , Y_{22} можно определить по статическим характеристикам. Крутизна передаточной характеристики S определяется на рабочем (пологом) участке стоковой характеристики и ее нетрудно получить из выражений (4.3, 4.4), взяв первую производную от I_c по $U_{зи}$.

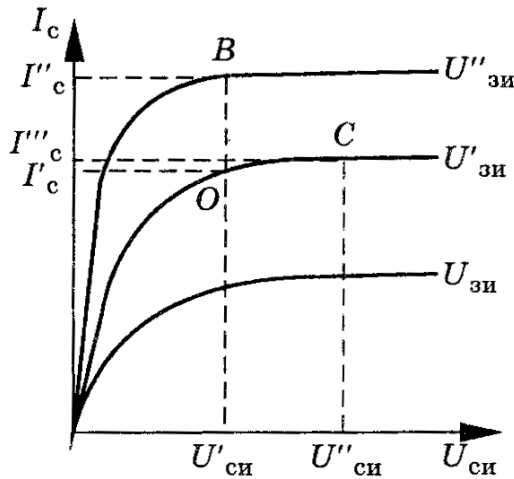


Рис.4.19. Определение статических параметров по выходным характеристикам

На практике для определения S используется графоаналитический метод. На выходных (стоковых) характеристиках (рис. 4.19) через выбранную рабочую точку O , которой соответствуют значения I'_c , $U'_{си}$, $U'_{зи}$, проводят прямую параллельную оси токов до пересечения со следующей характеристикой в точке B , имеющей координаты I''_c , $U''_{си}$, $U''_{зи}$. Значение крутизны рассчитывается по формуле

$$S = \frac{\Delta I_{си}}{\Delta U_{зи}} = \left. \frac{I''_c - I'_c}{U''_{зи} - U'_{зи}} \right|_{U_{си}=\text{const}} \quad (4.8)$$

Дифференциальное сопротивление R_i более полно отражает зависимость тока стока I_c от напряжения $U_{си}$ на пологом участке стоковой характеристики. R_i определяется в рабочей точке O по приращению тока стока, соответствующему приращению напряжения $U_{си}$:

$$R_i = \frac{\Delta U_{си}}{\Delta I_c} = \left. \frac{U''_{си} - U'_{си}}{I'''_c - I'_c} \right|_{U_{зи}=\text{const}} \quad (4.9)$$

Возрастание тока стока при увеличении $U_{си}$ в пологой части характеристики обусловлено эффектом модуляции длины канала. С увеличением $U_{си}$ стоковый p–n переход смещается в обратном направлении, что приводит к расширению перехода и уменьшению длины канала. А уменьшение длины канала приводит к уменьшению его сопротивления и возрастанию тока стока. Управляющее действие подложки учитывается коэффициентом влияния подложки, показывающим на сколько необходимо изменить напряжение на затворе, чтобы ток стока I_c остался неизменным при изменении напряжения подложки $U_{пи}$

$$\eta = - \left. \frac{\partial U_{зи}}{\partial U_{пи}} \right|_{I_c=\text{const}} = - \frac{\partial U_{зи}}{\partial I_c} \frac{\partial I_c}{\partial U_{пи}} = - \frac{S}{S}, \quad (4.10)$$

где $S_{\Pi} = \partial I_c / \partial U_{\Pi} |_{I_c = \text{const}}$ – крутизна характеристики по подложке.

Для оценки потенциальных возможностей полевого транзистора как усилительного элемента вводят параметр, называемый статическим коэффициентом усиления по напряжению

$$\mu = \frac{\Delta U_{\text{си}}}{\Delta U_{\text{зи}} |_{I_c = \text{const}}}, \quad (4.11)$$

который показывает, во сколько раз эффективнее изменение напряжения на затворе воздействует на ток стока, чем изменение напряжения на стоке.

Так как в диапазоне допустимых рабочих напряжений $U_{\text{си}}$ статические выходные характеристики не пересекаются и не выполняется условие $I_c = \text{const}$, то μ рассчитывается по найденным значениям R_i и S

$$\mu = S \cdot R_i. \quad (4.12)$$

Поскольку характеристики полевых транзисторов нелинейны, значения дифференциальных параметров зависят от выбранного режима по постоянному току.

Входное сопротивление полевых транзисторов с управляющим p–n переходом определяется величиной обратного тока перехода, а у МДП-транзисторов – током утечки изолирующей пленки диэлектрика.

Для МДП-транзисторов значение входного сопротивления лежит в пределах $10^{12} \dots 10^{15}$ Ом. Из-за влияния статического электрического заряда на практике не удастся реализовать большое значение входного сопротивления. Кроме больших внешних напряжений, подаваемых на затвор, большие значения напряженности электрического поля часто возникают за счет обычных внутренних зарядов в окисле. Поэтому не рекомендуется использовать и хранить МДП-транзисторы с неподключенным затвором. Завод-изготовитель выпускает МДП-транзисторы со специальным закорачивающим приспособлением (все выводы транзистора замкнуты между собой, что способствует стеканию зарядов диэлектрика, и МДП-транзистор не испытывает действия статического электричества).

Для устранения опасного предела электрического заряда в диэлектрике и для получения больших входных сопротивлений в МДП-транзисторах используются защитные диоды, включенные в цепь затвор-исток (рис. 4.20).

В качестве защитных диодов часто используются стабилитроны. При превышении напряжения на затворе больше пробивного напряжения одного из диодов, электрический заряд, накопленный в диэлектрике, отводится через защитные диоды на землю. В связи с этим, электрический заряд в диэлектрике МДП-транзисторов не превышает величины, при которой может произойти пробой изолирующей пленки диэлектрика, что обычно приводит к выходу транзистора из строя. Наличие защитных диодов незначительно уменьшает входное сопротивление транзистора (за счет обратных токов диодов), а характеристики транзистора остаются неизменными.

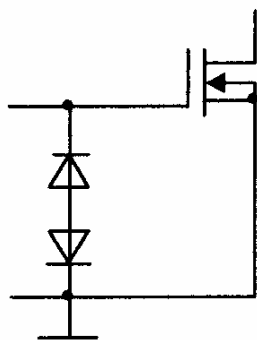


Рис.4.20. Схема защиты МДП-транзистора от статического электричества

Для повышения функциональных возможностей МДП-транзисторов промышленностью выпускаются транзисторы с двумя изолированными затворами (например, КП 306, КП 350). Статические характеристики этих транзисторов аналогичны характеристикам однозатворных транзисторов, только количество их больше, так как они строятся для напряжения каждого затвора при неизменном напряжении на другом затворе. Эти транзисторы характеризуются крутизной по первому и второму затвору, напряжениями отсечки первого и второго затворов.

4.7. Эквивалентная схема и частотные свойства полевых транзисторов

При анализе электронных схем на полевых транзисторах удобно транзистор представить в виде схемы замещения с сосредоточенными параметрами. Исходя из принципа действия транзистора ясно, что электропроводность канала и напряжение на его участках зависят от продольной координаты в пространстве исток-сток. Поэтому полевой транзистор является устройством с распределенными параметрами. Однако для упрощения анализа его с некоторыми допущениями представляют в виде эквивалентной схемы с сосредоточенными параметрами. На рис. 4.21 представлена упрощенная физическая малосигнальная эквивалентная схема транзистора, включенного по схеме с общим истоком, а подложка соединена с истоком.

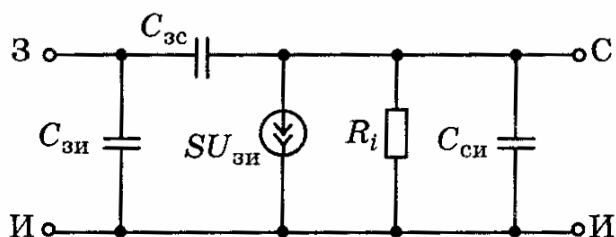


Рис.4.21. Упрощенная эквивалентная схема полевого транзистора

В этой схеме резистор R_i характеризует внутреннее дифференциальное сопротивление транзистора, а конденсаторы характеризуют следующие емкости: $C_{зи}$ — емкость между затвором и истоком; $C_{зс}$ — емкость между затвором и стоком; $C_{си}$ — емкость между стоком и истоком

(подложкой). Генератор тока $SU_{зи}$ отражает усилительные свойства транзистора. Ток этого генератора пропорционален входному напряжению $U_{зи}$.

Инерционные свойства полевых транзисторов зависят от скорости движения носителей заряда в канале, межэлектродных емкостей. В связи с этим, крутизна характеристики прямой передачи с ростом частоты f уменьшается по закону

$$|S| = \frac{S_0}{\sqrt{1 + (f/f_s)^2}}. \quad (4.13)$$

Частоту f_s , на которой крутизна характеристики прямой передачи уменьшается в $\sqrt{2}$ раз по сравнению со своим значением S_0 на низкой частоте, называют предельной частотой крутизны.

С ростом частоты модуль крутизны (4.13) уменьшается, что приводит к снижению коэффициента усиления. Частота, на которой модуль коэффициента усиления по напряжению равен единице, называют граничной частотой, и она определяется по формуле

$$f_{гр} = \frac{S}{2\pi C_{вых}}, \quad (4.14)$$

где $C_{вых} = C_{ис} + C_n$; C_n – входная емкость следующей схемы (нагрузки) и емкость соединительных проводников.

Частота, где коэффициент усиления по мощности равен единице, называют максимальной частотой $f_{макс}$.

4.8. Основные параметры полевых транзисторов

1. Входное сопротивление $R_{зи} = dU_{зи}/dI_3$; его величина лежит в пределах сотни кОм – единицы МОм.

2. Внутреннее сопротивление $R_i = dU_{си}/dI_c$ представляет собой выходное дифференциальное сопротивление транзистора.

Наибольшее значение R_i достигается в пологой области характеристики и составляет десятки–сотни кОм. При использовании транзистора в цифровых схемах требуется обеспечить возможно меньшее R_i , что достигается увеличением крутизны.

3. Крутизна характеристики $S = dI_c/dU_{зи}$ определяет наклон (крутизну) сток-затворной характеристики в заданной рабочей точке и показывает скорость нарастания тока стока, т.е. насколько изменится ток стока при изменении $U_{зи}$ на 1 В. Для повышения крутизны необходимо уменьшать толщину подзатворного слоя диэлектрика и длину канала, увеличивать подвижность носителей в канале и его ширину. Так как $\mu_n > \mu_p$, то крутизна n-канальных транзисторов выше, чем p-канальных при одинаковых геометрических размерах и напряжениях на электродах.

4. Коэффициент усиления по напряжению $\mu = \frac{dU_{си}}{dU_{зи}} \Big|_{I_c = \text{const}} = SR_i$ определяет потенциальные возможности полевого транзистора как усилительного элемента и достигает значений в несколько сотен раз.

5. Крутизна характеристики по подложке $S_{\Pi} = \left. \frac{dI_c}{dU_{\Pi}} \right|_{\substack{U_{\text{си}} = \text{const} \\ U_{\text{зи}} = \text{const}}}$ показывает

на сколько следует изменить напряжение на затворе, чтобы при изменении напряжения на подложке U_{Π} ток стока I_c остался неизменным ($S_{\Pi} = 0,1 \dots 1 \text{ мА/В}$).

6. Напряжение отсечки $U_{\text{зи отс}}$ – напряжение, при котором происходит перекрытие канала, и его значение составляет $0,2 \dots 10 \text{ В}$.

7. Пороговое напряжение $U_{\text{зи пор}}$ – напряжение, при котором происходит инверсия приповерхностного слоя и образование канала, его величина лежит в пределах $1 \dots 6 \text{ В}$.

8. Начальный ток стока $I_{\text{с нас}}$ – ток стока при нулевом напряжении $U_{\text{зи}}$ и при $U_{\text{си}}$ равном или превышающем напряжение насыщения.

9. Напряжение насыщения $U_{\text{си нас}}$ – напряжение на стоке, при котором происходит перекрытие канала.

10. Обратные токи истокового $I_{\text{ио}}$ и стокового $I_{\text{со}}$ переходов – ток, протекающий при перекрытии канала, т.е. при напряжении на затворе равном $U_{\text{зи отс}}$.

11. Максимальная частота усиления, $f_{\text{макс}}$ – частота, на которой коэффициент усиления по мощности равен единице, составляет десятки –сотни МГц.

ГЛАВА 5

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПЕРЕКЛЮЧАЮЩИЕ ПРИБОРЫ

5.1. Диодный тиристор

Тиристорами называют полупроводниковые приборы с тремя и более р-п переходами, имеющие вольт-амперную характеристику S-типа.

В зависимости от числа выводов тиристоры бывают диодные (динисторы), триодные (тринисторы) и тетродные.

В основу тиристора положен монокристалл с чередующимися р- и п-областями (рис. 5.1). Крайние области p_1 и n_2 называются эмиттерами, а средние n_1 и p_2 – базами. Крайние переходы П1, П3 называют эмиттерными, а средний переход П2 – коллекторным. Омический контакт к внешнему р-слою называется анодом, а к внешнему п-слою – катодом, а к базе – управляющим электродом.

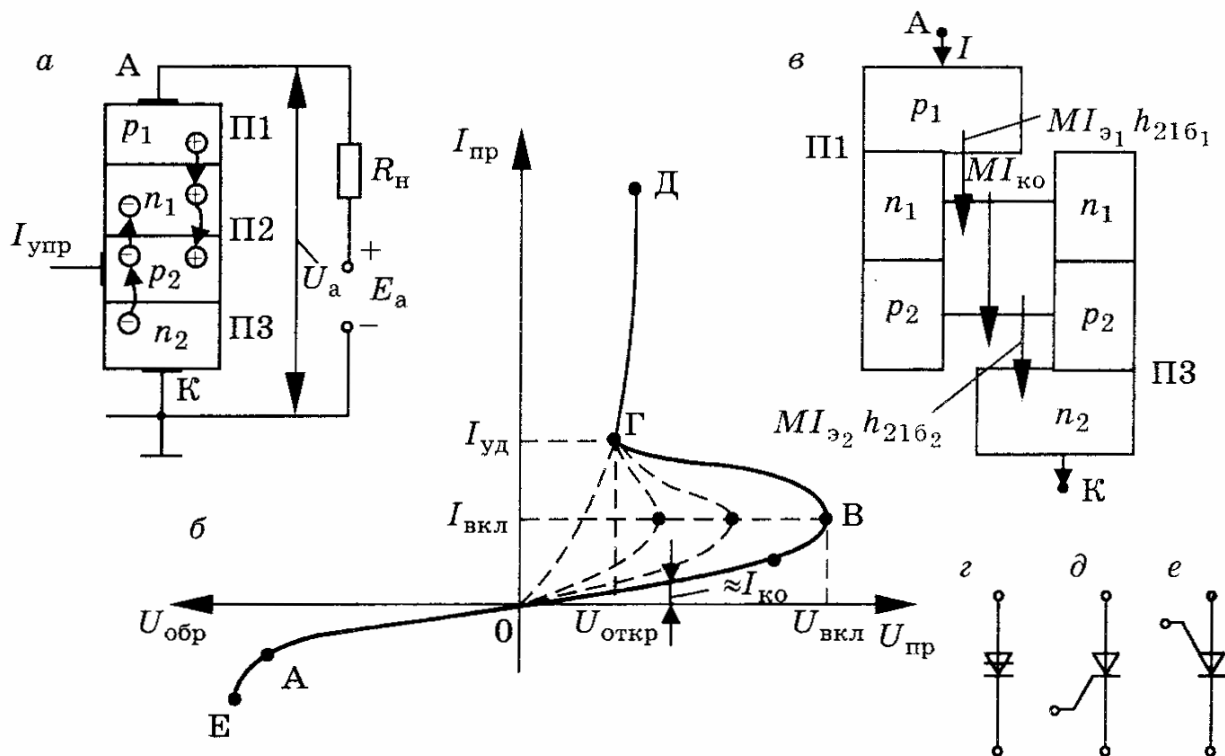


Рис.5.1. Четырехслойная структура тиристора (а), его вольтамперная характеристика (б), структура двухтранзисторного эквивалента тиристора (в) и условное обозначение: (г) динистор, (д) тиристор, управляемый по катоду, (е) тиристор, управляемый по аноду

Чтобы снять характеристику динистора, необходимо в качестве источника электрического питания использовать генератор тока. В зависимости от величины тока, протекаемого через тиристор между катодом и анодом, возникает соответствующая разность потенциалов.

Если к аноду приложить отрицательное напряжение относительно катода, то все переходы закрыты и через структуру протекает обратный ток (уча-

сток ОА рис. 5.1,б) – режим обратного запираания. А при дальнейшем увеличении обратного напряжения возможен электрический пробой (участок АЕ – режим обратного пробоя).

Пусть к аноду приложено небольшое положительное напряжение относительно катода (рис. 5.1,а). Переходы П1 и П3 включены в прямом направлении, а переход П2 – в обратном, и поэтому почти все приложенное напряжение падает на нем. Участок ОВ вольт-амперной характеристики аналогичен обратной ветви характеристики диода и его называют режимом прямого запираания.

С увеличением анодного напряжения увеличивается прямое напряжение на эмиттерных переходах. Дырки, инжектированные из p_1 -эмиттера в n_1 -базу диффундируют к коллекторному переходу и экстрагируют в p_2 -базу, где и накапливаются. Дырки, остановленные потенциальным барьером П3, образуют в p_2 -базе избыточный положительный заряд и одновременно понижают высоту потенциального барьера П3, что вызывает увеличение инжекции электронов из n_2 -эмиттера в p_2 -базу. Затем эти электроны диффундируют к коллекторному переходу и экстрагируют в n_1 -базу, и накапливаются в ней. Дальнейшему движению электронов препятствует потенциальный барьер эмиттерного перехода П1. Эти электроны, кроме того, понижают потенциальный барьер перехода П1 и способствуют росту инжекции дырок из p_1 -области. Таким образом в тиристоре существует положительная обратная связь, приводящая к лавинообразному увеличению тока через тиристор. В результате накопления избыточного положительного заряда в p_2 -базе и отрицательного в n_1 -базе происходит компенсация объемного заряда коллекторного перехода, его сопротивление резко падает, и при некотором $U_{\text{вкл}}$ (напряжении включения) происходит резкое возрастание тока, протекающего через тиристор, и одновременно уменьшается падение напряжения на всем тиристоре. Тиристор из закрытого состояния переходит в открытое, и этому соответствует участок В1 вольт-амперной характеристики (рис. 5.1,б) с отрицательным дифференциальным сопротивлением.

После того, как тиристор включился, все три перехода смещены в прямом направлении, и этому соответствует участок ГД вольт-амперной характеристики. Тиристор работает в режиме прямой проводимости. Ток, протекающий через тиристорную структуру, ограничивается только нагрузочным резистором, включенным последовательно с тиристорм.

Таким образом, тиристор может находиться в двух состояниях – закрытом (выключенном) и открытом (включенном). Закрытое состояние характеризуется большим падением напряжения на тиристоре и малым протекающим током, т.е. тиристор обладает большим сопротивлением. В открытом состоянии падение напряжения на тиристоре мало (1...3 В), а протекающий через него ток велик, тиристор имеет малое сопротивление.

Тиристор будет находиться в открытом состоянии до тех пор, пока избыточный заряд в базах смещает коллекторный переход в прямом направлении за счет тока, протекающего через структуру.

Структура тиристора может быть представлена в виде соединения двух транзисторов, разной электропроводимости (рис. 5.1,в), так что коллекторный ток транзистора $p_1-n_1-p_2$ является базовым током транзистора $n_1-p_2-n_2$, а коллекторный ток транзистора $n_1-p_2-n_2$ является базовым током транзистора $p_1-n_1-p_2$.

Таким образом, между базовыми и коллекторными токами транзисторов существует положительная обратная связь, которая обеспечивает переключение структуры при условии, что коэффициент положительной обратной связи больше единицы. Постоянный ток коллектора этих транзисторов можно выразить через эмиттерные токи

$$I_{K1} = h_{21\beta_1} I_{\varepsilon_1} + I_{K\beta_{01}}; \quad I_{K2} = h_{21\beta_2} I_{\varepsilon_2} + I_{K\beta_{02}}, \quad (5.1)$$

где $h_{21\beta_1}$, $h_{21\beta_2}$ – коэффициенты передачи постоянных токов эмиттеров транзисторов, $I_{K\beta_{01}}$, $I_{K\beta_{02}}$ – обратные токи коллекторов транзисторов.

Так как $I_K = I_{K1} = I_{K2}$, то с учетом (5.1) получим

$$I = h_{21\beta_1} I + I_{K\beta_{01}} + h_{21\beta_2} I + I_{K\beta_{02}}. \quad (5.2)$$

С учетом коэффициента лавинного умножения M в коллекторном переходе получим

$$I = M [I(h_{21\beta_1} + h_{21\beta_2}) + I_{K\beta_{01}} + I_{K\beta_{02}}], \quad (5.3)$$

$$I = \frac{MI_{K0}}{1 - M(h_{21\beta_1} + h_{21\beta_2})}, \quad \text{где } I_{K0} = I_{K\beta_{01}} + I_{K\beta_{02}} \quad (5.4)$$

В обычных условиях работы тиристора $M = 1$.

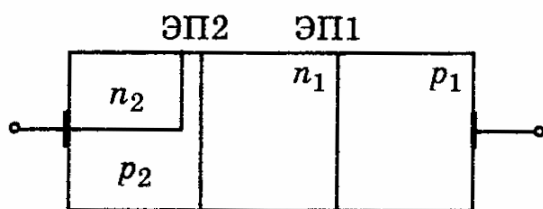


Рис.5.2. Структурная схема динистора с шунтированием эмиттерного перехода объемным сопротивлением базы

В соответствии с (5.4) переключение тиристора в открытое состояние происходит при возрастании суммарного коэффициента передачи до 1. В каждой из транзисторных структур коэффициенты передачи тока эмиттера могут быть близки к единице даже при малых напряжениях и токах. Для уменьшения начальных величин коэффициента передачи одну из баз тиристора делают довольно толстой по сравнению с диффузионной длиной соответствующих неосновных носителей.

На практике один из эмиттерных переходов шунтируется объемным сопротивлением базы (рис. 5.2).

Такое шунтирование обеспечивает малые значения $h_{21\beta_1}$, $h_{21\beta_2}$ при малых напряжениях на тиристоре, так как почти весь ток при этом идет по шунтирующему сопротивлению базы, минуя эмиттерный переход ЭП2. При боль-

ших напряжениях уменьшается сопротивление ЭП2, и весь ток будет проходить через ЭП2, минуя шунтирующее сопротивление базы.

При таком конструктивном исполнении тиристор переходит в открытое состояние при постоянном напряжении включения, т.е. тиристор имеет жесткую характеристику переключения. При слабой зависимости $h_{21\beta_1}$ и $h_{21\beta_2}$ от напряжения и тока тиристора напряжение включения различно и тиристор имеет мягкую характеристику переключения. Обозначение динисторов в схеме показана на рис. 5.1,г.

5.2. Триодный тиристор

Триодные тиристоры (рис. 5.1,а) отличаются от диодных тем, что одна из баз имеет внешний вывод, называемый управляющим электродом. В зависимости от того, из какой области базы сделан вывод триодные тиристоры делятся на управляемые по катоду (рис. 5.1,д) и управляемые по аноду (рис. 5.1,е). Принцип их работы одинаков, отличие заключается лишь в полярности внешних напряжений, подаваемых на управляющий электрод.

У триодных тиристоров управляемых по катоду в управляющую цепь подают положительный управляющий сигнал, а для управляющих по аноду – отрицательный. При подаче на управляющий электрод напряжения необходимой полярности через эмиттерный переход увеличивается инжекция носителей, изменяется коэффициент передачи тока эмиттера одной из транзисторных структур, увеличивается суммарный коэффициент передачи тиристора, и уменьшается напряжение переключения.

5.3. Симметричные тиристоры (симисторы)

Симисторы – переключающие приборы, работающие как при положительном, так и при отрицательном напряжении. При работе в цепях переменного тока они включаются в положительные и отрицательные полупериоды, вольт-амперные характеристики одинаковы в I и III квадрантах (рис. 5.3,а).

Симисторы выполнены на основе пятислойных структур (рис. 5.3,б), и имеют условное обозначение (рис. 5.3,в). Крайние переходы зашунтированы объемными сопротивлениями прилегающих областей р-типа. Если подать плюс внешнего напряжения на n_1 -область, а минус на n_3 -область, то переход П1 включается в обратном направлении, и ток, протекающий через него, очень мал. Рабочей частью тиристора является p_1 - n_2 - p_3 - n_3 структура, работающая как динистор.

При смене полярности внешнего напряжения, p_2 - n_3 переход включается в обратном направлении и полностью зашунтирован относительно малым сопротивлением p_2 -областью. Рабочая часть тиристора представлена структурой n_1 - p_1 - n_2 - p_2 . Таким образом, симметричный тиристор можно представить в виде-

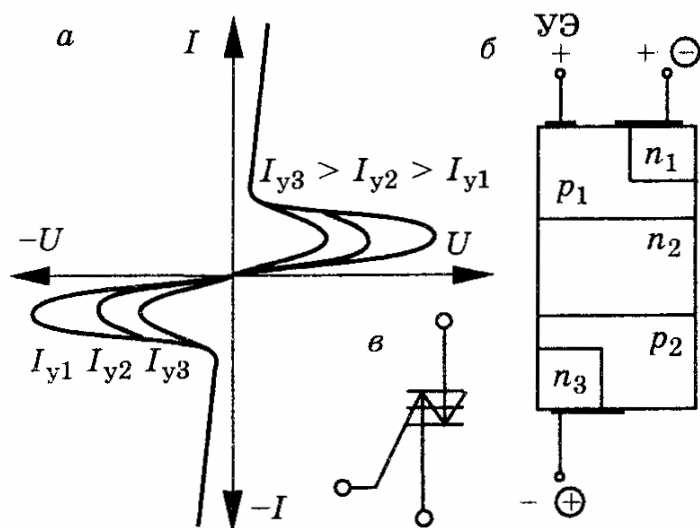


Рис.5.3. Вольтамперная характеристика (а), структурная схема (б) и условное обозначение (в) симистора

двух тиристоров, включенных встречно и шунтирующих друг друга (рис. 5.3,в). Симметричный тиристор может быть преобразован в несимметричный, если в одной из р-областей изготовить омический контакт, выполняющий роль управляющего электрода.

Все тиристоры изготавливаются только из кремния, имеющего малый обратный ток, и, следовательно, обладают малой мощностью рассеяния в закрытом состоянии. Все это

позволяет изготавливать тиристоры с большим напряжением включения и большим допустимым обратным напряжением, работающие в широком температурном диапазоне от -60°C до $+125^{\circ}\text{C}$.

Примером тиристора являются: КН 102И – динистор, КУ 201А – управляемый тиристор.

Основным отличием и достоинством тиристорной структуры по сравнению с транзисторной является то, что тиристор обладает свойством памяти. Достаточно кратковременным сигналом переключить его в проводящее состояние, как он остается в этом состоянии до тех пор, пока ток через него не станет меньше тока выключения. Для управления транзистором на его входе необходимо поддерживать сигнал управления. Крутизна фронтов импульсов, формируемых с помощью транзисторов, существенно зависит от величины и формы входного сигнала. В тиристорных схемах из-за лавинообразного переключения тиристора форма выходного сигнала практически не зависит от величины и формы входного. Все это позволяет получить в тиристорных схемах большой коэффициент усиления по мощности, крутые фронты импульсов сигнала и большой КПД.

5.4. Параметры тиристоров

1. Напряжение включения $U_{\text{вкл}}$ – минимальное прямое анодное напряжение, при котором тиристор переходит из закрытого в открытое состояние при разомкнутой управляющей цепи (десятки – сотни вольт).

2. Ток включения $I_{\text{вкл}}$ – это значение прямого анодного тока, протекающего через тиристор, выше которого тиристор переходит в открытое состояние при разомкнутой цепи управляющего вывода.

3. Ток удержания (выключения) $I_{уд}$ ($I_{выкл}$) – значение прямого тока, протекающего через тиристор, при разомкнутой цепи управления, ниже которого тиристор выключается (единицы – сотни мА).

4. Напряжение в открытом состоянии (остаточное напряжение) $U_{пр}$ – падение напряжения на тиристоре в открытом состоянии (1...3 В).

5. Максимально допустимый ток в открытом состоянии $I_{пр макс}$ – максимальное значение тока в открытом состоянии, при котором обеспечивается заданная надежность тиристора (сотни мА – сотни А).

6. Обратное напряжение $U_{обр}$ – напряжение, при котором тиристор может работать длительное время без нарушения его работоспособности (единицы – тысячи В).

7. Обратный ток $I_{обр}$ – наибольшее значение обратного тока, протекающего через тиристор при $U_{обр}$ (доли мА).

8. Отпирающий ток управления $I_{у вкл}$ – наименьший ток в цепи управляющего электрода, необходимый для включения тиристора (десятки мА) с момента подачи отпирающего импульса.

9. Время задержки $t_{зд}$ – время до момента, когда анодный ток через тиристор возрастает до величины 0,1 от установившегося значения или время, в течение которого анодное напряжение на тиристоре уменьшится до 0,9 от начального значения с момента подачи на тиристор управляющего импульса. Эти определения равноценны при активной нагрузке во внешней цепи тиристора.

10. Время включения $t_{вкл}$ – время, с момента подачи отпирающего импульса до момента, когда напряжение на тиристоре уменьшается до 0,1 своего установившегося значения (мкс – десятки мкс), или время с момента подачи отпирающего импульса до момента, когда ток через тиристор возрастает до 0,9 своего установившегося значения.

11. Время выключения $t_{выкл}$ – минимальное время, в течение которого к тиристорному прикладывается запирающее напряжение (десятки – сотни мкс).

12. Максимально допустимая скорость нарастания прямого напряжения $(dU/dt)_{макс}$ – скорость нарастания прямого анодного напряжения, при котором еще не происходит переключение тиристора в открытое состояние при отключенном управляющем электроде.

13. Максимально допустимая скорость нарастания прямого тока $(dI/dt)_{макс}$ – скорость нарастания прямого тока, не вызывающая необратимых процессов в тиристорной структуре.

14. Рассеиваемая мощность P (единицы – десятки Вт).

15. Неотпирающее напряжение на управляющем электроде $U_{уп}$ – наибольшее напряжение, не вызывающее отпирания тиристора (доли В).

16. Запирающее напряжение на управляющем электроде $U_{уз}$ – напряжение, обеспечивающее требуемое значение запирающего тока управляющего электрода (единицы – десятки В).

ГЛАВА 6

ЭЛЕКТРОННО-ЛУЧЕВЫЕ ПРИБОРЫ

Электронно-лучевыми приборами называются электровакуумные приборы, действие которых основано на формировании потока электронов в виде лучей и их управлении.

Приборы, у которых баллон имеет форму трубки, вытянутой в направлении луча, называют электронно-лучевыми трубками (ЭЛТ).

В зависимости от назначения ЭЛТ бывают:

- 1) приемные – преобразующие электрический сигнал в изображение (индикаторные и осциллографические трубки, кинескопы, трубки для дисплеев);
- 2) передающие – преобразующие изображение в электрический сигнал;
- 3) запоминающие – преобразующие и формирующие электрический сигнал;
- 4) электронно-оптические преобразователи – преобразующие невидимое изображение в видимое изображение (электронный микроскоп).

ЭЛТ составляют основные элементы (рис. 6.1): колба (1), электронный прожектор (2), отклоняющая система (3), приемник электронов – экран (5) или система электродов электронного коммутатора, токопроводящий слой (аквадаг) (4) – для сбора вторичных электронов.

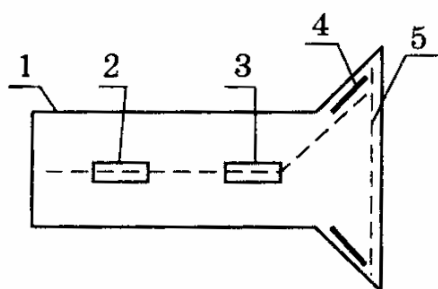


Рис.6.1. Упрощенная конструкция электронно-лучевой трубки

По способу формирования и управления электронного луча ЭЛТ бывают: электростатические, магнитные, комбинированные.

В трубках с электростатическим управлением используется электростатическая система формирования и отклонения луча, в магнитных – магнитная система формирования и управления луча,

в комбинированных – электростатическая система формирования и магнитная система управления луча.

Формирование и управление электронного луча основано на взаимодействии электронного потока с электрическим и магнитным полем.

Электронный прожектор (электронная пушка) создает и фокусирует электронный поток в электронный луч. Он состоит из источника электронов – катода и формирующей (электронно-оптической) системы.

Отклоняющая система перемещает луч, сформированный прожектором, в нужную точку экрана. Экран преобразует кинетическую энергию электронов в оптическое или электрическое изображение.

6.1. Электростатическая система фокусировки луча

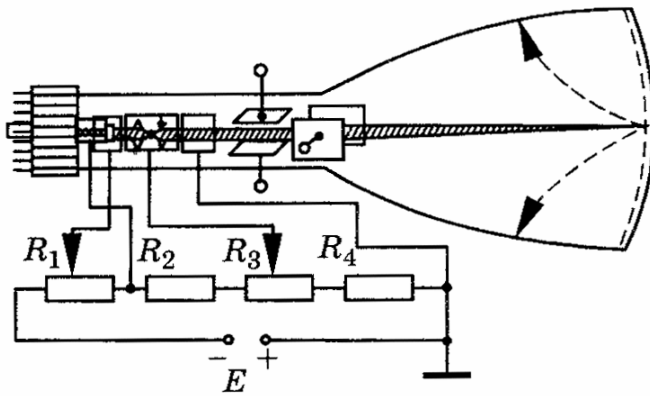


Рис.6.2. Устройство электростатической электронно-лучевой трубки

цилиндр с отверстием-диафрагмой в центре – модулятор (управляющий электрод). На модулятор подается отрицательное напряжение порядка единиц или десятков вольт.

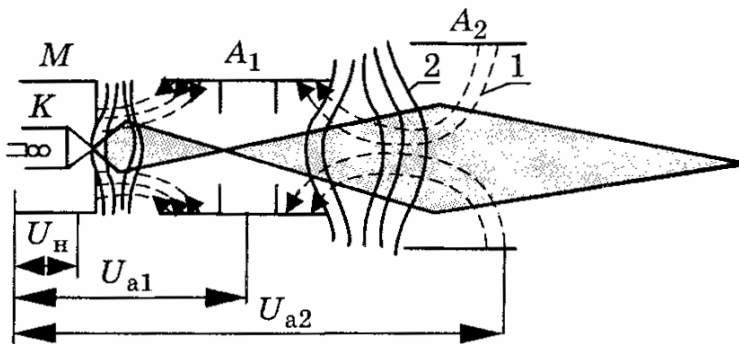


Рис.6.3. Устройство тетродного прожектора

Основным назначением модулятора является изменение тока электронного луча. В пространстве между катодом и модулятором (рис. 6.3) формируется неоднородное, электрическое поле, изменяющее объемный заряд около катода и той части его поверхности, у которой существует поле с положительным потенциалом. Зависимость между катодным током и напряжением модулятора называется модуляционной характеристикой (рис. 6.4).

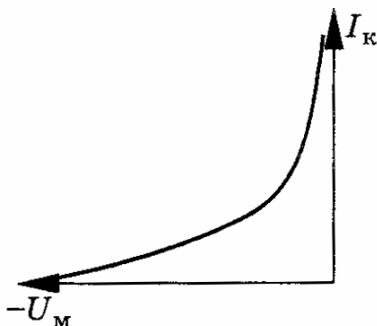


Рис.6.4. Модуляционная характеристика электронно-лучевой трубки

Изменяя напряжение на модуляторе можно управлять яркостью свечения экрана, поскольку при малых отрицательных напряжениях на модуляторе большее число электронов пролетает модулятор и участвует в создании электронного луча.

Первый и второй аноды имеют форму цилиндров, с одной или несколькими диафрагмами. На первый анод подается положительное напряжение величиной несколько сотен вольт, а на второй – несколько киловольт.

В осциллографических трубках второй анод соединяется с аквадагом и, чтобы избежать появления паразитных электрических полей между аквадагом и оператором, влияющих на электронный луч, заземляют плюс источника питания.

Принцип работы электронных прожекторов аналогичен принципу действия оптических фокусирующих систем. Первая (короткофокусная) линза образована катодом, модулятором и первым анодом с фокусом в плоскости первого анода. Вторая (длинно-фокусная) линза с фокусом в плоскости экрана образована первым и вторым анодами (рис. 6.3). Электрическое поле первой линзы с положительным градиентом доходит до поверхности катода, "вытягивает" электроны из катода и ускоряет их. Поэтому первая линза всегда должна быть электростатической. Каждую линзу можно представить как совокупность собирающей и рассеивающей элементарных линз. Собирающая линза образована неоднородным электрическим полем с эквипотенциальными поверхностями, обращенными выпуклостью к катоду, а рассеивающая образована эквипотенциальными поверхностями, обращенными к экрану.

Регулируя потенциал первого анода с помощью потенциометра R_3 (рис. 6.2), можно изменять неоднородное электрическое поле длиннофокусной линзы и тем самым управлять фокусным расстоянием. Изменяя напряжение первого анода, можно добиться точного совмещения фокуса с плоскостью экрана, поэтому ручку потенциометра R_3 снабжают надписью "фокусировка". Электронный луч невозможно сфокусировать в геометрическую точку. Этому препятствует взаимное отталкивание электронов, несовершенство электронно-оптической системы и др. Достаточно получить светящееся пятно малых размеров, чтобы глаз воспринимал его как светящуюся точку.

Силу света или яркость пятна можно регулировать с помощью потенциометра R_1 , изменяющего напряжение на модуляторе. Поэтому ручку потенциометра R_1 снабжают надписью "Яркость".

Рассмотренный тетродный прожектор обладает недостатком: регулировка яркости влияет на фокусировку луча и наоборот. При изменении напряжения первого анода для достижения оптимальной фокусировки луча автоматически изменяется величина и конфигурация электрического поля у плоскости катода, что приводит к изменению тока луча, а значит и яркости. При регулировке яркости луча изменяется напряжение на модуляторе, которое вызывает изменение тока луча и фокусное расстояние.

Уменьшение взаимного влияния регулировок яркости и фокусировки достигается расположением ускоряющего электрода (УЭ) (рис. 6.5,а) между модулятором и первым анодом. Ускоряющий электрод выполнен в виде длинного цилиндра с диафрагмами, ограничивающими поперечные размеры луча. Первый анод имеет большое отверстие, что исключает попадания на его электронов, т.е. ток первого анода равен нулю. При изменении напряжения на первом аноде не будет изменяться ток и напряжение на элементах делителя (рис. 6.5,а), поэтому режим работы первой линзы не изменяется.

Второй способ улучшения работы электронного прожектора – создание трехлинзовой электроно-оптической системы (рис. 6.5,б). Первый ускоряю-

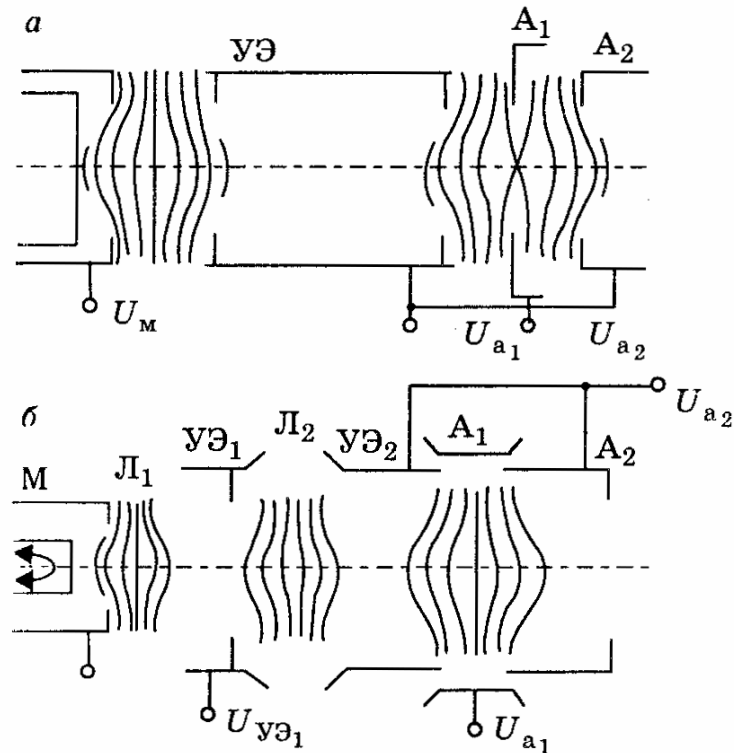


Рис.6.5. Схематическое устройство электронного прожектора пентодного типа

щий электрод имеет небольшой потенциал (сотни вольт), а второй – высокий (киловольты).

6.2. Электростатическая отклоняющая система

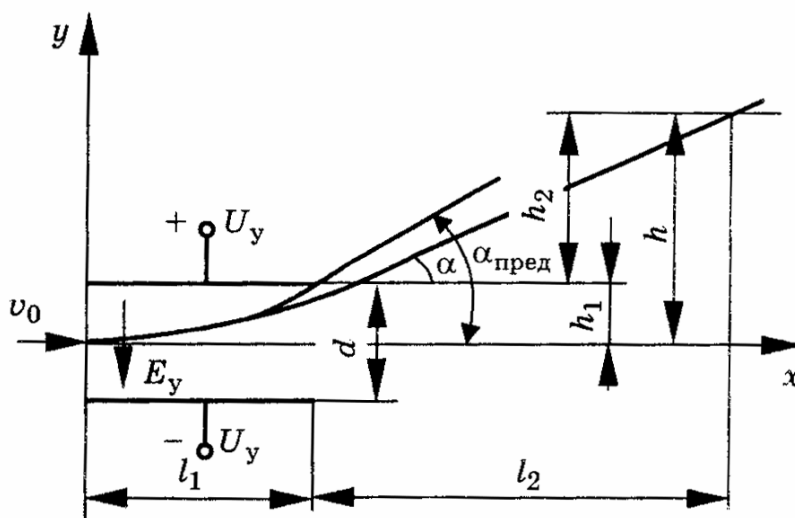


Рис.6.6. Траектория электронного луча в трубке с электростатическим управлением

Пространственное перемещение по экрану сфокусированного луча осуществляется с помощью отклоняющей системы.

Электростатической называют отклоняющую систему, изменяющую направление электронного луча с помощью электрических полей. Простейшая электростатическая откло-

няющая система состоит из двух пар пластин, расположенных между прожектором и экраном (рис. 6.1).

Рассмотрим отклонение электронов полем, создаваемым постоянным напряжением U_y между параллельными пластинами с длиной $l_1 > d$, где d – расстояние между пластинами (рис. 6.6).

Электрон влетает в поле пластин со скоростью $v_0 = \sqrt{\frac{2q}{m} U_{a2}}$ и движется к экрану по закону $x = v_0 t$. Под действием напряженности поля пластин $E_y = U_y/d$ на электрон в направлении y действует сила $F_y = -qE_y$, заставляющая его двигаться равноускоренно по закону $y = at^2/2$. Величина ускорения a определяется из условия $qE_y = ma$. В результате чего электрон смещается от оси трубки на расстояние

$$y = \frac{qE_y}{2mv^2} = \frac{U_y}{4dU_{a2}} x^2. \quad (6.1)$$

Пролетая между пластинами, электронный луч отклоняется на расстояние h_1

$$h_1 = \frac{U_y}{4dU_{a2}} l_1^2. \quad (6.2)$$

В дальнейшем он летит по касательной, направленной под углом α к оси трубки. На удалении l_2 от пластин электронный луч дополнительно отклоняется от оси трубки на расстояние h_2

$$h_2 = l_2 \operatorname{tg} \alpha = l_2 \left. \frac{dy}{dx} \right|_{x=l_1} = \frac{U_y l_1 l_2}{2dU_{a2}}. \quad (6.3)$$

В плоскости экрана луч отклонится на расстояние h

$$h = h_1 + h_2 = \frac{U_y l_1}{2dU_{a2}} \left(\frac{l_1}{2} + l_2 \right). \quad (6.4)$$

Выражение (6.4) показывает, что отклонение h зависит от конструкции отклоняющих пластин и не зависит от массы отклоняемых частиц.

Основным параметром отклоняющей системы является чувствительность, показывающая на сколько миллиметров отклоняется луч на экране при изменении отклоняющего напряжения на 1 В

$$h'_y = S_y = \frac{h}{U_y} = \frac{l_1}{2dU_{a2}} \left(\frac{l_1}{2} + l_2 \right). \quad (6.5)$$

Для повышения чувствительности необходимо удлинять и сближать отклоняющие пластины, удалять их от экрана и уменьшать напряжение на втором аноде. Однако уменьшение d приводит к уменьшению предельного угла отклонения $\alpha_{\text{пред}}$, а снижение U_{a2} ухудшает фокусировку.

Для увеличения чувствительности без уменьшения $\alpha_{\text{пред}}$ используются косорасставленные (рис. 6.7,а), параболические (рис. 6.7,б) и изломанные (рис. 6.7,в) пластины.

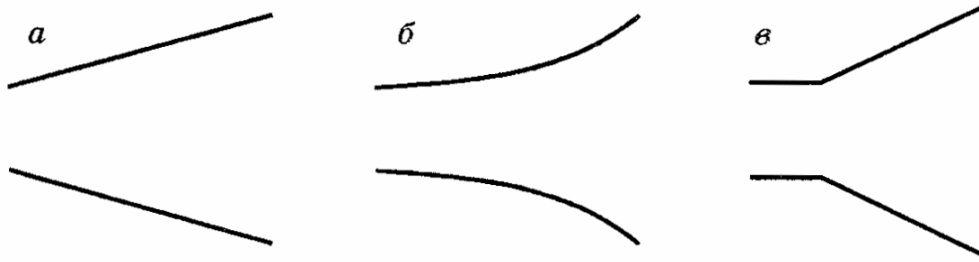


Рис.6.7. Разновидности электростатических отклоняющих систем

Достоинством электростатической системы отклонения луча является:
 – малая инерционность, возможность использования напряжений большой частоты;

– малое потребление энергии;

– малые габариты и вес.

Недостатки этих систем следующие:

– малый предельный угол отклонения;

– зависимость чувствительности от U_{a2} .

6.3. Трубки с магнитным управлением электронным лучом

Устройство простейшей электронно-лучевой трубки с магнитной системой фокусировки и магнитной системой отклонения луча показано на рис. 6.8.

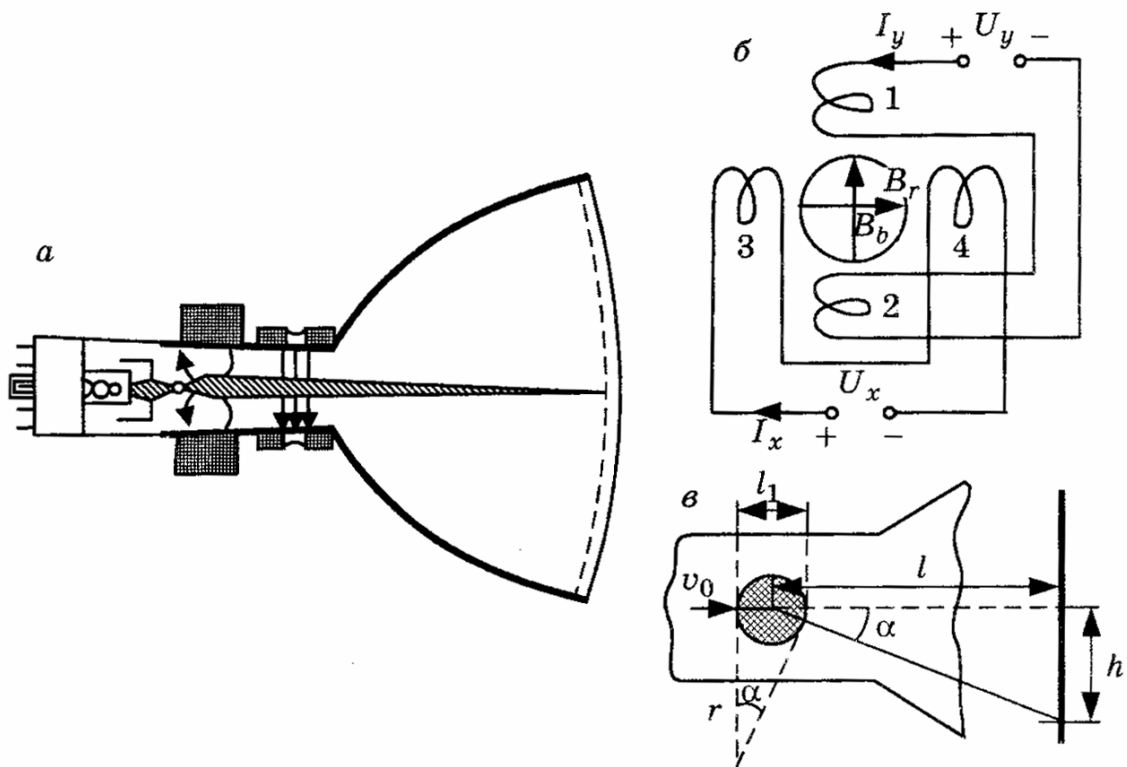


Рис.6.8. Устройство простейшей электронно-лучевой трубки с магнитным формированием и управлением электронным лучом (а) и структурная схема ее отклоняющей системы (б), траектория электронного луча (в)

В ЭЛТ с магнитной фокусировкой первая линза состоит из катода, модулятора и анода, а в качестве главной проекционной линзы используется неоднородное магнитное поле короткой катушки, по виткам которой протекает ток. Диаметр катушки соизмерим с ее длиной.

Электрон, влетающий в поле фокусирующей катушки, взаимодействует с радиальной составляющей индукции магнитного поля B_r , что вызывает появление силы Лоренца. Сила Лоренца вращает электронный луч вокруг оси трубки. Взаимодействие вращательного движения электронов луча с осевой составляющей индукции магнитного поля B_z вызывает появление силы Лоренца, направленной к оси проектора. В результате совместного действия осевой и радиальной сил Лоренца электрон начинает двигаться по спирали с непрерывно уменьшающимся радиусом, прижимаясь к оси трубки. Благодаря взаимодействию электрона с магнитным полем, электроны, влетающие в магнитное поле фокусирующей катушки расходящимся пучком, после выхода из поля катушки собираются на оси трубки. Изменяя ток, протекающий через витки фокусирующей катушки, можно совместить фокусное расстояние с плоскостью экрана.

Отклоняющие системы называются магнитными, если они изменяют направление луча с помощью поперечных однородных магнитных полей. Магнитная отклоняющая система содержит две пары катушек, надеваемых на горловину трубки (рис. 6.8,б) и создающих магнитные поля во взаимно перпендикулярных направлениях. Катушки 1 и 2, создавая поперечное магнитное поле H_y , отклоняют электронный луч по вертикали, т.е. являются Y-катушками, а катушки 3 и 4, создавая поперечное магнитное поле H_x , отклоняют электронный луч по горизонтали, т.е. являются X-катушками.

Рассмотрим отклонение электронов магнитным полем одной пары катушек, считая, что поле ограничено диаметром катушки, и в этом пространстве поле однородно. Индукция магнитного поля пропорциональна числу ампервитков отклоняющей катушки $B = k n_{\text{откл}} I_{\text{откл}}$, где k – коэффициент пропорциональности, зависящий от магнитной проницаемости среды, формы катушек и расстояния между ними, $n_{\text{откл}}$ – число витков катушки, $I_{\text{откл}} = I_y$ или $I_{\text{откл}} = I_x$ ток в Y- и X-катушках соответственно.

Электроны, покинув фокусирующую систему, со скоростью $v_0 = \sqrt{\frac{2q}{m} U_a}$ попадают в магнитное поле катушки, где вектор магнитной индукции B перпендикулярен вектору скорости v_0 , что заставляет их двигаться по спирали с радиусом r

$$r = \frac{mv_0}{qB}. \quad (6.6)$$

Пройдя магнитное поле катушек, электроны движутся к экрану по касательной к окружности и отклоняются от центра экрана на расстояние h

$$h = l \operatorname{tg} \alpha,$$

где l – расстояние от экрана до катушки.

При малых углах отклонения $\operatorname{tg}\alpha \approx l_1/r$, тогда

$$h = \frac{ll_1}{r} = \frac{qB}{mv_0} ll_1 = \sqrt{\frac{q}{2m}} \frac{l_1}{\sqrt{U_a}} kn_{\text{откл}} - I_{\text{откл}} l, \quad (6.7)$$

где l_1 – длина катушки.

Из выражения (6.7) следует, что отклонение луча однородным магнитным полем зависит от массы отклоняемых частиц. Испускаемые катодом отрицательные ионы отклоняются меньше, чем электроны.

Чувствительность трубки с магнитным отклонением измеряется отношением отклонения пятна на экране в миллиметрах к магнитодвижущей силе в ампер-витках

$$h_M = S_M = \frac{h}{I_{\text{откл}} n_{\text{откл}}}. \quad (6.8)$$

Чувствительность h_M находится в пределах единиц миллиметров на ампер-виток и слабо зависит от ускоряющего напряжения (пропорциональна $1/\sqrt{U_a}$). Это позволяет использовать трубки, работающие при высоких анодных напряжениях. А для увеличения напряженности магнитного поля уменьшают расстояние между катушками, трубки имеют малый диаметр горловины.

Искажение изображения и расфокусировка пятна при магнитном отклонении меньше, а предельный угол отклонения ($2\alpha = 110^\circ$) выше, чем при электростатическом.

Существенными недостатками магнитных отклоняющих систем являются:

- большая потребляемая мощность для получения требуемого тока отклонения;
- большая инерционность из-за значительных собственных емкостей и индуктивностей катушек;
- низкий частотный диапазон работы.

6.4. Экраны электронно-лучевых трубок

Экраны большинства электронно-лучевых трубок предназначены для преобразования энергии электронного луча в энергию видимого излучения. Для этих целей на внутреннюю поверхность торцевой части баллона наносится тонкий слой люминофора, который возбуждается электронным лучом.

Кинетическая энергия электронного луча расходуется на нагрев люминофора, возбуждение излучения в инфракрасном и ультрафиолетовом диапазонах спектра излучения и испускание люминофором вторичных электронов. В видимый свет преобразуется лишь около 10 % энергии луча. Экраны ЭЛТ характеризуются следующими параметрами:

1. Цвет свечения, который определяется спектральной характеристикой люминофора при его возбуждении. Для визуального наблюдения выгодно использовать экраны с зеленым цветом свечения, соответствующим максимуму

чувствительности глаза. Таким цветом свечения обладает люминофор из ортосиликата цинка (виллимит). Для фотографирования используют экраны с синим или голубым цветом свечения. В приемных телевизионных трубках с черно-белым изображением используют экраны с белым цветом изображения, где люминофор состоит из двух компонентов: синего и желтого.

Для улучшения качества параметров экрана часто на люминофор с внутренней стороны трубки наносится тонкая пленка алюминия, соединенная со вторым анодом. Такие экраны обладают следующими достоинствами:

- потенциал экрана постоянен и равен U_{a2} , что позволяет получить большую яркость свечения;
- повышается контрастность изображения за счет исключения паразитного засвечивания экрана с внутренней стороны трубки;
- повышается яркость и светоотдача экрана за счет отражения пленкой алюминия излучаемого люминофором света;
- повышается долговечность и стойкость экрана к воздействию отрицательных ионов.

2. Светоотдача – определяется отношением силы света $I_{св}$, излучаемой люминофором нормально к поверхности экрана, к мощности электронного луча, падающего на экран в направлении наблюдателя

$$\eta = \frac{I_{св}}{I_{л} U_a} \left[\frac{\text{кД}}{\text{Вт}} \right]. \quad (6.9)$$

Светоотдача определяет КПД люминофора и изменяется в пределах 0,1...15 кД/Вт для различных экранов.

3. Яркость свечения определяется силой света, излучаемой единицей площади равномерно светящейся поверхности экрана в направлении наблюдателя

$$B = A I_{л} (U - U_0)^n, \quad (6.10)$$

где A и n – коэффициенты, зависящие от свойств люминофора;

$I_{л}$ – плотность тока луча;

U – разность потенциалов между катодом и экраном;

U_0 – минимальный потенциал экрана, при котором появляется свечение.

Для повышения яркости свечения экрана необходимо увеличивать U , ибо увеличение плотности тока луча приводит к нагреванию и выгоранию люминофора.

4. Длительность послесвечения – это время, в течение которого яркость свечения уменьшается до 1 % или до уровня яркости фона, при прекращении электронной бомбардировки. По времени послесвечения экранов ЭЛТ бывают: с очень коротким ($t_{п} < 10^{-5}$ с), коротким ($10^{-5} \leq t_{п} < 10^{-2}$ с), средним ($10^{-2} \leq t_{п} < 0,1$ с), длительным ($0,1 < t_{п} < 16$ с) и очень длительным ($t_{п} > 16$ с) послесвечением. Трубки с коротким и очень коротким послесвечением используются в осциллогра-

фировании, а со средним послесвечением – в телевидении. В радиолокационных устройствах используются трубки с длительным послесвечением.

5. Разрешающая способность определяет свойство ЭЛТ воспроизводить детали изображения. Этот параметр оценивается числом отдельно различимых светящихся точек или линий (строк), приходящихся на 1 см^2 поверхности или на 1 см высоты экрана. Для увеличения разрешающей способности необходимо уменьшить диаметр луча до десятых долей миллиметра.

6.5. Система обозначения электронно-лучевых трубок различного назначения

Первым элементом в системе обозначений осциллографических, индикаторных кинескопов и запоминающих трубок является число, обозначающее диаметр или диагональ экрана в сантиметрах.

Вторым элементом используется сочетание букв: ЛО – трубки с электростатическим отклонением луча (осциллографические и индикаторные), ЛМ – трубки с магнитным отклонением луча (осциллографические и индикаторные); ЛК – кинескопы; ЛН – запоминающие.

Третий элемент – число, указывающее на порядковый номер разработки.

Четвертый элемент – буква, указывающая на цвет свечения экрана. Например: Б, В – белый; М – голубой, И – зеленый, Ц – трехцветное свечение: синий, зеленый, красный; Г – фиолетовый; Д – голубое свечение и зеленое послесвечение; Е – двухцветный (оранжевый и зеленый); К – розовое свечение и оранжевое послесвечение.

6.6. Осциллографические трубки

Они предназначены для наблюдения и регистрации изменяющихся во времени электрических сигналов и используются в измерительных приборах – электронных осциллографах. Примером осциллографической трубки может служить трубка, конструкция которой представлена на рис. 6.9.

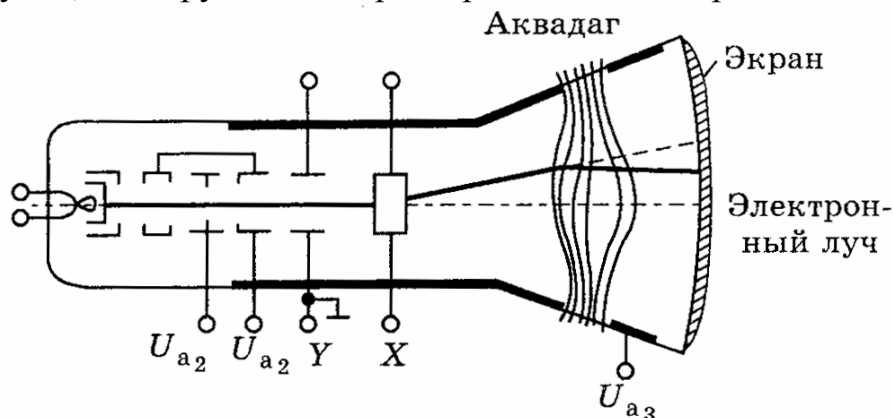


Рис.6.9. Осциллографическая трубка с послеускорением луча

Исследуемый сигнал подается на вертикально отклоняющие пластины, имеющие большую чувствительность, а на горизонтально отклоняющие пластины подводится линейно изменяющееся во времени напряжение (напряжение развертки). Под действием этих напряжений электронный луч вычерчивает на экране временную зависимость исследуемого процесса, ибо одновременно с линейным движением по горизонтали он отклоняется по вертикали под действием напряжения сигнала.

Получение высокой яркости и разрешающей способности при небольших ускоряющих напряжениях $U_{a2} = 1,5 \dots 3$ кВ, достигается при токах луча $100 \dots 500$ мкА.

С ростом частоты исследуемых сигналов увеличивается скорость перемещения электронного луча по экрану и уменьшается яркость свечения.

В современных высокоскоростных осциллографических трубках электронный луч ускоряется после выхода из отклоняющей системы, что позволяет сохранить высокую чувствительность и требуемую яркость при большой скорости развертки. Такие ЭЛТ называют трубками с послеускорением. Они имеют дополнительные ускоряющие аноды, которые образованы токопроводящими кольцами на широкой части баллона, имеющими возрастающие в направлении экрана потенциалы. Для уменьшения искажения в пространстве послеускорения на третий анод подают положительное напряжение $U_{a3} \leq 2U_{a2}$.

Максимальное напряжение послеускорения достигает порядка $20 \dots 25$ кВ.

Для исследования СВЧ колебаний используется отклоняющая система типа бегущей волны, в которой изменение потенциалов на пластинах и движение электронного луча синхронизированы.

Для одновременного исследования нескольких электрических процессов применяют многолучевые трубки, имеющие несколько независимых прожекторов и отклоняющих систем.

6.7. Индикаторные трубки

Электронно-лучевые трубки, применяемые в радиолокационных установках, позволяют определять координаты целей. В зависимости от вида и объема информации, отображаемой на экране, зависит выбор типа ЭЛТ.

В одномерных индикаторах, определяющих расстояние до цели, используются осциллографические трубки. В них применяют линейную развертку и амплитудную отметку цели, т.е. напряжение отраженного от цели сигнала подают на вертикально-отклоняющие пластины.

В двухмерных индикаторах кругового обзора определяется дальность и азимут цели. Это достигается за счет применения в индикаторах радиально-круговой развертки. В этих трубках луч развертывается по радиусу экрана и одновременно осуществляется вращение линии развертки вокруг центра экрана

за счет вращения магнитной отклоняющейся системы около горловины трубки синхронно с вращением антенны радиолокационной станции. Эти трубки работают в режиме яркостной отметки сигнала, поэтому напряжение сигнала управляет не отклонением, а появлением луча. В исходном состоянии на модулятор трубки подается отрицательное напряжение, превышающее по модулю напряжение запирающего. При поступлении отраженного от объекта радиоимпульса на модулятор, формируется электронный луч, который создает на экране светящееся пятно, удаление пятна от центра экрана определяет расстояние до объекта, а смещение по азимуту соответствует азимуту зондируемого объекта.

К таким трубкам предъявляются следующие требования: высокая разрешающая способность; высокая яркость свечения экрана; высокая контрастность и линейность отклонения. Эти требования реализуются в трубках с магнитной фокусировкой и магнитным отклонением луча и высоким ускоряющим напряжением. Поэтому вывод анода делают через боковую стенку колбы. Так как частота вращения антенны невелика, то трубки должны обладать длительным послесвечением, что позволяет одновременно воспроизводить ряд следующих друг за другом сигналов.

Для повышения объема информации, отображаемой на экране, и удобства ее считывания используются трубки с цветным изображением.

В радиолокации используются также трубки с круговой разверткой и стержневым электродом, расположенным в центре экрана. Развертка луча круговая и при отсутствии отраженного сигнала луч описывает окружность по периферии экрана. В момент появления отраженного радиосигнала на центральном электроде, луч отклоняется к центру.

Часто в качестве индикаторных трубок используют скиатроны. У скиатронов экран выполнен на основе хлористого калия, темнеющего при бомбардировке его быстрыми электронами. Поэтому электронный луч оставляет на экране темную фиолетовую линию, которая может сохраняться длительное время. Стирание записи осуществляется нагреванием электрическим током прозрачной пленки, которая является подложкой люминофора.

6.8. Кинескопы

Кинескопами называют ЭЛТ, предназначенные для преобразования телевизионного сигнала в видимое изображение. В кинескопах используется растровая развертка, при которой луч перемещается по экрану подобно лучу зрения при чтении. Пятно прочерчивает строки на экране, которые составляют кадр развертки. В странах СНГ принят стандарт, при котором кадр содержит 625 строк. Кинескопы являются трубками с яркостной отметкой, т.е. телевизионный сигнал подается или на модулятор в отрицательной полярности, или на катод в положительной полярности. За счет этого меняется плотность тока луча, и следовательно, яркость свечения луча.

Современные кинескопы являются комбинированными трубками. В них применяется электростатическая фокусировка (пентодные прожекторы с нулевым потенциалом первого анода) и магнитная система отклонения луча. Применение электростатической фокусировки в кинескопах накладывает менее жесткие требования к стабильности источников питания, ибо нестабильности питающих напряжений не нарушают фокусировку. В кинескопах черно-белого изображения экран покрывается смесью желтого и голубого люминофора, который сверху покрывается тонкой алюминиевой пленкой, соединенной со вторым анодом (рис. 6.10). Алюминиевая пленка является прозрачной для электронов луча и непрозрачной для световых лучей, благодаря чему устраняется засветка экрана светом, рассеянным от стенок баллона, и светом, идущим от одних участков полусферического экрана к другим. Кроме того, отражая свет пятна в сторону зрителя, алюминиевая пленка увеличивает яркость. Стекло экрана толщиной 10 мм делают дымчатым для поглощения лучей, появляющихся при полном внутреннем отражении от внешней границы стекла, что ослабляет засветку темных участков изображения, расположенных рядом со светлыми.

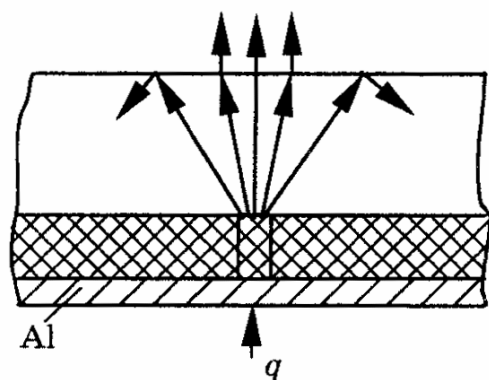


Рис.6.10. Схема экрана электронно-лучевой трубки с алюминиевой защитной пленкой

Алюминиевая пленка предохраняет также люминофор от бомбардировки отрицательными ионами, образующимися внутри трубки. Такой люминофор позволяет получить светотдачу не менее нескольких кандел на ватт, яркость свечения не менее $30 \dots 40 \text{ кд/м}^2$ при $U_{a2} = 10 \dots 20 \text{ кВ}$, длительность свечения менее $0,02 \text{ с}$, разрешающую способность не менее $700 \dots 800$ строк.

Для подачи высокого напряжения на второй анод прожектора внутреннюю поверхность колбы покрывают аквадагом. Наружная поверхность трубок в широкой части также покрывается аквадагом. Внутреннее и внешнее покрытия электрически изолированы друг от друга и образуют конденсатор фильтра высоковольтного выпрямителя.

Магнитная система отклонения должна обеспечивать высокую степень линейности отклонения по всему экрану с предельным углом отклонения 110° . Это достигается конструкцией отклоняющей системы, состоящей из четырех катушек без ферромагнитных сердечников с последовательно складывающимися магнитными потоками. Вертикально- (кадровые) и горизонтально-отклоняющие (строчные) катушки совмещены в пространстве, что позволяет получить компактную конструкцию отклоняющей системы.

6.9. Цветные кинескопы

Действие цветных кинескопов основано на теории трехкомпонентного цветового зрения, впервые сформулированной еще в 1756 г. М.В. Ломоносовым. Согласно этой теории в сетчатой оболочке человеческого глаза содержатся три вида колбочек, обладающих различной спектральной чувствительностью. При раздельном возбуждении того или иного вида колбочек создается ощущение красного, зеленого или синего цвета. При одновременном возбуждении двух видов колбочек, например чувствительных к красному и зеленому цветам, возникает ощущение желтого цвета. Световые лучи, падающие от наблюдаемого предмета на сетчатку глаза, воздействуют сразу на колбочки всех трех видов. При одинаковой степени возбуждения различных видов колбочек появляется ощущение цветового изображения. При одновременном (в одинаковой степени) возбуждении всех трех видов колбочек возникает впечатление белого цвета. Глаз наиболее чувствителен к зеленому цвету, менее – к красному и еще менее – к синему (рис. 6.11).

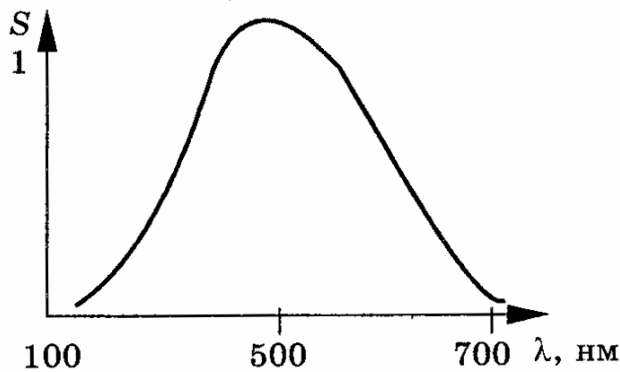


Рис.6.11. Спектральная характеристика чувствительности человеческого глаза

Экран кинескопа с внутренней стороны покрыт мозаичным слоем точечной структуры из люминофоров, светящихся красным, зеленым и синим цветом. Точки люминофоров расположены треугольниками (триадами), состоящими из люминофоров трех основных цветов. Чередование люминофоров в каждом из горизонтальных рядов происходит в определенной последовательности: красный,

зеленый, синий; красный, зеленый, синий и т.д. (первая строка). В следующей строке между точками люминофоров красного и зеленого цветов находится люминофор синего цвета. В кинескопах число триад составляет 550000, а общее количество люминофорных точек – 1650000.

Для воспроизведения цветного изображения необходимо совместить три изображения (красное, синее, зеленое) на одной триаде. Для этого в кинескопе используется три автономных электронных прожектора. По способу расположения электронных прожекторов в горловине трубки кинескопы бывают:

- с дельтавидным расположением, при котором прожекторы расположены по углам равностороннего треугольника (рис. 6.12), причем угол наклона прожекторов относительно оси кинескопа равен $1^\circ \pm 2'$;

- с планарным расположением, прожекторы расположены на одной линии в плоскости (рис. 6.13).

Электронный луч каждого прожектора попадает на люминофор одного цвета, не возбуждая другие точки. Это достигается установкой на расстоянии 15 мм от экрана теневой маски, имеющей отверстия, число которых равно числу триад.

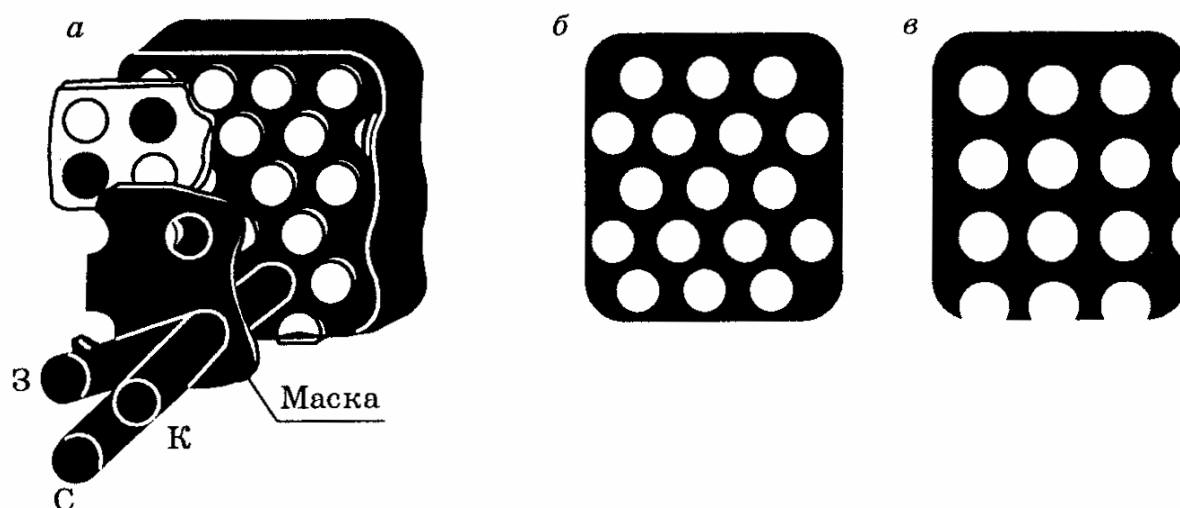


Рис.6.12. Дельтовидное расположение электронных прожекторов (а), теневая маска (б), экран трубки (в)

Электронный прожектор, теневая маска и точки люминофора расположены так, что электронный луч одного из прожекторов, пройдя через любое отверстие в маске, попадает только на люминофор своего цвета. На рис. 6.12,а показано дельтавидное расположение электронных прожекторов, а на рис. 6.12,б,в устройство теневой маски и экрана кинескопа соответственно. На рис. 6.13,а,б,в показано планарное расположение электронного прожектора, щелевой маски и экрана кинескопа соответственно.

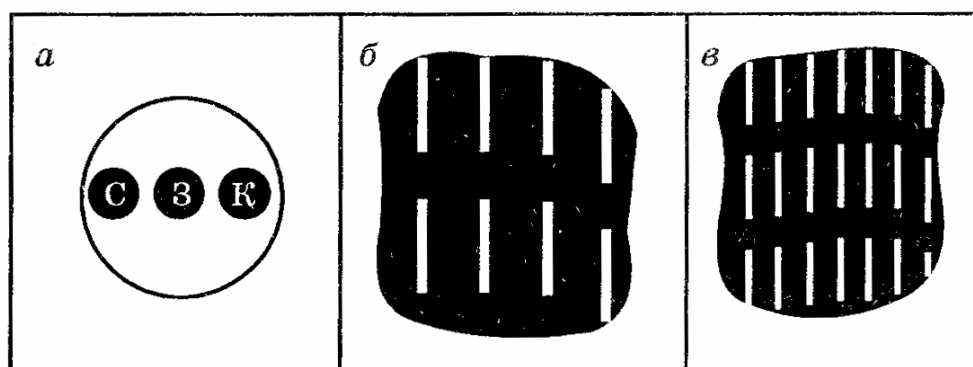


Рис.6.13. Планарное расположение электронных прожекторов (а), щелевая маска (б), экран трубки (в)

Для сведения лучей в одну точку при больших углах отклонения в пределах маски используют электрическую коррекцию пространственного положения лучей с помощью динамической системы сведения, состоящей либо из

электростатической линзы, либо из трех магнитов, расположенных снаружи и смещающих лучи в радиальном направлении. На сводящих магнитах имеются специальные катушки, через которые пропускают ток, пульсирующий с частотой строчной и кадровой разверток.

Используя для сведения электростатическую линзу, к ее электродам подводится переменное напряжение синхронизированное с частотой кадровой и строчной разверток.

Теневая маска пропускает к экрану только 15...20 % лучей и для получения достаточной яркости свечения анодное напряжение повышают до 15...20 кВ.

При одновременной бомбардировке люминофоров одной триады электронными лучами трех прожекторов происходит пространственное смешение цветов. Получается светящееся пятно, цвет которого зависит от токов электронных прожекторов.

Кинескопы с дельтаобразным расположением электронных прожекторов имеют следующие недостатки:

сильное влияние внешних магнитных полей и магнитного поля Земли на цветовоспроизведение;

трудность использования этих кинескопов в переносных телевизорах без дополнительного экранирования;

большое потребление энергии устройствами разверток, динамического и статического сведения;

трудоемкость сведения лучей при больших углах отклонения при изготовлении и эксплуатации телевизора.

Этих недостатков лишены кинескопы с планарным расположением электронных прожекторов. Эти кинескопы не нуждаются в дополнительном совмещении лучей внешними органами сведения, поэтому часто их называют кинескопами с самосведением.

С увеличением размера экрана и угла отклонения также требуется небольшая коррекция.

Три электронных прожектора кинескопа с самосведением расположены по горизонтальной прямой линии строго параллельно друг другу (см. рис. 6.13). Непосредственно на оси кинескопа находится "зеленый" прожектор, а симметрично по обе стороны от него "красный" и "синий". При таком расположении прожекторов расслоение лучей оказывается менее заметным. Так как глаз человека более чувствителен к зеленому цвету, то расслоение между зеленым, красным и синим лучами будет всегда меньше, чем между крайними лучами.

В этих кинескопах применяются щелевые маски, а люминофоры красного, зеленого, синего цветов наносятся на экран в виде чередующихся полос. Каждому щелевидному отверстию в маске соответствует триада вертикальных люминофорных полосок. Использование вертикальных полос люминофоров в значительной степени ослабляет влияние магнитного поля Земли на цветовоспроизведение при перемещении телевизора, что позволяет использовать кине-

скопы данного типа в переносных телевизорах. Вертикальное расположение люминофорных полосок исключает попадание электронных лучей на люминофоры другого цвета по вертикали, что облегчает регулировку чистоты цвета.

Кинескопы с планарным расположением электронных прожекторов имеют большую яркость свечения экрана за счет увеличения флюоресцирующей поверхности (вертикальные полосы люминофоров располагаются ближе друг к другу, чем в триадах) и большим на 20...30 % пропусканием электронного луча (прозрачностью) щелевидной маской по сравнению с маской, имеющей круглые отверстия.

Кинескопы с планарным расположением прожекторов нельзя использовать как матрицу для сложения цветоразностных сигналов и сигнала яркости, так как их модуляторы обычно соединены между собой. Для модуляции токов лучей на катоды подают сигналы основных цветов, а модуляторы используются для установки режима кинескопа по постоянному току и гашения обратного хода луча.

В связи с тем, что сдвиг луча по вертикали не вызывает нарушения цвета, катушки размагничивания, соединенные последовательно, располагаются снизу и сверху баллона кинескопа. Необходимое для размагничивания число ампер-витков катушек меньше, чем в кинескопе с дельтаобразно расположенными электронными прожекторами.

ГЛАВА 7 ЭЛЕМЕНТЫ И УСТРОЙСТВА ОПТОЭЛЕКТРОНИКИ

7.1. Источники оптического излучения

Оптоэлектроника – это раздел электроники, где в качестве носителя информации используются электромагнитные волны оптического диапазона. Длины волн оптического излучения лежат в диапазоне от 10 нм до 1 мм. Оптический диапазон волн по физическим свойствам неоднороден, в связи с этим он делится на поддиапазоны, у которых физические свойства одинаковы, ультрафиолетовое излучение $\lambda=0,01\ldots0,4$ мкм, видимое излучение $\lambda=0,38\ldots0,78$ мкм, инфракрасное излучение $\lambda=0,78\ldots1000$ мкм.

Длина волны определяет степень передачи и поглощения излучения в различных светопроводящих средах.

Световой луч в оптоэлектронике выполняет те же функции управления, преобразования и связи, что и электрический сигнал в электрических цепях.

В оптических цепях носителями сигналов являются электрически нейтральные фотоны, которые в световом потоке не взаимодействуют между собой, не смешиваются и не рассеиваются. Оптические цепи не подвержены влиянию электрических и магнитных полей. Использование в качестве носителя информации электрически нейтральных фотонов обеспечивает: идеальную электрическую развязку входных и выходных цепей оптоэлектронных элементов связи; однонаправленность передачи и отсутствие влияния приемника на передатчик; высокую помехозащищенность оптических каналов связи вследствие невосприимчивости фотонов к воздействию электрических и магнитных полей; отсутствие влияния паразитных емкостей на длительность переходных процессов в канале связи и отсутствие паразитных связей между каналами; хорошее согласование цепей с разными входными и выходными сопротивлениями.

В электрических же цепях носителями заряда являются электроны, которые взаимодействуют с внешними электрическими и магнитными полями, что требует экранирования и защиты от внешних полей. В электрических цепях трудно осуществить гальваническую развязку по постоянному току и на низких частотах.

Невосприимчивость оптического излучения к различным внешним воздействиям и электронейтральность фотона являются не только достоинствами, но и недостатками, ибо затрудняют управление интенсивностью и распространением светового потока.

Компоненты оптоэлектроники и электроники существуют, не отрицая друг друга, а каждый из них используется в той области, где применение его целесообразно.

В устройствах оптоэлектроники передача информации от управляемого источника света (фотоизлучателя) к фотоприемнику осуществляется через светопроводящую среду (воздух, вакуум), световоды, выполняющие роль проводника оптического излучения. Световодные линии являются эквивалентами электрических проводников и характеризуются большой пропускной способностью, возможностью совмещать в одном световоде большое число каналов связи при очень высокой скорости передачи информации, достигающей гигабит в секунду. Оптическое излучение легко разделяется по длинам волн, поэтому в одном световоде можно объединять несколько каналов информации.

Отсутствие электрического тока в световодах обеспечивает их высокую пожаро- и взрывобезопасность. Эти свойства важны при прокладке линий связи и установке устройств автоматики в помещениях с повышенной опасностью.

Оптоэлектронные устройства могут быть изготовлены по интегральной технологии. Оптические интегральные схемы обладают широкой полосой пропускания, невосприимчивостью к вибрации, повышенной надежностью, экономичностью при серийном производстве, малыми размерами и массой.

Излучающие приборы преобразуют электрическую энергию в энергию оптического излучения с определенной длиной волны или в узком диапазоне длин волн. В основе работы управляемых источников оптического излучения лежит одно из следующих физических явлений: температурное свечение, газоразрядное излучение, электролюминесценция; индуцированное излучение. Источники излучения бывают когерентными и некогерентными. Лампы накаливания, газоразрядные лампы, электролюминесцентные элементы, инжекционные светодиоды являются некогерентными источниками излучения. Когерентными источниками излучения являются лазеры.

Принцип действия полупроводниковых излучающих приборов основан на явлении электролюминесценции. Электролюминесценцией называют явление излучения света телами под действием электрического поля.

Электролюминесценция является частным случаем люминесценции. Под люминесценцией понимают электромагнитное нетепловое излучение, обладающее длительностью, значительно превышающей период световых колебаний. Люминесцировать могут твердые, жидкие и газообразные тела. В оптоэлектронных полупроводниковых приборах используется люминесценция кристаллических примесных полупроводников с широкой запрещенной зоной. Для работы в диапазоне видимого излучения (0,38...0,78 мкм) используются полупроводники с шириной запрещенной зоны 1,5...3,0 эВ. Это исключает приме-

нение германия и кремния, технология которых хорошо отработана, а используются материалы типа $A^{III}B^V$ (арсенид галлия GaAs, фосфид галлия GaP, нитрид галлия GaN, карбид кремния SiC), трехкомпонентный твердый раствор фосфида и арсенида галлия $GaAs_{1-x}P_x$, где $0 \leq x < 1$ и другие многокомпонентные полупроводниковые соединения. В полупроводниках генерация оптического излучения обеспечивается инжекционной электролюминесценцией. Генерация оптического излучения в p–n переходе объединяет два процесса: инжекцию носителей и электролюминесценцию.

Одним из наиболее распространенных источников света является светодиод – полупроводниковый прибор с одним или несколькими электрическими переходами, преобразующий электрическую энергию в энергию обычного некогерентного светового излучения. Это происходит при смещении p–n перехода в прямом направлении.

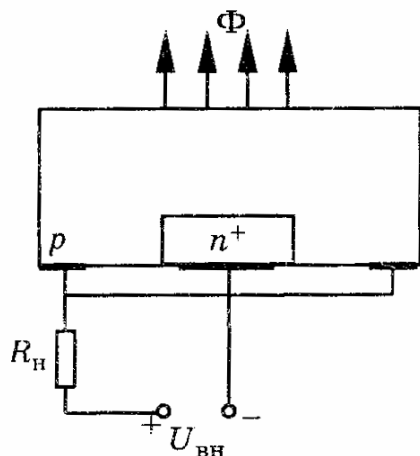


Рис.7.1. Конструкция плоского светодиода

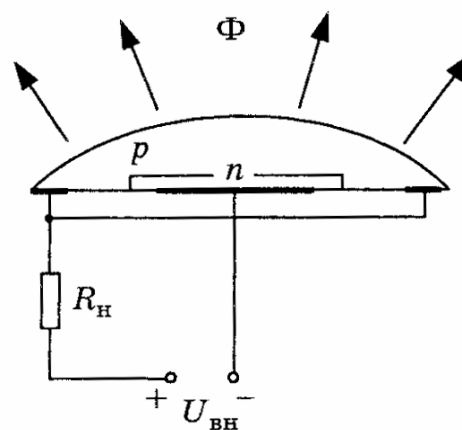


Рис.7.2. Конструкция полусферического светодиода

На рис. 7.1 показана конструкция плоского, а на рис. 7.2 полусферического светодиодов. При приложении прямого напряжения $U_{вн}$ к p–n переходу происходит диффузионный перенос носителей через переход. Увеличивается инжекция дырок в n–область, а электронов в p–область. Прохождение тока через p–n переход в прямом направлении сопровождается рекомбинацией инжектированных неосновных носителей заряда. Рекомбинация происходит как в самом p–n переходе, так и в примыкающих к переходу слоях, ширина которых определяется диффузионными длинами L_n и L_p . В большинстве полупроводников рекомбинация осуществляется через примесные центры (ловушки), энергетические уровни которых располагаются вблизи середины запрещенной зоны, и сопровождается выделением тепловой энергии – фонона. Такая рекомбинация называется безизлучательной. А в ряде случаев процесс рекомбинации сопровождается выделением кванта света – фотона. Это происходит в полупро-

водниках с большой шириной запрещенной зоны – прямозонных полупроводниках. Электроны с более высоких энергетических уровней зоны проводимости переходят на более низкие энергетические уровни валентной зоны (переход зона-зона), при рекомбинации происходит выделение фотонов и возникает некогерентное оптическое излучение. Фотон, испущенный при переходе электрона, может вызвать индуцированное излучение идентичного фотона, при котором еще один электрон перейдет в валентную зону. Яркость свечения светодиода примерно пропорциональна числу зарядов, инжектированных р–п переходом. Желательно, чтобы количество инжектированных носителей было максимально в излучающей (активной) р–области (рис. 7.1, 7.2). Для этого в п–область вводят больше донорной примеси, чем в р–область акцепторной. Преобладает инжекция электронов из п–области в р–область и излучает р–область. Из-за относительно большой ширины запрещенной зоны исходного полупроводника рекомбинационный ток р–п перехода оказывается большим по сравнению с током инжекции, особенно при малых прямых напряжениях, процесс рекомбинация в этом случае реализуется в основном в р–п переходе.

Излучательная способность светодиода характеризуется:

1. Внутренней квантовой эффективностью или внутренним квантовым выходом, определяемой отношением числа генерируемых фотонов к числу инжектированных в активную область носителей заряда за один и тот же промежуток времени. Так как часть фотонов покидает полупроводник, а другая часть отражается от поверхности полупроводника, а затем поглощается объемом полупроводника, то вводят понятие квантовой эффективности излучения.

2. Внешней квантовой эффективностью излучения (квантовым выходом), определяемой отношением числа фотонов, испускаемых диодом, во внешнее пространство к числу инжектируемых носителей через р–п переход.

Внешний квантовый выход является интегральным показателем излучательной способности светодиода, который учитывает эффективность инжекции, электролюминесценции и вывода излучения во внешнее пространство. С целью повышения эффективности вывода излучения светодиода используют различные конструкции (рис. 7.2): полусфера, отражающие металлизированные поверхности и др., у которых практически отсутствует полное внутреннее отражение.

Внесение в полупроводник некоторых примесей позволяет получать свечение различного цвета. Наряду со светодиодами, работающими в диапазоне видимого излучения, выпускаются светодиоды инфракрасного излучения (ИК–диоды), которые изготавливаются преимущественно из арсенида галлия. ИК–диоды применяются в фотореле, различных датчиках и при создании некоторых оптронов.

Существуют светодиоды переменного цвета свечения с двумя светоизлучающими переходами (рис. 7.3,а), один из которых имеет максимум спектральной характеристики в красной части спектра, а другой в зеленой. Структура имеет три вывода (1, 2, 3 на рис. 7.3,а), что позволяет осуществлять раздельное управление током каждого р–п перехода.

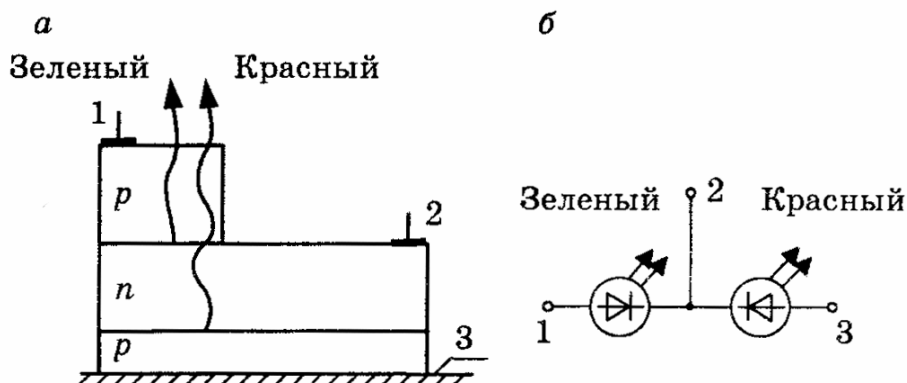


Рис.7.3. Структурная схема светодиода с управляемым цветом свечения (а) и его схема замещения (б)

Изменяя токи переходов, удастся менять цвет свечения от желто-зеленого до красно-желтого оттенка, а также получать чистые красный и зеленый цвета. Принципиальная схема такого светодиода представлена на рис. 7.3,б.

7.2. Характеристики светодиодов

Основными характеристиками светодиодов являются: вольт-амперная, яркостная, спектральная.

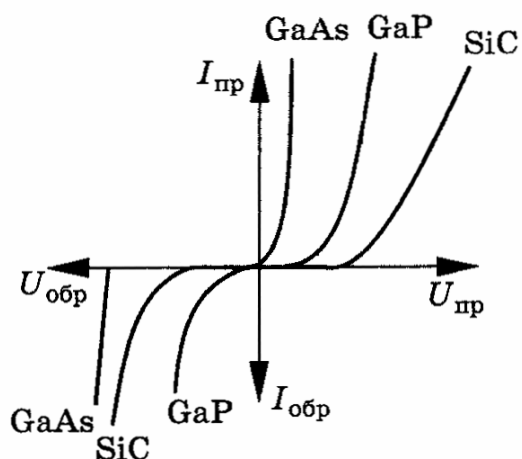


Рис.7.4. Вольтамперные характеристики светодиодов

На рис. 7.4 представлены вольт-амперные характеристики светодиодов из разных полупроводниковых материалов. Различие прямых ветвей вольт-амперных характеристик из разных полупроводниковых материалов связано с различной шириной запрещенной зоны. Чем меньше длина волны излучения, тем больше прямое падение напряжения на диоде и потери электрической энергии в нем. Обратные ветви вольт-амперных характеристик соответствуют относительно малым пробивным напряжениям, что

объясняется малой толщиной р–п переходов. Светодиоды работают преимуще-

ственно при прямом включении. При работе в схеме с большими обратными напряжениями последовательно со светодиодом необходимо включать обычный (неизлучающий) диод, имеющий достаточное значение допустимого обратного напряжения.

Яркостная характеристика – это зависимость яркости излучения от величины тока, протекающего через р–п переход (рис. 7.5).

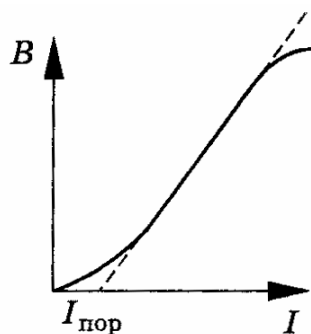


Рис.7.5. Яркостная характеристика светодиода

В качестве параметра электрического режима выбран прямой ток через диод, а не падение напряжения на диоде. Светодиод, р–п переход которого включен в прямом направлении, обладает относительно малым сопротивлением. Можно считать, что прямой ток через диод задается внешней цепью, изменяется в широком диапазоне и легко измеряется. В связи с этим светодиоды следует считать токовыми приборами, питаемыми от генераторов тока.

Вид яркостной характеристики зависит от структуры р–п перехода и области, в которой происходит преимущественная рекомбинация носителей заряда. При малых прямых токах и при малых напряжениях излучение отсутствует. Излучение возникает при напряжениях, соответствующих энергии излучаемого фотона, приблизительно равной ширине запрещенной зоны. Поэтому начальный участок яркостной характеристики нелинеен. Рост тока (напряжения) увеличивает число рекомбинирующих носителей, яркость возрастает. При больших токах начинает сильно проявляться безизлучательная рекомбинация из-за заполнения ловушек, что уменьшает квантовый выход. Кроме того, с ростом тока увеличивается вероятность удар-

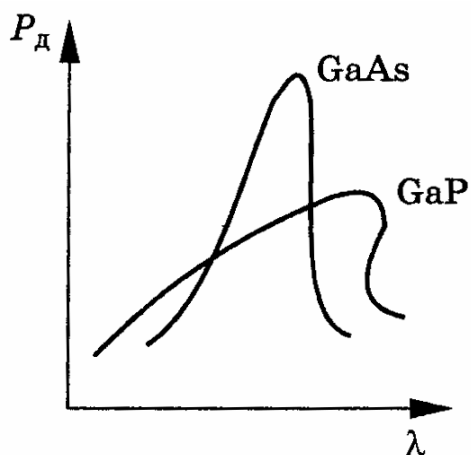


Рис.7.6. Спектральная характеристика светодиодов

ной рекомбинации, что также уменьшает излучательную способность. В связи с этим при увеличении тока, протекающего через светодиод, наклон характеристик к оси абсцисс становится меньше.

Спектральная характеристика – зависимость интенсивности излучения от длины волны излучаемого света или от энергии излучаемых квантов (рис. 7.6). Длина волны излучения определяется разностью двух энергетических уровней, между которыми происходит переход электронов при люминесценции. В связи с

разной шириной запрещенной зоны у различных материалов длина волны излучения в разных типах излучающих диодов различна. Так как переход электронов при рекомбинации носителей заряда обычно происходит не между двумя энергетическими уровнями, а между двумя группами уровней, то спектр излучения оказывается размытым. Спектральный диапазон излучения диода характеризуют шириной спектра излучения, измеряемой по уровню 0,5 от максимума характеристики.

На практике большинство излучательных диодов должно быть спектрально согласовано либо с человеческим глазом, либо с кремниевым фотоприемником. Диапазон спектральной чувствительности фотоприемника составляет примерно 0,3...1,1 мкм. Человеческий глаз обладает более узким диапазоном чувствительности – 0,4...0,7 мкм.

7.3. Основные параметры светодиодов

1. Сила света I_v – световой поток, приходящийся на единицу телесного угла в заданном направлении, выражается в канделах (кд), и составляет десятые доли – единицы мкд. Кандела есть единица силы света, испускаемого специальным стандартным источником.

2. Яркость излучения равна отношению силы света к площади светящейся поверхности. Она составляет десятки–сотни кд/см².

3. Постоянное прямое напряжение – падение напряжения на диоде при заданном токе (2...4 В).

4. Цвет свечения или длина волны, соответствующая максимальному световому потоку.

5. Максимально допустимый постоянный прямой ток, составляет десятки мА и определяет максимальную яркость излучения.

6. Максимальное допустимое постоянное обратное напряжение (единицы В).

7. Быстродействие излучающего диода определяется инерционностью возникновения излучения при подаче прямоугольного импульса прямого тока (рис. 7.7).

Время переключения $t_{пер}$ складывается из времени включения $t_{вкл}$ и выключения $t_{выкл}$ излучения. Инерционность излучающего диода определяется процессом перезарядки барьерной емкости и процессами накопления и рассеивания неосновных носителей в активной области диода.

8. Диапазон температур окружающей среды, при которых светодиод сохраняет свою работоспособность (–60...+70 °С).

9. Срок службы составляет $10^4...10^6$ часов.

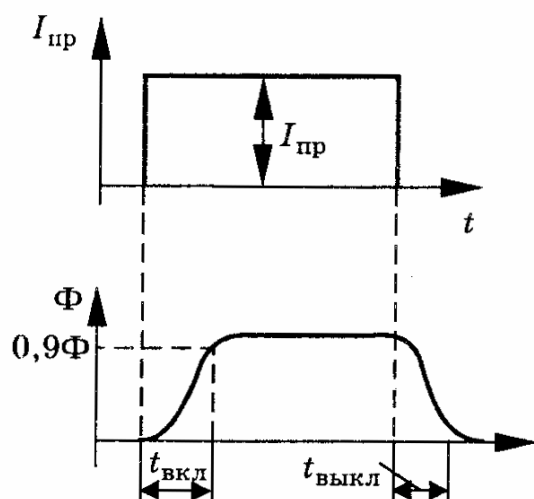


Рис.7.7. Переходная характеристика светодиода

Существенным недостатком светодиодов является зависимость их параметров от температуры и продолжительности эксплуатации. С повышением температуры яркость и сила света уменьшаются, несколько увеличивается длина волны излучения. Это увеличение обусловлено тем, что с ростом температуры уменьшается ширина запрещенной зоны полупроводника. Постоянное уменьшение мощности излучения (деградация) при длительном протекании через прибор прямого тока связано с увеличением концентрации

центров безизлучательной рекомбинации за счет перемещения в электрическом поле неконтролируемых примесных атомов.

Итак, характерными свойствами светодиодов является их высокая надежность, большой срок службы, малые инерционность, габариты, масса, потребляемая мощность, возможность изготовления светодиодных матриц и светодиодов с различным цветом свечения, совместимость с интегральными микросхемами.

7.4. Полупроводниковые приемники излучения

Фотоприемники – это оптоэлектронные приборы, предназначенные для преобразования энергии оптического излучения в электрическую. Функции фотоприемников могут выполнять фоторезисторы, фотодиоды, фототранзисторы, фототиристоры и т.д.

Для получения максимального преобразования оптического излучения в электрический сигнал необходимо иметь согласованные спектральные характеристики фотоизлучателей и фотоприемников.

Работа фотоприемников основана на одном из видов фотоэлектрических явлений:

- внутренний фотоэффект;
- изменение электропроводности вещества при его освещении;
- внешний фотоэффект – испускание веществом электронов под действием света (используется в вакуумных и газонаполненных фотоэлементах);
- фотоэффект в запирающем слое – возникновение ЭДС на границе двух материалов под действием света.

Так как приборы, использующие внешний фотоэффект, трудно сопрягаются с интегральными микросхемами, в данном разделе они не рассматриваются.

При внутреннем фотоэффекте происходит возбуждение электронов вещества, т.е. их переход на более высокий энергетический уровень, что приводит к изменению концентрации свободных носителей заряда и электрических свойств вещества.

Внутренний фотоэффект присущ только полупроводникам, а в металлах не наблюдается.

7.5. Фоторезисторы

Фоторезистором называют полупроводниковый фотоэлектрический прибор с внутренним фотоэффектом, в котором используется явление фотопроводимости, т.е. изменение электрической проводимости полупроводника под действием оптического излучения. Впервые явление фотопроводимости было обнаружено у селена У. Смитом в 1873 году.

Фоторезисторы применяются в тех электронных устройствах, где определяющими факторами являются их высокая чувствительность, большие значения фототока, большая рабочая площадь фотоприемника, а инерционность незначительна.

Фоторезистор включают в цепь источника ЭДС любой полярности. Основным элементом фоторезистора является полупроводниковая пластина, сопротивление которой при освещении изменяется. В качестве полупроводникового материала для фоторезисторов обычно используют сульфид кадмия, сернистый таллий, селенистый теллур, сернистый висмут, селенид кадмия или сульфид цинка. На поверхность фоточувствительного слоя наносят металлические электроды, иногда электроды наносят непосредственно на диэлектрическую подложку перед осаждением полупроводникового слоя.

Поверхность полупроводникового фоточувствительного слоя, расположенного между электродами, называют рабочей площадкой. При отсутствии освещенности рабочей площадки фоторезистор имеет максимальное сопротивление, называемое темновым, которое составляет $10^4 \dots 10^7$ Ом. По цепи протекает малый темновой ток I_t , обусловленный наличием в неосвещенном полупроводнике некоторого количества свободных носителей заряда. Фоторезистор обладает начальной проводимостью σ_0 , которую называют темновой

$$\sigma_0 = q(n_0\mu_n + p_0\mu_p), \quad (7.1)$$

где q – заряд электрона; μ – подвижность носителей;

n_0, p_0 – концентрация подвижных носителей заряда в полупроводнике в равновесном состоянии.

Под действием света в полупроводнике генерируются избыточные носители, концентрация подвижных носителей заряда увеличивается на величину $\Delta n, \Delta p$. Проводимость полупроводника изменяется на величину

$$\sigma_{\text{тм}} = q(\Delta n \mu_n + \Delta p \mu_p), \quad (7.2)$$

называемую фотопроводимостью. При изменении яркости освещения, изменяется фотопроводимость полупроводника. Концентрация неравновесных носителей, определяющих фотопроводимость, зависит от параметров полупроводника (ширины запрещенной зоны, типа проводимости, коэффициента преломления и др.) и механизма поглощения. Полная проводимость полупроводника равна $\sigma = \sigma_0 + \sigma_{\text{ф}}$.

В беспримесном полупроводнике концентрации избыточных носителей равны $\Delta n = \Delta p$, а фотопроводимость называется биполярной (собственной). В примесных полупроводниках преимущественно возрастает концентрация носителей только одного знака – основных и в меньшей степени – неосновных, а их фотопроводимость называется примесной (униполярной).

Изменение проводимости полупроводника при освещении фоторезистора приводит к возрастанию тока в цепи. Разность токов при наличии и отсутствии освещения называют световым током или фототоком.

7.6. Характеристики фоторезистора

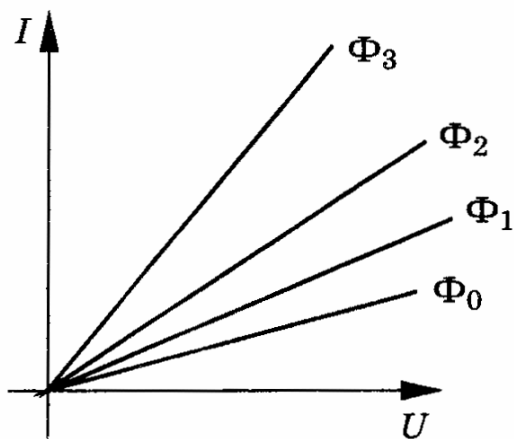


Рис.7.8. Вольтамперная характеристика фоторезистора при различной величине светового потока

Вольт-амперная характеристика представляет собой зависимость тока через фоторезистор I от напряжения U , приложенного к его выводам, при неизменной величине светового потока (рис. 7.8). В рабочем диапазоне напряжений вольт-амперные характеристики фоторезисторов при различных значениях светового потока практически линейны (линейны в пределах допустимой для них мощности рассеяния).

Энергетическая (световая или люкс-амперная) характеристика представляет собой зависимость фототока от падающего светового потока при постоянном приложенном напряжении к фоторезистору

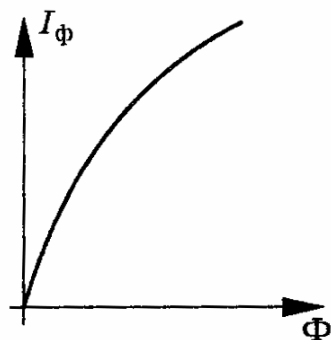


Рис. 7.9.
Энергетическая
характеристика
фоторезистора

(рис. 7.9). При малых световых потоках она линейна, а с ростом светового потока рост фототока замедляется за счет возрастания рекомбинации носителей через ловушки и уменьшения их времени жизни. Если вместо светового потока берется освещенность E в люксах, то энергетическую характеристику называют люкс-амперной.

Спектральная характеристика фоторезистора есть зависимость фототока от длины волны падающего светового потока (рис. 7.10). При больших длинах волн, т.е. при малых энергиях квантов

света по сравнению с шириной запрещенной зоны полупроводника, энергия кванта оказывается недостаточной для переброса электронов из валентной зоны в зону проводимости. В связи с этим каждый полупроводник и фоторезистор имеет наибольшую (пороговую) длину волны. Она определяется по уровню $0,5 \times I_{\text{макс}}$ со стороны больших длин волн.

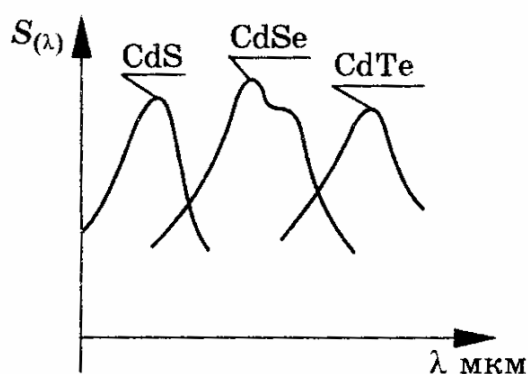


Рис. 7.10. Спектральная
характеристика фоторезистора

Из-за роста показателя преломления при уменьшении длины волны падающего света спектральная характеристика имеет спад при малых длинах волн. В связи с различной шириной запрещенной зоны полупроводниковых материалов, используемых для изготовления фоторезисторов, спектральная характеристика может находиться в инфракрасной, видимой или ультрафиолетовой частях спектра.

7.7. Параметры фоторезистора

1. Темновое сопротивление – это сопротивление фоторезистора при отсутствии освещения. Оно измеряется через 30 с после затемнения фоторезистора, предварительно находившегося при освещенности 200 лк, и составляет $10^4 \dots 10^7$ Ом.

2. Удельная интегральная чувствительность – отношение фототока к произведению светового потока на приложенное напряжение

$$S_{\Phi \text{ инт}} = \frac{I_{\Phi}}{\Phi U}. \quad (7.3)$$

Чувствительность называют интегральной, потому что измеряют ее при освещении фоторезистора светом сложного спектрального состава при освещенности 200 лк. Она лежит в пределах десятые доли – сотни мА/В.

3. Граничная частота $f_{гр}$ – это частота синусоидального сигнала, модулирующего световой поток, при котором чувствительность фоторезистора уменьшается в $\sqrt{2}$ раз по сравнению с чувствительностью при немодулированном потоке; $f_{гр} \approx 10^3 \dots 10^5$ Гц.

4. Температурный коэффициент фототока – коэффициент, показывающий изменение фототока при изменении температуры и постоянном световом потоке

$$\alpha_T = \frac{dI_{\Phi}}{I_{\Phi}} \frac{1}{dT} \Big|_{\Phi=\text{const}}, \quad \alpha_T \approx 10^{-3} \dots 10^{-4} \text{град}^{-1}. \quad (7.4)$$

5. Рабочее напряжение – зависит от размеров фоторезистора, т.е. от расстояния между электродами, и лежит в пределах от единиц до сотен вольт.

7.8. Фотодиоды

Фотодиодом называют полупроводниковый фотоэлектрический прибор, в котором используется внутренний фотоэффект. Устройство фотодиода аналогично устройству обычного плоскостного диода. Отличие состоит в том, что его р–п переход одной стороной обращен к стеклянному окну, через которое поступает свет, и защищен от воздействия света с другой стороны. Фотодиоды могут работать в одном из двух режимов:

– без внешнего источника электрической энергии (вентильный или фотогенераторный, фотогальванический режим);

– с внешним источником электрической энергии (фотодиодный или фотопреобразовательный режим).

Рассмотрим работу фотодиода в вентильном режиме, схема включения представлена на рис. 7.11. При отсутствии светового потока на границе р–п перехода создается контактная разность потенциалов. Через переход навстречу друг другу протекают два тока – $I_{др}$ и $I_{диф}$, которые уравнивают друг друга. При освещении р–п перехода фотоны, проходя в толщу полупроводника, сообщают части валентных электронов энергию, достаточную для перехода их в зону проводимости, т.е. за счет внутреннего фотоэффекта генерируются дополнительные пары электрон-дырка. Под действием контактной разности потенциалов р–п перехода неосновные носители заряда n–области –

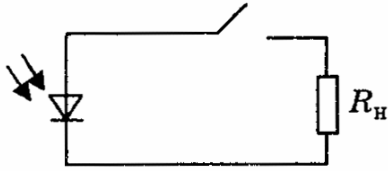


Рис.7.11. Схема включения фотодиода для работы в вентильном режиме

дырки переходят в р-область, а неосновные носители заряда р-области – электроны – в п-область. Дрейфовый ток получает дополнительное приращение, называемое фототоком. Дрейф неосновных носителей приводит к накоплению избыточных дырок в р-области, а электронов в п-области, это приводит к созданию на зажимах фотодиода при разомкнутой внешней цепи разности потенциалов, называемой фото-ЭДС

Потенциальный барьер перехода, как и при прямом напряжении, уменьшается на величину фото-ЭДС, называемую напряжением холостого хода U_{xx} при разомкнутой внешней цепи. Снижение потенциального барьера увеличивает ток диффузии $\Delta I_{диф}$ основных носителей через переход. Он направлен навстречу фототоку. Поскольку ключ разомкнут, в структуре устанавливается термодинамическое равновесие токов:

$$I_{\Sigma} = I_{др} + I_{ф} - I_{диф} - \Delta I_{диф} = 0. \quad (7.5)$$

Значение фото-ЭДС не может превышать контактной разности потенциалов р–п перехода. В противном случае из-за полной компенсации поля в переходе разделение оптически генерируемых носителей прекращается. Так, например, у селеновых и кремниевых фотодиодов фото-ЭДС достигает 0,5...0,6 В, у фотодиодов из арсенида галлия – 0,87 В.

При подключении нагрузки к освещенному фотодиоду (ключ замкнут), в электрической цепи появится ток, обусловленный дрейфом неосновных носителей. Значение тока зависит от фото-ЭДС и сопротивления нагрузки, максимальный ток при одной и той же освещенности фотодиода будет при сопротивлении резистора, равном нулю, т.е. при коротком замыкании фотодиода. При сопротивлении резистора не равном нулю, ток во внешней цепи фотодиода уменьшается.

Ток, протекающий через фотодиод, можно записать в следующем виде:

$$I_{ф\text{ общ}} = I_{ф} - I_0 \left(e^{\frac{qU}{kT}} - 1 \right), \quad (7.6)$$

где $I_{ф}$ – фототок;
 I_0 – тепловой ток р–п перехода;
 U – напряжение на диоде.

При разомкнутой внешней цепи ($R_n = \infty$, $I_{ф\text{ общ}} = 0$) легко выразить напряжение на переходе при холостом ходе, которое равно фото-ЭДС:

$$U_{xx} = \frac{kT}{q} \ln \left(1 + \frac{I_{ф}}{I_0} \right). \quad (7.7)$$

Фотодиоды, работающие в режиме фотогенератора, часто используются в качестве источников питания, преобразующих энергию солнечного излучения в электрическую.

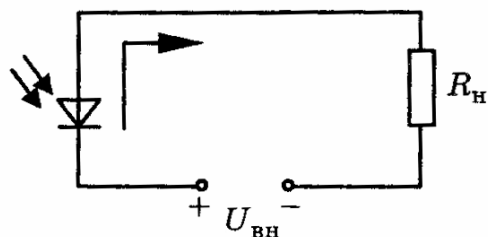


Рис.7.12. Схема включения фотодиода для работы в фотодиодном режиме

В фотодиодном или фотопреобразовательном режиме работы последовательно с фотодиодом включается внешний источник энергии, смещающий диод в обратном направлении (рис. 7.12). При отсутствии светового потока и под действием обратного приложенного напряжения через фотодиод протекает обычный начальный обратный ток I_0 , который называют темновым. Темновой

ток ограничивает минимальное значение светового потока. При освещении фотодиода кванты света дополнительно вырывают электроны из валентных связей полупроводника, увеличивая тем самым поток неосновных носителей заряда через р–n переход. Чем больше световой поток, падающий на фотодиод, тем выше концентрация неосновных носителей заряда вблизи запирающего слоя, и тем больший фототок, определяемый напряжением внешнего источника и световым потоком, протекает через диод.

При правильно подобранном сопротивлении нагрузки R_n и напряжении источника питания этот ток будет зависеть только от освещенности прибора, а падение напряжения на сопротивлении можно рассматривать как полезный сигнал.

Фотодиодный режим характеризуется высокой чувствительностью, большим динамическим диапазоном преобразования оптического излучения, высоким быстродействием (барьерная емкость р–n перехода уменьшается). Недостатком фотодиодного режима работы является большой темновой ток, зависящий от температуры.

7.9. Характеристики и параметры фотодиода

Фотодиод описывается вольтамперной, энергетической (световой), спектральной и частотной характеристиками, приведенными на рис. 7.13, 7.14.

Если к неосвещенному фотодиоду подключить источник напряжения, значение и полярность которого можно изменять, то снятые при этом вольтамперные характеристики будут иметь такой же вид, как у обычного полупроводникового диода (рис. 7.13,а). При освещении фотодиода существенно изменяется лишь обратная ветвь вольтамперной характеристики, прямые же ветви при сравнительно небольших напряжениях практически совпадают.

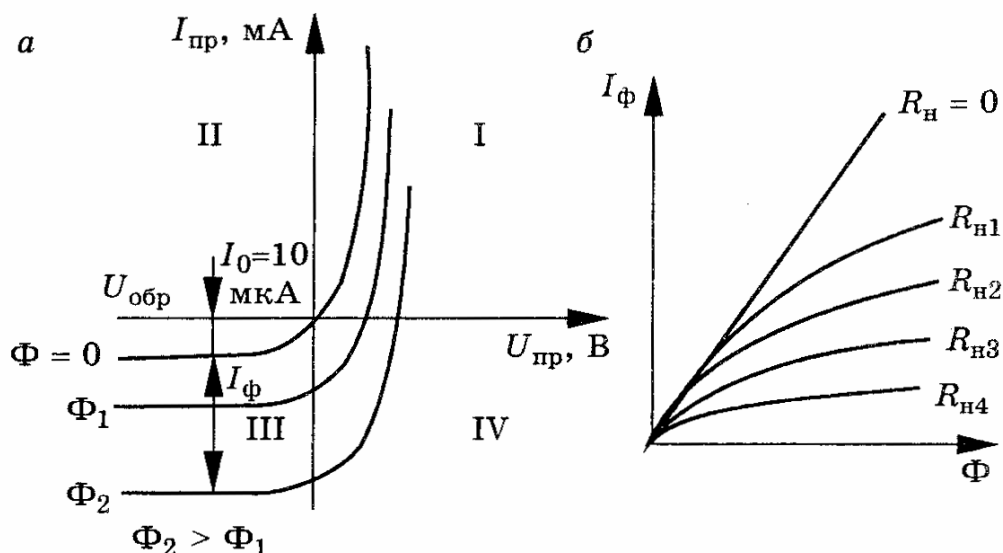


Рис.7.13. Вольтамперная (а) и энергетическая (б) характеристики фотодиода

В квадранте III фотодиод работает в фотодиодном режиме, а в квадранте IV в фотовентильном режиме, и фотоэлемент становится источником электрической энергии. Квадрант I – это нерабочая область для фотодиода, в этом квадранте р–n переход смещен в прямом направлении.

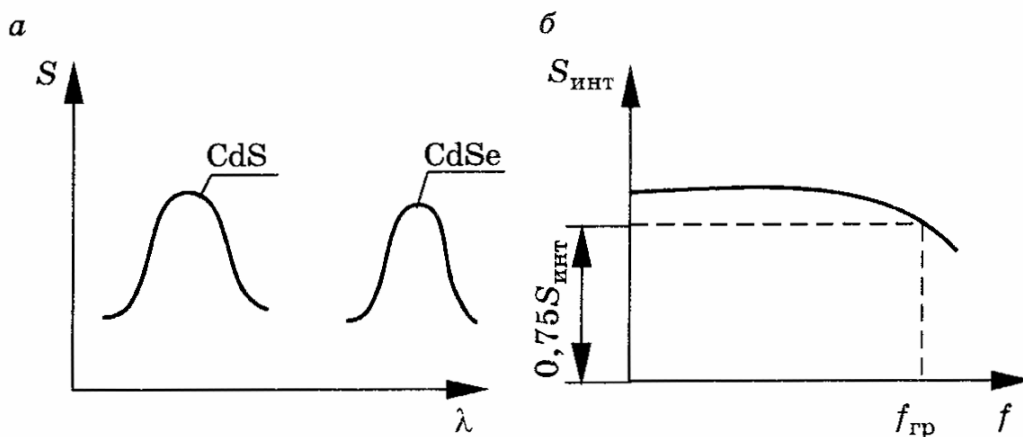


Рис.7.14. Относительные спектральные (а) и частотные (б) характеристики фотодиода

Энергетическая характеристика фотодиода связывает фототок со световым потоком, падающим на фотодиод рис. 7.13,б. При работе фотодиода в вентильном режиме спектральные характеристики существенно зависят от сопротивления резистора, включенного во внешнюю цепь. С ростом нагрузочного сопротивления характеристики все более искривляются и при больших сопротивлениях имеют ярко выраженный участок насыщения. При работе фотодиода в фотодиодном режиме энергетические характеристики линейны, т.е. практи-

чески все фотоносители доходят до р–n перехода и участвуют в образовании фототока.

Спектральная характеристика фотодиода аналогична соответствующим характеристикам фоторезистора и зависит от материала фотодиода и количества примесей (рис. 7.14,а).

Селеновые фотодиоды имеют спектральную характеристику, близкую по форме к спектральной зависимости чувствительности человеческого глаза. Германиевые и кремниевые фотодиоды чувствительны как в видимой, так и в инфракрасной части спектра излучения.

Частотная характеристика показывает изменение интегральной чувствительности при изменении яркости светового потока с разной частотой модуляции (рис. 7.14,б). Быстродействие фотодиода характеризуется граничной частотой, на которой интегральная чувствительность уменьшается в $\sqrt{2}$ раз по сравнению со своим низкочастотным значением.

Для повышения чувствительности и быстродействия разработаны следующие фотодиоды: со встроенным электрическим полем; фотодиоды с р–i–n структурой; с барьером Шотки; лавинные фотодиоды.

Фотодиоды со встроенным электрическим полем имеют неравномерно легированную базу, за счет чего возникает внутреннее электрическое поле, которое ускоряет движение неосновных носителей заряда.

Фотодиоды с р–i–n структурой имеют большую толщину области, обедненной основными носителями, i–область имеет удельное сопротивление в $10^6 \dots 10^7$ раз больше, чем сопротивление легированных областей n– и p–типов. К переходу можно прикладывать большие обратные напряжения, и однородное электрическое поле устанавливается по всей i–области. Падающее световое излучение поглощается i–областью, имеющей сильное электрическое поле, что способствует быстрому дрейфу носителей в соответствующие области.

У фотодиодов с барьером Шотки за счет минимального сопротивления базы и отсутствия процессов накопления и рассасывания избыточных зарядов достигается высокое быстродействие. У лавинных фотодиодов происходит лавинное размножение носителей в р–n переходе, и за счет этого резко возрастает чувствительность, их быстродействие составляет $f_{rp} = 10^{11} \dots 10^{12}$ Гц. Эти диоды считаются одними из перспективных элементов оптоэлектроники.

Параметры фотодиодов следующие:

1. Темновой ток I_T – начальный обратный ток, протекающий через диод при отсутствии внешнего смещения и светового излучения (10...20 мкА для германиевых и 1...2 мкА для кремниевых диодов).

2. Рабочее напряжение U_p – номинальное напряжение, прикладываемое к фотодиоду в фотодиодном режиме ($U_p=10 \dots 30$ В).

3. Интегральная чувствительность $S_{\text{инт}}$ показывает, как изменяется фототок при единичном изменении светового потока:

$$S_{\text{инт}} = dI_{\text{ф}}/d\Phi. \quad (7.8)$$

4. Граничная частота $f_{\text{гр}}$ – частота, на которой интегральная чувствительность уменьшается в $\sqrt{2}$ раз ($10^7 \dots 10^{12}$ Гц).

7.10. Фотоэлементы

Фотоэлементы, работа которых основана на фотогальваническом режиме, предназначены для преобразования светового излучения в электрическую энергию.

Первые вентильные фотоэлементы из гемеиоксида (заиси) меди были разработаны в 1926 году. Наибольшее применение они нашли для преобразования солнечной энергии в электрическую. Фотоэлементы, реализующие этот принцип, называют солнечными преобразователями. Из таких элементов путем последовательного и параллельного соединения создаются солнечные батареи. Они используются для питания радиоэлектронной аппаратуры в космических аппаратах, автоматических метеостанциях, микрокалькуляторах и маломощных установках различного назначения.

Спектр солнечной энергии включает в себя практически весь оптический диапазон. Весь спектр солнечной энергии не удастся преобразовать из-за отсутствия идеальных полупроводниковых материалов. Поэтому выбирают полупроводниковые материалы с высоким коэффициентом поглощения и большим квантовым выходом в области максимальной интенсивности спектра солнечного излучения, с минимальным коэффициентом отражения, определенными шириной запрещенной зоны, степенью легирования, коэффициентом преломления и другими параметрами. Для этих целей используют кремний и арсенид галлия. Кремниевые преобразователи имеют стабильные параметры в диапазоне температур $-150 \dots +150$ °С. КПД фотопреобразователя – отношение максимальной мощности, которую можно получить от фотоэлемента, к полной мощности светового потока, падающего на рабочую поверхность фотоэлемента. Предельный расчетный КПД кремниевого преобразователя 23 %, а реальный – 14...18 %. Арсенид-галлиевые преобразователи имеют реальный КПД около 11 %.

Для сравнения преобразователей как источников питания используется параметр качества – отношение выходной мощности к массе источника. Все монокристаллические преобразователи имеют меньший параметр качества, чем

пленочные на сульфиде CdS или теллуриде CdTe кадмия. Перспективными считаются преобразователи на МОП-структурах с барьером Шотки.

7.11. Фототранзисторы

Фототранзистором называют полупроводниковый управляемый оптическим излучением прибор с двумя р–n переходами.

Фототранзисторы, как и обычные транзисторы могут быть р–n–р и n–р–n типа. Конструктивно фототранзистор выполнен так, что световой поток облучает область базы. Наибольшее практическое применение нашло включение фототранзистора в схеме с ОЭ, при этом нагрузка включается в коллекторную цепь. Входным сигналом фототранзистора является модулированный световой поток, а выходным – изменение напряжения на резисторе нагрузки в коллекторной цепи.

Напряжение питания на фототранзистор подают как и на обычный биполярный транзистор, работающий в активном режиме, т.е. эмиттерный переход смещен в прямом направлении, а коллекторный в обратном (рис. 7.15,а).

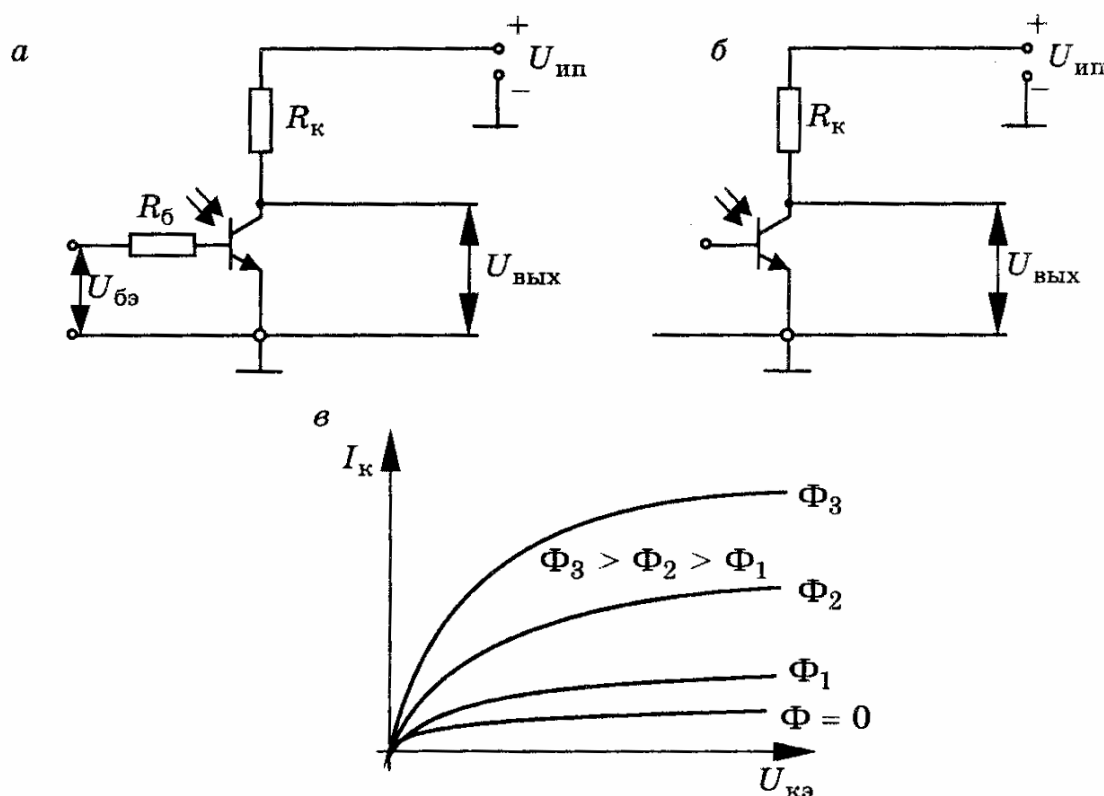


Рис.7.15. Схемы включения фототранзистора с подключенной базой (а) и со свободной (плавающей) базой (б) и вольтамперные характеристики (в)

Однако он может работать и с отключенным выводом базы (рис. 7.15,б), а напряжение прикладывается между эмиттером и коллектором. Такое включение называется включением с плавающей базой и характерно только для фототранзисторов. При этом фототранзистор работает в активном режиме ближе к границе отсечки. При $\Phi = 0$ ток очень мал и равен темновому току

$$I_T = \frac{I_{ко}}{1 - \alpha}. \quad (7.9)$$

Рассмотрим принцип работы фототранзистора при включении с плавающей базой. При освещении фототранзистора под действием света в базовой области и коллекторном переходе образуются свободные носители заряда, эти носители диффундируют в базе к коллекторному переходу. Неосновные носители области базы (для транзистора n–p–n типа) – электроны экстрагируют в область коллектора, создавая фототок в коллекторном переходе. Оставшиеся в объеме базы основные носители (дырки), создают положительный объемный заряд и компенсируют заряд неподвижных ионов примесей на границе эмиттерного перехода.

Потенциальный барьер эмиттерного перехода снижается, что увеличивает инжекцию основных носителей (электронов) в область базы. Часть этих электронов рекомбинирует в базе с дырками, а большая часть экстрагирует через коллекторный переход, увеличивая его ток. Таким образом, ток в коллекторной цепи равен сумме фототока I_Φ и тока I_k , инжектированных эмиттером электронов, дошедших к коллекторному переходу и втянутых его электрическим полем в область коллектора. При $R_k = 0$, коэффициент усиления фототока равен

$$\beta + 1 = \frac{I_\Phi + I_k}{I_\Phi}. \quad (7.10)$$

Фототранзистор увеличивает чувствительность в $\beta + 1$ раз по сравнению с фотодиодом, что является главным преимуществом фототранзистора по сравнению с фотодиодом.

Для обеспечения температурной стабильности энергетических параметров одновременно с оптическим управлением используется подача напряжения смещения на базу для выбора рабочей точки на входной и выходной характеристиках транзистора. При отсутствии оптического потока темновой ток определяется током базы, что позволяет дополнительно управлять током фототранзистора. Задание определенного темнового тока позволяет обеспечить оптимальный режим усиления слабых световых сигналов, а также суммировать их с электрическими.

Наряду с фототранзисторами $n-p-n$ и $p-n-p$ типов используются полевые фототранзисторы с управляющим $p-n$ переходом и МОП-транзисторы.

На рис. 7.16 представлен полевой фототранзистор с управляющим $p-n$ переходом и каналом n -типа. Падающий световой поток генерирует в n -канале и $p-n$ переходе (канал–затвор) электроны и дырки. Электрическое поле перехода разделяет носители заряда. Концентрация электронов в n -канале повышается, и уменьшается его сопротивление, а ток стока возрастает. Увеличение дырок в p -области вызывает появление фототока в цепи затвора.

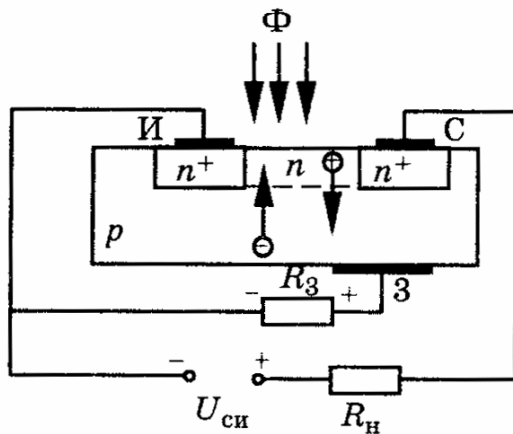


Рис.7.16. Структурная схема полевого фототранзистора с управляющим $p-n$ переходом и каналом n -типа

Переход затвор–канал можно рассматривать как фотодиод, фототок которого I_3 (ток затвора) создает падение напряжения на резисторе R_3 , что приводит к уменьшению обратного напряжения на $p-n$ переходе канал–затвор. Это вызывает дополнительное увеличение толщины канала, уменьшение его сопротивления и приводит к возрастанию тока стока.

МОП-фототранзисторы с индуцированным каналом имеют полупрозрачный затвор, через который световой поток попадает на полупроводник под затвором. В этой

области полупроводника генерируются носители заряда, что приводит к изменению значения порогового напряжения, при котором возникает индуцированный канал. Для установления начального режима иногда на затвор подают напряжение смещения.

7.12. Основные характеристики и параметры фототранзисторов

Вольтамперные характеристики аналогичны выходным характеристикам биполярного транзистора, включенного по схеме с ОЭ, где параметром является не ток базы, а световой поток или фототок при $I_6 = \text{const}$ (рис. 7.15,в). Энергетические и спектральные характеристики такие же, как у фотодиода.

Основные параметры фототранзистора следующие.

1. Рабочее напряжение (10...15 В).
2. Темновой ток (до сотен мкА).
3. Рабочий ток (до десятков мА).
4. Максимально допустимая мощность рассеяния (до десятков мВт).

5. Статический коэффициент усиления по фототоку $K_{yf}=1+\beta$. Измеряется как отношение фототока коллектора транзистора с плавающей базой к фототоку коллекторного перехода при отключенном эмиттере и постоянном световом потоке, составляет порядка $(1...6)\times 10^2$.

6. Интегральная чувствительность – отношение фототока к падающему световому потоку, составляет $0,2...2$ А/лм и выше в $(\beta+1)$ раз по сравнению с чувствительностью эквивалентного диода.

7. Граничная частота – частота, при которой интегральная чувствительность уменьшается в $\sqrt{2}$ раз по сравнению со своим статическим значением ($10^4...10^5$ Гц). Большую граничную частоту имеют полевые фототранзисторы ($10^7...10^8$ Гц).

Недостатками фототранзисторов является меньшая граничная частота по сравнению с фотодиодами, что ограничивает их применение в волоконно-оптических системах, сравнительно высокий уровень собственных шумов и сильная зависимость темнового тока от температуры.

7.13. Фототиристоры

Фототиристор – это четырехслойная полупроводниковая структура, управляемая световым потоком подобно тому, как триодные тиристоры управляются напряжением, подаваемым на управляющий электрод. Они применяются в качестве бесконтактных ключей для коммутации световым сигналом электрических сигналов большой мощности. Принцип действия фототиристора аналогичен обычному тиристор, при этом увеличение коэффициентов передачи эмиттерных переходов $h_{21\beta_1}$ и $h_{21\beta_2}$ достигается за счет освещения баз тиристора – p_1 – и p_2 –областей (рис. 7.17).

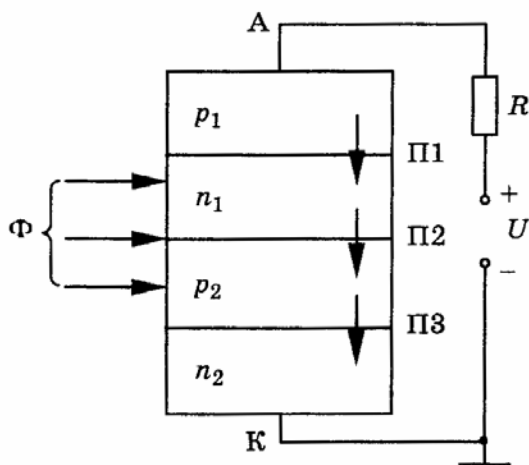


Рис.7.17. Структурная схема фототиристора

Оптический сигнал, попадая на базовые области, вызывает генерацию неравновесных носителей, которые диффундируют к обратнo-смещенному коллекторному переходу П2 (рис. 7.17). Неосновные носители (дырки) p_1 –области экстрагируются через коллекторный переход в p_2 –область, а неосновные носители p_2 –области (электроны) перебрасываются в p_1 –область. За счет этого происходит перераспределение внешнего напряжения $U_{вн}$, приложенного к тиристор; напряжение

на коллекторном переходе П2 несколько уменьшается, а напряжения на эмиттерных переходах П1 и П2 несколько увеличиваются, что повышает инжекцию носителей из эмиттеров в базы. Эмиттерные токи возрастают, что приводит к увеличению коэффициентов h_{216_1} и h_{216_2} . В связи с этим процесс включения фототиристора происходит так же, как и при подаче напряжения на управляющий электрод тиристора.

Чем больше световой поток, действующий на тиристор, тем при меньшем напряжении включается фототиристор. Вольтамперная характеристика фототиристора представлена на рис. 7.18.

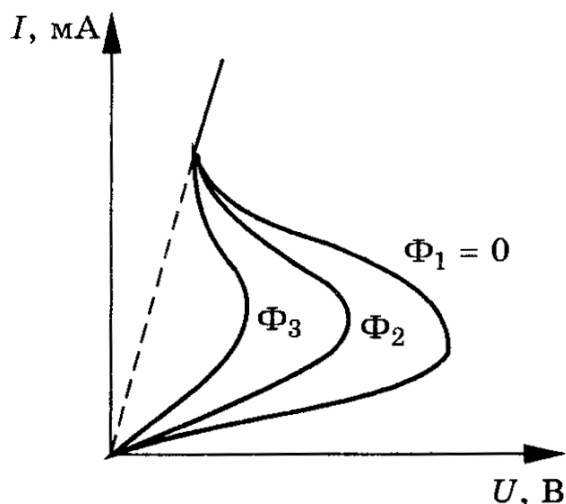


Рис.7.18. Вольтамперная характеристика фототиристора

Фототиристор остается во включенном состоянии после окончания импульса светового потока. Для выключения фототиристора необходимо уменьшить напряжение или ток до значений, меньших напряжения или тока удержания. Сопротивление фототиристора во включенном состоянии единицы и доли Ом, а в выключенном – сотни кОм. Время переключения лежит в пределах $10^{-5} \dots 10^{-6}$ с.

Если у фототиристора имеется вывод от одной из базовых областей, то подавая на управляющий электрод напряжение, смещающее соответствующий эмиттерный переход в прямом направлении, можно понижать напряжение включения. Само включение фототиристора по-прежнему будет осуществляться действием светового потока. Достоинствами фототиристорov является: малое потребление мощности во включенном состоянии, малое время включения, отсутствие искрения, малые габариты.

Основными параметрами фототиристорov являются: напряжение включения $U_{вкл}$; ток включения $I_{вкл}$, соответствующий напряжению включения; напряжение выключения $U_{выкл}$ и ток выключения $I_{выкл}$, при которых фототиристор переходит из открытого состояния в закрытое; темновой ток I_T ; пусковой поток $\Phi_{пуск}$; минимальный управляющий (пороговый) световой поток; интегральная чувствительность; время выключения $t_{выкл}$; номинальный ток открытого фототиристора $I_{ном}$; максимально допустимое обратное анодное напряжение $U_{обр макс}$.

7.14. Оптопары

Оптопарой называют оптоэлектронный полупроводниковый прибор, содержащий источник и приемник оптического излучения, которые оптически и конструктивно связаны между собой, и предназначенный для выполнения различных функциональных преобразований электрических и оптических сигналов.

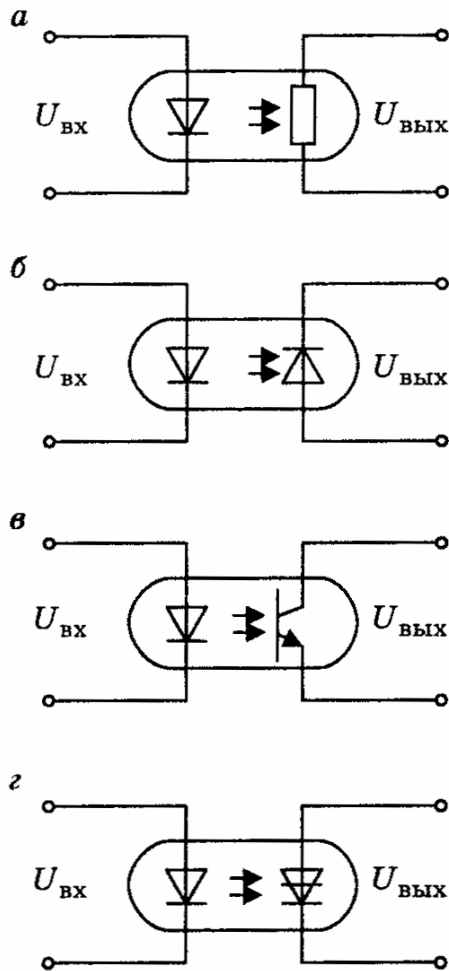


Рис.7.19. Простейшие оптопары: резисторная (а); диодная (б); транзисторная (в); тиристорная (г)

Источниками излучения могут быть лампы накаливания, газоразрядные лампы, полупроводниковые излучатели, светодиоды. В интегральных оптоэлектронных схемах источником оптического излучения является инжекционный светодиод, обеспечивающий высокое быстродействие оптопар. Фотоприемниками могут быть: фоторезисторы, фотодиоды, фототранзисторы, фототиристоры. Сочетание в одном конструктивном элементе светодиода с одним из этих фотоприемников позволило создать ряд оптопар с различными характеристиками: резисторных, диодных, транзисторных, тиристорных (рис. 7.19). Связывающим звеном между источником излучения и фотоприемником служит пассивная или активная оптическая среда, выполняющая функции световода.

Принцип действия оптопары основан на двойном преобразовании энергии. В источниках излучения энергия электрического сигнала преобразуется в оптическое излучение, а в фотоприемниках оптический сигнал преобразуется в электрический сигнал (ток или напряжение). Оптопара представляет собой прибор с электрическими входными и выходными сигналами.

Световод обеспечивает гальваническую развязку входной и выходной цепей (сопротивление изоляции может достигать $10^{12} \dots 10^{14}$ Ом, а емкость связи 10^{-2} пФ) и однонаправленность сигналов, что характерно для оптических линий связи.

Резисторные оптопары наиболее универсальны. Они могут использоваться в аналоговых и ключевых устройствах, имеют широкий диапазон изменения сопротивления (десятки–сотни МОм в неосвещенном и сотни Ом в освещенном состояниях), низкий частотный диапазон.

Диодные оптопары используются в качестве ключа и могут коммутировать ток с частотой $10^6 \dots 10^7$ Гц. Темновое сопротивление достигает $10^8 \dots 10^{10}$ Ом, а при освещении снижается до сотен Ом. Сопротивление между входной и выходной цепями $10^{13} \dots 10^{15}$ Ом.

Транзисторные оптопары имеют большую чувствительность, чем диодные. Быстродействие не превышает 10^5 Гц.

Тиристорные оптопары применяются в ключевых режимах, для формирования и коммутации мощных импульсов.

7.15. Входные и выходные параметры оптопар

Наиболее распространенные на практике оптопары можно описать следующими параметрами: параметры излучателя (входные параметры), выходные параметры (фотоприемника), передаточные параметры (параметры передачи сигнала со входа на выход), параметры изоляции.

Основными параметрами для входной цепи оптопар являются:

1. Номинальный входной ток $I_{\text{вх ном}}$ – значение тока, рекомендуемое для оптимальной эксплуатации оптопары, а также для снятия ее основных параметров.

2. Входное напряжение $U_{\text{вх}}$ – падение напряжения на излучательном диоде при протекании номинального входного тока $I_{\text{вх ном}}$.

3. Входная емкость $C_{\text{вх}}$ – емкость между входными выводами оптопары в номинальном режиме.

4. Максимальный входной ток $I_{\text{вх макс}}$ – максимальное значение постоянного прямого тока, при котором сохраняется работоспособность оптопары.

5. Обратное входное напряжение $U_{\text{вх обр}}$ – максимальное значение обратного напряжения любой формы (постоянное, импульсное, синусоидальное и др.), которое длительно выдерживает излучательный диод без нарушения нормальной работы.

Выходными параметрами оптопар являются:

1. Максимально допустимое обратное выходное напряжение $U_{\text{вых обр макс}}$ – максимальное значение обратного напряжения любой формы, которое выдерживает фотоприемник без нарушения нормальной работы.

2. Максимально допустимый выходной ток $I_{\text{вых}}$ – максимальное значение тока, протекающего через фотоприемник во включенном состоянии оптопары.

3. Ток утечки (темновой ток) на выходе $I_{\text{ут}}$ – ток на выходе оптопары при $I_{\text{вх}}=0$ и заданном значении и полярности $U_{\text{вых}}$.

4. Выходное остаточное напряжение (напряжение насыщения) $U_{\text{ост}}$ – значение напряжения на включенном фоторезисторе или фототиристоре в режиме насыщения.

5. Выходная емкость $C_{\text{вых}}$ – емкость на зажимах фотоприемника.

Эффективность передачи электрических сигналов со входа на выход оптопары определяется следующими передаточными параметрами:

– коэффициентом передачи по току K_i – это отношение тока на выходе оптопары $I_{\text{вых}}$ к вызвавшему его входному току $I_{\text{вх}}$

$$K_i = I_{\text{вых}} / I_{\text{вх}} . \quad (7.11)$$

Он определяется в статическом и динамическом режимах

$$K_{ig} = dI_{\text{вых}} / dI_{\text{вх}} . \quad (7.12)$$

Зависимость $I_{\text{вых}}=f(I_{\text{вх}})$ называется передаточной характеристикой и имеет нелинейный характер. Нелинейность передаточной характеристики определяется нелинейностью ВАХ излучательного диода и характеристикой фотоприемника. Так как тиристорная оптопара работает в ключевом режиме, то передаточная характеристика описывается входным током оптопары, при котором включается фототиристор. Различают минимальное значение входного тока, при котором происходит надежное отпирание фототиристора и максимально допустимый входной ток помехи $I_{\text{пом макс}}$, при котором фототиристор не включается.

Быстродействие оптопар характеризуется временем переключения $t_{\text{пер}} = t_{\text{вкл}} + t_{\text{выкл}}$. Время включения состоит из времени задержки при включении и времени нарастания: $t_{\text{вкл}} = t_{\text{зд}} + t_{\text{нар}}$. Время задержки при включении $t_{\text{зд}}$ – время от момента подачи импульса входного тока до момента нарастания выходного тока до уровня $0,1I_{\text{вых макс}}$. Время нарастания выходного тока $t_{\text{нар}}$ характеризуется временем нарастания выходного тока от уровня $0,1I_{\text{вых макс}}$ до уровня $0,9I_{\text{вых макс}}$. Время выключения оптопары определяется временем спада $t_{\text{сп}}$ и временем задержки $t_{\text{зд}}$: $t_{\text{выкл}} = t_{\text{зд}} + t_{\text{сп}}$. Время задержки – это время с момента прекращения воздействия входного сигнала до момента уменьшения выходного тока до уровня $0,9I_{\text{вых макс}}$. Время спада – время уменьшения выходного тока от $0,9I_{\text{вых макс}}$ до уровня $0,1I_{\text{вых макс}}$.

Параметрами изоляции оптопар являются: максимально допустимое пиковое напряжение $U_{\text{из пик}}$ и статическое напряжение изоляции $U_{\text{из}}$ между входом и выходом; сопротивление изоляции $R_{\text{из}}$; проходная емкость $C_{\text{пр}}$ и максимально допустимая скорость нарастания выходного напряжения.

7.16. Жидкокристаллические индикаторы

Жидкокристаллические индикаторы являются пассивными приборами. Равновесное термодинамическое состояние вещества, при котором оно обладает свойствами, присущими твердым кристаллам, а также текучестью, поверхностным натяжением и вязкостью, характерными для жидкостей, называют жидкокристаллическим (мезоморфным).

Работа жидкокристаллических индикаторов основана на использовании жидких кристаллов, открытых еще в прошлом веке и представляющих собой некоторые органические жидкости с упорядоченным расположением молекул, характерным для кристаллов. Жидкие кристаллы прозрачны для световых лучей, но под действием электрического поля напряженностью 2...5 кВ/см структура их нарушается, молекулы располагаются беспорядочно и жидкость становится непрозрачной.

Молекулы жидких кристаллов (ЖК) имеют сравнительно большую длину и относительно малую ширину. Они относятся к диэлектрикам и имеют удельное сопротивление $10^6 \dots 10^{10}$ Ом·см, зависящее от наличия примесей.

Применяются три основных типа жидких кристаллов: смектические (текучие), нематические (собственно жидкие), холестерические. Смектические ЖК имеют сильно вытянутые линейные молекулы, расположенные параллельно длинным осям, и образуют слои равной толщины, расположенные один под другим. Текучесть обеспечивается за счет взаимного скольжения слоев.

В нематических ЖК оси молекул также параллельны, но они не образуют слоев и размещены хаотично. Поэтому нематический ЖК мутный для проходящего и отраженного света. Под действием электрического или магнитного полей можно добиться оптической однородности среды и полного ее просветления.

Холестирические ЖК являются разновидностью смектических, у которых ориентация молекул меняется от слоя к слою. Жидкокристаллические индикаторы (ЖКИ) не генерируют оптического излучения, а модулируют его интенсивность за счет изменения его характеристик: амплитуды, фазы, длины волны, плоскости поляризации и направления распространения. В связи с этим ЖКИ являются пассивными приборами.

Принцип действия жидкокристаллических индикаторов основан на изменении оптических показателей (свойств) кристалла под действием электрического поля. Оптическими показателями являются: коэффициенты отражения, рассеивания, поглощения; показатель преломления; спектральное отражение или пропускание; оптические анизотропия, разность хода, активность. Для этих изменений требуются малые напряжения и низкая потребляемая мощность.

Вследствие модуляции падающего света изменяется цвет участка, к которому приложено электрическое поле, а на поверхности вещества проявляется рисунок требуемой конфигурации.

Конструктивно ЖКИ выглядят очень просто, между двумя стеклянными пластинами помещается жидкий кристалл, а электроды наносятся на внутреннюю сторону пластин в виде тонких, почти не видных на стекле токопроводящих полосок.

На практике используются ЖКИ, работающие на просвет и отражение. Если ячейка работает на просвет, то электроды на обеих пластинах выполняются прозрачными (рис. 7.20,а). Если ЖКИ работает на отражение, то задний электрод выполняется непрозрачным (рис. 7.20,б) и должен быть зеркально отражающим.

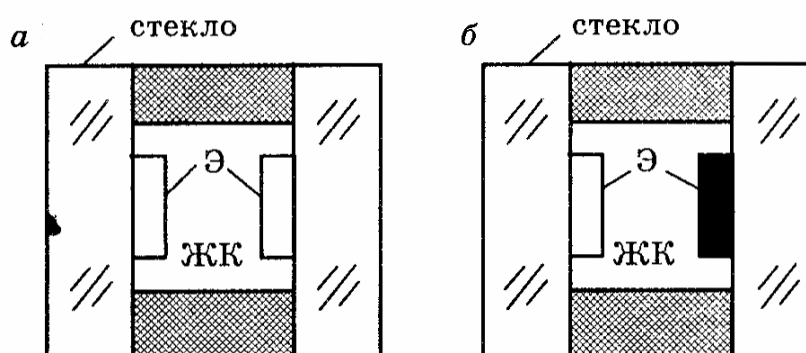


Рис.7.20. Конструкция жидкокристаллических индикаторов, работающих на просвет (а) и отражение (б)

При работе ЖКИ в условиях низкой освещенности искусственно создается подсветка. У ЖКИ, работающих на просвет, за задней пластиной размещают источник света, а у ЖКИ, работающих на отражение, источник света размещают сбоку или спереди.

На практике используются цифровые, буквенно-цифровые и ЖКИ в виде определенных символов. Они могут работать в диапазоне температур $-20 \dots +55 \text{ }^{\circ}\text{C}$, а их долговечность составляет десятки тысяч часов.

Жидкокристаллические индикаторы управляются переменным напряжением. При постоянном напряжении происходит перенос примесей на электроды, что снижает контрастность изображения, и возникают необратимые электрохимические процессы, резко снижающие срок службы. В связи с этим в паспортных данных индикаторов указывается допустимое значение постоянной составляющей напряжения (порядка $50 \dots 170 \text{ мВ}$) и напряжение управления.

Параметры ЖКИ

1. Контрастность или коэффициент контраста знака по отношению к фону

$$K = \frac{L_{\phi} - L_z}{L_{\phi}} 100\%,$$

где L_{ϕ} , L_z – яркости фона и знака, причем значения K лежат в диапазоне 80...90 %.

2. Время реакции (время "включения") и время релаксации (время "выключения") пропорциональны вязкости жидкости, квадрату толщины ЖК и приблизительно обратно пропорциональны квадрату разности между приложенным и пороговым напряжением.

3. Пороговое напряжение – минимальное напряжение, соответствующее началу свечения ЖКИ.

4. Напряжение управления – переменное напряжение, подаваемое на электроды индикатора (2...10 В).

5. Ток управления – ток, потребляемый индикатором при нормальной контрастности (1...100 мкА).

6. Частота управляющего напряжения (30...1000 Гц).

7. Температурный диапазон работы (–20...+55 °С).

Жидкокристаллические индикаторы обладают следующими достоинствами: простотой конструкции, долговечностью, составляющей десятки тысяч часов, малой мощностью потребления энергии (5...50 мкВт/см²), высокой контрастностью, неизменяющейся при увеличении освещенности, совместимостью с микросхемами управления, выполненными по МОП–технологии.

К недостаткам ЖКИ относятся: малый температурный диапазон (–20...+55°С), непостоянство параметров во время работы и срока хранения, необходимость подсветки для наблюдения в ночное время суток, низкое быстродействие, т.е. время появления или исчезновения знака, которое определяется временем перехода молекул ЖК из упорядоченного расположения в беспорядочное или обратно и составляет до 200 мс.

По виду отображаемой информации ЖКИ бывают: цифровые, буквенно-цифровые, графические, мнемонические, шкальные. Цифровые и буквенно-цифровые ЖКИ выполняются в виде сегментов или матриц, одноразрядные или многоразрядные. При небольшом числе элементов каждый из них имеет свой вывод для подключения источника питания.

Идея получения индикатора с цветными элементами отображения, цвет которых изменяется простым изменением питающего напряжения, на практике

труднореализуема, поскольку требует создания очень равномерного по толщине слоя ЖК и его однородной ориентации по всей площади индикатора. Изменение толщины слоя ЖК на десятые доли микрометра приводит к заметному изменению цвета. Такой индикатор при любом изменении внешних условий (температуры, давления, механических воздействий) неуправляемо меняет цвет, а при кодировании информации цветом теряет работоспособность.

ГЛАВА 8

ЭЛЕМЕНТЫ ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМ

8.1. Пассивные элементы интегральных микросхем

Усложнение электронных устройств и систем, в которых количество дискретных элементов достигло десятков и сотен тысяч, вызвало снижение эксплуатационной надежности при одновременном увеличении габаритов и массы, росте потребления электрической энергии, стоимости. Эти недостатки устраняются с внедрением изделий микроэлектроники.

Микроэлектроника – это область науки и техники, занимающаяся физическими и техническими проблемами создания интегральных схем. Интегральная технология является наиболее важным технологическим приемом микроэлектроники и позволяет на одной пластине создавать группы элементов, схемно соединенных между собой. Функциональные узлы, выполненные по интегральной технологии, называют интегральными микросхемами.

Интегральная микросхема – это микроэлектронное изделие, выполняющее определенную функцию преобразования, имеющее высокую плотность упаковки электрически соединенных компонентов (транзисторов, резисторов и др.), изготовленных в едином технологическом цикле на общей подложке.

Наиболее распространенными пассивными элементами в полупроводниковых микросхемах являются резисторы. Слой полупроводника, изолированный от других элементов, может служить резистором интегральной микросхемы. Однако, ввиду низкого удельного сопротивления слоя полупроводника, резисторы занимают большую часть площади всей микросхемы. В связи с этим микросхемы проектируют с минимальным числом резисторов, а величина их сопротивления должна быть небольшой, менее 10 кОм. Так, к примеру, цифровые интегральные микросхемы содержат меньше резисторов, чем аналоговые схемы. А цифровые микросхемы на полевых транзисторах практически не имеют резисторов, их функции выполняют дополнительные транзисторы, работающие на крутом восходящем участке вольт-амперной характеристики.

Наряду с резисторами в гибридных интегральных микросхемах распространенными пассивными элементами являются пленочные конденсаторы. При этом пассивные элементы во многом определяют схемотехнические и эксплуатационные характеристики интегральных микросхем (ИМС). В низкочастотных микросхемах используются дискретные миниатюрные конденсаторы и катушки индуктивности, а в аналоговых высокочастотных микросхемах – пленочные конденсаторы емкостью менее 100 пФ. Пленочные конденсаторы бывают как тонко-, так и толстопленочные и занимают большую площадь ИМС. В связи с этим в полупроводниковых интегральных микросхемах роль конденсаторов выполняют обратносмещенные р–n переходы и структуры металл-диэлектрик-полупроводник (МДП-конденсаторы).

Несмотря на ограничения на размеры или допуски абсолютных значений, пассивные элементы в интегральных схемах обладают некоторыми преимуществами монолитных структур, такими, как хорошая воспроизводимость по номинальной величине и температурной зависимости.

В зависимости от формы обрабатываемых электрических сигналов микросхемы бывают аналоговыми или цифровыми.

Параметром, определяющим уровень сложности микросхем, является степень интеграции, под которой понимается округленный до ближайшего целого числа коэффициент K , являющийся показателем десятичного логарифма от числа N содержащихся в микросхеме элементов и компонентов: $K = \lg N$.

По уровню сложности цифровые микросхемы подразделяются на малые (МИС, $K \leq 1 \dots 2$), средние (СИС, $2 \leq K \leq 3 \dots 4$), большие (БИС, $3 \dots 4 \leq K \leq 5$) и сверхбольшие (СБИС, $K > 5$).

Основные типы микросхем – пленочные и полупроводниковые. В пленочных микросхемах элементы и соединения выполнены в виде различных пленок (проводящие, резистивные и диэлектрические) на подложке из диэлектрика. В полупроводниковых микросхемах пассивные и активные элементы вместе с изолирующими и проводящими областями создаются на одной подложке кремния или другого полупроводника. Применяются еще и так называемые гибридные микросхемы, в которых органически сочетаются в одном корпусе пленочные конструкции из пассивных элементов с дискретными миниатюрными активными компонентами.

К пассивным компонентам ИС относятся резисторы, конденсаторы, индуктивности и внутрисхемные соединения.

8.1.1. Резисторы

В ИМС применяются пленочные, диффузионные резисторы и резисторы на основе МДП-структур.

Сопротивление бруска из однородного проводящего кристаллического материала определяется выражением

$$R = \rho l / bd, \quad (8.1)$$

где ρ – удельное сопротивление резистивного материала, величина обратная удельной проводимости

$$\sigma = \frac{1}{\rho} = q(n\mu_n + p\mu_p), \quad (8.2)$$

l , b , d – длина, ширина и толщина резистивной пленки.

Для изготовления пленочных резисторов используются различные материалы: металлы, сплавы, смеси металлов с диэлектриком (керметы), удовлетворяющие требованиям по металлургической совместимости, адгезии, технологичности и стабильности. Каждый материал характеризуется определенной

толщиной, для которой удельное сопротивление материала является оптимальным $\rho_s = \rho/d$.

Этот параметр ρ_s называют поверхностным сопротивлением, которое имеет размерность Ом, но часто выражается в Омах на квадрат (Ом/см²). А сопротивление резистора

$$R = \rho_s \frac{l}{b}. \quad (8.3)$$

Резисторы в тонкопленочных ИС представляют собой или полосу, или пленку определенной конфигурации, нанесенную между двумя контактами на изолирующей подложке. На рис. 8.1,а,б показаны конфигурации пленочных резисторов.

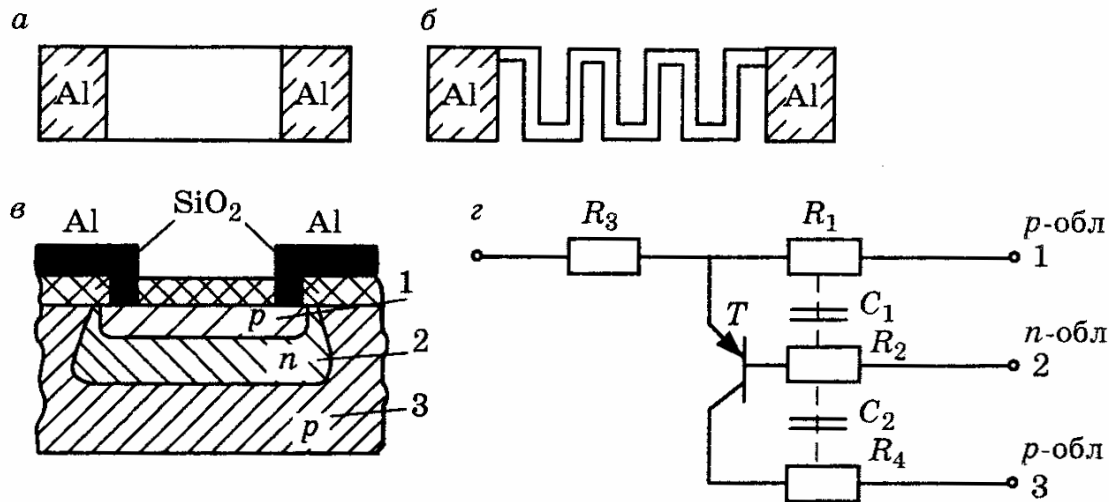


Рис.8.1. Упрощенная конструкция пленочных резисторов (а, б), структурная (в) и эквивалентная (г) схемы диффузионных резисторов

Используя поверхностное сопротивление ρ_s в качестве параметра резистивной пленки, можно изготавливать резисторы с различными сопротивлениями, используя один и тот же материал, изменяя только отношение l/b . Для прямоугольных резисторов максимальная длина по технологическим соображениям ограничена величиной $K_\phi = l/b = 10$. Для реализации резисторов с $K_\phi > 10$ используют зигзагообразную конфигурацию рис. 8.1,б, при этом площадь платы, занимаемая резистором, уменьшается. Сопротивление пленочного резистора может достигать значений порядка 10 МОм. После нанесения резистивной пленки обычно производится подгонка резистора под номинал, что позволяет получить прецизионные и стабильные резисторы.

В монолитных ИМС используются диффузионные резисторы, изготавливаемые одновременно с транзисторами в одном технологическом процессе и на той же подложке. Диффузионные резисторы изготавливаются на диффузионных слоях базовой и эмиттерной областей транзисторной структуры (рис. 8.1,в).

Эмиттерная область содержит наибольшую концентрацию примеси и имеет наименьшее удельное сопротивление. Эмиттерная область служит для создания резисторов с малым сопротивлением до 10 Ом и малым температурным коэффициентом сопротивления: $\text{ТКС} = 0,01 \text{ } \%/^{\circ}\text{C}$.

Коллекторная область транзистора содержит наименьшую концентрацию примеси и обладает большим сопротивлением. Из-за малой концентрации примеси температурный коэффициент сопротивления у этих резисторов очень велик.

На практике в качестве диффузионного резистора используется базовая область транзисторной структуры, сопротивление которой может достигать 50 кОм с $\text{ТКС} = 0,1 \dots 0,3 \text{ } \%/^{\circ}\text{C}$.

Для получения резисторов с большими номиналами сопротивлений используются так называемые пинч-резисторы (сжатый резистор), которые изготавливаются в процессе базовой диффузии в виде резистивных слоев. Пинч-резистор имеет меньшую площадь сечения, ограниченную р–n переходом, образованного путем эмиттерной диффузии на поверхности резистивного слоя. Это позволяет увеличивать поверхностное сопротивление и изготавливать резисторы большого номинала на малой площади.

Эквивалентная схема диффузионного резистора (рис. 8.1,г) достаточно сложная и содержит следующие основные и паразитные элементы:

R_1 – сопротивление проводящего слоя резистора; R_2 – сопротивление токам утечки n–области; R_3 – сопротивление контактов и подводящих электродов (порядка 10 Ом); R_4 – сопротивление токам утечки подложки; C_1 – емкость верхнего р–n перехода; C_2 – емкость нижнего р–n перехода; Т – паразитный транзистор, у которого коллекторный переход образован подложкой и эпитаксиальной пленкой, а эмиттерный – слоем резистора и эпитаксиальной пленкой. Величины емкостей C_1 и C_2 невелики и оказывают влияние на высоких частотах. Для каждого резистора имеется своя частота, выше которой начинается резкое уменьшение сопротивления. На практике она составляет около 10 ГГц.

В микросхемах на МДП-транзисторах в качестве резисторов в виде нагрузочного сопротивления используются транзисторы, работающие на квазилинейном участке ВАХ. Сопротивление нагрузочного резистора зависит от смещения на затворе и от разности потенциалов между истоком и подложкой. При изменении потенциала истока происходит модуляция проводимости канала под действием нижнего затвора, что приводит к изменению сопротивления нагрузочного резистора.

Диффузионные резисторы характеризуются, как и другие резистивные элементы, следующими параметрами: диапазоном номинальных значений сопротивлений, допуском по сопротивлению, температурным коэффициентом сопротивления, допустимой мощностью рассеяния и максимальным напряжением.

Из рассмотренного видно, что имеются возможности создавать резисторы больших номиналов. Однако в ИС для уменьшения габаритных размеров

стремятся использовать минимальное число резисторов с максимальными номиналами.

8.1.2. Конденсаторы

В интегральных полупроводниковых схемах обычно применяют конденсаторы на основе р–п переходов и на основе структуры металл–диэлектрик–полупроводник. В интегральных схемах, использующих биполярные транзисторы, роль конденсаторов выполняют р–п переходы. При формировании р–п переходов используется диффузия, поэтому конденсаторы на их основе называют диффузионными. Структура такого конденсатора показана на рис. 8.2, цифрами 1 и 2 обозначены омические контакты. Принцип работы диффузионных конденсаторов основан на использовании барьерной емкости обратносмещенного р–п перехода, где диэлектриком служит обедненный слой р–п перехода.

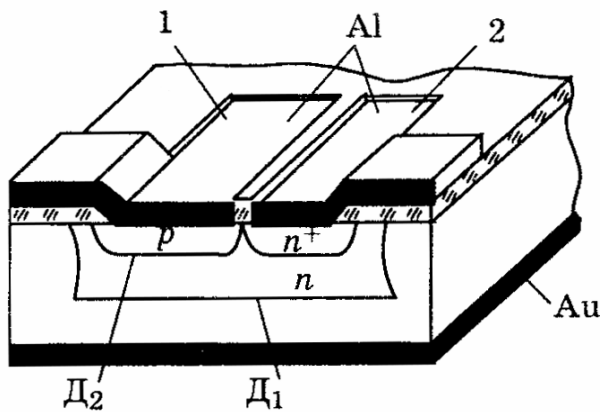


Рис. 8.2. Структурная схема интегрального конденсатора на основе р-п перехода

барьерная емкость коллекторного перехода; C_2 — паразитная емкость изолирующего перехода коллектор–подложка. Она имеет ограниченное применение, так как вывод подложки является общим для всей ИС и заземлен по переменной составляющей тока. Конденсатор C_2 однако является неотъемлемой частью

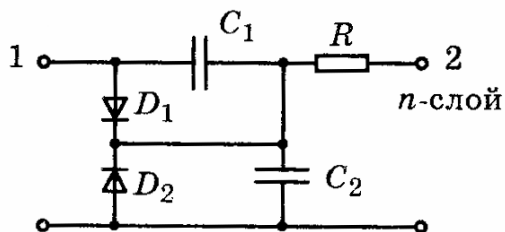


Рис. 8.3. Эквивалентная схема интегрального конденсатора на основе р-п перехода

Наибольшую удельную барьерную емкость C_0 имеет переход эмиттер–база. Однако он обладает низким пробивным напряжением $U_{пр\ эб} \leq 10$ В, что ограничивает его применение. Поэтому широко используется конденсатор, образованный переходом база–коллектор, имеющий высокое пробивное напряжение.

Эквивалентная схема конденсатора на основе коллекторного р–п перехода представлена на рис. 8.3, где C_1 — барьерная емкость коллекторного перехода; C_2 — паразитная емкость изолирующего перехода коллектор–подложка. Она имеет ограниченное применение, так как вывод подложки является общим для всей ИС и заземлен по переменной составляющей тока. Конденсатор C_2 однако является неотъемлемой частью интегральной схемы, так как он всегда имеется при изоляции элементов схемы р–п переходом. Диоды D_1 и D_2 образуют емкости C_1 и C_2 . R_1 — сопротивление, характеризующее неидеальность диэлектрика и наличие объемного сопротивления у р–слоя.

Для эффективного использования конденсатора, т.е. для получения максимального коэффициента передачи

сигнала через конденсатор в нагрузку, необходимо, чтобы отношение C_1/C_2 было возможно больше. Это достигается при низком обратном смещении перехода база–коллектор и при большом напряжении смещения перехода коллектор–подложка, что позволяет получить C_1/C_2 в пределах от 3 до 10. Приближенное значение максимальной емкости диффузионного конденсатора составляет 500 пФ. Максимальное допустимое рабочее напряжение лежит в пределах от -15 до -25 В.

Сопротивление R_1 влияет на добротность конденсатора, которая определяется соотношением

$$Q = \frac{1}{2\pi C_1 R_1}. \quad (8.4)$$

При увеличении сопротивления этого или любого резистора, включенного последовательно с конденсатором, добротность его уменьшается.

Такой конденсатор является полярным. Его емкость изменяется в зависимости от значения приложенного напряжения. Максимальное значение емкости конденсатора тогда, когда напряжение внешнего смещения равно нулю. Емкость определяется контактной разностью потенциалов. Однако такой режим работы конденсатора на практике используется редко. Как исключение иногда используется режим малых напряжений, но при этом переход должен быть обратно смещен при любой фазе приложенных напряжений. Кремниевый переход находится в закрытом состоянии до напряжения $U_{пр} = 0,5 \dots 0,7$ В, приложенного в прямом направлении. Поэтому при изменении ширины объемного заряда р–п перехода под действием приложенного напряжения изменяется (модулируется) емкость конденсатора. Для уменьшения эффекта модуляции емкости конденсатора напряжение смещения должно быть больше амплитуды переменного напряжения, приложенного к переходу.

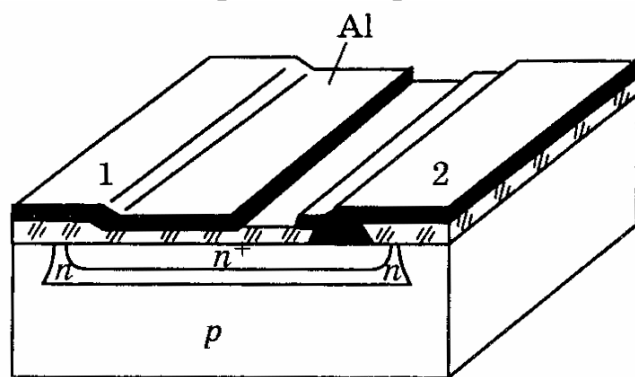


Рис.8.4. Структурная схема МДП-конденсатора

Конденсаторы, использующие свойства р–п перехода, имеют ряд недостатков:

- небольшие номинальные значения емкости,
- малая добротность,
- зависимость емкости от приложенного напряжения. На низких частотах влияние оказывает обратное сопротивление р–п перехода, а на высоких частотах сопротивление обкладок больше,

чем структуры.

Эти недостатки можно устранить используя МДП-конденсаторы. В качестве диэлектрика используется слой двуокиси кремния (рис. 8.4), на который в дальнейшем наносится пленка алюминия, являющаяся обкладкой конденсато-

ра. Второй обкладкой является сильнолегированная область кремния n^+ , имеющая омический контакт с выводом.

У МДП-конденсаторов имеется один p - n переход между коллекторной областью транзисторной структуры и подложкой, служащей для изоляции МДП-конденсатора от других элементов, расположенных на подложке.

Эквивалентная схема такого конденсатора показана на рис. 8.5, где C_s – поверхностная емкость полупроводника, определяемая поверхностным состоянием полупроводника, его способностью отдавать в объем полупроводника электроны и захватывать дырки, или отдавать дырки, а захватывать электроны.

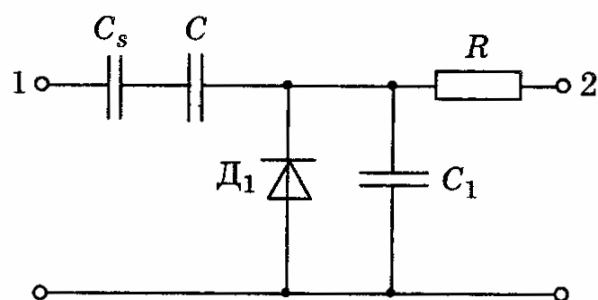


Рис.8.5. Эквивалентная схема МДП-конденсатора

На поверхности полупроводника возникает положительный или отрицательный заряды. C – полезная емкость, удельная емкость которой при толщине диэлектрического слоя $0,08 \dots 0,1$ мкм составляет величину порядка $400 \dots 650$ пФ/м². R – сопротивление n^+ -слоя и омических контактов. D – диод, образованный p - n переходом. C_1 – емкость диода.

МДП-конденсаторы являются неполярными и работают при любой полярности напряжения. Это является важным преимуществом МДП-конденсаторов перед диффузионными. Кроме того емкость МДП-конденсаторов зависит от частоты, а коэффициент передачи составляет не менее 0,9. В связи с этим МДП-конденсаторы не пригодны для работы в СВЧ диапазоне.

8.1.3. Пленочные конденсаторы

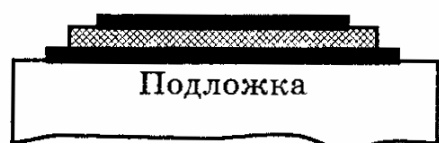


Рис.8.6. Структурная схема пленочного конденсатора

Они позволяют получить большую емкость и представляют собой многослойную структуру, показанную на рис. 8.6. На подложку наносится слой металла, служащий обкладкой конденсатора, на поверхности которого наносится слой диэлектрика. Диэлектрик покрывается металлическим слоем, служащим второй обкладкой конденсатора. В качестве

диэлектрика используется окись тантала или моноокись кремния. Температурный коэффициент емкости таких конденсаторов порядка $0,02 \dots 0,04$ %/°C, а добротность на высоких частотах определяется сопротивлением обкладок. В связи с этим чаще используются алюминиевые обкладки. Сопротивление пленки тантала велико, порядка 100 Ом/□, поэтому танталовые конденсаторы являются низкочастотными.

В отличие от конденсаторов на основе $p-n$ перехода в тонкопленочных конденсаторах параметры не зависят от величины и полярности прикладываемого напряжения и имеют большее значение емкости на единицу площади при меньшем паразитном воздействии. Однако имеется два основных недостатка, присущих тонкопленочным конденсаторам: требуются дополнительные технологические этапы, помимо обычных диффузионных циклов; выходят из строя из-за пробоя диэлектрика, когда напряжение превышает номинальное значение.

8.2. Биполярные транзисторы

Основным и наиболее универсальным элементом интегральных микросхем является биполярный транзистор. В большинстве случаев используется транзистор $n-p-n$ типа, ибо подвижность электронов больше подвижности дырок, и они обладают лучшими частотными свойствами, чем транзисторы $p-n-p$ типа.

Главное отличие структур биполярных транзисторов в микросхемах от дискретных транзисторов состоит в том, что интегральные транзисторы имеют дополнительные области, которые изолируют транзисторы от общей полупроводниковой подложки. Все выводы интегральных транзисторов располагаются на одной плоскости, что позволяет легко проводить межэлементные соединения всей микросхемы.

Изготовление транзисторов осуществляется одновременно с созданием других элементов схемы: резисторов, конденсаторов, диодов; при этом используются аналогичные полупроводниковые области: эмиттерная, базовая, коллекторная, т.е. все элементы полупроводниковых микросхем конструктивно и технологически совместимы.

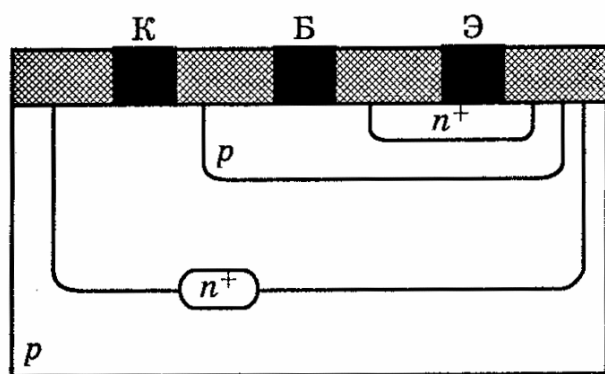


Рис.8.7. Структурная схема планарно-эпитаксиального транзистора

Структура планарно-эпитаксиального транзистора представлена на рис. 8.7. На кремниевой подложке с электропроводностью p -типа методом диффузии изготавливаются области коллектора, базы и эмиттера. Особенностью планарных транзисторов является неравномерное распределение примеси в коллекторной области. Наличие большого числа примеси у коллекторного перехода

обуславливает низкое значение пробивного напряжения коллекторного перехода и большое значение обратного сопротивления коллектора. Все это вызывает сильное влияние подложки на электрические параметры транзистора и ог-

раничивает возможности планарных транзисторов в полупроводниковых интегральных схемах.

Улучшить ряд параметров транзисторов удастся используя планарно-эпитаксиальную технологию. Важной конструктивной особенностью эпитаксиально-планарных транзисторов является скрытый n^+ -слой, предназначенный для уменьшения объемного сопротивления коллекторной области и уменьшения степени влияния подложки на характеристики и параметры транзисторов. Низкоомный скрытый слой шунтирует расположенный над ним более высокоомный коллекторный слой n -типа и в десятки раз уменьшает объемное сопротивление коллекторной области между коллекторным переходом и выводом коллектора.

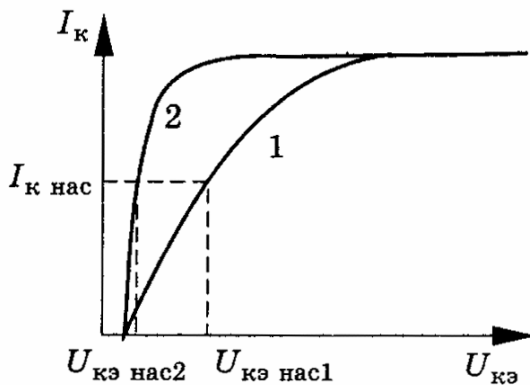


Рис.8.8. Вольтамперные характеристики планарно-эпитаксиального транзистора: без скрытого (1) и со скрытым (2) слоями

Выходные характеристики в схеме с общим эмиттером в диапазоне малых значений $U_{кэ}$ для транзисторов без скрытого слоя 1 и со скрытым слоем 2 приведены на рис. 8.8. Скрытый n^+ -слой влияет на форму выходной характеристики только в режиме насыщения, где $r_{к\text{ диф}}$ невелико. Скрытый слой позволяет получить малое значение остаточного напряжения при работе транзистора в цифровых микросхемах.

Интегральные транзисторы в полупроводниковых микросхемах обладают следующими параметрами: коэффициент передачи тока базы порядка 200; граничная частота до 500 МГц; емкость коллектора до 0,5 пФ; пробивное напряжение для коллекторного перехода до 50 В, для эмиттерного до 8 В; удельное сопротивление n - и p -слоев составляет несколько сотен, а n^+ -слоя — не более 20 Ом/□.

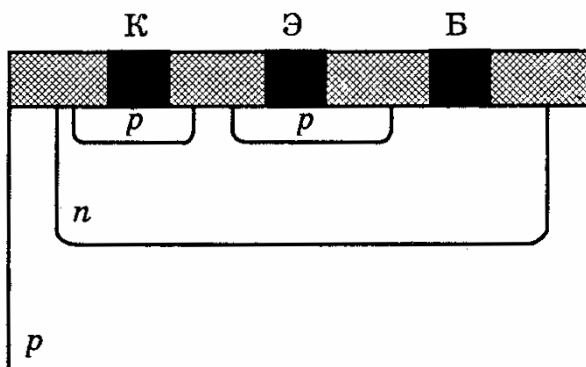


Рис.8.9. Структурная схема интегрального горизонтального транзистора

Ввиду того, что интегральный транзистор занимает малую площадь подложки по сравнению с пассивными элементами, то в интегральных микросхемах используется большее число транзисторов, чем в дискретных аналогах.

Некоторые аналоговые схемы требуют использования p - n - p транзисторов, которые изготавливаются одновременно с

транзисторами n – p – n типа. Такой интегральный транзистор принято называть горизонтальным, боковым или латеральным (рис. 8.9).

Эмиттерный и коллекторный переходы изготавливаются одновременно за счет диффузии акцепторной примеси. За счет меньшей подвижности дырок коэффициент передачи тока базы и граничная частота усиления значительно ниже, чем у аналогичных n – p – n транзисторов.

В латеральном транзисторе перенос зарядов протекает в горизонтальном направлении, параллельно поверхности подложки. Инжектированные эмиттером дырки диффундируют в горизонтальном направлении к коллектору. Коэффициент усиления по току латерального транзистора невелик из-за малого коэффициента инжекции эмиттера и широкой базы. Относительно низкая концентрация примесей и небольшая эффективная площадь эмиттера не позволяют получить большой коэффициент инжекции эмиттера. Одинаковые области эмиттера и коллектора обуславливают симметрию латерального транзистора, а это значит, что прямой и инверсный коэффициенты усиления по току почти одинаковы. Пробивные напряжения обоих переходов также практически одинаковы и составляют 30...50 В.

Важным параметром, характеризующим быстродействие транзистора, является время рассасывания избыточных зарядов. Для уменьшения его, интегральный транзистор легируется золотом, которое имеет большой коэффициент диффузии и проникает во все области транзистора (базу, эмиттер, коллектор). Это приводит к созданию дополнительных центров рекомбинации. В результате уменьшается время жизни неосновных носителей в базе и снижаются коэффициенты передачи $h_{21э}$, $h_{21б}$. Чтобы сохранить высокие значения $h_{21э}$, $h_{21б}$, уменьшив время рассасывания, переход база-коллектор шунтируют диодом Шотки. Такие транзисторы называют транзисторами с барьером Шотки. В отличие от планарного транзистора у транзисторов с барьером Шотки базовое контактное отверстие расширено в сторону коллекторной области n -типа (рис. 8.10,а). Диод Шотки образуется в месте контакта металла с высокоомной коллекторной областью n -типа. Диод Шотки оказывается включенным параллельно коллекторному переходу (рис. 8.10,б).

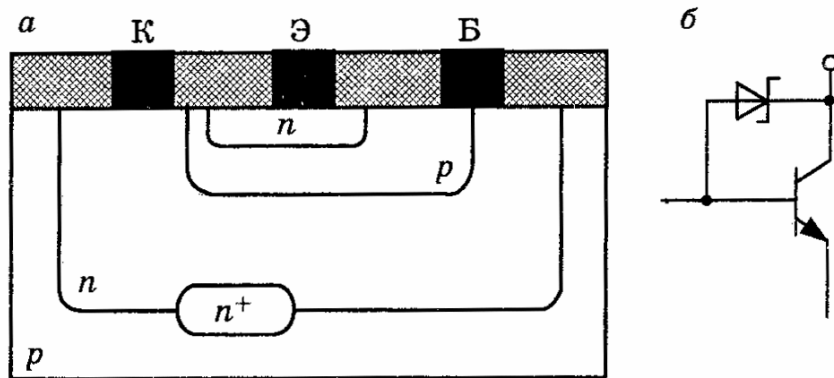


Рис.8.10. Структурная схема (а) и условное обозначение (б) транзистора с барьером Шотки

В режиме отсечки и в активном режиме потенциал коллектора выше потенциала базы, диод Шотки закрыт, и транзистор работает как обычный биполярный транзистор. При переходе из активного в режим насыщения потенциал коллектора становится меньше потенциала базы. Диод Шотки открывается, и основная часть тока базы поступает в коллектор через диод Шотки, минуя область базы транзистора. При этом не происходит накопления избыточного заряда в области базы, и при переключении транзистора из режима насыщения в активный или режим отсечки почти отсутствует процесс рассасывания избыточного заряда. Время рассасывания избыточного заряда определяется временем пролета электронов через базу и для транзисторов с достаточно тонкой базой менее 1 мкм составляет не более 1 нс.

Основная область применения транзисторов с диодом Шотки – это цифровые микросхемы с повышенным быстродействием, где транзисторы работают в режиме насыщения. На быстродействие работы транзистора в импульсном режиме, кроме времени рассасывания, сильно влияют время задержки, нарастания и спада, которые определяются барьерными емкостями переходов и емкостью нагрузки. Применение транзисторов с диодом Шотки позволяет повысить быстродействие цифровых микросхем в 2...5 раз.

В цифровых интегральных микросхемах широко используются особые транзисторные структуры – многоэмиттерные транзисторы, не имеющие дискретного аналога. Многоэмиттерные n – p – n транзисторы (МЭТ) отличаются от одноэмиттерных тем, что в их базовой области p -типа создается несколько эмиттерных областей (обычно 4...8). Структуры МЭТ получаются в едином технологическом процессе изготовления ИС вместе с одноэмиттерными интегральными транзисторами. Многоэмиттерный транзистор можно представить в виде совокупности отдельных n – p – n транзисторов, число которых равно числу эмиттеров (рис. 8.11,а), и имеющих общие коллектор и базу.

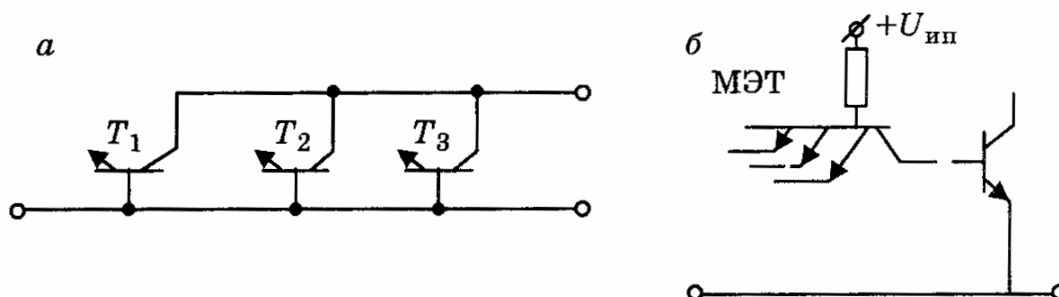


Рис.8.11. Многоэмиттерный транзистор (а) и схема его включения (б)

Под каждым эмиттером расположена активная область базы, а между соседними эмиттерами – пассивная область. Соседние эмиттеры вместе с разделяющей их пассивной областью базы образуют литеральный паразитный транзистор n – p – n типа. Роль коллектора в паразитном транзисторе выполняет эмиттер, на который подано отрицательное напряжение. Для устранения паразитного явления расстояние между соседними эмиттерами МЭТ делают больше диффузионной длины неосновных носителей заряда в базе.

Включение МЭТ осуществляется по схеме, представленной на рис. 8.11,б. МЭТ используется для создания микросхем транзисторно-транзисторной логики. В интегральных микросхемах часто используется инверсное включение МЭТ, при этом транзистор называют многоколлекторным транзистором (МКТ). Многоколлекторный транзистор находит применение в интегральных схемах с инжекционным питанием.

8.3. Диоды полупроводниковых ИМС

Использование однотипных активных структур ИС позволяет использовать эмиттерный или коллекторный переходы в качестве диода. Диоды с различными электрическими параметрами можно получить на основе одинаковых транзисторных структур, выбирая соответствующую схему коммутации выводов транзистора.

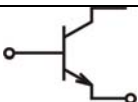
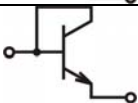
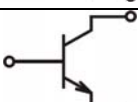
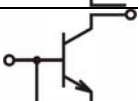
Существует пять вариантов коммутации выводов транзистора для создания диода (табл. 8.1):

1. Переход база–эмиттер с разомкнутой цепью коллектора.
2. Переход база–эмиттер с коллектором, закороченным на базу.
3. Переход база–коллектор с разомкнутым эмиттером.
4. Переход база–коллектор с эмиттером, закороченным на базу.
5. Включены в параллель переходы база–эмиттер и база–коллектор.

В табл. 8.1 приведены также некоторые параметры интегральных диодов.

Таблица 8.1

Диоды в интегральном исполнении

№	Тип диодного включения	Последовательное сопротивление	Напряжение пробоя, В	Обратный ток, нА
1		$\approx r_{\text{б}}$	≈ 7	0,5...1,0
2		$\approx \frac{r_{\text{к}} + r_{\text{б}}}{h_{21\text{э}}}$	≈ 7	0,5...1,0
3		$\approx r_{\text{б}} + r_{\text{к}}$	> 40	0,5...2,0
4		$\approx r_{\text{б}} + r_{\text{к}}$	> 40	15...30
5		$\approx r_{\text{б}} + r_{\text{к}}$	≈ 7	15...40

Анализ параметров интегральных диодов показывает, что оптимальными вариантами включения являются схемы 1 и 2, имеющие малый обратный ток и

малое прямое сопротивление. Малые пробивные напряжения таких диодов не существенны для низковольтных интегральных микросхем.

Некоторые схемы диодного включения используются в качестве стабилитронов. Конкретная схема включения диода выбирается в зависимости от необходимого напряжения стабилизации и ТКН. Для стабилизации напряжения до 7 В используется эмиттерный переход (табл. 8.1 схема 1), работающий в режиме электрического пробоя. ТКН у такого стабилитрона не превышает $0,2 \text{ } \%/^{\circ}\text{C}$. Низковольтные стабилитроны получаются при прямом смещении р–п перехода, и напряжение стабилизации приблизительно равно высоте потенциального барьера и составляет порядка 0,7 В. Для повышения напряжения стабилизации используется последовательное включение диодов, у которых используется переход база–эмиттер с коллектором, закороченным на базу.

8.4. Биполярные транзисторы с инжекционным питанием

Биполярные транзисторы с инжекционным питанием были предложены в 1971 году, в результате развития интегральной технологии и не имеют аналогов дискретных транзисторов. Отличительной особенностью биполярных транзисторов с инжекционным питанием является наличие дополнительной области с электропроводностью того же типа, что и у базы транзистора. Эту область называют инжектором, а p_1 – n_1 переход инжекторным.

В связи с этим, транзистор с инжекционным питанием представляет собой четырехслойную структуру (рис. 8.12,а), в которой соединены p_1 – n_1 – p_2 и n_2 – p_2 – n_1 транзисторы между собой (рис. 8.12,б).

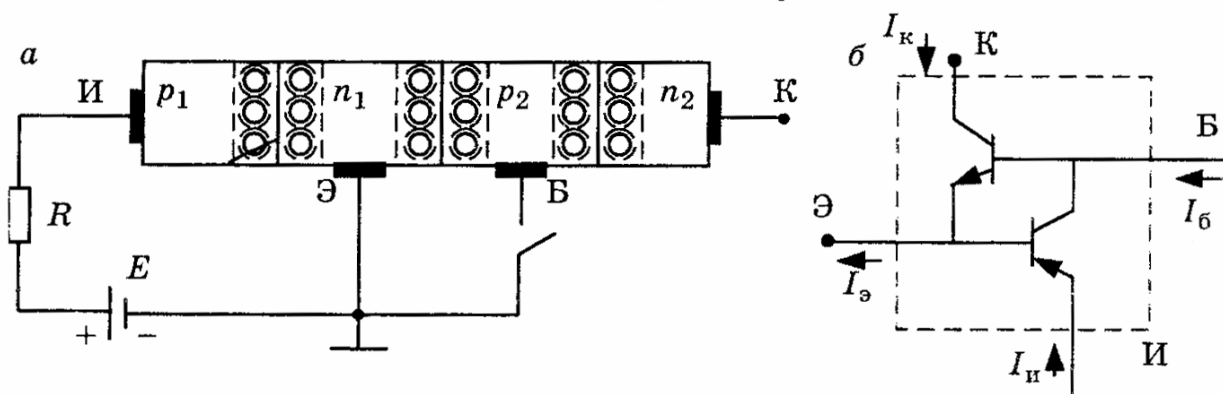


Рис.8.12. Схема подключения напряжений (а) и двухтранзисторная модель (б) планарного транзистора с инжекционным питанием

Принцип действия транзистора с инжекционным питанием рассмотрим по схеме на рис. 8.12,а. Пусть на инжекторный переход подано прямое напряжение от источника питания E . Последовательно включенный резистор R ограничивает напряжение и ток в инжекторном переходе. Тогда из области инжектора в область эмиттера инжектируются дырки, а из эмиттера в инжектор – электроны.

Для простоты понимания физических процессов, протекающих в транзисторе, принимаем одностороннюю инжекцию носителей. Учитываются только дырки, инжектированные в эмиттер. Рассмотрим работу транзистора, когда цепь база–эмиттер разомкнута.

В процессе инжекции дырок из инжектора в область эмиттера, в эмиттерной области у инжекторного $p-n$ перехода создается избыточная концентрация дырок. А для сохранения электронейтральности области эмиттера, в эмиттер от внешнего источника поступают электроны. Избыточные электроны и дырки диффундируют вглубь эмиттера к эмиттерному переходу. Подойдя к эмиттерному p_1-p_2 переходу, дырки подхватываются полем перехода и перебрасываются в область базы, компенсируя частично заряд ионов акцепторной примеси. А электроны, подошедшие вместе с дырками к p_1-p_2 эмиттерному переходу компенсируют заряды положительно заряженных ионов донорной примеси. В результате этого снижается потенциальный барьер эмиттерного перехода, уменьшается сопротивление перехода, и переход смещается в прямом направлении. Это способствует перемещению дырок и электронов в область базы, что адекватно их инжекции из области эмиттера, а подойдя к p_2-n_2 коллекторному переходу смещают его в прямом направлении (таким же образом, как и эмиттерный переход).

В результате этого эмиттерный и коллекторный переходы транзистора $p_1-p_2-n_2$ смещены в прямом направлении, сопротивление транзистора и падение напряжения на нем малы. Транзистор работает в режиме, близком к режиму насыщения, и его можно рассматривать как замкнутый электронный ключ.

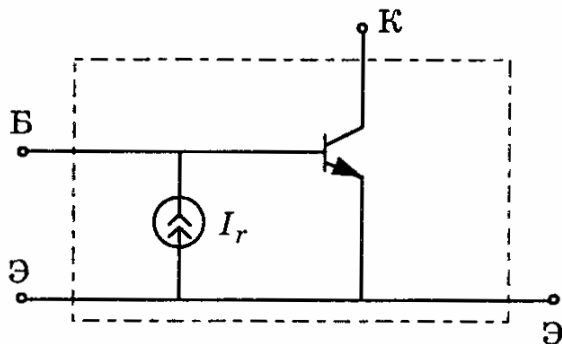


Рис.8.13. Эквивалентная схема транзистора с инжекционным питанием

Если цепь базы соединить с помощью выключателя с цепью эмиттера, то напряжение на эмиттерном переходе станет равным нулю. Дырки, достигшие эмиттерного перехода, перебрасываются в базу и компенсируются электронами, поступающими из внешней среды. В результате этого к коллекторному переходу p_2-n_2 перестают поступать носители, и сопротивление этого перехода резко возрастает, коллекторный переход смещается в обратном направлении. Транзистор $p_1-p_2-n_2$

переходит в состояние, близкое к режиму отсечки, что соответствует разомкнутому электронному ключу. Роль выключателя может выполнять другой транзистор с инжекционным питанием, находящийся в режиме насыщения. Для осуществления режима переключения требуется ничтожно малая энергия 10^{-12} Дж. Это позволяет представить транзистор на эквивалентной схеме обычным биполярным транзистором, между эмиттером и базой которого включен источник тока I_r (рис. 8.13),

функцию которого выполняет инжектор. Величина тока генератора I_r определяется количеством дырок, инжектируемых через инжекторный переход и поступающих в базу p_2 .

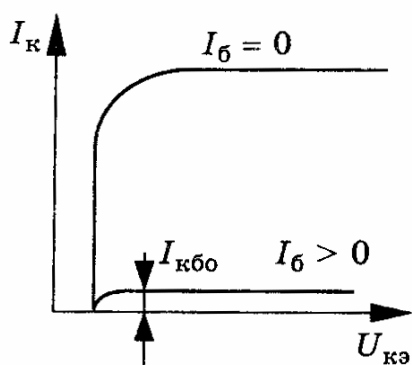


Рис.8.14. Статические выходные характеристики транзистора с инжекционным питанием

Выходные характеристики транзистора с инжекционным питанием представлены на рис. 8.14. Если цепь базы разомкнута ($I_b=0$), то максимальный ток внешнего источника напряжения меньше или равен $I_{k \text{ нас}}$. При замкнутой цепи база–эмиттер транзистор работает в режиме, близком к отсечке, и через транзистор протекает обратный ток, мало зависящий от приложенного напряжения. Данные транзисторы являются основой для создания логических микросхем с

инжекционным питанием (И²Л), могут нормально работать при значительных изменениях напряжения и тока питания. А также в широком диапазоне температур: от -60° до $+125^\circ\text{C}$. Логические микросхемы с инжекционным питанием широко применяются при создании больших интегральных схем (БИС) и сверхбольших интегральных схем (СБИС).

8.5. Полупроводниковые приборы с зарядовой связью

Прибором с зарядовой связью называют полупроводниковый прибор, в котором происходит накопление неосновных носителей под электродами МОП-структур и перемещение этих носителей от одного электрода к другому.

Электрический сигнал в приборах с зарядовой связью (ПЗС) представлен не напряжением или током, как в обычных аналоговых или цифровых схемах, а зарядом неосновных носителей – зарядовым пакетом.

Идею создания запоминающих устройств высказал в 1934 году В.К. Зворыкин, а американские ученые Н. Бойл и Г. Смит изготовили ПЗС в 1969 году.

Принцип действия ПЗС основан на накоплении и хранении заряда неосновных носителей в потенциальных ямах, образующихся у поверхности полупроводника под действием внешнего электрического поля, прикладываемого к затвору, и перемещении этого заряда вдоль поверхности при изменении соответствующим образом управляющих напряжений на соседних элементах. Основными элементами ПЗС являются одноступенчатые МОП-конденсаторы, близко расположенные на одном кристалле и взаимодействующие между собой. На входе и выходе цепочки МОП-конденсаторов используются или диоды, или полевые транзисторы (рис. 8.15,а). Для того, чтобы между соседними затворами обеспечивалось взаимодействие с помощью переноса зарядовых пакетов,

расстояние между затворами должно быть малым по сравнению с толщиной обедненных слоев под затворами. Размер каждого электрода вдоль цепочки составляет 10...15 мкм, а промежутки между электродами 2...4 мкм. Благодаря непосредственной зарядовой связи между соседними элементами в ПЗС не нужны сигнальные проводники, как в интегральных схемах на транзисторах. Слой диэлектрика имеет толщину порядка 0,1 мкм.

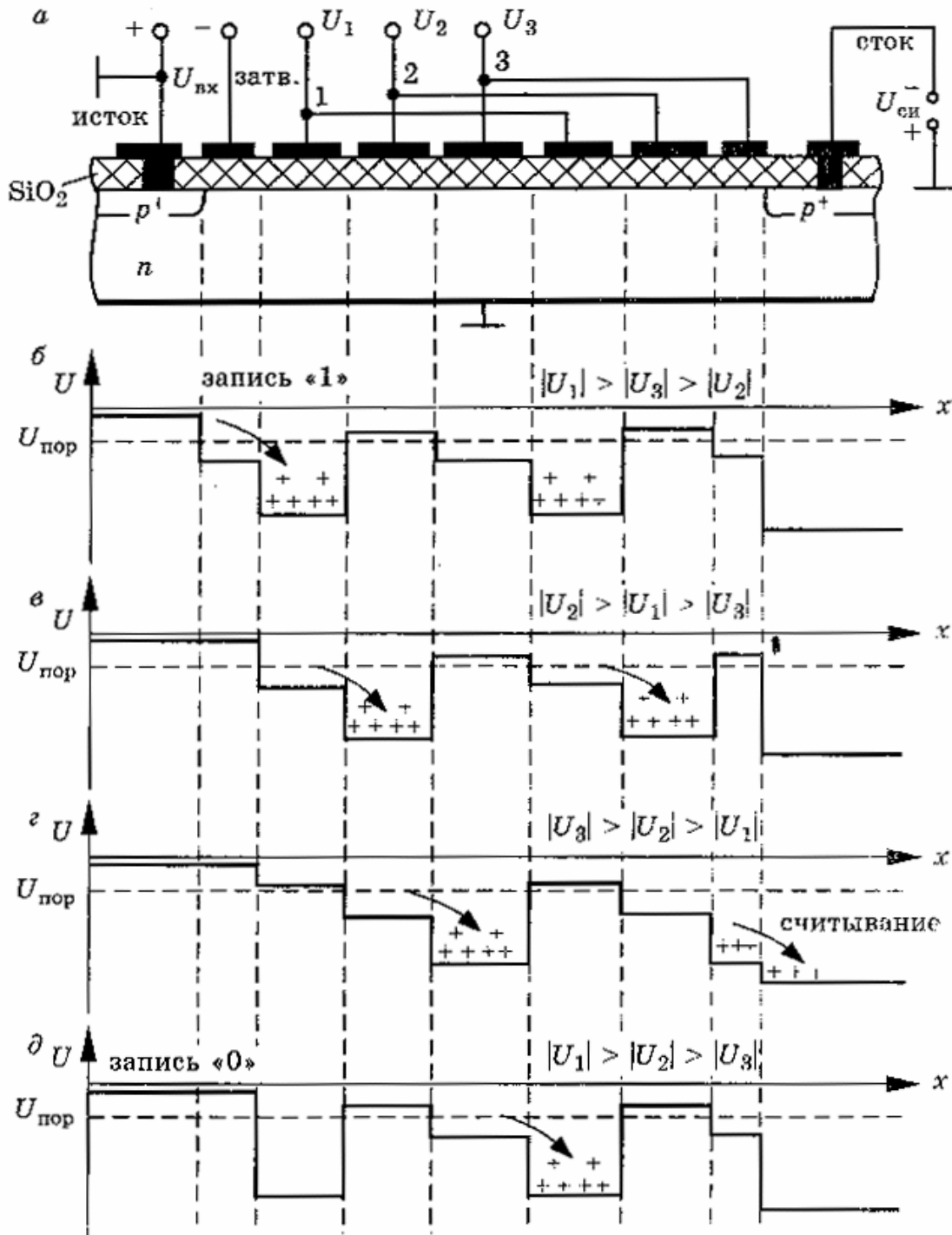


Рис.8.15. Структурная схема (а) и пояснение принципа работы (б-д) трехтактного ПЗС

Для ПЗС характерны два режима работы: хранения и передачи информационного заряда. Информационный заряд может храниться в одном или нескольких конденсаторах не очень длительное время. При длительном времени хранения информационного заряда вследствие процессов термогенерации происходит накопление паразитного заряда дырок в инверсном слое и к заполнению потенциальных ям.

При работе ПЗС в аналоговых устройствах паразитный заряд изменяет величину полезного информационного сигнала, что вызывает искажение хранимой аналоговой информации. Для современных ПЗС максимальное время хранения заряда лежит в пределах от сотен миллисекунд до десятков секунд.

На рис. 8.15,а изображен так называемый трехтактный симметричный ПЗС, имеющий входную цепь, цепь переноса и выходную цепь. Входная цепь состоит из истока с p^+ -областью под ним и входного затвора, который управляет движением дырок из p^+ -области истока в первую потенциальную яму. Таким образом ввод зарядового пакета осуществляется инжекцией дырок через входной p^+-n переход, когда напряжение, подаваемое на затвор, больше $U_{пор}$ и достаточное для образования проводящего канала под входным затвором.

Цепь переноса состоит из ряда затворов, управляющих потенциалом на границе полупроводника и окисла. Перенос зарядового пакета от первого МОП-конденсатора к другому и далее происходит при условии, что напряжения на электродах отрицательны и напряжение последующего электрода по абсолютной величине больше напряжения предыдущего. Импульсы напряжения (тактовые напряжения), подаваемые на электроды 1, 2, 3 для переноса заряда, имеют амплитуду 10...20 В.

Если к электроду 1 при наличии проводящего канала под входным затвором приложить отрицательное напряжение, превышающее по абсолютному значению пороговое, то у поверхности полупроводника образуется обедненная область. Образовавшаяся область является потенциальной ямой для неосновных носителей заряда, и под действием напряжения, приложенного к электроду 1, осуществляется инжекция дырок в потенциальную яму, где они и хранятся (рис. 8.15,б). Для передачи зарядового пакета к соседнему электроду прикладывается более отрицательное напряжение (по сравнению с напряжением хранения) – напряжение записи, при этом напряжение на входном затворе снимается (проводящий канал исчезает). Напряжение записи создает более глубокую потенциальную яму под этим электродом и образует продольное электрическое поле в области разделяющей электроды. После переноса зарядового пакета в потенциальную яму потенциал электрода снизится (по абсолютному значению) до напряжения хранения. При следующих тактах изменения напряжения на электродах в цепи переноса будет происходить дальнейшее продвижение зарядового пакета к выходной цепи (рис. 8.15,г,д). Если в потенциальной яме, подходящей к $p-n$ переходу стока, отсутствует информационный зарядовый пакет, то и не будет изменения тока в цепи стока. Использование во вы-

ходной цепи МОП-транзистора позволяет осуществить неразрушающее считывание зарядового пакета.

Когда информационный зарядовый пакет переместится в потенциальную яму на границе к р–n переходу стока, дырки втягиваются в область стока. Это вызывает появление импульса тока или изменение напряжения на стоке (рис. 8.15,г).

Быстродействие ПЗС определяется режимом передачи зарядового информационного пакета от одного электрода к другому, осуществляемой в основном за счет дрейфа и диффузии в конце переноса неосновных носителей, которая совершается значительно медленнее. Практически быстродействие ПЗС характеризуется предельной частотой 1 ГГц.

ПРИМЕНЕНИЕ ПЗС

Приборы с зарядовой связью в настоящее время выпускаются в виде БИС и СБИС. По выполняемым функциям устройства на ПЗС можно разделить на три группы: цифровые, аналого-цифровые и оптоэлектронные.

В цифровых устройствах ПЗС используются как регистры сдвига, постоянные запоминающие устройства (ПЗУ), обеспечивающие емкость хранения $10^6 \dots 10^7$ бит на кристалле с частотой выдачи информации 1...10 МГц. Запоминающие устройства на ПЗС с произвольной выборкой по считыванию позволяют считывать информацию из произвольной ячейки матрицы на ПЗС.

Аналого-цифровые устройства ПЗС используются для обработки сигналов в технике связи и радиотехнических устройствах (линии задержки, полосовые фильтры, мультиплексоры). В линиях задержки входной аналоговый сигнал преобразуется в дискретные зарядовые пакеты и через время задержки поступает на выход ПЗС. В мультиплексорах несколько входных сигналов параллельно вводятся в ПЗС, а затем последовательно выводятся на выход ПЗС.

ПЗС также используются в качестве компенсирующих устройств при магнитной записи звуковых колебаний и видеосигналов, для коррекции звука и изображения в цветном телевидении.

В оптоэлектронных ПЗС используется эффект фоточувствительности для создания одномерных и плоскостных приборов, таких как усилители с плавающим затвором, фотоячейки, приемники изображения для портативных телевизионных камер.

Работа ФОТО-ПЗС основана на генерации электронно-дырочных пар, число которых пропорционально освещенности, каждый затвор получает заряд, зависящий от освещенности падающего света.

ПАРАМЕТРЫ ЭЛЕМЕНТОВ ПЗС

Основными параметрами элементов ПЗС являются: рабочая амплитуда управляющих напряжений, предельные тактовые частоты (минимальная и мак-

симальная), максимальная величина зарядового пакета, эффективность передачи заряда, рассеиваемая мощность.

Рабочая амплитуда управляющих напряжений должна обеспечивать требуемую величину зарядового пакета и полного смыкания обедненных слоев соседних элементов при уменьшении расстояния между затворами и увеличении емкости диэлектрика. При этом управляющее напряжение уменьшается и лежит в пределах 10...20 В.

Максимальная величина зарядового пакета характеризует управляющую способность ПЗС и пропорциональна амплитуде управляющего напряжения и площади затвора.

Минимальная тактовая частота $f_{т\text{ мин}}$ обратно пропорциональна максимально допустимому времени хранения зарядового элемента в одном пакете. За счет тепловой генерации и свойств материала накопление заряда в пустых потенциальных ямах может произойти за время от сотых долей до единиц секунд, что соответствует $f_{т\text{ мин}} = 30...300$ Гц.

Максимальная тактовая частота $f_{т\text{ макс}}$ определяется временем переноса заряда из одной потенциальной ямы в другую, и она составляет десятки МГц.

Время переноса зарядового пакета связано с эффективностью переноса.

Эффективность переноса (передачи) заряда η – показывает какая доля заряда переносится из одной потенциальной ямы в другую. Эффективность переноса определяет максимальное число элементов, через которые может передаваться зарядовый пакет и составляет величину порядка 0,999...0,99999. Эффективность передачи очень близка к 1, поэтому часто пользуются коэффициентом потерь (неэффективностью передачи) $\eta=1-\eta$, который составляет $10^{-3}...10^{-5}$.

Рассеиваемая мощность элементов ПЗС определяется только в режиме переноса зарядов и увеличивается с ростом тактовой частоты, амплитуды управляющего напряжения и величины зарядового пакета, и составляет менее 1 мВт.

ГЛАВА 9 ОСНОВЫ ЦИФРОВОЙ ТЕХНИКИ

9.1. Электронные ключевые схемы

В аппаратуре связи и радиоэлектронной аппаратуре широкое применение находят устройства, которые под действием внешнего управляющего сигнала замыкают или размыкают электрическую цепь, т.е. осуществляют коммутацию электрической цепи. В качестве таких устройств используются бесконтактные электронные ключи, в которых нелинейными ключевыми элементами являются электронные приборы: диоды, транзисторы. В отличие от механических переключателей электронные ключи обладают большим быстродействием и надежностью. Нелинейной электрической цепью называется цепь, содержащая хотя бы один нелинейный элемент, т.е. элемент, параметры которого зависят от приложенного напряжения или протекающего тока. Электронный ключ в стационарном состоянии находится в одном из двух состояний: разомкнутом или замкнутом. В зависимости от назначения ключевые схемы бывают: цифровые и аналоговые.

В основе цифровых схем лежат простейшие транзисторные ключи – аналоги металлических контактов, и предназначены они для формирования и преобразования последовательностей электрических импульсов, заданных соответствующим кодом.

Аналоговые ключевые схемы подключают или отключают аналоговые сигналы ко входам усилительных и преобразующих устройств.

Цифровые ключи используются в устройствах вычислительной техники, цифровой связи, дискретной автоматики.

Аналоговые ключи используются в аналого-цифровых и цифро-аналоговых преобразователях, в устройствах измерения и управления, в многоканальных коммутаторах.

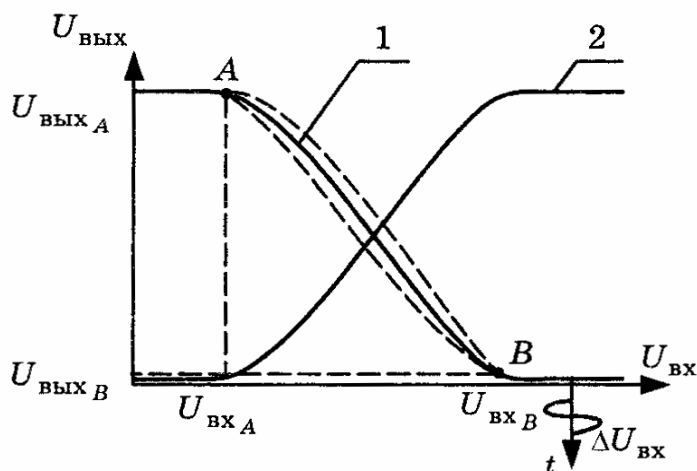


Рис.9.1. Передаточная характеристика электронных устройств

Специфику цифровых и аналоговых схем удобно пояснить с помощью так называемых передаточных характеристик, описывающих зависимость выходной величины от входной $U_{\text{ВЫХ}} = f(U_{\text{ВХ}})$, рис 9.1.

Цифрой 1 обозначена характеристика инвертирующих схем, у которых низким входным напряжениям соответствуют высокие вы-

ходные, а цифрой 2 - характеристики неинвертирующих схем, у которых низким входным напряжениям соответствуют низкие выходные.

Инвертирующие схемы имеют большое распространение. Такие же характеристики свойственны и простейшим ключам, и простейшим усилительным каскадам. Однако использование этих характеристик в том и в другом классе схем принципиально различается.

В транзисторном ключе два его устойчивых состояния (разомкнутое и замкнутое) соответствуют пологим участкам (точки А и В). В точке А ключ разомкнут и на нем падает большое напряжение, а в точке В ключ замкнут и падение напряжения на нем близко к нулю. Входные и выходные сигналы (напряжения) в ключе принимают только два значения: либо $U_{вх\ A}$ и $U_{вых\ A}$, либо $U_{вх\ B}$ и $U_{вых\ B}$. Форма передаточной характеристики между точками А и В не существенна, если она меняется (как показано штриховой линией), то выходные сигналы остаются практически неизменными. Отсюда следует, что ключи, а значит и цифровые схемы мало чувствительны к разбросу (допускам) параметров, к их температурной зависимости, к изменению параметров со временем, а также к внешним электромагнитным помехам (наводкам) и собственным шумам. Последний вывод иллюстрируется (рис. 9.1) тем, что небольшие колебания напряжения $\Delta U_{вх}$ около точки В (это могут быть шумы или наводки), практически не меняют значения выходного сигнала, а значит, не влияют на работу ключа.

В усилительных каскадах используется линейный участок передаточной характеристики между точками А и В. Входные и выходные сигналы могут принимать любые значения в пределах этого участка и связаны друг с другом функциональной зависимостью $U_{вых} = f(U_{вх})$. Очевидно, что любая "деформация" характеристики на участке А-В, по каким бы причинам она не произошла, будет непосредственно отражаться на указанной функциональной зависимости и на работе схемы. Например, при одном и том же входном сигнале $U_{вх}$, выходной сигнал может принимать различные значения. Отсюда следует, что усилительный каскад, то есть аналоговые схемы, чувствительны к разбросу параметров, к их температурному и временному дрейфу, к шумам и наводкам.

9.2. Ключи на биполярном транзисторе

Транзисторный ключ в общем случае состоит из транзистора, базового сопротивления, обеспечивающего режим управления по току $R_b \gg r_{бх}$, сопротивления коллектора и нагрузки. Транзистор в ключевой схеме может включаться по схеме с ОБ, ОЭ, ОК. Наибольшее распространение получила схема с ОЭ, представленная на рис. 9.2.

Нелинейные элементы, а также ключевые схемы на их основе должны обладать следующими свойствами:

- во включенном состоянии минимальным сопротивлением и минимальным (остаточным) падением напряжения;
- в выключенном состоянии максимальным сопротивлением и минимальными тепловыми токами и токами утечки;
- высоким быстродействием, т.е. скоростью перехода из закрытого состояния в открытое и наоборот;
- высокой помехоустойчивостью, которая характеризуется чувствительностью схемы к воздействию помех;
- высокой чувствительностью, характеризующей переключение схемы при минимальном изменении входного сигнала;
- высокой надежностью при эксплуатации.

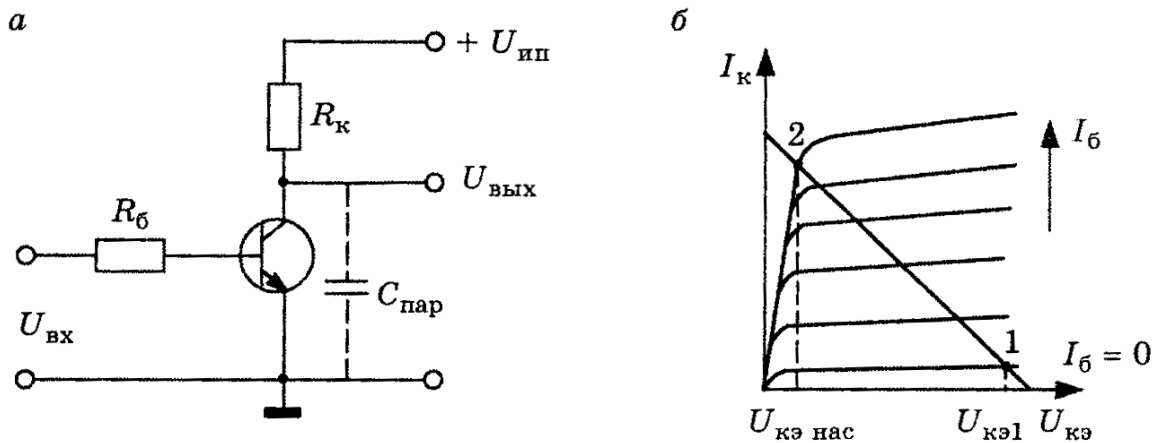


**Рис.9.2. Электрическая схема ключа (а)
и его выходные характеристики (б)**

Транзистор в схеме работает в ключевом режиме, характеризуемом двумя устойчивыми состояниями: режимом отсечки и режимом насыщения. Для удобства рассмотрения процессов, протекающих в транзисторе, на выходной характеристике строится нагрузочная прямая, описываемая уравнением $U_{ип} = I_к R_к + U_{кэ}$. Режим отсечки транзистора обеспечивается при отрицательных потенциалах базы $U_{вх} < 0$. Под действием входного напряжения эмиттерный переход закрывается, ток базы $I_б = -I_{кб0}$, в коллекторной цепи протекает небольшой обратный (тепловой) ток коллекторного перехода $I_{кб0}$. Этому состоянию соответствует рабочая точка 1 на статической характеристике, которая определяет величину выходного напряжения

$$U_{кэ1} = U_{ип} - I_{кб0} R_к \approx U_{ип}. \quad (9.1)$$

Критерием выбора транзисторов, работающих в ключевом режиме, является малое значение $I_{кб0}$. Сопротивление транзистора в закрытом состоянии велико и равно

$$R_T = \frac{U_{кэ1}}{I_{кб0}} \approx \frac{U_{ип}}{I_{кб0}}. \quad (9.2)$$

Для уменьшения времени зарядки барьерной и паразитных емкостей ключа, влияющих на быстродействие схемы, сопротивление R_k выбирают небольшим порядка единиц кОм. Поэтому выходное сопротивление ключа определяется параллельным соединением R_k и R_T

$$R_{\text{вых}} = \frac{R_k R_T}{R_k + R_T}. \quad (9.3)$$

При подаче на вход положительного напряжения ток базы возрастает, и при соответствующем его значении транзистор из режима отсечки переходит в режим насыщения (точка 2 рис. 9.2). Увеличение тока базы вызывает увеличение тока коллектора I_k , а напряжение $U_{кэ}$ на открытом транзисторе уменьшается. Падение напряжения на открытом транзисторе невелико и его называют остаточным напряжением $\Delta U_{кэ \text{ нас}}$, и оно лежит в пределах 0,05...1 В. При изменении температуры окружающей среды напряжение $U_{кб}$ и $U_{эб}$ изменяются приблизительно на одну и ту же величину, а напряжение $\Delta U_{кэ \text{ нас}}$ является разностью этих напряжений и изменяется очень мало. Такой ключ называют инвертирующим (инвертором). Через транзистор в этом случае протекает максимальный ток, который называется током насыщения

$$I_{k \text{ нас}} = \frac{U_{\text{ип}} - \Delta U_{кэ \text{ нас}}}{R_k}, \quad (9.4)$$

$$I_{k \text{ нас}} = I_{k \text{ макс}} \approx \frac{U_{\text{ип}}}{R_k}. \quad (9.5)$$

До некоторого граничного значения тока базы $I_{б \text{ гр}}$ сохраняется соотношение между токами электродов транзистора, характерное для активного режима

$$I_{k \text{ нас}} = h_{21э} I_{б} + (1 + h_{21э}) I_{кбо} \approx h_{21э} I_{б}, \quad (9.6)$$

где $h_{21э}$ статический (усредненный) коэффициент передачи тока базы в схеме с ОЭ (а не дифференциальный коэффициент $h_{21э}$ при малом входном сигнале).

При дальнейшем увеличении тока базы ($I_{б} > I_{б \text{ гр}}$) транзистор переходит в режим насыщения, остаточное напряжение почти не изменяется, ибо все выходные характеристики проходят через точку 2 (рис. 9.2,б), а соотношение (9.6) нарушается. Для оценки глубины насыщения транзистора вводят параметр S (коэффициент насыщения), который показывает во сколько раз ток, протекающий в цепи базы, больше $I_{б \text{ гр}}$ при вхождении транзистора в режим насыщения

$$S = \frac{I_{б} + I_{кбо}}{I_{б \text{ гр}} + I_{кбо}} \approx \frac{I_{б}}{I_{б \text{ гр}}} \gg 1. \quad (9.7)$$

В режиме насыщения сопротивление транзистора минимально и практически не зависит от $I_{б}$ и R_k , которое определяет выходное сопротивление замкнутого ключа. В режиме насыщения транзистор теряет управляемость, токи его электродов остаются неизменными и определяются параметрами внешних це-

пей. Важным преимуществом режима насыщения является независимость тока коллектора от параметров транзистора (9.5) и температуры окружающей среды.

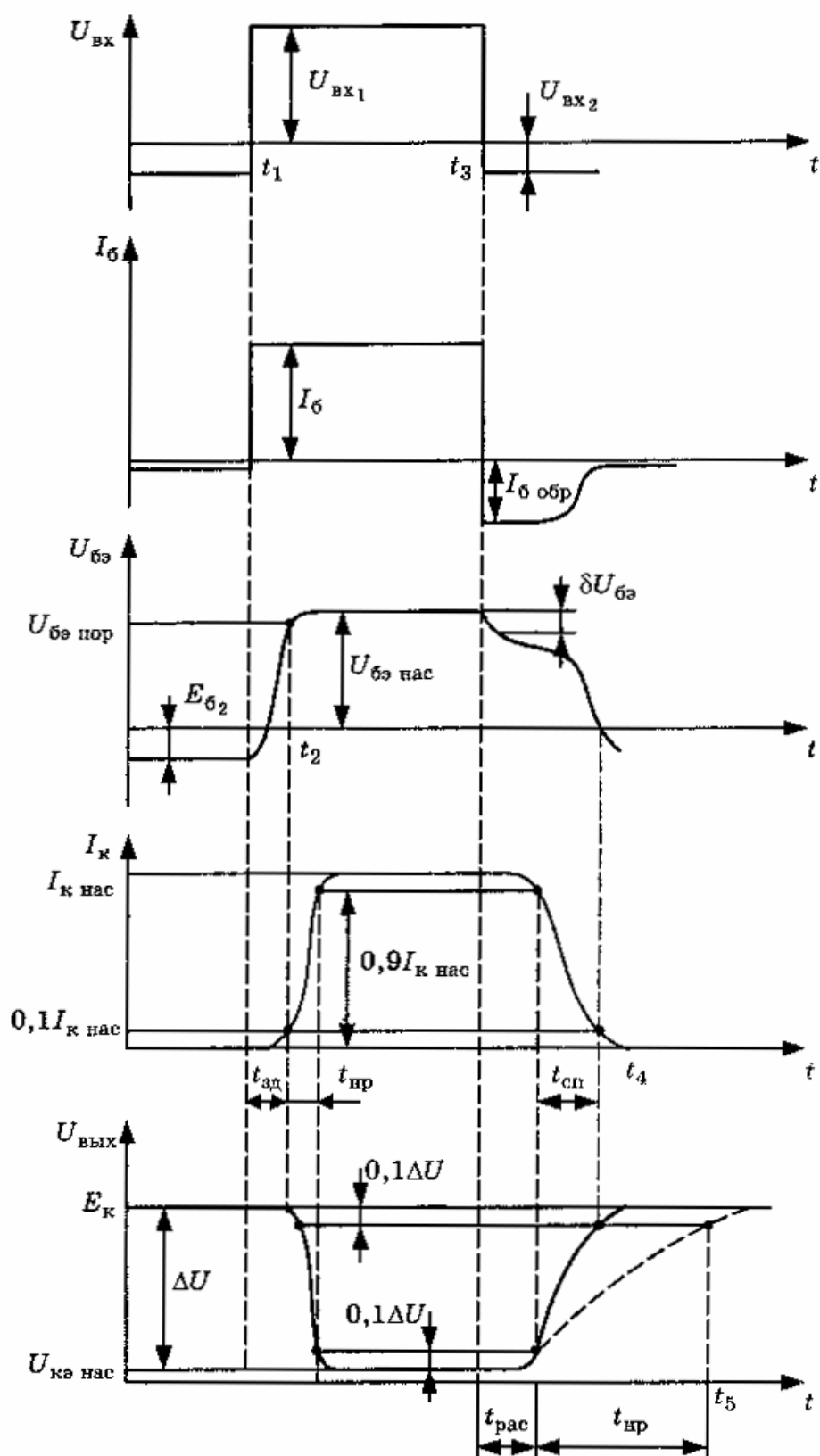


Рис.9.3. Временные диаграммы переходного процессов в электронном ключе

При подаче на вход ключа напряжения положительной полярности ток базы практически мгновенно увеличивается, и в транзисторе протекают переходные процессы (рис. 9.3), приводящие к постепенному нарастанию тока коллектора. Инерционность переходных процессов связана с накоплением неосновных носителей в базе и перезарядом барьерных емкостей р–n переходов транзистора.

Строгий теоретический подход к анализу этих процессов заключается в решении уравнений непрерывности. При произвольном уровне инжекции уравнение непрерывности нелинейно, и получить аналитическое решение для распределения носителей в базе невозможно.

Существуют приближенные методы анализа переходных процессов: метод заряда, метод кажущихся токов и метод Эберса–Молла. Метод заряда заключается в том, что транзистор рассматривается как устройство, управляемое неравновесным зарядом неосновных носителей. Изменяя величину заряда в активном режиме, можно изменять величину коллекторного тока. Изменение величины избыточного заряда в режиме насыщения позволяет изменять время рассасывания неосновных носителей. Если известен закон изменения во времени заряда в базе, то можно определить закон изменения тока коллектора и время рассасывания.

Изменение заряда Q во времени (dQ/dt) вызвано током базы $i_b(t)$ и рекомбинацией носителей в области базы – Q/τ_b . Ток базы в транзисторе для активного режима выражается следующим выражением:

$$i_b(t) = \frac{dQ}{dt} + \frac{Q}{\tau_b}. \quad (9.8)$$

Решая это уравнение при нулевых начальных условиях $Q_0=0$, $I_b=\text{const}$ получим

$$Q(t) = I_b \tau_b (1 - e^{-\frac{t}{\tau_b}}), \quad (9.9)$$

где τ_b – время жизни неосновных носителей в базе.

Из выражения (9.9) следует, что процесс изменения заряда происходит по экспоненте с постоянной времени τ_b . Зависимость приращения заряда от времени при создании скачка тока базы имеет вид

$$\Delta Q(t) = Q(t) - Q_0 = \tau_b \Delta I_b (1 - e^{-\frac{t}{\tau_b}}). \quad (9.10)$$

Согласно уравнению (9.10) при скачкообразном изменении тока базы ток коллектора будет изменяться по экспоненте с той же постоянной времени, что и накопленный в базе заряд.

$$\Delta i_k(t) = \Delta I_b h_{21\beta} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_b}}). \quad (9.11)$$

При достижении током коллектора тока насыщения возрастание коллекторного тока прекращается.

На переходные процессы в транзисторе сильное влияние оказывают емкости р–п переходов. Напряжение $U_{бэ}$ не может измениться скачком (рис. 9.3) из-за влияния барьерных емкостей эмиттерного и коллекторного переходов. Когда напряжение $U_{бэ}$ достигнет порогового значения (момент времени t_3), резко возрастают инжекция носителей из эмиттера в базу и диффузионная емкость $C_{диф\ э}$, рост $U_{бэ}$ замедляется, в коллекторной цепи появляется ток, создающий падение напряжения на резисторе R_k .

Интервал времени с момента подачи входного сигнала до момента, когда ток коллектора достигает $0,1I_{к\text{ нас}}$, называют временем задержки, и его можно рассчитать по формуле

$$t_{зд} = \frac{C_{э*} \epsilon_p + C_{б*} \epsilon_p}{I_{\ddagger}} (U_{бэ\text{ пор}} + U_{вх2}), \quad (9.12)$$

где $I_{\ddagger} \approx \frac{U_{вх1}}{R_{\ddagger}} > I_{б\text{ гр}}$;

$C_{э\text{ бар}}$, $C_{к\text{ бар}}$ - усредненные барьерные емкости эмиттерного и коллекторного переходов.

Коллекторный ток возрастает по экспоненте, стремясь к величине $I_{б1}h_{21э}$

$$i_k(t) = h_{21э} I_{б1} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_{\beta}}}). \quad (9.13)$$

Интервал времени с момента нарастания фронта выходного импульса тока от $0,1I_{к\text{ нас}}$ до $0,9I_{к\text{ нас}}$ называют временем нарастания, и оно равно

$$t_{нр} = \tau_{\beta} \ln \frac{I_{б1}}{I_{б1} - \frac{I_{к\text{ нас}}}{h_{21э}}}. \quad (9.14)$$

Суммарное время $t_{зд} + t_{нр} = t_{вкл}$ называется временем включения. За это время накапливаемый заряд в базе достигает значения Q , характерного для активного режима. С увеличением времени воздействия входного сигнала транзистор переходит в режим насыщения, заряд в базе достигает значения $Q_{б\text{ нас}}$.

С приложением запирающего напряжения в момент времени t_3 в цепи базы появляется отрицательный ток $I_{б\text{ обр}} \approx U_{вх2}/R_{\ddagger}$. Скачкообразно понижается напряжение на базе, связанное с изменением напряжения на сопротивлении базы $r_{б}$: $\Delta U_{бэ} = (I_{б} + I_{б\text{ обр}})r_{б}$. На эмиттерном и коллекторном переходах остаются прямые напряжения до тех пор, пока концентрация избыточных носителей у границ переходов в базе не уменьшится до нуля. При этом ток коллектора остается постоянным, равным $I_{к\text{ нас}}$, а выходное напряжение низким. Время с момента подачи на базу запирающего импульса до момента, когда ток коллектора уменьшается до $0,9I_{к\text{ нас}}$ называется временем рассасывания $t_{рас}$.

$$t_{\text{рас}} = \tau'_\beta \ln \frac{I_\delta + I_{\delta \text{ обр}}}{\frac{I_{\text{к нас}}}{h_{21э}} + I_{\delta \text{ обр}}}, \quad (9.15)$$

где $\tau'_\beta \approx \tau_\beta/2$ - эквивалентная постоянная времени, равная времени жизни основных носителей заряда в базе в режиме насыщения.

После выхода транзистора из режима насыщения при $t > t_4$ ток коллектора уменьшается до нуля, а напряжение на выходе возрастает до $U_{\text{ип}}$. Время с момента уменьшения тока коллектора от $0,9I_{\text{к нас}}$ до $0,1I_{\text{к нас}}$ называют временем спада (среза) $t_{\text{сп}}$

$$t_{\text{сп}} = \tau_\beta \ln \left[1 + \left(\frac{I_{\text{к нас}}}{I_{\delta \text{ обр}} h_{21э}} \right) \right]. \quad (9.16)$$

Суммарное время $t_{\text{вык}} = t_{\text{рас}} + t_{\text{сп}}$ называется временем выключения. Время включения и время выключения характеризуют быстродействие ключа. Для повышения быстродействия необходимо использовать транзисторы с большими предельными частотами.

9.3. Ключ с барьером Шотки

Для повышения быстродействия ключа необходимо уменьшить время рассасывания избыточных зарядов, т.е. транзистор должен работать на границе активного режима и режима насыщения. Для предотвращения насыщения транзистора в ключе используют нелинейную обратную связь, предложенную Б.Н. Кононовым в 1955 году. При микроэлектронном исполнении нелинейная обратная связь наиболее эффективна, если между коллектором и базой включается диод Шотки (рис. 9.4,а).

При отсутствии сигнала на входе схемы транзистор закрыт, закрыт и диод Шотки, выходное напряжение велико (точка 1 на рис. 9.4,б). При подаче на вход положительного сигнала транзистор открывается, и рабочая точка по нагрузочной прямой начинает перемещаться в точку 2. Ток коллектора растет, а потенциал коллектора уменьшается, и в момент времени t_1 открывается диод Шотки. После этого входной ток перераспределяется между базой транзистора и диодной цепью так, что рабочая точка перемещается в точку О, в которой $I_{\text{к}} = I_{\text{д}} + I_{\text{н}}$ (рис. 9.4,в). Точка О располагается в непосредственной близости к границе насыщения в области линейного участка характеристик. При подаче запирающего сигнала на вход схемы начинается спад коллекторного тока. Задержка начала нарастания коллекторного напряжения (время t_3) обусловлена временем, в течение которого ток диода уменьшается от начального значения $I_{\text{д}}$ до нуля, и она составляет менее одной наносекунды. Спад коллекторного тока и нарастание коллекторного напряжения происходит как у обычного транзисторного ключа.

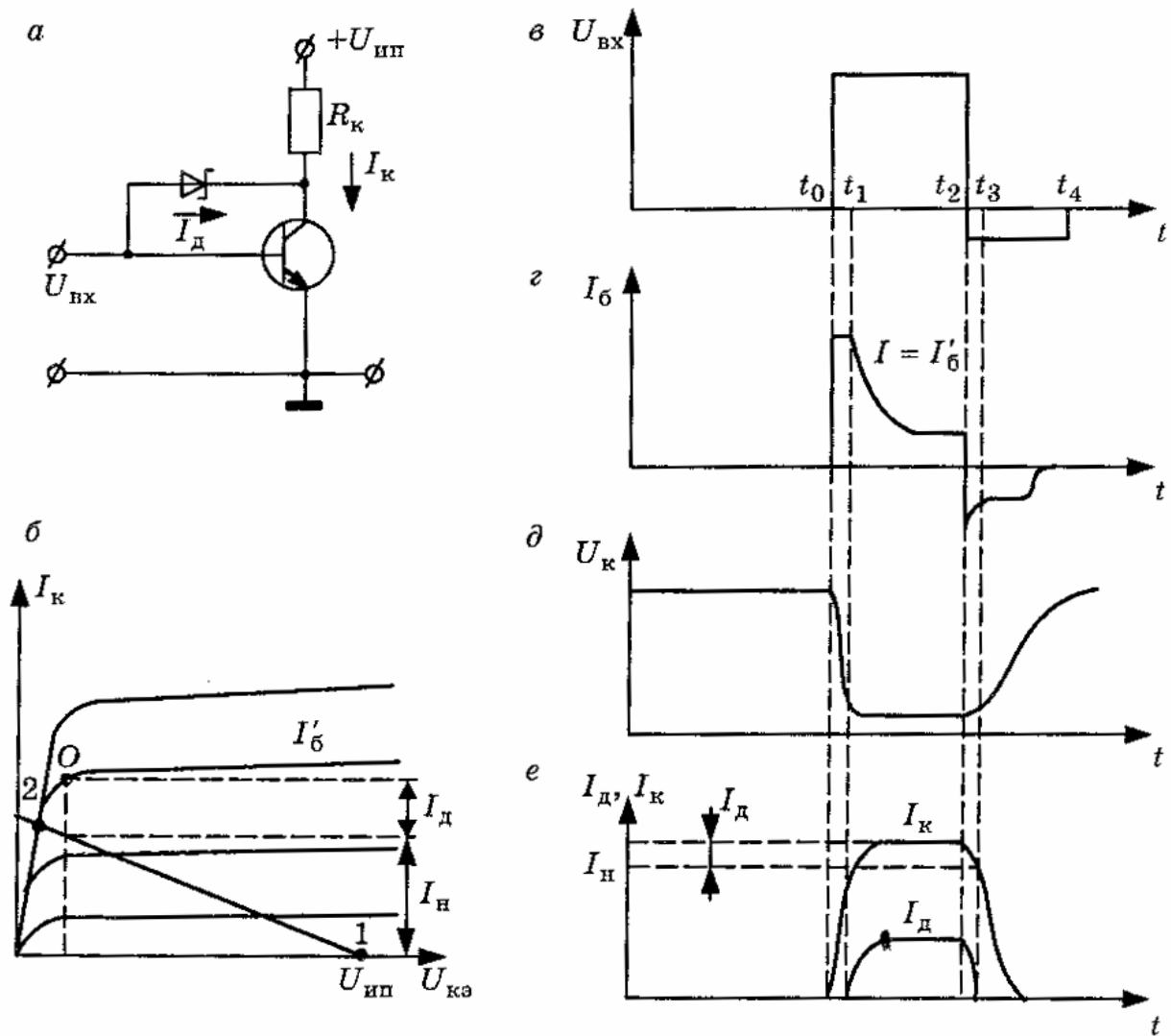


Рис.9.4. Электрическая схема ключа с барьером Шотки (а), выходная характеристика (б), временные диаграммы (в-е)

Наряду с высоким быстродействием транзисторные ключи с нелинейной обратной связью имеют следующие недостатки:

1. Относительно большее падение напряжения на открытом ключе (около 0,5 В).
2. Меньшая температурная стабильность.
3. Худшая помехоустойчивость, что объясняется более высоким входным сопротивлением в открытом состоянии.

9.4. Ключи на МДП транзисторах

МДП-транзисторы применяют при построении цифровых микросхем. Это обусловлено простотой их конструкции, малыми размерами и низкой потребляемой мощностью. Цифровые МДП микросхемы состоят только из МДП-транзисторов, функции пассивных элементов выполняют сами транзисторы. МДП микросхемы представляют собой схемы с непосредственными связями,

поэтому в таких схемах отсутствуют конденсаторы связи. По принципу действия цифровые МДП микросхемы можно подразделить на статические и динамические. Логические микросхемы статического типа выполняются как на МДП-транзисторах с каналами одного типа проводимости, так и на комплементарных парах. Так называют пару транзисторов, имеющих примерно одинаковые значения основных параметров, но с полупроводниковыми структурами противоположного типа. В биполярной технологии – это транзисторы $n-p-n$ и $p-n-p$, в полевой технологии – транзисторы с n - и p -каналами. Такие МДП микросхемы называют комплементарными.

Базовым элементом логических МДП микросхем является инвертор (ключ). В качестве нагрузочного элемента в ключевой схеме используется линейный резистор или МДП-транзистор в качестве нелинейного резистора. Использование в качестве нагрузки нормально открытых МДП-транзисторов позволяет отказаться от применения высокоомных диффузионных резисторов, занимающих большую площадь на подложке. На рис. 9.5 приведены схемы инверторов на МДП-транзисторах с каналом p -типа.

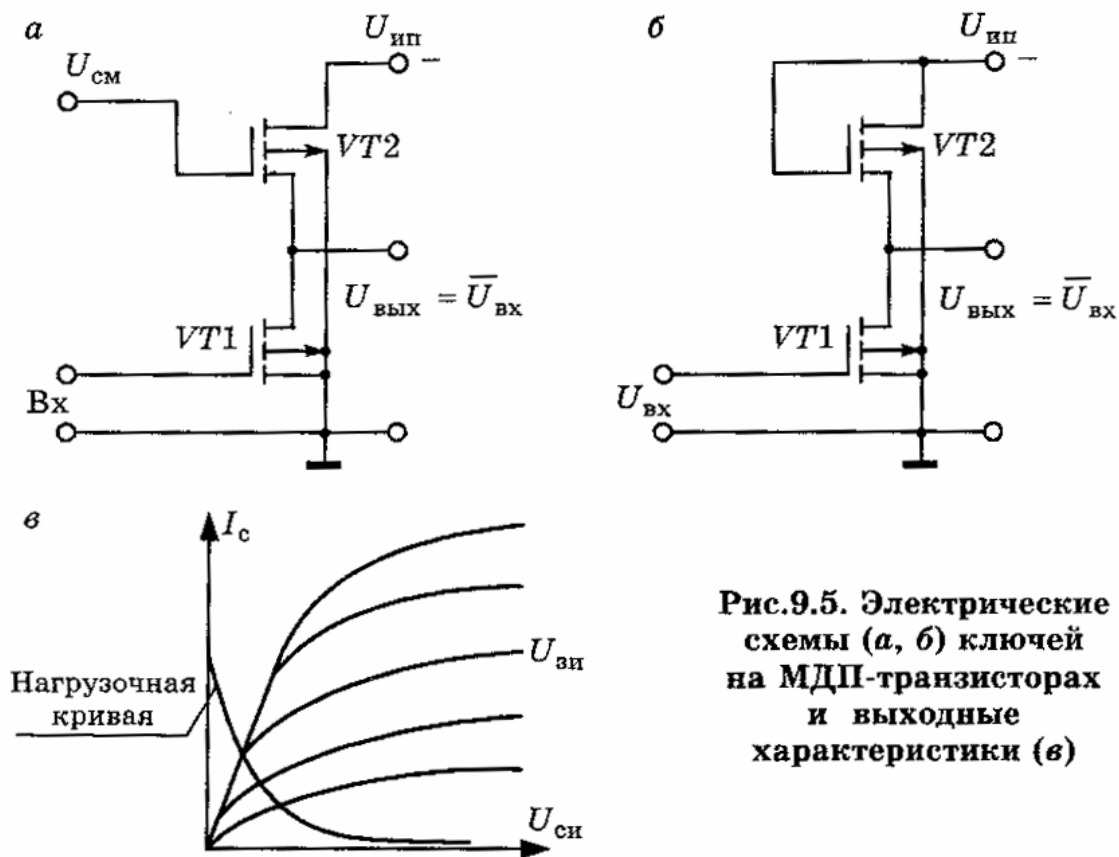


Рис.9.5. Электрические схемы (а, б) ключей на МДП-транзисторах и выходные характеристики (в)

Транзистор $VT1$, исток которого соединен с заземленной шиной питания, является ключевым (активным), а транзистор $VT2$ – нагрузочным, выполняющим роль резистора. Затвор нагрузочного транзистора подключается к источнику напряжения смещения $U_{см}$ (рис. 9.5,а), имеющему более высокий по абсолютному значению уровень напряжения, чем напряжение источника питания $U_{нп}$, или непосредственно к источнику питания $U_{нп}$ (рис. 9.5,б). В ключе с ис-

точником смещения, нагрузочный транзистор VT2 представляет собой квазилинейную нагрузку. Напряжение источника смещения такое, что он работает только в крутой области ВАХ. В ключе с одним источником питания нагрузочный транзистор используется в качестве нелинейной нагрузки и транзистор работает в пологой области ВАХ, где

$$|U_{\text{си}}| \geq |U_{\text{зи}} - U_{\text{зи пор}}|. \quad (9.17)$$

Ток, протекающий через нагрузочный транзистор, определяется из выражения

$$I_{\text{н}} = S_{\text{н}} [(U_{\text{ип}} - U_{\text{вых}}) - U_{\text{зи пор}}]^2, \quad (9.18)$$

где $S_{\text{к}}$, $S_{\text{н}}$ – удельная крутизна ключевого и нагрузочного транзисторов.

На рис. 9.5, в приведены ВАХ ключа на МДП-транзисторе с транзистором в цепи нагрузки. Точка пересечения двух любых кривых дает совместное решение системы уравнений, описывающих состояние ключевого и нагрузочного транзисторов. А так как ток, протекающий в последовательно включенной цепи транзисторов одинаков, то работа транзистора в пологой области описывается следующим выражением

$$S_{\text{н}} [(U_{\text{ип}} - U_{\text{вых}}) - U_{\text{зи пор}}]^2 = S_{\text{к}} (U_{\text{вх}} - U_{\text{зи пор}})^2. \quad (9.19)$$

В крутой области характеристик ключевого транзистора это уравнение имеет вид:

$$S_{\text{н}} [(U_{\text{ип}} - U_{\text{вых}}) - U_{\text{зи пор}}]^2 = S_{\text{к}} [2(U_{\text{вх}} - U_{\text{зи пор}})U_{\text{вых}} - U_{\text{вых}}^2]. \quad (9.20)$$

Если напряжения $U_{\text{вых}}$ и $U_{\text{вх}} - U_{\text{зи пор}}$ пронормировать к разности $U_{\text{ип}} - U_{\text{зи пор}}$, то получим

$$\left(1 - \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{ип}} - U_{\text{зи пор}}}\right)^2 = \frac{S_{\text{к}}}{S_{\text{н}}} \left[2 \left(\frac{U_{\text{вх}} - U_{\text{зи пор}}}{U_{\text{ип}} - U_{\text{зи пор}}}\right) \left(\frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{ип}} - U_{\text{зи пор}}}\right) - \left(\frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{ип}} - U_{\text{зи пор}}}\right)^2\right]. \quad (9.21)$$

Выражение (9.21) позволяет получить выражение для величины остаточного напряжения на транзисторе

$$U_{\text{ост}} = \sqrt{\frac{S_{\text{к}}}{S_{\text{н}}}} (U_{\text{вх}} - U_{\text{зи}}) - 1. \quad (9.22)$$

Для создания БИС и СБИС используют МДП-транзисторы с n-каналами. А ключи строят с токостабилизирующей нагрузкой (Д-нагрузкой) (рис. 9.6).

В качестве нагрузки применяют МДП-транзистор VT2 со встроенным каналом n-типа, у которого затвор соединен с выходом схемы, а не с источником питания. Нагрузочный транзистор VT2 всегда открыт, так как $U_{\text{зи}2} = 0$.

При $U_{\text{вх}1} \leq U_{\text{зи пор}}$ транзистор VT1 закрыт, и напряжение на выходе практиче-

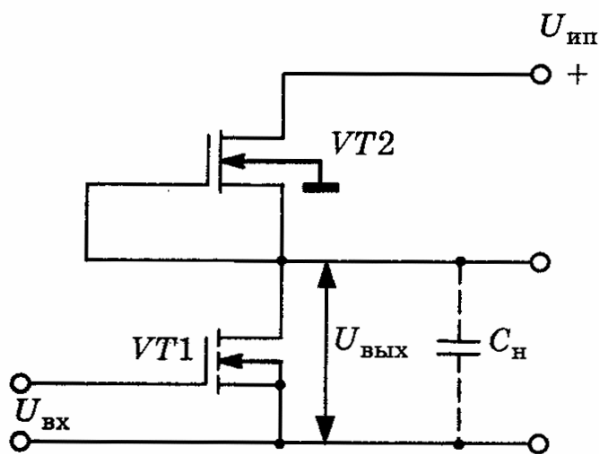


Рис.9.6. Схема ключа с термостабилизирующей нагрузкой

емкости. Емкость заряжается через нагрузочный транзистор, а разряжается через VT1. Сопротивление нагрузочного транзистора VT2 почти в 10...20 раз превышает сопротивление открытого ключевого транзистора. Поэтому время включения (определяется сопротивлением VT1) намного меньше времени выключения, определяемого нагрузочным транзистором (рис. 9.6). В связи с этим быстродействие ключа ограничено большим временем выключения, в течении которого C_H заряжается до выходного напряжения током, протекающим через нагрузочный транзистор. Длительность фронта выключения определяется из решения системы уравнений для токов заряда емкости и нагрузочного транзистора

$$I_c = C_H \left(\frac{dU_{\text{ВЫХ}}}{dt} \right), \quad (9.23)$$

$$I_H = S_H [(U_{\text{ИП}} - U_{\text{ВЫХ}}) - U_{\text{ЗИ ПОР}}]^2.$$

Приравняв правые части уравнений и выполнив интегрирование, получим выражения для времени выключения

$$t_{\text{ВЫХ}} = \frac{C_H}{S_H (U_{\text{ИП}} - U_{\text{ЗИ ПОР}} - U_{\text{ВЫХ}})}. \quad (9.24)$$

Для уменьшения $t_{\text{ВЫКЛ}}$ необходимо увеличивать удельную крутизну нагрузочного транзистора. Быстродействие ключа значительно возрастает при работе нагрузочного транзистора в крутой области ВАХ, так как высокое напряжение на затворе предотвращает закрывание нагрузочного транзистора во время переходного процесса. Ключ реализует логическую функцию инверсии НЕ.

9.5. Ключ на комплементарных транзисторах

Рассмотренные ранее ключи имеют существенный недостаток: в открытом состоянии ключа оба транзистора открыты, выходное напряжение логического нуля имеет не нулевое, а определенное значение, что снижает статиче-

ски равно $+U_{\text{ИП}}$. При $U_{\text{ВХ1}} > U_{\text{ЗИ ПОР}}$ оба транзистора открыты, на выходе имеется минимальное напряжение. Ключи с Д-нагрузкой увеличивают быстродействие и повышают помехоустойчивость по сравнению с МДП-ключами с нагрузочными индуцированными МДП-транзисторами. Низкая скорость переключения зависит от величины паразитной емкости, которая перезаряжается в течение переходного процесса. Формирование фронтов на выходе ключа определяется временем заряда и разряда эквивалентной

скую помехоустойчивость. Ключ в открытом состоянии потребляет энергию. Если бы в открытом состоянии ключевого транзистора нагрузочный транзистор был закрыт, то выходное напряжение стремилось бы к нулю, и ключ не потреблял бы энергии в статических состояниях. Это удастся достичь, используя ключи на комплементарных транзисторах (рис. 9.7,а).

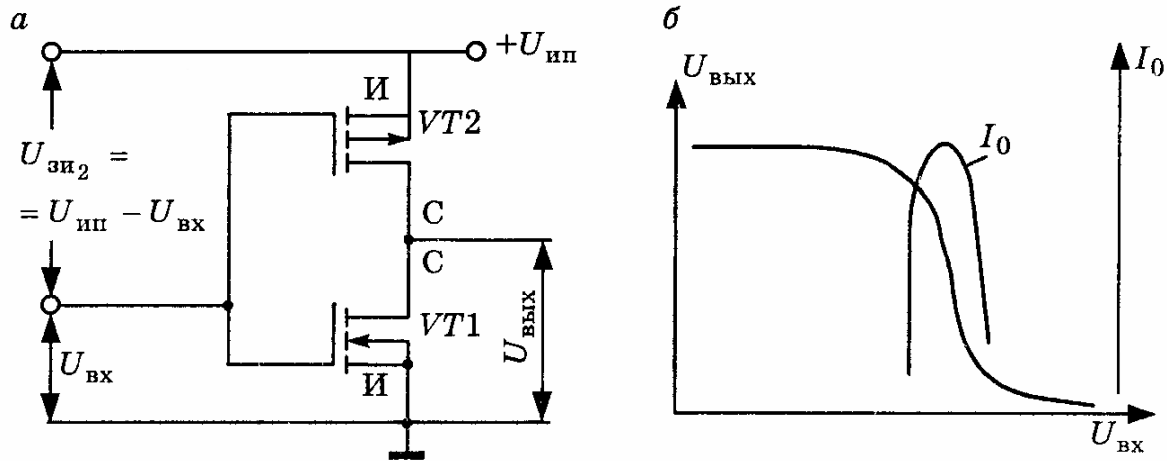


Рис.9.7. Схема ключа на комплементарных транзисторах (а), его передаточная характеристика и зависимость тока питания от входного напряжения (б)

Ключ состоит из двух последовательно включенных МДП-транзисторов с каналами п– и р– типа. Транзистор VT1 является ключевым, его исток соединен с заземленной шиной питания, а сток подсоединяется к стоку нагрузочного транзистора VT2.

Подложка п–канального транзистора VT1 заземлена, а р–канального подключена к положительному выводу источника питания $U_{ин}$. Затворы обоих транзисторов объединены и являются входом ключа. При этом:

1. Входное напряжение управляет не только ключевым, но и нагрузочным транзистором.
2. Управление является противофазным, напряжения на затворах транзисторов равны $U_{зи1} = U_{вх}$, $U_{зи2} = U_{ин} - U_{вх}$.

При нулевом потенциале затворов транзистор VT1 закрыт, а транзистор VT2 открыт и работает в линейной области, так как напряжение между затвором и истоком равно $U_{ин}$. При этом ток в общей цепи определяется запертым транзистором VT1 и составляет величину $I_{ост1}$. Напряжение на выходе ключа практически равно $U_{ин}$. При подаче на затворы напряжения, близкого к величине $U_{ин}$, транзистор VT2 закрывается, а транзистор VT1 открывается. Ток в общей цепи по-прежнему остается на уровне $I_{ост}$, хотя состояния транзисторов изменились. На выходе формируется уровень напряжения, близкий к потенциалу земли. Уровни выходных напряжений имеют почти экстремальные значения: близкое к нулю $U_{вых} \approx 0$, близкое к напряжению источника питания $U_{вых} \approx U_{ин}$, а перепад напряжений близок к $U_{ин}$.

Важнейшей особенностью комплементарных ключей является то, что они практически не потребляют энергии в обоих состояниях. Эти состояния можно назвать "открытым" или "закрытым" только условно – по отношению к одному из транзисторов. Такие схемы расходуют энергию только при переключении из одного логического состояния в другое (рис. 9.7,б).

Микросхемы на КМДП транзисторах имеют высокое быстродействие, поскольку перезаряд емкости нагрузки как при включении, так и при выключении происходит через открытый транзистор, однако их быстродействие меньше достигнутого биполярными микросхемами. Поэтому необходимо уменьшать емкости переходов, использовать новые технологии. Применение V-образной формы затвора, пространственно замыкающей стоковые области, позволяет увеличить быстродействие по сравнению со стандартной технологией КМДП ИС в 4...5 раз.

Применение сапфировой подложки для изготовления КМДП микросхем позволило значительно уменьшить паразитные емкости переходов и увеличить быстродействие в два-три раза.

Ключи на комплементарных МДП транзисторах имеют следующие достоинства:

- малая статическая мощность, потребляемая от источника питания;
- высокая помехоустойчивость, обусловленная большим перепадом выходных напряжений;
- широкий диапазон рабочих напряжений (3...15 В), причем для современных микросхем КМДП напряжение питания обычно составляет $U_{\text{ип}} = 5 \text{ В}$, что позволяет совмещать КМДП логику с ТТЛ без промежуточных трансляторов;
- широкий диапазон рабочих температур ($-55...+125 \text{ }^{\circ}\text{C}$);
- высокое входное сопротивление ($\sim 10^{12} \text{ Ом}$);
- простота сопряжения со слаботочными источниками входного напряжения.

Это позволяет применять КМДП микросхемы в устройствах с автономным питанием, в различных бортовых устройствах, автономных устройствах сбора и обработки данных, запоминающих устройствах без разрушения информации.

9.6. Алгебра логики и основные её законы

В схемах импульсной техники для обработки и преобразования информации используются цифровые методы. Используемые в схемах сигналы близки по форме к прямоугольным и имеют два фиксированных уровня напряжения, уровню высокого напряжения приписывается символ "1" (истинность), а уровню низкого напряжения – символ "0" (ложь). При анализе импульсных устройств используется двоичная система счисления. Математическим аппара-

том анализа и синтеза цифровых систем служит алгебра логики (булева алгебра), оперирующая логическими связями и зависимостями. Основные положения алгебры логики разработал в XIX веке английский математик Джордж Буль. Значения двоичных сигналов 0 и 1 не дают количественной оценки состояния переменных или состояния их функций, поэтому эти символы нельзя рассматривать как арифметические числа. В связи с этим алгебра логики является алгеброй состояний, а не алгеброй чисел.

Функция двоичных переменных, принимающая значения "1" и "0", называется логической функцией (переключательной, функцией алгебры логики).

Элементарными логическими функциями являются: логическое сложение (дизъюнкция), логическое умножение (конъюнкция), логическое отрицание (инверсия).

Аналитические формы записи функций позволяют получить основные законы алгебры логики отдельно для операций логического умножения и сложения (И и ИЛИ).

1. Переместительный закон (закон коммутативности)

$$X_1 X_2 = X_2 X_1; \quad X_1 + X_2 = X_2 + X_1.$$

2. Распределительный закон (закон дистрибутивности логического умножения по отношению к сложению)

$$(X_1 + X_2) X_3 = X_1 X_3 + X_2 X_3.$$

3. Сочетательный закон (закон ассоциативности)

$$(X_1 X_2) X_3 = X_1 (X_2 X_3) \quad (X_1 + X_2) + X_3 = X_1 + (X_2 + X_3)$$

4. Законы повторения (тавтологии)

$$X X = X; \quad X + X = X.$$

5. Законы поглощения

$$X_1 (X_1 + X_2) = X_1; \quad X_1 + X_1 X_2 = X_1.$$

6. Законы отрицания:

а) закон дополнительности

$$X \bar{X} = 0; \quad X + \bar{X} = 1;$$

б) закон дуальности - правило де Моргана (инверсия суммы переменных есть произведение их инверсий)

$$\bar{X}_1 \bar{X}_2 = \overline{X_1 + X_2}; \quad \bar{X}_1 + \bar{X}_2 = \overline{X_1 X_2};$$

в) закон двойного отрицания

$$\overline{\bar{X}} = X.$$

7. Законы склеивания

$$X_1 X_2 + X_1 \bar{X}_2 = X_1; \quad (X_1 + X_2)(X_1 + \bar{X}_2) = X_1.$$

8. Законы универсального множества

$$X \cdot 1 = X; \quad X + 1 = 1.$$

9. Законы нулевого множества

$$X \cdot 0 = 0; \quad X + 0 = X.$$

Логическая функция может быть выражена словесно, в алгебраической форме и переключательной таблицей (таблицей истинности).

ЛОГИЧЕСКОЕ СЛОЖЕНИЕ (дизъюнкция, операция ИЛИ) на языке электронной схемы означает наличие напряжения на выходе схемы, при наличии на одном из входов напряжения:

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВХ1}} \vee U_{\text{ВХ2}} \text{ или } y = x_1 + x_2.$$

Кроме символа "+", для дизъюнкции употребляется символ " $\vee$ ", т.е. $y = x_1 \vee x_2$

На рис. 9.8 представлены схемы, реализующие операцию ИЛИ. Так, если оба ключа разомкнуты (рис. 9.8,а), то напряжение на выходе равно нулю. Если положительный сигнал поступает хотя бы на вход одного из диодов (рис. 9.8,б), диод открывается, и сигнал поступает на выход схемы.

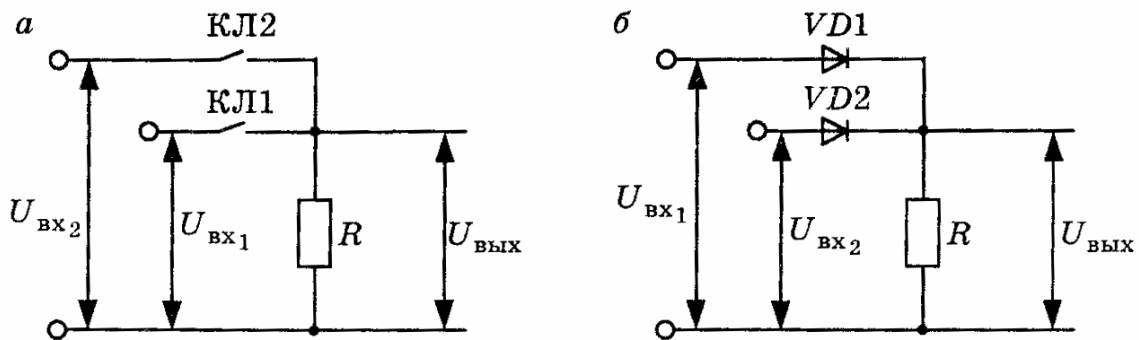


Рис.9.8. Схема реализации логической операции ИЛИ:
а — на пассивных, б — на активных элементах

Если число входных сигналов логического элемента ИЛИ меньше числа входов, то неиспользуемые входы заземляют.

ЛОГИЧЕСКОЕ УМНОЖЕНИЕ (конъюнкция, операция И) означает в электронной схеме наличие напряжения на выходе, при наличии всех входных сигналов.

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВХ1}} \wedge U_{\text{ВХ2}} \text{ или } y = x_1 \cdot x_2.$$

Для обозначения конъюнкции часто используют символ " $\wedge$ " или "&", т.е. $y = x_1 \wedge x_2$.

На рис. 9.9 представлены схемы, реализующие операцию И. Элемент И является схемой совпадения: сигнал "1" на выходе схемы появляется при совпадении сигналов "1" на всех его входах.

При нулевом значении сигнала хотя бы на одном из входов (рис. 9.9,б) соответствующий диод открывается. Напряжение на выходе определяется падением напряжения на открытом диоде, которое определяет значение логического нуля. Если на все входы поступает сигнал логической "1", диоды закрываются. Напряжение на выходе будет равно $U_{\text{ин}} \cdot R_2 / (R_1 + R_2)$, определяющее логическую "1".

На практике, если число входных сигналов логического элемента И меньше числа входов, то неиспользуемые входы подсоединяют к положительному выводу источника питания $+U_{\text{ин}}$.

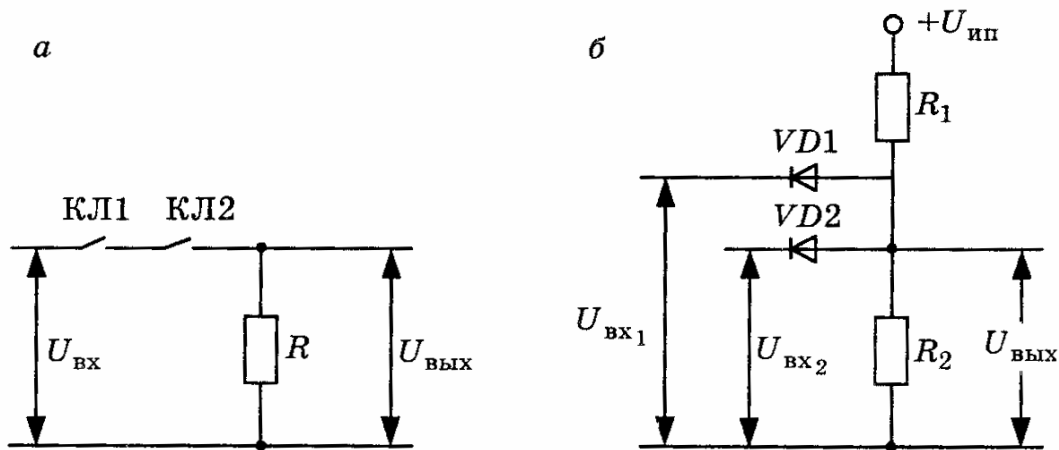


Рис.9.9. Схема реализации логической операции И:
а — на пассивных, б — на активных элементах

ЛОГИЧЕСКОЕ ОТРИЦАНИЕ (инверсия, операция НЕ) означает, что состояние на выходе схемы противоположно состоянию на ее входе.

$U_{\text{ВЫХ}} = \overline{U_{\text{ВХ}}}$ и читается: ($U_{\text{ВЫХ}}$ не $U_{\text{ВХ}}$). Эта операция реализуется с помощью транзисторного ключа.

Схемотехническая реализация многообразия цифровых ИМС основана на типовых базовых функциональных элементах, реализующих простейшие логические функции: И, ИЛИ, НЕ, ИЛИ–НЕ, И–НЕ (одноступенчатая логика). Микросхемы, выполняющие только логические функции ИЛИ–НЕ или И–НЕ, называют основными логическими элементами.

Условное обозначение логического элемента ИЛИ–НЕ и его таблица истинности представлены на рис. 9.10.

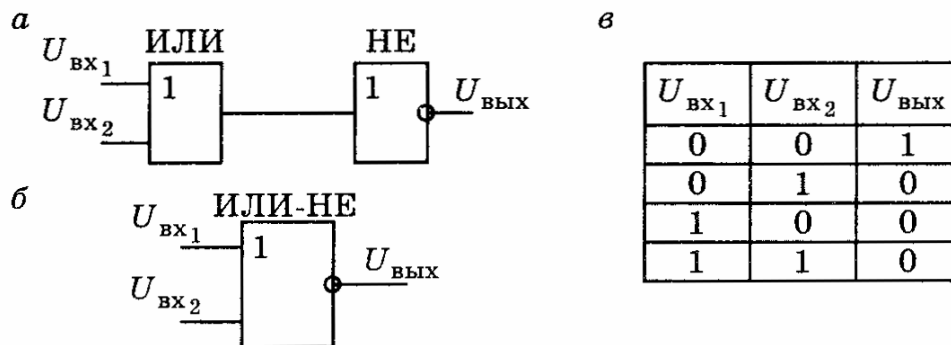


Рис.9.10. Условное обозначение (а, б) и таблица истинности (в)
логического элемента ИЛИ-НЕ

ЛОГИЧЕСКИЙ ЭЛЕМЕНТ ИЛИ–НЕ образуется путем отрицания результатов, полученных при выполнении операции ИЛИ (рис. 9.10,в). При входных сигналах, равных единице, сигнал на выходе соответствует логическому нулю, а при нулевых сигналах на всех входах сигнал на выходе равен "1" (таблица истинности рис. 9.10,в).

Алгебраическая запись операции ИЛИ–НЕ следующая:

$$U_{\text{ВЫХ}} = \overline{U_{\text{ВХ1}} \vee U_{\text{ВХ2}}} \quad \text{или} \quad y = \overline{x_1 + x_2}$$

Инверсию логической суммы двух величин называют стрелкой Пирса:

$$y = \overline{x_1 + x_2} \quad \text{или} \quad y = x_1 \downarrow x_2.$$

ЛОГИЧЕСКИЙ ЭЛЕМЕНТ И–НЕ. Условное обозначение логического элемента И–НЕ и его таблица истинности представлены на рис. 9.11.

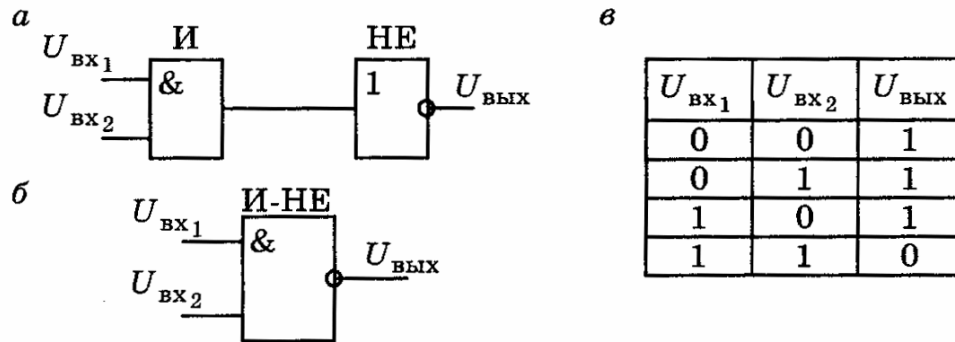


Рис.9.11. Условное обозначение (а, б) и таблица истинности логического элемента И–НЕ

Функция И–НЕ образуется путем отрицания результата, получаемого при выполнении операции И. Число входов элемента И–НЕ определяется числом аргументов функции И–НЕ. При подаче логического нуля на один из входов на выходе образуется логическая единица. Если на всех входах действует логическая единица, то сигнал на выходе равен логическому нулю. Логическая операция И–НЕ записывается следующим образом

$$U_{\text{ВЫХ}} = \overline{U_{\text{ВХ1}} \wedge U_{\text{ВХ2}}} \quad \text{или} \quad y = \overline{x_1 \cdot x_2}.$$

Инверсию логического произведения двух и более аргументов называют штрихом Шеффера:

$$y = \overline{x_1 \cdot x_2} \quad \text{или} \quad y = x_1 \uparrow x_2.$$

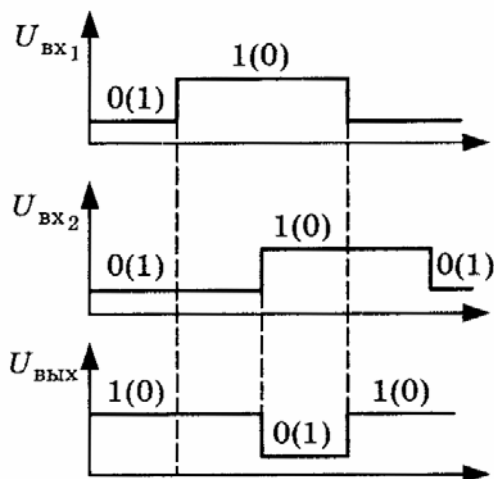


Рис.9.12. Свойства двойственности логических элементов

Логические элементы И, ИЛИ, И–НЕ, ИЛИ–НЕ и другие обладают свойством двойственности. Оно заключается в том, что если логический элемент при положительной логике выполняет операцию, например И–НЕ, то он же при отрицательной логике выполняет операцию ИЛИ–НЕ и наоборот (рис. 9.12).

Свойство двойственности указывает на то, что любое цифровое устройство можно без изменения функциональных связей строить как на элементах И–НЕ, так и на элементах ИЛИ–НЕ. Различие состоит в том, что логические уровни напряжений

на всех входах и выходах изменяются на противоположные.

Функциональные элементы, реализующие логические функции И–ИЛИ, ИЛИ–И, НЕ–И–ИЛИ, И–ИЛИ–НЕ, И–ИЛИ–И и другие, составляют двухступенчатую логику.

9.7. Логические элементы и их классификация

Наиболее широкое применение цифровые ключи нашли в логических элементах.

Логические элементы (ЛЭ) предназначены для реализации логических функций и являются одним из наиболее распространенных типов цифровых устройств, имеющих как самостоятельное применение, так и входящих в состав более сложных схем, выполненных на их основе, например, триггеров, регистров, счетчиков, распределителей, сумматоров, дешифраторов. Как и все импульсные элементы, логические элементы делятся на потенциальные, импульсные и импульсно-потенциальные. Подавляющее распространение, особенно в интегральной микросхемотехнике, получили потенциальные ЛЭ, отличительным признаком которых является:

- наличие связи по постоянному току между входами и выходами микросхем;
- возможность быть управляемыми и управлять другими схемами с помощью сигналов как ограниченной, так и неограниченной длительности (импульсные и потенциальные сигналы).

В общем случае вышесказанное не исключает возможности применения в таких схемах реактивных компонентов, т.е. индуктивностей и емкостей. Последние, как правило, выполняют вспомогательные функции. Однако именно принципиальная возможность построения интегральных схем различной сложности без реактивных компонентов выгодно отличает этот класс схем от остальных, поскольку процесс их изготовления наилучшим образом соответствует возможностям микроэлектронной технологии.

Интегральные схемы (ИС) потенциального типа являются самыми распространенными микроэлектронными логическими схемами. Сложность выполняемых ими функций непрерывно возрастает. Сигналы на входах и выходах потенциальных ЛЭ представляют собой высокий или низкий уровень напряжения, которым ставят в соответствие логические 1 и 0. В зависимости от кодирования сигналов различают положительную и отрицательную логику.

При положительной логике высокому уровню напряжения соответствует логическая единица $U_{\text{ВЫХ}}^1$, при отрицательной логике – наоборот: $U_{\text{ВЫХ}}^0$ (рис. 9.13).

Потенциальные ЛЭ входят в состав цифровых интегральных схем, которые выпускаются сериями. В состав каждой серии входят микросхемы, имеющие единое конструкторско-технологическое исполнение, но относящиеся к

различным подгруппам и видам. В зависимости от технологии изготовления они делятся на полупроводниковые, пленочные и гибридные.

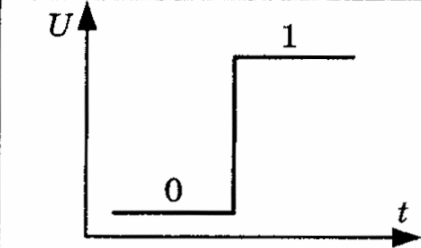
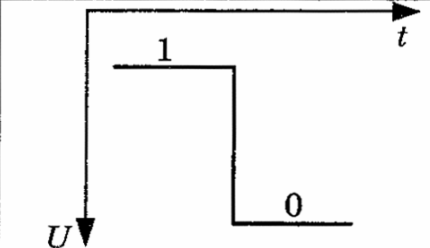
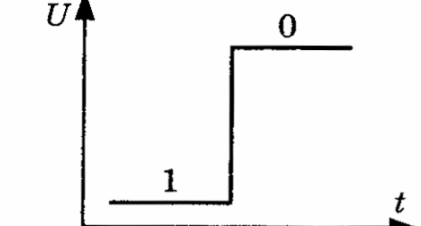
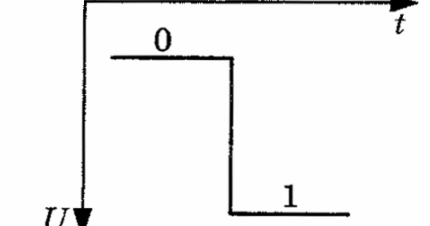
Вид логики	Полярность напряжения источника питания	
	Положительная	Отрицательная
Положительная		
Отрицательная		

Рис.9.13. Полярность напряжений для положительной и отрицательной логики в зависимости от полярности источника питания

По принятой системе обозначение ИС состоит из пяти элементов.

ПЕРВЫЙ ЭЛЕМЕНТ – идентификатор типа корпуса (одна буква).

Кодировка идентификаторов типа корпуса приведена ниже:

Р – пластмассовый корпус с вертикальным расположением выводов (ВРВ); М – керамический, металлокерамический или металlostеклянный корпус с ВРВ; Е – металлополимерный корпус с ВРВ; А – пластмассовый планарный корпус; И – металлокерамический планарный корпус; Б – бескорпусное исполнение ИС; Н – металлокерамический планарный микрокорпус; отсутствие обозначения – металлокерамический безвыводной микрокорпус.

Перед идентификатором типа корпуса может стоять буква К, обозначающая, что микросхема ориентирована на применение в аппаратуре коммерческого назначения или буква О – признак опытной партии ИС. Отсутствие букв К или О перед идентификатором – признак наличия приемки заказчика.

ВТОРОЙ ЭЛЕМЕНТ – цифра, обозначающая группу ИС. Все выпускаемые отечественные ИС делятся по конструкторско-технологическому исполнению на три группы: 1, 5, 6, 7 – полупроводниковые; 2, 4, 8 – гибридные; 3 – прочие (пленочные, вакуумные, керамические и т.п.).

ТРЕТИЙ ЭЛЕМЕНТ – три или две цифры от 000 до 999 или от 00 до 99. Они обозначают порядковый номер серии микросхемы. Таким образом, первые цифры, образованные двумя элементами, определяют полный номер серии ИС.

ЧЕТВЕРТЫЙ ЭЛЕМЕНТ – две буквы. Первая буква соответствует подгруппе, а вторая – виду ИС. Так, в обозначении подгруппы логических элементов обязательно присутствует буква Л (подгруппа) и буква, обозначающая вид

ИС по выполняемой логической функции. Например, логический элемент И обозначается как ЛИ, а элемент НЕ – как ЛН.

ПЯТЫЙ ЭЛЕМЕНТ – условный номер ИС по функциональному признаку в данной серии (одна – две цифры).

Функциональное назначение определяет тип ИС, согласно принятым в табл. 9.1 обозначениям.

КЛАССИФИКАЦИЯ ИС ПО ФУНКЦИОНАЛЬНОМУ НАЗНАЧЕНИЮ

Таблица 9.1

Классификация ИС по функциональному назначению

Обозначение	Подгруппа и вид ИС
Формирователи	
АА	Адресных напряжений и токов
АГ	Импульсов прямоугольной формы
АР	Разрядных напряжений и токов
АП	Прочие
АФ	Импульсов специальной формы
Схемы задержки	
БМ	Пассивные
БР	Активные
БП	Прочие
Схемы вычислительных устройств	
ВА	Сопряжения с магистралью
ВБ	Синхронизации
ВВ	Ввода/вывода/интерфейсные
ВГ	Контроллеры
ВЕ	Микро ЭВМ
ВЖ	Специализированные схемы
ВИ	Времязадающие схемы
ВК	Комбинированные устройства
ВМ	Микропроцессоры
ВН	Контроллеры прерываний
ВП	Прочие
ВР	Функциональные расширители
ВС	Секционные микропроцессоры
ВТ	Контроллеры памяти
ВУ	Схемы микропрограммного управления
ВФ	Функциональные преобразователи
ВХ	Микрокалькуляторы

Генераторы	
ГГ	Прямоугольных сигналов
ГД	Линейно-изменяющихся сигналов
ГМ	Шума
ГП	Прочие
ГС	Гармонических сигналов
ГФ	Сигналов специальной формы
Детекторы	
ДА	Амплитудные
ДИ	Импульсные
ДП	Прочие
ДС	Частотные
ДФ	Фазовые
Модуляторы	
МА	Амплитудные
МИ	Импульсные
МП	Прочие
МС	Частотные
МФ	Фазовые
Набор элементов	
НД	Диодов
НЕ	Конденсаторов
НК	Комбинированные
НТ	Транзисторов
Преобразователи	
ПА	Цифро-аналоговые
ПВ	Аналого-цифровые
ПД	Длительности
ПЕ	Умножители частоты аналоговые
ПК	Делители частоты аналоговые
ПЛ	Синтезаторы частоты
ПМ	Мощности
ПН	Напряжения
ПП	Прочие
ПР	Код-код
ПС	Частоты
ПУ	Уровня
ПЦ	Делители частоты цифровые
Схемы запоминающих устройств	
РА	Ассоциативные
РВ	Постоянные (ПЗУ)

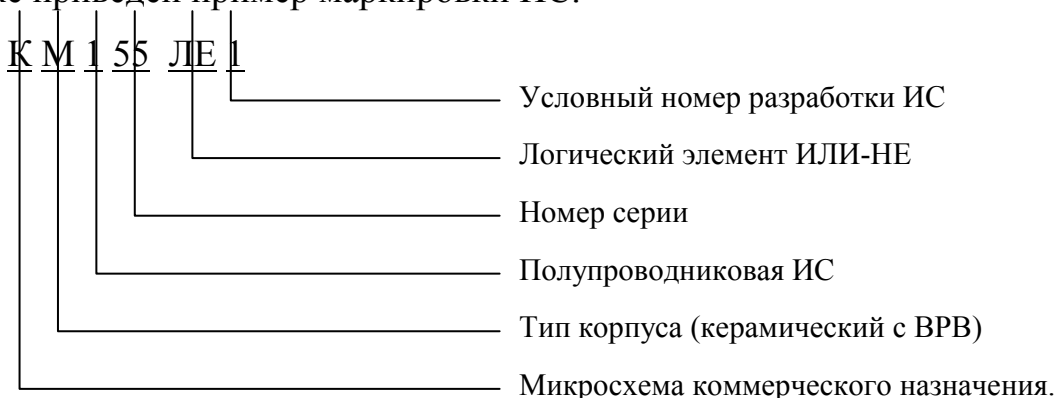
РЕ	ПЗУ (масочные) со схемами управления
РМ	Оперативные (ОЗУ)
РП	Прочие
РР	ПЗУ с многократным программированием
РТ	ПЗУ с однократным программированием
РУ	ОЗУ со схемами управления
РФ	ПЗУ со стиранием ультрафиолетом
РЦ	ЗУ на цилиндрических магнитных доменах
Схемы управления	
СА	Амплитудные
СВ	По времени
СП	Прочие
СС	Частотные
СФ	Фазовые
Схемы вторичных источников питания	
ЕВ	Выпрямители
ЕК	Стабилизаторы напряжения импульсные
ЕМ	Преобразователи
ЕН	Стабилизаторы напряжения непрерывные
ЕП	Прочие
ЕС	Схемы источников вторичного питания
ЕТ	Стабилизаторы тока
ЕУ	Схемы управления импульсными стабилизаторами напряжения
Схемы арифметических и дискретных устройств	
ИА	Арифметико-логические устройства
ИБ	Шифраторы
ИД	Дешифраторы
ИЕ	Счетчики
ИК	Комбинированные
ИЛ	Полусумматоры
ИМ	Сумматоры
ИП	Прочие
ИР	Регистры
Коммутаторы и ключи	
КН	Напряжения
КП	Прочие
КТ	Тока
Логические элементы	
ЛА	Схема И–НЕ
ЛБ	Схема И–НЕ/ИЛИ–НЕ

ЛД	Расширители
ЛЕ	Схема ИЛИ–НЕ
ЛИ	Схема И
ЛК	Схема И–ИЛИ–НЕ/И–ИЛИ
ЛЛ	Схема ИЛИ
ЛМ	Схема ИЛИ–НЕ/ИЛИ
ЛН	Схема НЕ
ЛП	Прочие
ЛР	Схема И–ИЛИ–НЕ
ЛС	Схема И–ИЛИ
Триггеры	
ТВ	Типа JK (универсальные)
ТД	Динамические
ТК	Комбинированные (типа DT, RST и другие)
ТЛ	Шмитта
ТМ	Типа D (с задержкой)
ТП	Прочие
ТР	Типа RS (с отдельным запуском)
ТТ	Типа Т (счетные)
Усилители	
УВ*	Высокой частоты
УД	Операционные
УЕ	Повторители
УИ*	Импульсных сигналов
УК	Широкополосные
УЛ	Считывания и воспроизведения
УМ	Индикации
УН*	Низкой частоты
УП	Прочие
УР*	Промежуточной частоты
УС*	Дифференциальные
УТ	Постоянного тока
Фильтры	
ФВ	Верхних частот
ФЕ	Полосовые
ФН	Низких частот
ФП	Прочие
ФР	Режекторные
Многофункциональные схемы	
ХА	Аналоговые
ХК	Комбинированные

ХЛ	Цифровые
ХМ	Цифровые матрицы, в том числе программируемые
ХН	Аналоговые матричные
ХТ	Комбинированные аналого-цифровые и прочие
Фоточувствительные схемы с зарядовой связью	
ЦЛ	Линейные
ЦМ	Матричные
ЦП	Прочие

* Усилители напряжения или мощности (в том числе малошумящие)

Ниже приведен пример маркировки ИС.



Логические элементы по режиму работы подразделяются на статические и динамические. Статические ЛЭ могут работать как в статическом, так и в динамическом (импульсном) режимах. Статические элементы наиболее широко используются в современных микросхемах. Динамические ЛЭ могут работать только в импульсном режиме.

Логические элементы классифицируют также по типу применяемых транзисторов. Наибольшее распространение получили ЛЭ на биполярных и МДП-транзисторах. Кроме того, интенсивно разрабатываются ЛЭ на арсенид-галлиевых полевых транзисторах с управляющим переходом металл–полупроводник (МЕП-транзисторах) и гетероструктурных полевых транзисторах с управляющим переходом металл–полупроводник (ГМЕП-транзисторах). Для каждого из перечисленных типов ЛЭ существует большое число их схемотехнических и конструктивно-технологических разновидностей. Например, к биполярным ЛЭ относятся элементы ТТЛ, эмиттерно-связанной логики (ЭСЛ), интегральной инжекционной логики (И²Л) и другие.

9.8. Базовые логические элементы цифровых интегральных микросхем

Логические интегральные микросхемы, выпускаются в виде серии логических элементов. Логические интегральные микросхемы, выполненные по биполярной технологии и схемотехнической реализации, делятся на следующие группы:

1. Транзисторная логика с непосредственной связью между логическими элементами (ТЛНС).
2. Транзисторная логика с резистивными связями между логическими элементами (ТРЛ).
3. Резистивно–емкостная транзисторная логика (РЕТЛ).
4. Диодно–транзисторная логика (ДТЛ).
5. Транзисторно–транзисторная логика (ТТЛ).
6. Эмиттерно–связанная логика.
7. Инжекционная интегральная логика I^2L .

С применением полевых транзисторов наибольшее развитие получили микросхемы КМДП логики.

Серии цифровых интегральных микросхем ТЛНС, ТРЛ, РЕТЛ, ДТЛ хотя и продолжают выпускаться промышленностью, но используются для комплектации находящейся в эксплуатации электронной аппаратуры и не используются в новых разработках. Наиболее интенсивное распространение в настоящее время получили серии цифровых интегральных микросхем, построенных на основе ТТЛ, ЭСЛ, I^2L , КМПД логики.

Разработка каждой серии микросхем начинается с базового логического элемента – основы всех элементов, узлов и устройств серии. Базовые логические элементы выполняют либо операцию И–НЕ, либо ИЛИ–НЕ. Разнообразие типов базовых элементов объясняется тем, что каждый из них имеет свои достоинства и свою область применения.

9.9. Диодно–транзисторная логика

Диодно–транзисторная логика (ДТЛ) представляет собой сочетание диодных логических ячеек с транзисторным инвертором. Базовым логическим элементом всех серий ДТЛ является элемент Шеффера (элемент И–НЕ), реализующий операцию логического умножения с отрицанием. Промышленностью выпускается следующий перечень серий элементов ДТЛ: К104, К109, К121, К128, К146, К202, К215, К217, К218, К221, К240, К511.

Схема логического элемента ДТЛ представлена на рис. 9.14.

Входные диоды $VD1 \dots VD3$ и резистор R_1 образуют входную логическую схему, выполняющую в положительной логике операцию И. Инвертор на транзисторе $VT1$ выполняет логическую операцию НЕ, усиливает и формирует сигналы на выходе до стандартного уровня. Смещающие диоды $VD4$ и $VD5$ пред-

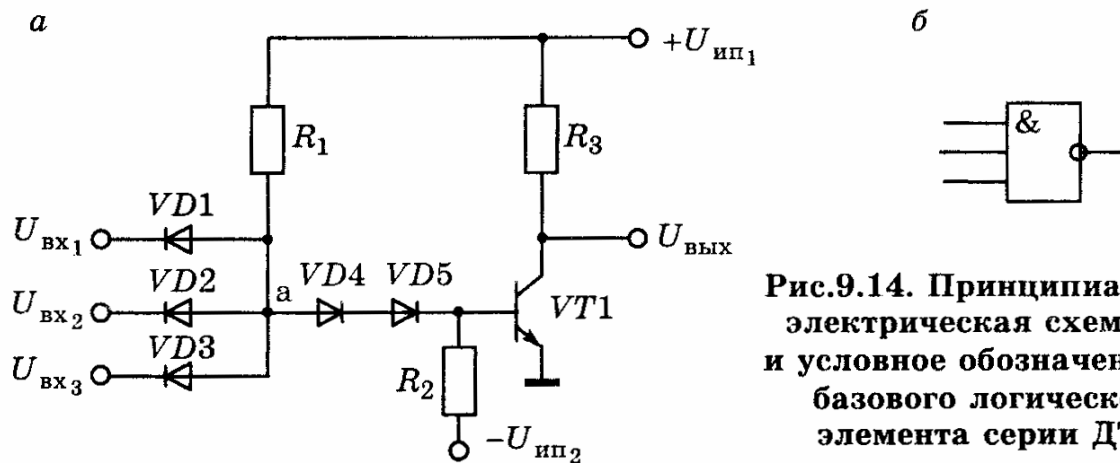


Рис.9.14. Принципиальная электрическая схема (а) и условное обозначение (б) базового логического элемента серии ДТЛ

назначены для увеличения порога запираания и помехоустойчивости схемы в закрытом состоянии, а резистор R_2 и $U_{ИП2}$ обеспечивают оптимальную величину тока этих диодов. Диоды $VD1...VD3$ должны обладать минимальным сопротивлением в проводящем состоянии; высоким (максимальным) обратным напряжением; малой емкостью и малым временем восстановления обратного сопротивления.

Рассмотрим принцип работы ДТЛ. Пусть на один (или на все входы) подается низкий входной сигнал логического нуля $U_{ВХ}^0$. Входной диод (или все диоды) открывается и оказывается замкнутым на общую шину. От источника питания $U_{ИП1}$ через резистор R_1 , открытый диод и входную цепь протекает ток, при этом потенциал точки а уменьшается до уровня прямого падения напряжения на диоде $U_a = U_{ВХ}^0 + U_{пр}$, где $U_{пр}$ – падение напряжения на открытом входном диоде. При отсутствии $VD4$, $VD5$ потенциал базы транзистора $VT1$ был бы положительным, а транзистор – открыт. За счет падения напряжения $U_{д см}$ на диодах $VD4$, $VD5$ потенциал базы транзистора отрицателен – $U_б = U_a - 2U_{д см}$, транзистор закрыт и на выходе схемы формируется высокий уровень напряжения логической единицы. Диоды смещения должны обладать большим сопротивлением, чтобы при относительно малом токе получить большое падение напряжения.

При одновременной подаче на все входы высокого уровня напряжения логической единицы диоды $VD1...VD3$ запираются. Транзистор $VT1$ переходит в область насыщения за счет тока, протекающего от источника питания $U_{ИП1}$ через R_1 , смещающие диоды $VD4$, $VD5$, в базу транзистора. На выходе схемы появляется низкий уровень напряжения, близкий к нулю $U_{ВЫХ}^0$.

С целью уменьшения входного тока инвертора при действии на входе схемы напряжения логического нуля входную цепь усложняют, включая транзистор $VT1$ (рис. 9.15), который работает как эмиттерный повторитель и увели-

чивает усиление по току. А для улучшения выходных характеристик логического элемента выходной каскад строится по более сложной схеме.

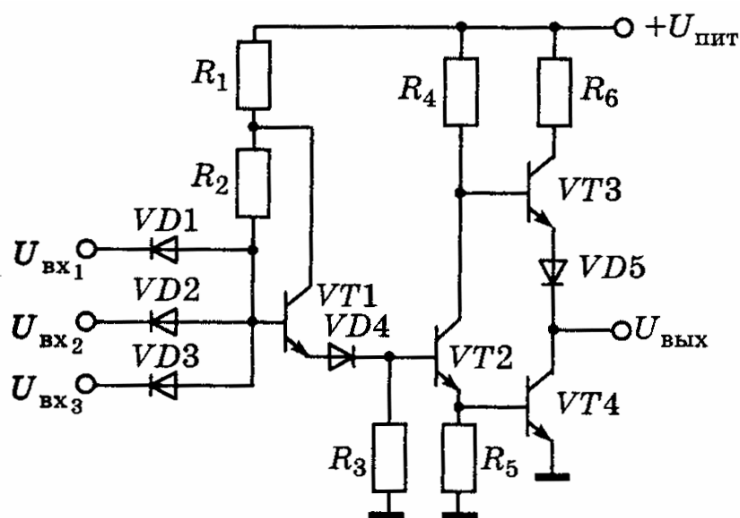


Рис.9.15. Принципиальная схема ДТЛ с усовершенствованной входной цепью

За счет падения напряжения на эмиттерном переходе транзистора VT1, работающего в активном (ненасыщенном) режиме, повышается общая помехоустойчивость и уменьшается время переходных процессов при включении и выключении схемы. Сложный инвертор позволяет повысить нагрузочную способность. Схема обладает малым выходным сопротивлением в обоих состояниях, благодаря чему

заряд и разряд паразитных емкостей в нагрузках следующего каскада протекает быстрее, работа этого инвертора будет рассмотрена при рассмотрении базового элемента ТТЛ.

9.10. Транзисторно–транзисторная логика (ТТЛ)

Элементы транзисторно-транзисторной логики являются дальнейшим усовершенствованием ДТЛ, которая осуществляется заменой диодной сборки многоэмиттерным транзистором. Многоэмиттерный транзистор представляет собой совокупность нескольких транзисторных структур, имеющих общий коллектор и общую базу и непосредственно взаимодействующих друг с другом только за счет движения основных носителей. Эмиттерные переходы МЭТ выполняют функции входных диодов в схемах ДТЛ, а коллекторный переход – роль смещающего диода. Характерной особенностью элементов транзисторно-транзисторной логики является высокая помехоустойчивость, большое быстродействие, хорошая нагрузочная способность, малая потребляемая мощность, высокая надежность, малая стоимость.

Принципиальная электрическая схема, условное обозначение, временные диаграммы базового логического элемента серий ТТЛ приведены на рис. 9.16. Базовый логический элемент ТТЛ выполняет операцию И–НЕ (является элементом Шеффера). Схема базового элемента ТТЛ состоит из двух частей. Входная часть реализует логическую функцию И с помощью VT1 и резистора R₁. Выходная цепь реализует функцию НЕ и содержит сложный инвертор на транзисторах VT2...VT4. Сложный инвертор включает в свой состав простой инвертор (VT2, R₂) и эмиттерный повторитель (VT3) с динамической нагрузкой (VT4), которая управляется эмиттерным током транзистора VT2. Простой ин-

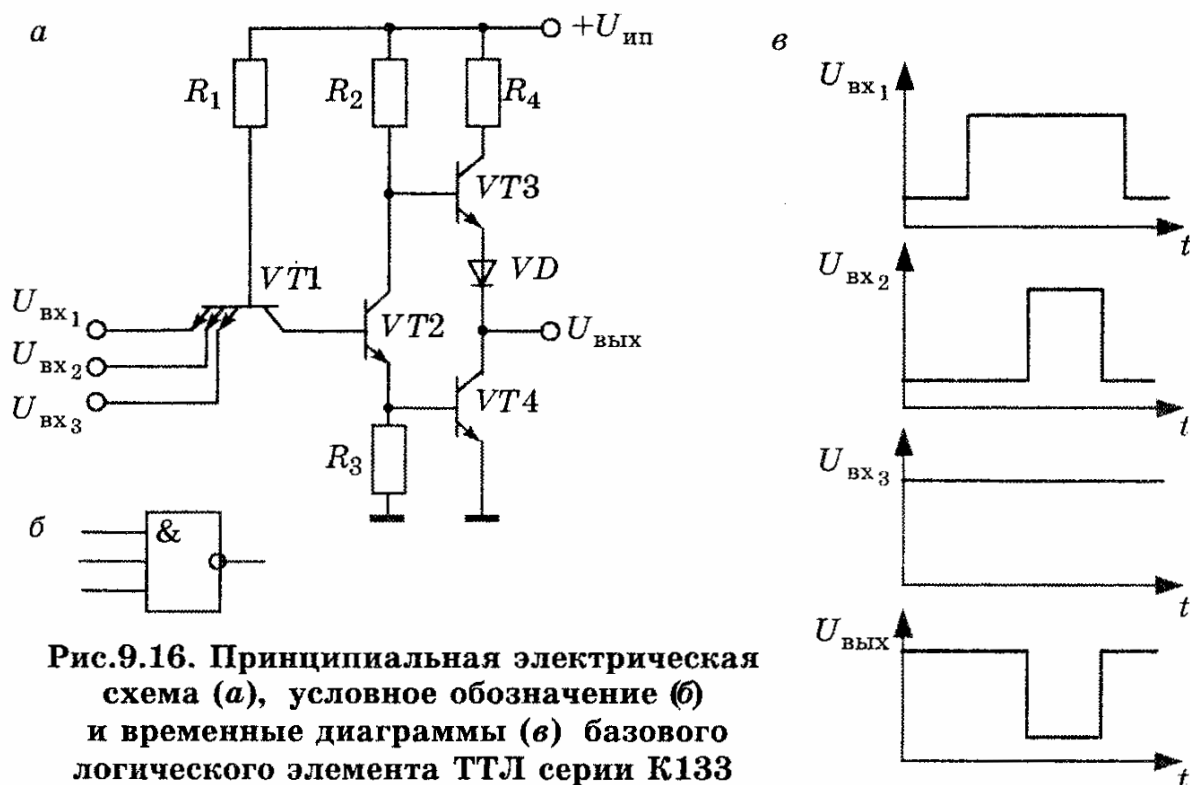


Рис.9.16. Принципиальная электрическая схема (а), условное обозначение (б) и временные диаграммы (в) базового логического элемента ТТЛ серии К133

вертор в этой схеме (VT2) является фазоинверсным каскадом. Если транзистор VT2 открыт, то через него протекает большой эмиттерный ток, который является базовым током транзистора VT4. Транзистор VT4 открывается и переходит в режим насыщения. А транзистор VT3 закрывается низким коллекторным потенциалом транзистора VT2. Выходное напряжение близко к нулю. Если транзистор VT2 закрыт, то транзистор VT3 открыт, ибо потенциал базы транзистора VT3 близок к $U_{\text{ип}}$, а транзистор VT4 закрыт. Выходное напряжение имеет высокий уровень и соответствует логической единице. При запираии транзистора VT4 ток рассасывания избыточных носителей из базы транзистора VT4 протекает через резистор R_3 на землю. Резистор R_4 ограничивает ток выходного каскада во время перехода схемы из открытого состояния в закрытое, когда транзистор VT3 уже открылся, а транзистор VT4 еще находится в режиме насыщения. Диод VD обеспечивает надежное запираии транзистора VT3, при напряжении на выходе схеме равном нулю. Сопротивление резистора R_4 выбирается исходя из заданного значения предельно допустимого тока транзисторов VT3, VT4 и диода VD и составляет величину порядка 50...500 Ом. Для сопротивлений других резисторов существуют оптимальные значения: $R_1/R_2=2...4$; $R_2/R_3=1...2$; $R_2/R_4=10$.

Рассмотрим принцип работы схемы. Если хотя бы на один из входов подано напряжение логического нуля, то соответствующий эмиттерный переход многоэмиттерного транзистора VT1 открывается. Ток базы $I_{б1} \approx U_{\text{ип}}/R_1$ транзистора VT1 потечет во входную цепь, при этом ток коллектора VT1 уменьшается, коллекторный переход открывается и транзистор VT1 насыщается по

коллекторной цепи. Напряжение на базе транзистора VT2 равно сумме входного напряжения и остаточного напряжения на насыщенном транзисторе VT1: $U_{б2} = U_{вх}^0 + U_{ост1}$. Поэтому транзистор VT2 запирается, а транзистор VT3 и диод VD открываются высоким потенциалом коллектора транзистора VT2. Транзистор VT4 – закрыт. Напряжение на выходе имеет высокий уровень и соответствует логической единице "1".

Если на всех логических входах действуют высокие уровни напряжения, то эмиттерные переходы транзистора VT1 закрываются, VT1 работает в инверсном активном режиме. Ток от $U_{ин}$ через R_1 , открытый коллекторный переход транзистора VT1 поступает в базу транзистора VT2. Транзисторы VT2, VT4 открываются, и на выходе схемы имеется уровень напряжения, соответствующий логическому нулю. Транзистор VT3 и диод VD закрыты.

Базовые элементы различных серий ТТЛ различаются только инверторами, которые должны улучшать переходные характеристики, повышать помехоустойчивость и нагрузочную способность, потреблять небольшую мощность. Для уменьшения входных токов транзистор VT1 должен обладать малым коэффициентом передачи тока базы в инверсном режиме $h_{21эi} \approx 0,005 \dots 0,05$.

Логические элементы со сложным инвертором потребляют большую мощность, занимают большую площадь кристалла, поэтому на их основе изготавливаются цифровые микросхемы малой и средней степени интеграции.

Быстродействие логических элементов различных серий ТТЛ можно повысить двумя путями:

- уменьшая сопротивление резисторов и паразитные емкости;
- обеспечивая работу транзисторов в активном, т.е. ненасыщенном режиме, при котором отсутствует накопление и рассасывание носителей в базах транзисторов. Оба эти способа повышения быстродействия нашли практическое применение.

Первый способ использовался при создании ТТЛ серий K130 и K131. Второй способ повышения быстродействия цифровых микросхем ТТЛ связан с применением транзисторов с барьером Шотки. При этом высокое быстродействие сочетается с умеренным потреблением мощности. Диоды Шотки подключаются параллельно коллекторному переходу транзистора, а транзисторы с диодами Шотки называют транзисторами с барьером Шотки или транзисторами Шотки (рис. 9.17,а,б). Когда транзистор закрыт или работает в ненасыщенном, активном режиме, потенциал коллектора выше потенциала базы. Диод Шотки закрыт и не влияет на работу транзистора. При насыщении транзистора потенциал коллектора уменьшается, диод Шотки открывается при напряжении 0,3...0,5 В и фиксирует этот уровень напряжения на коллекторном переходе, не позволяя транзистору перейти в режим насыщения. Применение транзисторов Шотки позволяет уменьшить или почти полностью исключить время рассасывания избыточного заряда в базе и тем самым снизить время выключения схемы. На рис. 9.17,в показана принципиальная схема базового элемента ТТЛШ

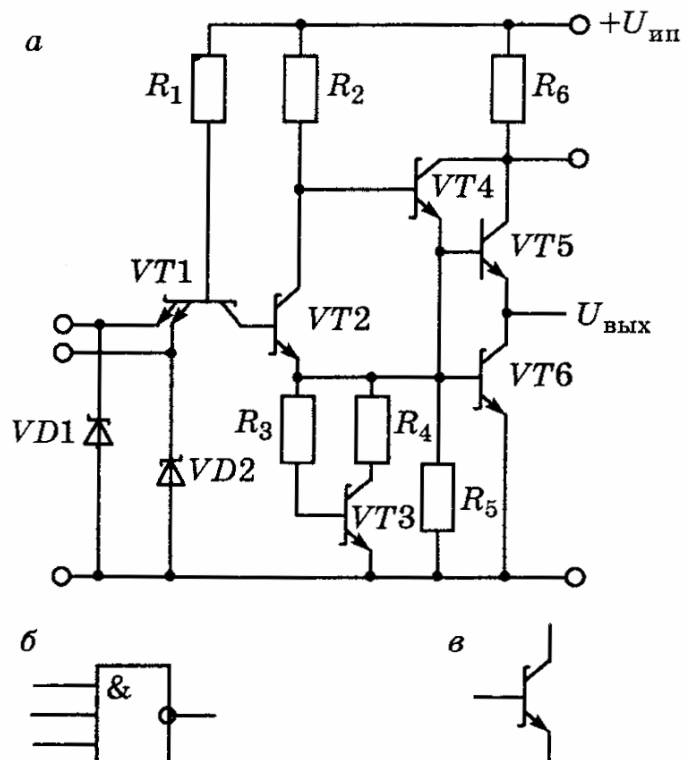


Рис.9.17. Принципиальная электрическая схема (а), условное обозначение логического элемента ТТЛ логики (б) и условное обозначение транзисторов с барьером Шотки (в)

серии. Промышленностью выпускается следующие серии ТТЛШ логики: К530, К531, КР1531 и маломощные К555, КР1533 с потребляемой мощностью порядка 2 мВт. По принципу действия эта схема аналогична базовому ТТЛ логическому элементу (рис. 9.16). Отличие состоит лишь в том, что в выходном каскаде использован составной транзистор VT4, VT5, обеспечивающий повышенный выходной ток, а каскад с ОЭ (генератор тока) на транзисторе VT3 с резисторами R₃, R₄, включенный в эмиттерную цепь транзистора VT2, улучшает форму передаточной характеристики, приближая ее к прямоугольной. Транзистор VT5 реализуется без диода Шотки, т.к. он работает в

активном режиме (эмиттерный повторитель).

В перспективных интегральных микросхемах применяются новые интегральные транзисторы со структурой "Изопланар-П", у которых использована оксидная изоляция между транзисторами, а не привычный p–n переход. Граничная частота у транзисторов с такой структурой достигает 5 ГГц, что в 3 раза выше, чем у транзисторов с планарной структурой.

Выигрыш в быстродействии схем с использованием транзисторов Шотки приводит к некоторому ухудшению статических параметров: понижается пороговое напряжение, повышается значение логического нуля $U_{\text{вых}}^0$, ухудшается помехоустойчивость. Для повышения помехоустойчивости логических элементов в эмиттерные цепи многоэмиттерного транзистора VT1 вводят диоды VD1–VD2, включенные в обратном направлении для сигналов логической единицы и нуля. Если напряжения на входах логического элемента меняют свой знак на противоположный, то диоды VD1, VD2 открываются. Сигнал помехи не поступает на вход транзистора VT1, и не происходит ложное срабатывание схемы.

9.11. Микросхемы ТТЛ серий с открытым коллектором

Для расширения функциональных возможностей у отдельных микросхем выходы выполнены так, что верхний выходной транзистор и относящиеся к нему элементы отсутствуют. Такие логические элементы называют элементами со свободным (открытым) коллектором (рис. 9.18).

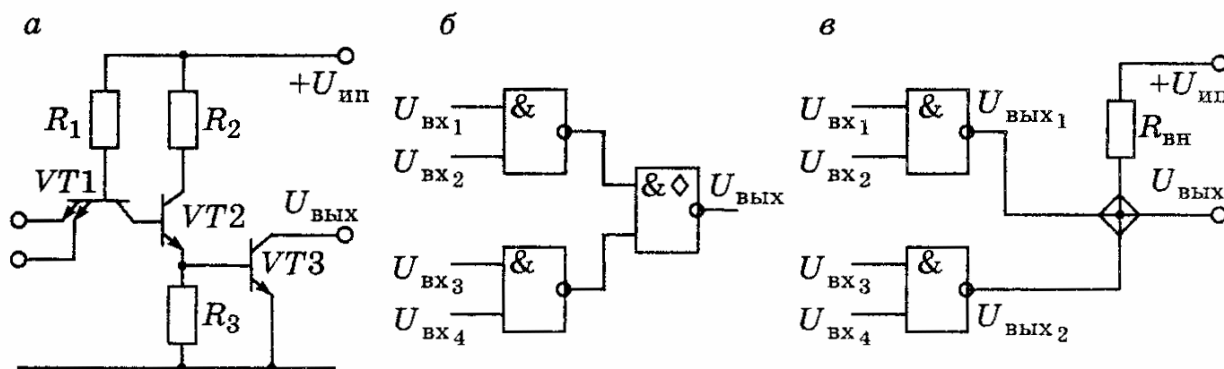


Рис.9.18. Принципиальная электрическая схема (а), графические обозначения (б, в) логических элементов ТТЛ логики с открытым коллектором

Верхний транзистор обычной транзисторной выходной пары отсутствует, а вывод имеет коллектор нижнего транзистора VT3. Если хотя бы один из входных сигналов равен 0, транзистор VT3 закрыт, на выходе схемы формируется напряжение низкого уровня. Такой выходной каскад не способен сам по себе сформировать на выходе высокий уровень напряжения. На практике коллектор транзистора VT3 такой микросхемы подключается внешним монтажом к дополнительному источнику напряжения через нагрузочное сопротивление. Нагрузочным сопротивлением может быть резистор, реле, элементы индикации (светодиод, лампа накаливания), коаксиальный кабель, вход усилителя мощности и др. Напряжение, к которому подключается внешняя нагрузка, может значительно превышать напряжение питания микросхемы.

Микросхемы с открытым коллектором позволяют:

- быть переходным звеном от логической части устройства к элементам вывода информации, т.е. используются для управления внешними устройствами;
- обеспечить реализацию дополнительной логической функции при непосредственном соединении между собой выходов нескольких микросхем.

Объединение выходов нескольких функциональных узлов называют монтажной (проводной) логикой. При таком соединении, если на выходе одного или нескольких элементов будет низкий потенциал (логический 0 в положительной логике), то низкий потенциал будет на выходе всей схемы. При наличии логической единицы на всех выходах на общей объединенном выходе будет значение логической единицы. Параллельное подключение нескольких открытых коллекторов к общей нагрузке создает систему, выполняющую логическую операцию И (монтажное И)

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВЫХ1}} \wedge U_{\text{ВЫХ2}}. \quad (9.25)$$

Каждый из логических элементов в свою очередь выполняет логическую операцию И-НЕ

$$U_{\text{ВЫХ1}} = \overline{U_{\text{ВХ1}} \wedge U_{\text{ВХ2}}}; \quad U_{\text{ВЫХ2}} = \overline{U_{\text{ВХ3}} \wedge U_{\text{ВХ4}}}. \quad (9.26)$$

Следовательно, выходная логическая функция системы

$$U_{\text{ВЫХ}} = \overline{U_{\text{ВХ1}} \wedge U_{\text{ВХ2}} \wedge U_{\text{ВХ3}} \wedge U_{\text{ВХ4}}}. \quad (9.27)$$

При работе схем с монтажной логикой необходимо учитывать, что каждый компонент схемы утрачивает самостоятельность и действует как элемент общей системы. Графическое представление рассмотренной функции представлено на рис. 9.18,б, в. Включение логических выходов на общую нагрузку (монтажная логика) условно изображается в виде логического элемента, выполняющего соответствующую логическую функцию (рис. 9.18,б). А то, что это не реальная микросхема, а способ соединения выводов, к символу выполняемой операции добавляется условный знак – $\diamond$ (ромб) в поле микросхемы или в точке соединения выводов (рис. 9.18,в). Примерами элементов с открытым коллектором являются микросхемы К155ЛА7; К155ЛА11.

Подавая разные значения напряжения питания в схемах с открытым коллектором, можно получать разные уровни выходного сигнала. Это позволяет осуществлять согласование микросхем серии ТТЛ с другими сериями, имеющими другие значения логических нулей и единиц, не используя дополнительных преобразователей уровней.

Максимальное число объединяемых элементов и максимальное значение $R_{\text{н макс}}$ ограничиваются соотношением значения этого сопротивления и токов утечки выходных транзисторов. Когда все транзисторы закрыты, падение напряжения на $R_{\text{н}}$ от суммарного тока утечки не должно снижать высокий уровень на выходе ниже допустимого (рис. 9.19,а). $R_{\text{н мин}}$ ограничено максимально допустимым током открытого выходного транзистора (рис. 9.19,б).

Сопротивление $R_{\text{н макс}}$ находят из условия обеспечения большого выходного напряжения $U_{\text{ВЫХ}}^1$ (рис. 9.19,а)

$$R_{\text{н макс}} = \frac{U_{\text{ИП}} - U_{\text{ВЫХ}}^1}{K_{\text{об вых}} I_{\text{ут вых}} - K_{\text{об вх}} I_{\text{вх}}^1}, \quad (9.28)$$

где $K_{\text{об вых}}$ – число объединенных выходов;

$I_{\text{ут вых}}$ – ток утечки на выходе;

$K_{\text{об вх}}$ – число подключенных входов.

Минимальное сопротивление $R_{\text{н мин}}$ находят из условия получения минимального выходного напряжения – логического нуля $U_{\text{ВЫХ}}^0$ (рис. 9.19,б)

$$R_{\text{н мин}} = \frac{U_{\text{ИП}} - U_{\text{ВЫХ}}^0}{I_{\text{вх макс}}^0 - K_{\text{об вх}} I_{\text{вх}}^0}, \quad (9.29)$$

где $I_{\text{ВЫХ МАКС}}^0$ — максимальный допустимый выходной ток одного элемента при обеспечении логического нуля на его выходе.

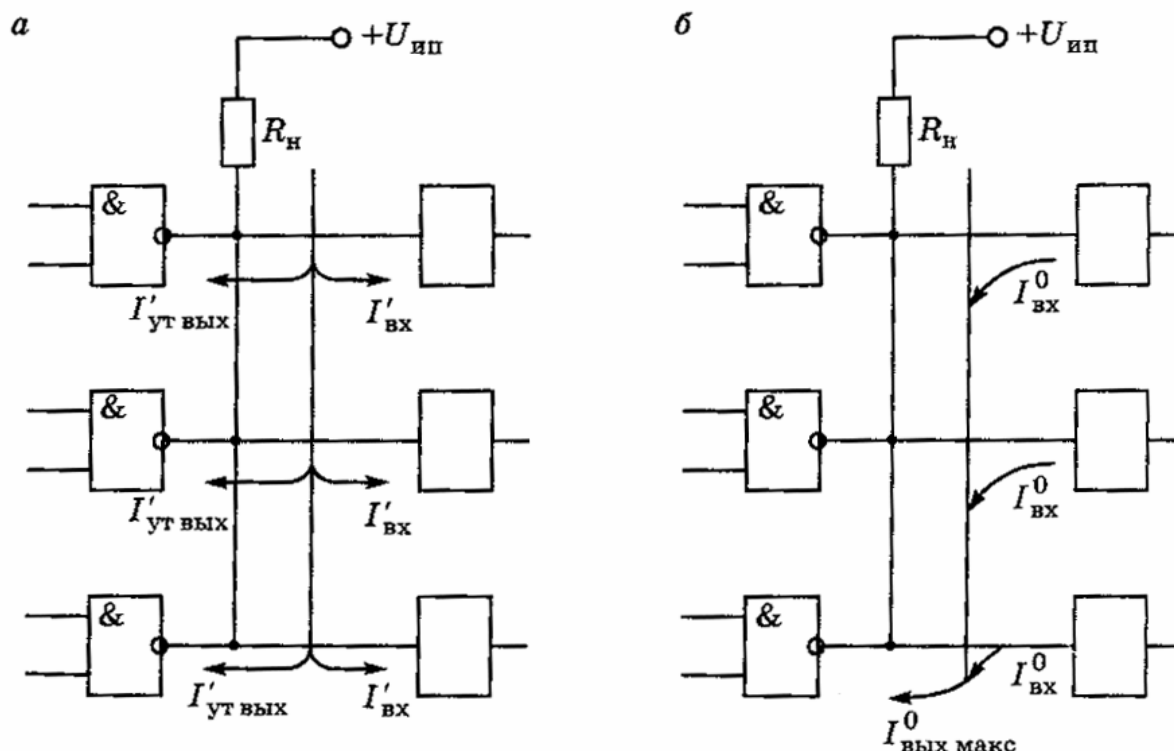


Рис.9.19. Структурная схема ТТЛ логики с открытым коллектором для минимального (а) и максимального (б) выходных токов

Конкретное значение $R_{\text{н}}$ выбирают из условия требуемого быстродействия при наименьшей потребляемой мощности. Максимальное быстродействие достигается тогда, когда $R_{\text{н}}$ близко к минимальному значению. С повышением $R_{\text{н}}$ увеличивается время заряда паразитных емкостей при высоком уровне выходного напряжения, и уменьшается потребление тока при низком уровне.

9.12. Правила схемного включения элементов

Выпускаемые промышленностью микросхемы ТТЛ серий выполняют простейшие логические операции (И–НЕ; ИЛИ–НЕ и др.), содержат в одном корпусе несколько независимых логических элементов, связанных между собой только источником питания.

Если некоторые логические элементы, входящие в состав корпуса, не используются, то рекомендуется такие элементы включать так, чтобы на их выходах был высокий потенциал $U_{\text{ВЫХ}}^1$. Для этого входы неиспользуемых элементов ТТЛ серий, выполняющих операции И–НЕ и ИЛИ–НЕ соединяют с общей (земляной) шиной. В таком состоянии элемент потребляет (рассеивает) минимальную мощность, и его выход можно использовать как источник логической единицы на входах других схем.

Неиспользованные входы логического элемента ТТЛ серий можно оставлять свободными, но при этом снижается помехоустойчивость из-за воздействия наводок на свободные выводы. В сериях ТТЛ и ТТЛШ неиспользованные входы объединяют с другими используемыми входами, если это не ведет к превышению нагрузочной способности предыдущего каскада, либо подключают к источнику логической единицы.

В качестве источника логической единицы используют неиспользованные элементы, входы которых заземлены, или источник питания микросхемы, который подключают ко входу через резистор с сопротивлением 1 кОм, ограничивающий входной ток. К одному такому резистору обычно подключается до 20 неиспользованных входов.

Для уменьшения помех по цепи питания в точках подключения к шинам групп логических элементов включаются развязывающие керамические конденсаторы емкостью порядка 0,1 мкФ на один корпус. При большом числе одновременно переключаемых логических элементов броски тока в цепи питания достигают единиц–десятков А. Поэтому между цепью питания и общей шиной устанавливаются электролитические конденсаторы большой емкости, которые компенсируют кратковременные импульсы тока и обеспечивают уменьшение взаимосвязи логических элементов через цепь питания.

Небольшие значения выходных сопротивлений элементов ТТЛ серий приводят к тому, что во время переключения схемы ток в цепи питания возрастает и может в несколько раз превышать ток, потребляемый схемой в статическом режиме. Поэтому при увеличении частоты переключения, мощность потребляемая ТТЛ схемой со сложным инвертором растет, все это приводит к недопустимости соединения выходов нескольких схем. Если такое соединение осуществить, то в состоянии, когда один из элементов имеет на выходе низкий уровень напряжения $U_{\text{вых}}^0$, а другой – высокий $U_{\text{вых}}^1$, через последовательно включенные транзистор VT3 одной схемы и транзистор VT4 другой схемы (рис. 9.16) будет протекать большой ток.

Величина этого тока определяется выражением (9.30) и может в несколько раз превышать ток в статическом режиме

$$(I_{\text{э4}})_{\text{макс}} \approx (U_{\text{ип}} - U_{\text{пр}}) / R_4, \quad (9.30)$$

где $U_{\text{пр}}$ – падение напряжения на открытом транзисторе.

При этом резко возрастает потребляемая мощность, и возможен выход схем из строя, так как транзисторы обычно не рассчитаны на длительное протекание больших токов. В связи с этим при проектировании цифровых схем не допускается объединение выходов таких элементов. Если несколько узлов или блоков работают на общую нагрузку, то объединение выходов является необходимым. Для этих целей используется схема ТТЛ с тремя устойчивыми состояниями, представленная на рис. 9.20.

В приведенной схеме отличие от базового элемента состоит в том, что имеется третье состояние, при котором выходные транзисторы закрыты, и схе-

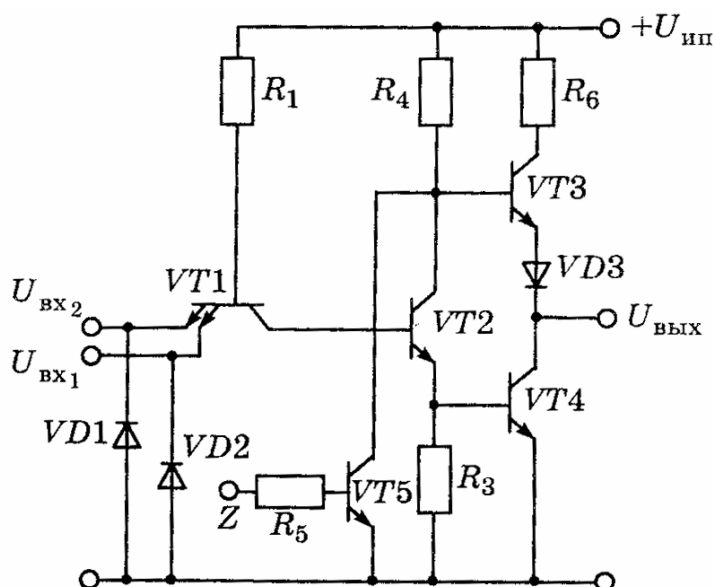


Рис.9.20. Принципиальная электрическая схема ТТЛ логики с тремя устойчивыми состояниями

ма полностью отключается от нагрузки сигналом управляющего вывода Z , дающим разрешение по выходу. Третье состояние элемента не зависит от комбинации логических сигналов на входе элемента. Такие схемы объединяют по выходам, и они работают на общую нагрузку. Управление микросхем предусматривает обслуживание нагрузки в любой момент времени одним элементом, а другие элементы должны находиться в третьем состоянии. Выходное сопротивление

закрытых транзисторов велико и элемент практически отключен от нагрузки. Такое состояние элементов называют высокоимпедансным. Это состояние достигается тем, что в схему включен транзистор $VT5$ и резистор $R5$. При подаче на управляющий вход Z напряжения логического нуля, транзистор $VT5$ закрывается, элемент работает как обычный базовый элемент. Если на управляющий вход Z подается напряжение логической единицы, транзистор $VT5$ переходит в режим насыщения, а транзисторы $VT3$, $VT4$ закрываются. Такие микросхемы используются в информационной технике для обслуживания проводника шины данных, и примером являются микросхемы К531ЛА17П, К531ЛА19П.

9.13. Эмиттерно–связанная логика

Цифровые микросхемы эмиттерно–связанной логики составляют схемы на переключателях тока с объединенными эмиттерами, обладающие по сравнению с другими типами цифровых схем наибольшим быстродействием и большой потребляемой мощностью.

Большое быстродействие ЭСЛ логики обеспечивается:

- за счет работы транзисторов в ненасыщенном (линейном) режиме;
- за счет применения на выходах схемы эмиттерных повторителей, ускоряющих процесс заряда и разряда нагрузочных емкостей;
- за счет ограничения перепада выходного напряжения, что приводит к снижению статической помехоустойчивости.

Наибольшее распространение получили ЭСЛ серии 100, 500, К500, 700, К1500, обеспечивающие выполнение любых арифметических и логических операций.

На рис. 9.21 представлены: условное графическое обозначение базового элемента, временные диаграммы, поясняющие работу элемента, таблица истинности и принципиальная электрическая схема ЭСЛ-логики. В зависимости от способа кодирования входной информации ("1" и "0") одна и та же схема (рис. 9.21,ж) может реализовать либо функции ИЛИ–НЕ, ИЛИ для положительной логики, либо функции И–НЕ, И для отрицательной логики. Для положительной логики "1" и "0" представляются напряжениями $U^0 = -1,45 \dots -1,9$ В; $U^1 = -0,7 \dots -0,95$ В, а для отрицательной логики – напряжениями $U^1 = -0,7 \dots -0,95$ В; $U^0 = -1,45 \dots -1,9$ В.

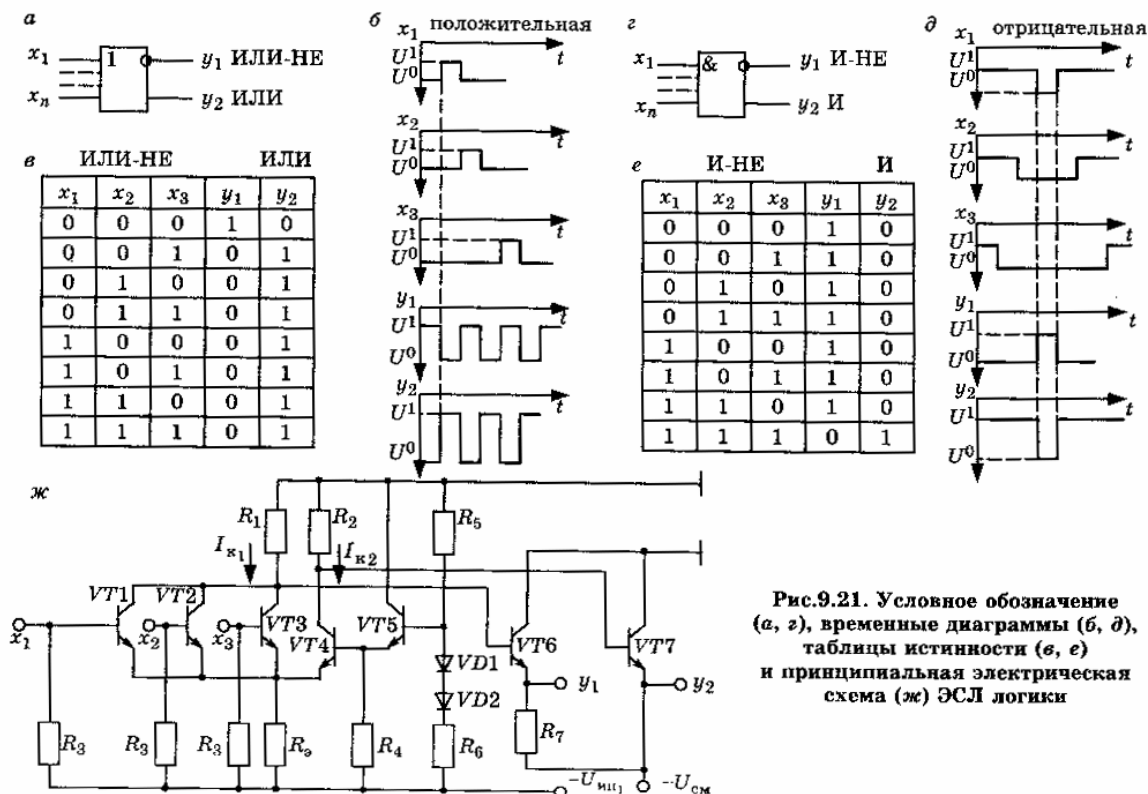


Рис.9.21. Условное обозначение (а, г), временные диаграммы (б, д), таблицы истинности (е, е) и принципиальная электрическая схема (ж) ЭСЛ логики

В схемах ЭСЛ серий эмиттеры транзисторов токового переключателя через резистор R_3 подключаются к отрицательной шине источника напряжения $U_{нп} = -5,2 \pm 5\%$ В; коллекторные цепи заземляются. Такое включение обеспечивает меньшую зависимость выходного напряжения от наводок по цепи питания и лучшую помехозащищенность. Для повышения нагрузочной способности и расширения функциональных возможностей на выходах токового переключателя (VT_3, VT_4) включены транзисторы VT_6, VT_7 , предназначенные для использования в качестве выходных эмиттерных повторителей с резисторами в цепи эмиттеров порядка $240 \dots 50$ Ом. Для уменьшения потребляемой мощности при малых сопротивлениях нагрузок используют второй источник питания – $U_{см}$. Для исключения влияния на логическую часть схемы импульсных помех, возникающих в коллекторных цепях эмиттерных повторителей в момент переключения схемы при работе на низкоомную нагрузку, используются две шины

земля. Кроме того, выходные эмиттерные повторители смещают уровни сигналов по напряжению и обеспечивают совместимость ЭСЛ элементов по входу и выходу.

На транзисторах VT_1 – VT_4 собран токовый переключатель, содержащий две ветви, работающие в режиме ключа и связанные эмиттерами через резистор R_3 . Транзисторы VT_1 – VT_3 первой ветви и транзистор VT_4 второй ветви работают в активной области и не входят в режим насыщения. Для создания опорного напряжения $U_{бэ}$ транзистора VT_4 используется температурно-компенсирующая цепь (транзистор VT_5 , диоды VD_1 , VD_2 и резисторы R_5 , R_6).

Рассмотрим принцип работы базового логического элемента для положительной логики. Если на все логические входы подается напряжение низкого уровня, соответствующее логическому нулю, то транзисторы VT_1 – VT_3 закрываются, а транзистор VT_4 открывается, так как напряжение на его базе становится выше, чем на базах входных транзисторов. Через открытый транзистор протекает ток $I_{к2}$, значение которого задается резистором R_3 , и создает падение напряжения на резисторе R_2 . Потенциал коллектора транзистора VT_4 при этом понижается и подается на вход эмиттерного повторителя, собранного на транзисторе VT_7 . На выходе эмиттерного повторителя получается низкий уровень напряжения, соответствующий логическому нулю.

В это же время через резистор R_1 левой ветви токового ключа протекает небольшой обратный ток $I_{к1}$. Потенциал коллектора транзистора VT_3 повышается и поступает на базу эмиттерного повторителя транзистора VT_6 . На выходе транзистора VT_6 имеем большой потенциал, логическую единицу, при этом выполняется логическая операция ИЛИ–НЕ.

Предположим, что на один из входов (вход 1) подается напряжение логической единицы, а на остальных входах действует логический нуль. Под действием входного сигнала транзистор VT_1 открывается, через коллекторную и эмиттерную цепь протекают большие токи $I_{к1}$ и I_3 . Ток I_3 создает падение напряжения на сопротивлении резистора R_3 , которое резко уменьшает напряжение $U_{бэ4}$, транзистор VT_4 закрывается. Перепады напряжений коллекторных цепей транзисторов VT_1 , VT_4 подаются на входы соответствующих эмиттерных повторителей. Таким образом по выходу транзистора VT_6 выполняется логическая операция ИЛИ–НЕ, а по выходу транзистора VT_7 – логическая операция ИЛИ. Воздействие входного сигнала приводит к переключению тока эмиттера I_3 , который проходит в зависимости от амплитуды входного сигнала то через левую, то через правую ветви, и при этом на выходе создаются низкий и высокий уровни напряжения одновременно. Поэтому такую схему с объединенными эмиттерами часто называют токовым ключом.

Резисторы в цепях базы токового ключа R_3 служат для стекания обратного базового тока и надежного запираания незадействованных входных транзисторов. При их отсутствии самоотпирание незадействованных входных транзи-

сторов будет мешать нормальной работе схемы, и потребуется внешнее принудительное подключение таких входов к источнику отрицательного напряжения.

Перспективными считаются ЭСЛ серии 500 и К1500. Серия К1500 относится к числу субнаносекундных и имеет время задержки менее 1 нс.

На рис. 9.22 приведена принципиальная электрическая схема базового логического элемента серии К1500, являющегося модернизацией базового логического элемента серии 500. Элемент реализует функции 2И/2И–НЕ, И для отрицательной логики.

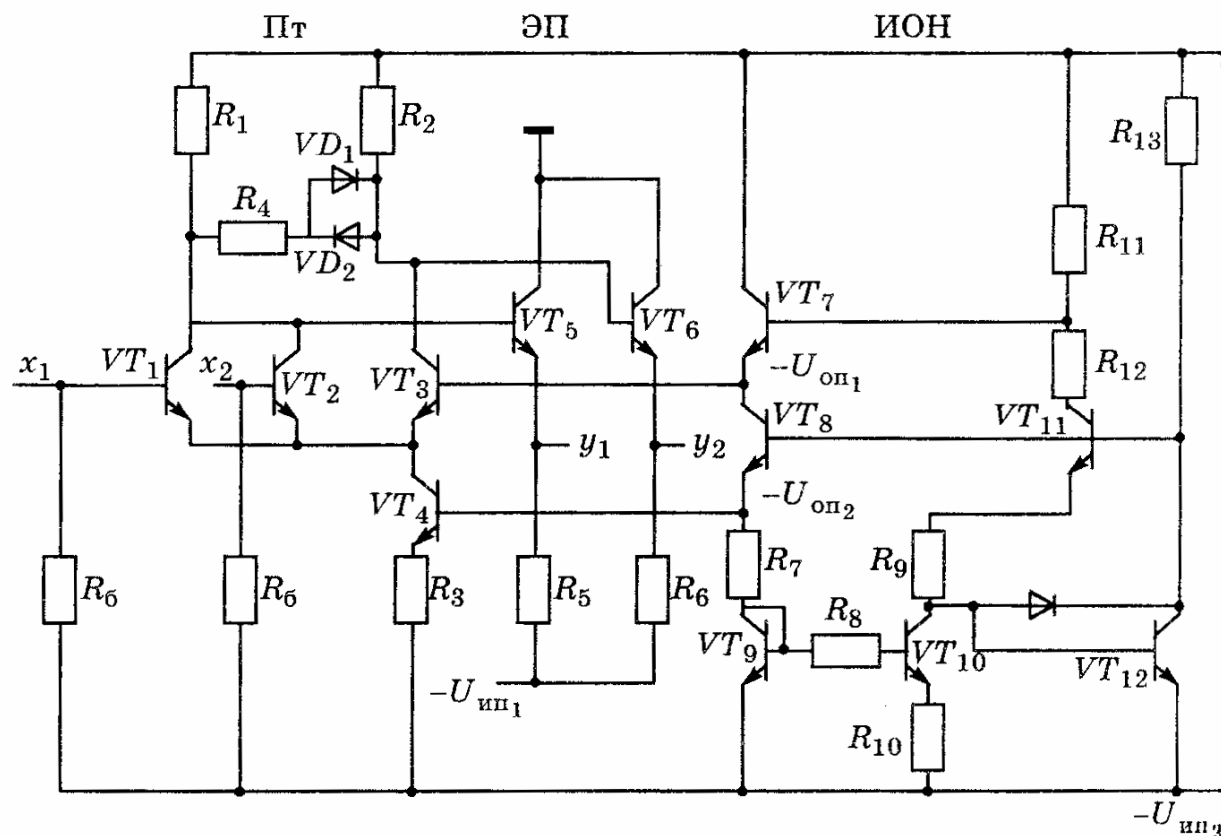


Рис.9.22. Принципиальная электрическая схема базового логического элемента К1500 ЭСЛ логики

Логический элемент состоит из трех частей: токового переключателя (ПТ), эмиттерных повторителей (ЭП), источника опорного напряжения (ИОН). Назначение и функции указанных частей соответствуют назначению и функциям аналогичных цепей рассмотренного базового логического элемента ЭСЛ серий. В микросхеме К1500 используется более стабильный генератор тока на транзисторе VT_4 и резисторе R_3 , термостабилизирующая цепочка на диодах VD_1 , VD_2 , резисторе R_4 , между коллекторами транзисторов переключателя тока, усовершенствованный источник опорного напряжения, отдельные источники питания $U_{исп1} = -2В$ (для ЭП), $U_{исп2} = -5,2В$ (для ПТ и ИОН).

Все это позволило стабилизировать статические и динамические параметры схемы:

- при изменении напряжения питания $U_{исп2}$ в диапазоне $-5,7...-4,2 В$;

– при изменении температуры на основании корпуса в пределах $+1 \dots +85^\circ\text{C}$;

– увеличить помехозащищенность схемы по цепи питания.

Недостатком данной схемы является большая потребляемая мощность $P_{\text{п ср}} = 50 \text{ мВт}$.

Интегральные схемы на эмиттерно–связанной логике используются в качестве элементной базы быстродействующих систем связи, вычислительной техники и радиоэлектронной аппаратуры. Они обладают следующими достоинствами:

1. Высокая помехоустойчивость.
2. Высокое быстродействие при средней потребляемой мощности и сверхвысокое быстродействие при большой потребляемой мощности.
3. Высокая стабильность динамических параметров при изменении рабочей температуры и напряжения питания.
4. Высокий коэффициент разветвления (высокая нагрузочная способность).
5. Возможность работы на низкоомные согласованные линии связи и нагрузки.
6. Малая мощность переключения и независимость тока потребления от частоты переключения.
7. Использование биполярной технологии изготовления.

9.14. Интегральная инжекционная логика (И²Л)

Схемы интегральной инжекционной логики иногда называемые совмещенной транзисторной логикой (СТЛ) или схемами с инжекционным питанием нашли широкое применение при создании БИС и СБИС и не имеют аналогов среди логических элементов на дискретных транзисторах. В БИС с инжекционным питанием питание осуществляется путем инжекции неравновесных носителей в полупроводниковый кристалл через инжекторный переход.

Питание инжектора осуществляется от внешнего генератора тока или от источника напряжения через внешний резистор. Напряжение питания невелико и составляет $1 \dots 1,5 \text{ В}$. Схемы с инжекционным питанием могут нормально функционировать при изменении тока питания $I_{\text{п}}$ в широких пределах ($10^{-8} \dots 10^{-3} \text{ А}$), что достигается изменением сопротивления резистора, который для уменьшения мощности рассеивания в кристалле находится вне корпуса микросхемы. Изменяя сопротивление резистора R или напряжение источника питания $U_{\text{ип}}$ можно в широких пределах (3...4 порядка) регулировать ток питания, мощность потребляемую схемой и быстродействие, что невозможно выполнять в ТТЛ и ЭСЛ схемах. Инжекционные логические схемы способны работать при сверхмалых токах (1 нА), в связи с чем возникает проблема токовой совместимости с другими логическими элементами. Увеличение тока получают с помощью каскадирования элементов И²Л с соответствующим увеличением площади

коллекторов от каскада к каскаду. Входная цепь И²Л выполняется с учетом совместимости своих входных и выходных сигналов от предшествующих каскадов, которыми обычно служат элементы ТТЛ типа.

Основой элементов интегральной инжекционной логики является ключ, представляющий собой транзистор с инжекционным питанием. Упрощенная эквивалентная схема которого состоит из транзистора n–p–n типа и генератора тока инжекции $I_{\text{и}}$ в цепи базы. Схема элемента, выполняющего логическую операцию ИЛИ–НЕ, представлена на рис. 9.23,а.

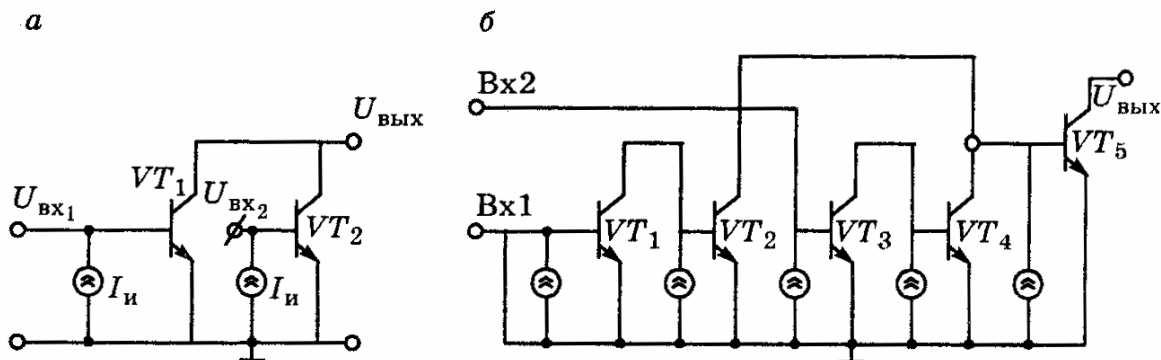


Рис.9.23. Принципиальная схема логического элемента ИЛИ-НЕ (а) и И-НЕ (б) И²Л логики

Принцип работы схемы следующий. Если хотя бы на один из входов схемы подать сигнал логической единицы, от предыдущей схемы, у которой транзистор закрыт, то ток от генератора тока $I_{\text{и}}$ потечет в базу транзистора, транзистор открывается и переходит в режим насыщения. Выходное напряжение соответствует логическому нулю. Если на обоих входах действуют сигналы логического нуля, т.е. входы закорочены, токи $I_{\text{и}}$ не будут проходить в базу транзисторов, а потекут во входные цепи. Транзисторы VT_1 , VT_2 будут закрыты, их выходное напряжение соответствует логической единице. Таким образом параллельное соединение нескольких ключей образует логический элемент ИЛИ–НЕ.

Принципиальная схема логического элемента И–НЕ представлена на рис. 9.23,б. Сигнал на общем выходе схемы – коллекторе транзистора VT_5 будет тогда, когда на входы одновременно поступают одинаковые сигналы. Если на все входы подается низкий потенциал, соответствующий логическому нулю, инвертор VT_5 закрывается, и на выходе имеется высокий потенциал.

При подключении нескольких входных цепей к выходу одного каскада может ухудшиться функциональная надежность элемента, потому что входные (базовые) токи нагрузочных транзисторов в режиме насыщения зависят от коллекторных токов входных транзисторов. Транзисторы с большими коллекторными токами будут иметь меньший коэффициент насыщения. Для устранения этого недостатка используются многоколлекторные n–p–n транзисторы, у которых в области базы формируется несколько коллекторных областей. Каждый коллектор в элементе И²Л-типа рассматривается как независимый источник

выходного сигнала. Наличие нескольких коллекторов позволяет получить развязанные логические выходы для одной ключевой схемы, что облегчает построение сложной логической схемы. На рис. 9.24 представлена схема, выполняющая логические операции ИЛИ–НЕ и ИЛИ, которая является основой для создания более сложных цифровых схем. Число коллекторов переключательного транзистора определяет нагрузочную способность схемы.

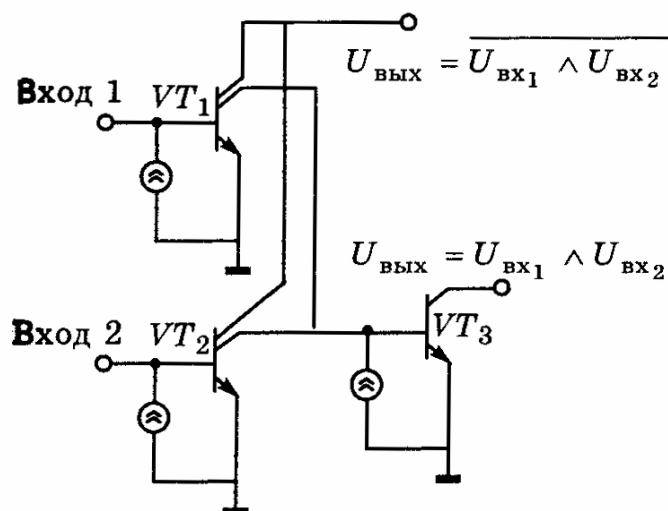


Рис.9.24. Электрическая схема логического элемента ИЛИ–НЕ, ИЛИ — основа создания сложных схем И²Л логики

Интегральные инжекционные логические схемы являются перспективными для совершенствования БИС. Структуры с инжекционным питанием все время совершенствуются за счет:

1. Использования диодов Шотки для реализации логических функций и уменьшения логического перепада.

2. Создания структур с низкоомным эмиттером, активная область эмиттерного перехода приближается к размеру коллектора.

3. Применения метали-

ческого коллектора.

Достоинствами элементов интегральной инжекционной логики и микросхем на их основе являются: малое потребление энергии, среднее быстродействие, высокая степень интеграции.

Недостатками являются: малый перепад между логической единицей и нулем, чувствительность к помехам, невозможность непосредственной стыковки с другими типами логических микросхем. Элементы И²Л используются для создания БИС и СБИС, где они выполняют все логические функции внутри структуры и связь с внешними цепями осуществляется с помощью ТТЛ элементов.

9.15. Логические элементы на МДП-транзисторах

Полевые транзисторы являются наиболее перспективными полупроводниковыми приборами для создания логических и других интегральных схем большой и сверхбольшой степени интеграции. Практическое применение при разработке интегральных логических схем получили полевые транзисторы с МДП структурой и индуцированным каналом n– или p–типов. Наибольшее распространение получили две разновидности логических схем:

1. МДП-логика с нагрузочным транзистором.

2. Логика на комплементарных транзисторах.

Особенностью интегральных микросхем на МДП-транзисторах является возможность реализации любых логических функций с помощью только МДП-транзисторов.

Кроме того МДП-транзисторы имеют следующие достоинства:

- возможность использования транзистора в качестве нагрузки, что обеспечивает высокую однородность интегральных схем;
- высокая помехоустойчивость (2...6 В) по сравнению с 0,6 В для биполярных транзисторов;
- малая мощность рассеяния в статическом режиме, особенно при использовании в схеме транзисторов разного типа проводимости канала;
- используется один источник питания, что обеспечивает простоту схемы;
- устойчивость к нейтронной составляющей радиационного воздействия.

К недостаткам МДП-транзисторов следует отнести:

- большое пороговое напряжение;
- высокое напряжение питания;
- относительно невысокое быстродействие;
- малая крутизна, что снижает нагрузочную способность элементов по току и ухудшает отношение скорости переключения к мощности рассеяния.

Схемы на МДП-транзисторах с каналом р-типа имеют малую стоимость и более технологичны, имеют время прохождения сигнала в 8...10 раз меньше, чем схемы на транзисторах с каналом n-типа. По быстродействию схемы на МДП-транзисторах с каналом n-типа не уступают ТТЛ схемам, обеспечивая меньшую мощность рассеяния и более высокую плотность размещения компонентов, чем ТТЛ схемы.

Логические интегральные микросхемы на МДП-транзисторах бывают следующих типов: статические, динамические и квазистатические. Элементной базой для построения таких схем являются простейшие логические элементы, реализующие логические функции И–НЕ (схемы типа ЛА), ИЛИ–НЕ (схемы типа ЛЕ), И (схемы типа ЛИ), НЕ (схемы типа ЛН) и комбинированные (схемы типа ЛП, ЛС). Использование базовых элементов позволяет построить цифровое устройство с любым алгоритмом функционирования. В логических схемах получили распространение схемы статического типа.

Типовые схемы МДП-логики с нагрузочным транзистором, реализующие логические функции ИЛИ–НЕ и И–НЕ, показаны на рис. 9.25. В этих двух схемах транзисторы VT_1 и VT_2 выполняют роль ключевых элементов. Транзисторы VT_3 выполняют роль нагрузки. Ключевые транзисторы можно соединять последовательно (рис. 9.25,б) и параллельно (рис. 9.25,а). Параллельное соединение нескольких ключевых транзисторов ограничено снижением уровня логического нуля на выходе схемы за счет падения напряжения на нагрузке от суммарного тока утечки всех ключевых МДП-транзисторов. Поскольку ток

утечки мал и составляет порядка 10^{-10} А, то число параллельно включенных транзисторов может достигать 10 и более.

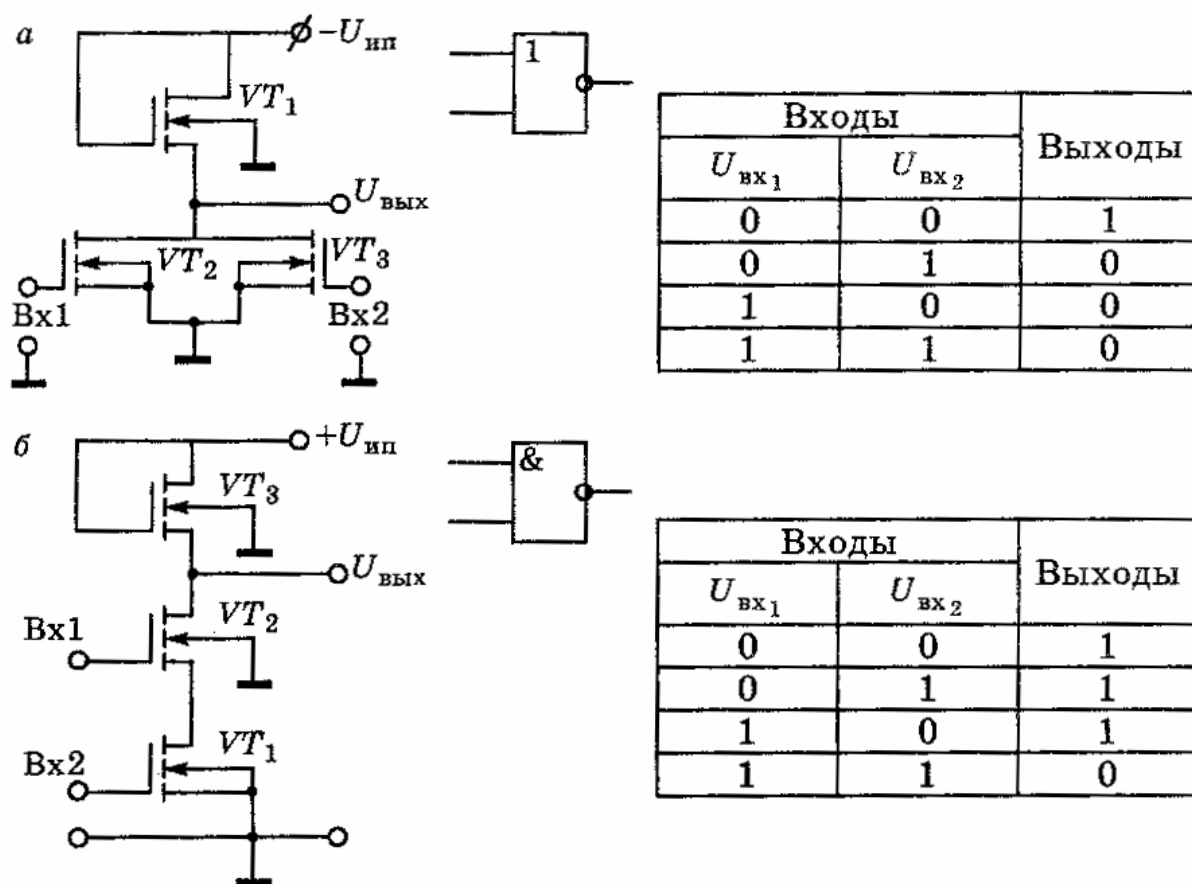


Рис.9.25. Принципиальная электрическая схема, условное обозначение, таблица истинности КМДП-логики: а — реализующая операцию ИЛИ-НЕ, б — реализующая операцию И-НЕ

При последовательном соединении в цепь между нагрузкой и землей включают несколько МДП-транзисторов. При этом исток нижнего МДП-транзистора подключается к земле, его сток — к истоку вышестоящего и т.д. Протекание тока через нагрузку к земле может происходить только, если открыты все ключевые транзисторы. Обычно число последовательно соединяемых транзисторов не более трех. Это связано с тем, что с увеличением числа последовательно соединенных транзисторов повышается уровень логического нуля на выходе схемы, ибо суммарное сопротивление открытых ключевых транзисторов возрастает. Последовательное включение требует применения МДП-транзисторов с более высокой крутизной характеристик, чем при параллельном включении. Последовательное включение транзисторов усложняет топологию и уменьшает степень интеграции, ухудшается быстродействие, но позволяет создавать логические микросхемы, обладающие большей гибкостью, чем микросхемы на биполярных транзисторах.

Реализация функции ИЛИ–НЕ осуществляется схемой, представленной на рис. 9.25,а, там же представлено условное обозначение и таблица истинности.

При подаче на один из входов положительного сигнала логической единицы соответствующий логический (ключевой) транзистор открывается. Если одновременно на все входы подается логическая единица, то все логические транзисторы открыты. Выходное напряжение схемы равно падению напряжения на открытых логических транзисторах и близко к нулю. Если на входах отсутствует сигнал, т.е. действует логический нуль, то логические транзисторы закрыты, выходное напряжение приближается по величине к источнику питания.

Последовательное включение транзисторов позволяет реализовать логическую операцию И–НЕ (рис. 9.25,б). При одновременной подаче положительных сигналов логической единицы на все входы, все МДП-транзисторы открываются, и на выходе схемы – логический нуль.

Достоинством логики этого типа является простота схем, применение транзисторов одного типа проводимости, высокое входное сопротивление порядка 10^{12} Ом, высокая нагрузочная способность ($n = 10 \dots 20$), технологичность в изготовлении. Недостатком логики данного типа является низкое быстродействие, обусловленное влиянием паразитной емкости.

Наиболее перспективными являются логические схемы, выполненные на комплементарных МДП-транзисторах (КМДП). Комбинируя различные включения этих транзисторов можно получить заданную логическую функцию. Если транзистор с каналом n–типа непосредственно подключен к шине "земля", а транзистор с каналом p–типа – к источнику питания, то логическая схема работает в режиме положительной логики. На рис. 9.26,а и б представлены схемы КМДП-логики, реализующие логические операции И–НЕ и ИЛИ–НЕ.

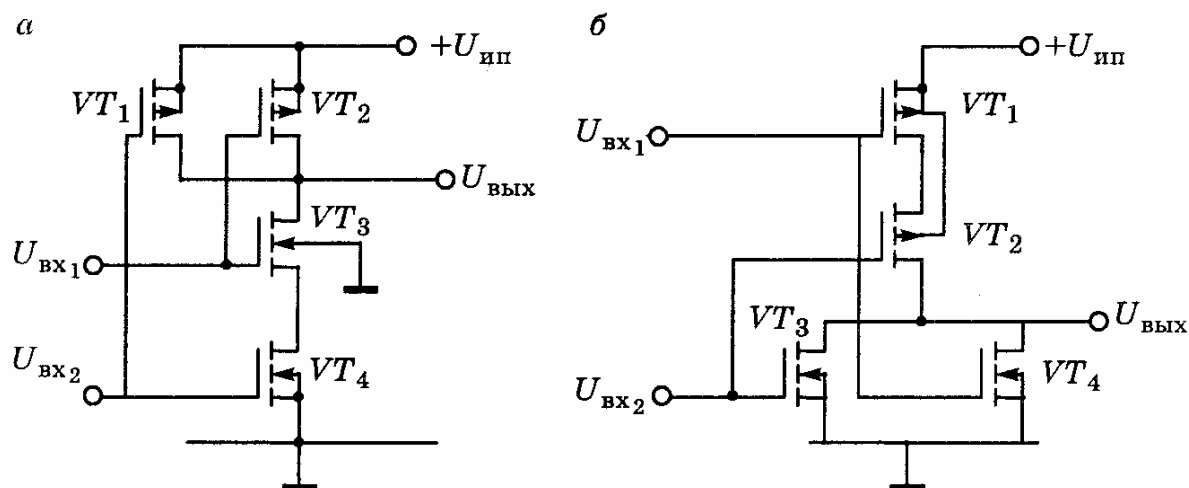


Рис.9.26. Принципиальная электрическая схема КМДП-логики на комплементарных транзисторах, реализующая функции И–НЕ (а) и ИЛИ–НЕ (б)

Реализация логической функции И–НЕ осуществляется последовательным соединением МДП-транзисторов с каналом *n*-типа и параллельным соединением МДП-транзисторов с каналом *p*-типа, которые открыты при напряжениях затворов, близких к нулю. Предположим, что на вход 1 (рис. 9.26,а) подается сигнал логического нуля, транзистор VT_3 закрыт, а транзистор VT_2 открыт и выходное напряжение близко к напряжению источника питания. Если на все входы подается сигнал логической единицы, то транзисторы VT_3 и VT_4 открыты, а транзисторы VT_1 и VT_2 закрыты. Выходное напряжение стремится к потенциалу земли – (логический ноль).

Для построения схемы ИЛИ–НЕ требуется последовательное включение МДП-транзисторов с каналом *p*-типа и параллельное включение транзисторов с каналом *n*-типа (положительная логика) рис. 9.26,б.

Схема работает так же, как и предыдущая. Когда на всех входах действует высокий потенциал логической единицы, транзисторы VT_3 и VT_4 открываются, а *p*-канальные транзисторы закрываются. Выходное напряжение определяется падением напряжения на открытых транзисторах и соответствует логическому нулю. Если на один из входов подается сигнал логической единицы, то этот *n*-канальный транзистор открывается, и выходное напряжение определяется этим открытым транзистором.

Микросхемы на КМДП транзисторах потребляют очень малую мощность при сравнительно высоком быстродействии.

Затвор транзистора МДП и подложка, разделенные слоем диэлектрика, образуют конденсатор. Емкость конденсатора невелика, а сопротивление утечки очень велико, что способствует накоплению статических зарядов. Электрическая прочность тонкого слоя диэлектрика составляет порядка 150...200 В. Статический заряд малой энергии, попав на затвор, может произвести пробой диэлектрика. Для защиты транзистора от пробоя каждый вход современных микросхем КМДП-логики снабжается защитной цепью (рис. 9.27).

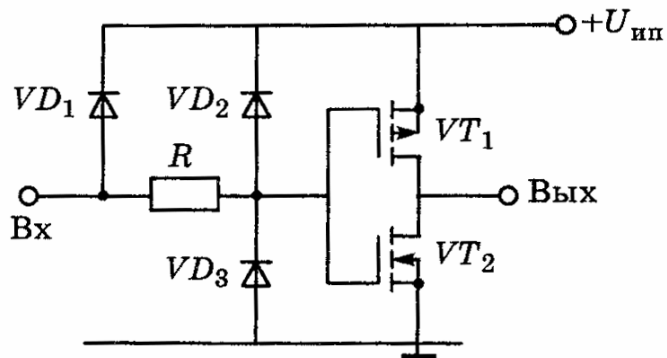


Рис.9.27. Схема защиты входных цепей КМДП-логики от пробоя

Подложки каждого из транзисторов соединены с их истоками, что предотвращает открывание *p*–*n* переходов. Затворы в обоих транзисторах объединены, и на них подается входной сигнал. Особенностью схемы защиты является наличие защитных VD_1 – VD_3 диодов, шунтирующих затворы входных транзисторов и

препятствующих пробоем диэлектрика под затвором от действия электростатического заряда. Защитные диоды смещаются в обратном направлении. Резистор R_1 (0,2...2 кОм) совместно с барьерными емкостями диодов VD_2 и VD_3 обра-

зуют интегрирующую цепь, это уменьшает скорость нарастания напряжения на затворе, при котором диоды VD_2 , VD_3 успевают открыться.

Если входное напряжение $U_{вх}$ подается от источника с малым внутренним сопротивлением и амплитудой больше $U_{ин}$, то через VD_1 будет протекать большой прямой ток. Поэтому при использовании таких схем рекомендуется включать напряжение питания раньше входного сигнала, а при выключении – наоборот.

В тех узлах, где по необходимости на входы поступают напряжения $U_{вх} > U_{ин}$, следует в цепь входа включать резисторы, ограничивающие входной ток на уровне 1...2 мА.

На неиспользованные входы КМДП-логики подают постоянный потенциал ($+U_{ин}$ или 0 в зависимости от функции элемента) или объединяют их с другими, задействованными входами.

9.16. Параметры цифровых ИС

Логические и схемотехнические возможности базовых функциональных элементов определяются совокупностью электрических и функциональных параметров, которые являются основными для микросхем.

Основные параметры цифровых ИМС определяют допустимые сочетания схем в устройстве и в обобщенном виде характеризуют работоспособность этих схем в сложных устройствах. Основные параметры цифровых ИМС, число которых одинаково для всех типов микросхем, определяются по измеряемым электрическим параметрам (входным и выходным токам и напряжениям), число которых зависит от типа микросхемы. Поэтому основные параметры являются общими для всех существующих и возможных логических ИМС и позволяют сравнивать между собой микросхемы различных типов. Основными параметрами являются:

- реализуемая логическая функция;
- быстродействие;
- коэффициент объединения по входу;
- коэффициент разветвления по выходу (нагрузочная способность);
- помехоустойчивость;
- потребляемая мощность;
- устойчивость против внешних воздействий;
- степень интеграции, надежность.

Быстродействие ИС определяется средним временем задержки сигнала. Среднее время задержки определяет время прохождения сигнала через одну микросхему в устройстве. При определении средней задержки в качестве границ временных интервалов обычно берут точки на фронтах, соответствующие половине перепада напряжения, или точки, соответствующие уровням 0,1 и 0,9 этого перепада (рис. 9.28).

Если цепь состоит из N последовательно включенных одностипных логических ИМС, то время прохождения сигнала по цепи

$$T = \frac{N}{2} t_{\text{зад вкл}} + \frac{N}{2} t_{\text{зад выкл}}, \quad (\text{одной ИС}) \quad (9.31)$$

тогда

$$t_{\text{зад ср}} = (t_{\text{зад вкл}} + t_{\text{зад выкл}}) / 2$$

и зависит от режима работы транзистора в микросхеме и потребляемой мощности.

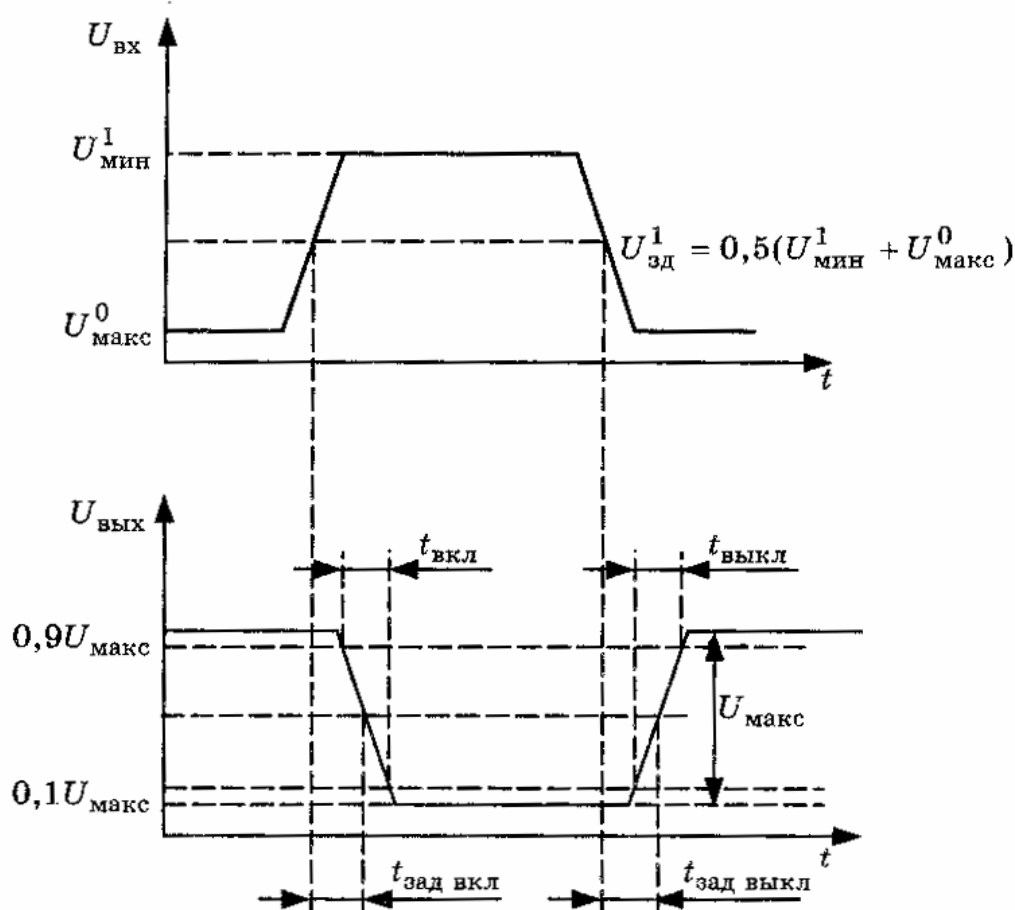


Рис.9.28. Схема прохождения сигнала через интегральную логическую схему

По среднему времени задержки ИС делятся на:

- сверхбыстродействующие $t_{\text{зд ср}} < 5$ нс;
- быстродействующие 10 нс $> t_{\text{зд ср}} > 5$ нс;
- среднего быстродействия 100 нс $> t_{\text{зд ср}} > 0$ нс;
- низкого быстродействия $t_{\text{зд ср}} > 100$ нс.

Схемы ТТЛ-типа относятся к схемам среднего быстродействия 50 нс $> t_{\text{зд ср}} > 5$ нс. Наибольшее быстродействие имеют транзисторные логические схемы с эмиттерными связями (ЭСЛ) $t_{\text{зд ср}} = 1 \dots 10$ нс.

Коэффициент объединения по входу m – это максимальное число входов, которое может иметь логический элемент. С увеличением коэффициента объединения по входу расширяются логические возможности микросхемы за счет выполнения функции с большим числом элементов на одном типовом элементе. Увеличение коэффициента объединения по входу ухудшает другие параметры микросхемы: быстродействие, помехоустойчивость, нагрузочную способность. Чаще всего коэффициент объединения по входу не превышает 8, что определяется ограниченным числом выводов ИС. Для увеличения m в ИМС вводят специальную схему (логический расширитель), подключение которой к основному элементу позволяет увеличить m до 10 и более.

Коэффициент разветвления по выходу n – нагрузочная способность, определяется числом схем этой же серии, входы которых могут быть присоединены к выходу данной схемы без нарушения ее работоспособности. Чем выше n , тем шире логические возможности микросхемы и тем меньшее число микросхем необходимо для построения сложного вычислительного устройства. Однако увеличение n , т.е. увеличение числа нагрузок, ухудшает помехоустойчивость и быстродействие.

Нагрузочная способность ИС в значительной степени определяется типом применяемого в них инвертора. Для простейшего инвертора, состоящего из одного транзистора $n = 2 \dots 4$, для сложных $n = 10 \dots 20$.

В схемах на основе МДП-транзисторов входы последующих схем в статическом режиме практически не нагружают выходов предыдущих. Это дает возможность иметь очень большой коэффициент разветвления по выходу. Однако в динамическом режиме емкости присоединенных входов затягивают переходной процесс и увеличивают ток, потребляемый данной схемой.

Помехоустойчивость $U_{п макс}$ – наибольшее значение напряжения на входе микросхемы, при котором еще не происходит изменение уровней выходного напряжения. Помехоустойчивость определяет работоспособность логического элемента при наличии различных помех, действующих на входе ИМС наряду с полезным сигналом. Помехи могут возникать как в самих логических схемах, так и наводиться от посторонних устройств.

Помехи бывают статические и динамические. Под статическими понимают помехи, длительность которых значительно превосходит длительность переходных процессов в логических элементах. К импульсной (динамической) помехе относятся коротковременные импульсы, длительность которых соизмерима с длительностью переходных процессов в логических элементах.

Статическая помехоустойчивость – это наименьшее постоянное напряжение, которое будучи добавлено (при самом неблагоприятном сочетании обстоятельств) к полезному входному сигналу смещает рабочую точку на передаточной характеристике в область переключения, что вызывает ложное срабатывание по всей последующей цепи логических схем. Логическая ИМС в статическом режиме может находиться в одном из двух состояний – открытом или закрытом. Поэтому различают помехоустойчивости закрытой схемы по отно-

шению к отпирающим помехам и открытой схемы по отношению к запирающим помехам.

Причиной появления статических помех в большинстве случаев является падение напряжения на проводниках, соединяющих микросхемы в устройстве. Наиболее опасные помехи возникают в шинах питания. Для исключения подобных ситуаций необходимо внимательно относиться к расположению проводников, подводящих напряжения питания, увеличивать по возможности их сечение.

По статической помехоустойчивости логические элементы условно можно разделить на элементы:

- с низкой помехоустойчивостью $U_{пст} = 0,2 \dots 0,4$ В;
- со средней помехоустойчивостью $U_{пст} = 0,4 \dots 0,8$ В;
- с высокой помехоустойчивостью $U_{пст} > 0,8$ В.

Импульсная помехоустойчивость всегда выше статической. Это вызвано тем, что при коротком импульсе помехи паразитные емкости в логическом элементе не успевают перезарядиться до пороговых уровней переключения ИМС. Поэтому при одинаковой статической помехоустойчивости схемы с меньшим временем задержки сильнее подвержены действию импульсных помех.

Потребляемая мощность. Мощность, потребляемая микросхемой от источника питания, определяется выражением

$$P = \sum_{j=1}^{j=n} U_{инj} I_j, \quad (9.32)$$

где $U_{инj}$ – напряжение j -го источника питания;

I_j – ток в соответствующем выводе схемы.

Потребляемая схемой мощность в любой момент времени не является постоянной, а зависит от логического состояния и типа логического элемента и изменяется при переключении схемы. Поэтому в качестве основного параметра используют не мгновенное, а среднее значение мощности, потребляемой микросхемой за достаточно большой промежуток времени

$$P_{ср} = \frac{1}{2} (P_0 + P_1) \quad (9.33)$$

где P_0 и P_1 – мощности, потребляемые схемой в состоянии логического нуля "включено" и в состоянии логической единицы "выключено".

Такое определение справедливо, когда мощность, потребляемая схемой во время переходных процессов, значительно меньше мощности, потребляемой в одном из статических состояний. В противном случае микросхема характеризуется еще и средним значением мощности, потребляемой при максимальной частоте переключения элемента. По потребляемой мощности ИМС делятся на:

- мощные $25 \text{ мВт} \leq P_{ср} \leq 250 \text{ мВт}$ (ЭСЛ-схемы);
- средней мощности $3 \text{ мВт} \leq P_{ср} \leq 25 \text{ мВт}$ (ТТЛ-схемы);
- маломощные $0,3 \text{ мВт} < P_{ср} < 3 \text{ мВт}$;

- микромощные $1 \text{ мВт} \leq P_{\text{ср}} < 300 \text{ мкВт}$ (КМДП-схемы);
- нановаттные $P_{\text{ср}} < 1 \text{ мкВт}$ (И²Л).

Потребляемая мощность зависит от напряжения источника питания $U_{\text{ип}}$. При снижении $U_{\text{ип}}$ уменьшается потребляемая мощность, ухудшается помехоустойчивость, нагрузочная способность, а иногда и быстродействие. В связи с этим $U_{\text{ип}}$ выбирается с учетом требований, предъявляемых ко всем параметрам ИМС. Напряжение $U_{\text{ип}}$ должно соответствовать одному из значений стандартного ряда напряжений питания: 1,2; 1,6; 2,0; 2,4; 3,0; 4,0; 5,0; 6,3; 9,0; 12,6 В. Для цифровых микросхем на биполярных транзисторах типовые значения $U_{\text{ип}}$ составляют 2...5 В, для схем на МДП-транзисторах 5...9 В.

Помимо номинального значения $U_{\text{ип}}$ определяется допустимое отклонение питания $\xi_{\text{п}} = \Delta U_{\text{ип}} / U_{\text{ип}}$. Для цифровых устройств $\xi_{\text{п}} = 0,05 \dots 0,1$, так как при более низких значениях существенно повышаются требования к источникам питания.

Цифровые ИМС, потребляющие большую мощность, характеризуются наибольшим быстродействием и применяются для создания быстродействующих вычислительных устройств. В вычислительных устройствах, для которых быстродействие не является определяющим параметром, применяются мало-мощные и микромощные схемы.

Для оценки мощности, потребляемой схемой во время переключения, используется интегральный параметр, называемый энергией переключения. Он определяется как произведение потребляемой мощности $P_{\text{ср}}$ на время задержки $\tau_{\text{зд}}$: $P_{\text{ср}} \tau_{\text{зд}}$. Работа, затрачиваемая на выполнение единичного переключения, называется энергией переключения.

Снижение потребляемой мощности ИМС при сохранении высокого быстродействия является одной из важных проблем микроэлектроники. В настоящее время наметились два пути снижения потребляемой мощности:

- создание логических элементов, работающих при минимально допустимых токах и напряжениях;
- создание логических элементов, потребляющих энергию только при переключениях и практически не потребляющих ее в статических состояниях.

Надежность интегральных логических элементов определяет их свойство выполнять заданные функции при сохранении эксплуатационных показателей в заданных пределах в течение требуемого промежутка времени или требуемой наработки на отказ. Надежность интегральных логических элементов характеризуется интенсивностью отказов соединений между контактными площадками на кристалле и выводами корпуса в единицу времени. Надежность ИМС в нормальных условиях эксплуатации значительно выше надежности аналогичных схем на дискретных элементах. Надежность ИМС сильно зависит от температурных изменений электрических параметров транзисторов, диодов, резисторов, входящих в ИМС. Поэтому для ИМС всегда задается диапазон ра-

бочих температур, в котором значения параметров не выходят за принятые значения.

9.17. Триггеры

Триггером называется устройство, имеющее два устойчивых состояния и способное под действием управляющих сигналов скачкообразно переходить из одного состояния в другое.

Триггер имеет два устойчивых состояния 0 и 1 и два выхода: прямой Q и инверсный $\overline{Q}$. Когда $Q = 0$, $\overline{Q} = 1$ триггер находится в нулевом состоянии, при $Q = 1$, $\overline{Q} = 0$ триггер – в единичном состоянии.

Информационный вход, входной сигнал которого устанавливает триггер в единичное состояние, называют S –входом. Перевод триггера в нулевое состояние называют сбросом или гашением (reset), а соответствующий сигнал и вход обозначают R .

По способу записи информации триггеры подразделяются на асинхронные и синхронные (тактируемые). Состояние асинхронного триггера изменяется при поступлении сигналов на информационные входы. В синхронном триггере кроме информационных входов имеется вход тактовых (синхронизирующих) импульсов. Переключение синхронных триггеров происходит только при наличии разрешающего, тактирующего импульса.

Синхронные триггеры принято классифицировать по способу приема входной информации и по принципу передачи информации на выход. По способу приема информации триггеры бывают: управляемые уровнем синхросигнала (триггеры со статическим управлением) и управляемые фронтом синхросигнала (триггеры с динамическим синхронизирующим входом).

Синхронный триггер, управляемый уровнем синхросигнала, принимает информационные сигналы, которые появляются на его входах в течение всей длительности импульса синхронизации. Синхронные триггеры, управляемые фронтом синхросигнала, принимают только те информационные сигналы, которые совпадают с приходом фронта синхросигнала.

По принципу передачи принятой информации синхронные триггеры подразделяются на триггеры с одной (одноступенчатые) и двумя (двухступенчатые) ступенями запоминания информации. В синхронных одноступенчатых триггерах прием и передача на выход принятой информации неразрывно связаны. В двухступенчатых триггерах используется основной и вспомогательный триггеры. Потенциал на выходе триггера меняется после того, как триггер перейдет в режим хранения принятой информации.

По функциональному признаку различают следующие типы триггеров: RS; D; T; JK и др.

В качестве элементной базы триггеров могут использоваться любые логические элементы на биполярных и полевых транзисторах.

Триггеры применяются для построения более сложных функциональных устройств: счетчиков импульсов, регистров и других устройств.

RS-ТРИГГЕР. Схема простейшего триггера получается на основе двух двухвходовых логических элементов ИЛИ-НЕ или И-НЕ. Устойчивое состояние обеспечивается за счет связи выхода каждого элемента с одним из входов другого. Свободные входы логических элементов служат для управления и называются информационными или логическими (R – сброс, S – установка).

Симметрия схемы не соответствует симметрии электрических режимов обоих логических элементов. Наличие соединения выходов устройства со входом создает условия, при которых один логический элемент будет закрыт, а другой – открыт, когда на обоих входах действует сигнал логического нуля $R = S = 0$. В связи с этим один выход называют прямым и обозначают буквой Q , а другой – инверсным и обозначают $\bar{Q}$. Состояние триггера принято определять по сигналу на прямом выходе. При $Q = 1$ и $\bar{Q} = 0$ триггер находится в единичном состоянии, а в нулевом, когда $Q = 0$, а $\bar{Q} = 1$.

В зависимости от способа управления RS-триггеры бывают асинхронные и тактируемые. Асинхронный RS-триггер является простейшим триггером, в качестве самостоятельного устройства применяется редко, но является основой для построения более сложных триггеров.

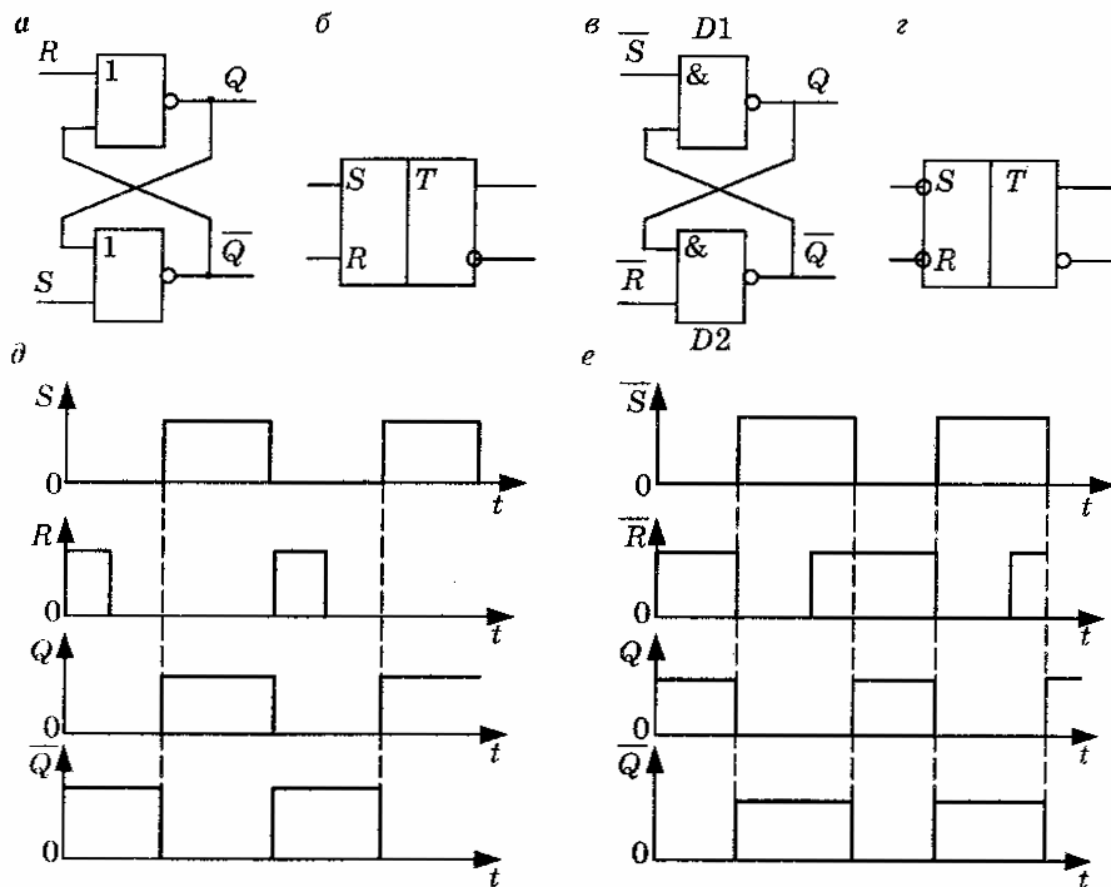


Рис.9.29. Схема включения, условное обозначение, временные диаграммы триггеров на элементах ИЛИ-НЕ (а, б, д) и И-НЕ (в, г, е)

На рис. 9.29 показаны структурные схемы асинхронного триггера на логических двухвходовых элементах ИЛИ–НЕ (рис. 9.29,а) и на двухвходовых элементах И–НЕ (рис. 9.29,в) и их обозначение на функциональных схемах (рис. 9.29,б,г) соответственно. Состояние триггеров под воздействием определенной комбинации входных сигналов приведены в таблицах функционирования (состояний) (табл. 9.2 и 9.3) и на временных диаграммах (рис. 9.29,д,е).

Рассмотрим принцип работы RS–триггера на логических элементах ИЛИ–НЕ с помощью таблицы состояний (табл. 9.2) и временных диаграмм (рис. 9.29,д). При подаче на оба управляющих входа нулевого сигнала $R = S = 0$ триггер сохраняет состояние, в котором он был в предыдущем такте, т.е. работает в режиме хранения информации, эта способность лежит в основе использования триггера, как элемента памяти. Предположим, что при такой комбинации информационных сигналов $R = S = 0$ значение сигнала на выходе $Q = 0$ (рис. 9.29,д). Этот нулевой сигнал поступает по цепи обратной связи на вход элемента D2, вызывая появление на выходе $\bar{Q}$ единичного сигнала. В свою очередь единичный сигнал выхода $\bar{Q}$, поступая на вход элемента D1, поддерживает Q в нулевом состоянии.

Смена состояний триггера производится внешними сигналами и ее называют переключением, опрокидыванием или записью информации. Если на S вход подать логическую единицу, а на R вход – 0, то триггер переключается в единичное состояние $Q = 1$; $\bar{Q} = 0$, и этот режим называют установкой (записью) единицы. При $R = 1$ и $S = 0$ триггер переходит в нулевое состояние $Q = 0$; $\bar{Q} = 1$ (установка 0 или сброс триггера). При этом элементы триггера переключаются не одновременно, а последовательно, друг за другом.

Если одновременно подать переключающие сигналы на оба входа $R = S = 1$ на обоих выходах появятся логические нули $Q^{n+1} = \bar{Q}^{n+1} = 1$, устройство утрачивает свойства триггера. Если теперь одновременно снять единицы со входов R и S , то оба элемента начнут переключаться в единичное состояние. Триггер равновероятно может принять любое из двух устойчивых состояний. Для разработчика устройства состояние триггера оказывается неопределенным и неуправляемым. Комбинация входных сигналов $S = R = 1$ для схемы триггера на элементах ИЛИ–НЕ является **запрещенной**, и в обычных условиях ее не используют. Комбинацию входов $R = S = 1$ допустимо применять, лишь когда обеспечено не одновременное, а строго поочередное снятие R – и S –сигналов.

RS–триггер, собранный на логических элементах И–НЕ (рис. 9.29,в, г), схемотехнически не отличается от триггера на элементах ИЛИ–НЕ, но закон функционирования имеет иной, таблица функциональных состояний (табл. 9.3) и временные диаграммы представлены на рис. 9.29,е. В режиме хранения на обоих входах должны быть не нули, а единицы. Такие триггеры называют RS–триггерами с инверсными входами ($\bar{R}$ – $\bar{S}$ –триггер). Сигналы управления $\bar{R}$ и $\bar{S}$ имеют активный низкий уровень. При $\bar{S} = 0$ и $\bar{R} = 1$ триггер сохраняет пре-

дыдущее, если он находился в единичном состоянии $Q = 1$, $\bar{Q} = 0$, или переключает его в единичное состояние, если до этого триггер находился в нулевом состоянии ($Q = 0$, $\bar{Q} = 1$). Этот режим называют установкой или записью единицы. Если $\bar{S} = 0$, то независимо от значения сигнала на втором входе элемента И–НЕ (элемент D1) на выходе Q имеется логическая единица 1. На двух входах элемента D2 действуют логические единицы, и на выходе имеем низкий потенциал. Если триггер находился в нулевом состоянии ($Q = 0$, $\bar{Q} = 1$), то сигнал $\bar{S} = 0$ переключает элемент D1 в состояние логической единицы $Q = 1$, а элемент D2 соответственно в состояние логического нуля $\bar{Q} = 0$. При подаче информационных сигналов $\bar{S} = 1$, $\bar{R} = 0$, триггер устанавливается в нулевое состояние. Комбинация $\bar{S} = \bar{R} = 0$ для схемы триггера на элементах И–НЕ является запрещенной.

Из рассмотренных схем асинхронных RS–триггеров, триггер на логических элементах И–НЕ нашел большее применение.

СИНХРОНИЗИРУЕМЫЙ RS–ТРИГГЕР. Синхронизируемый RS–триггер отличается от асинхронного RS–триггера наличием входной логической схемы, на которую кроме информационных сигналов поступают синхронизирующие импульсы. На рис. 9.30 приведены структурная схема, условное обозначение, временные диаграммы, таблица состояний синхронизируемого RS–триггера на элементах И–НЕ.

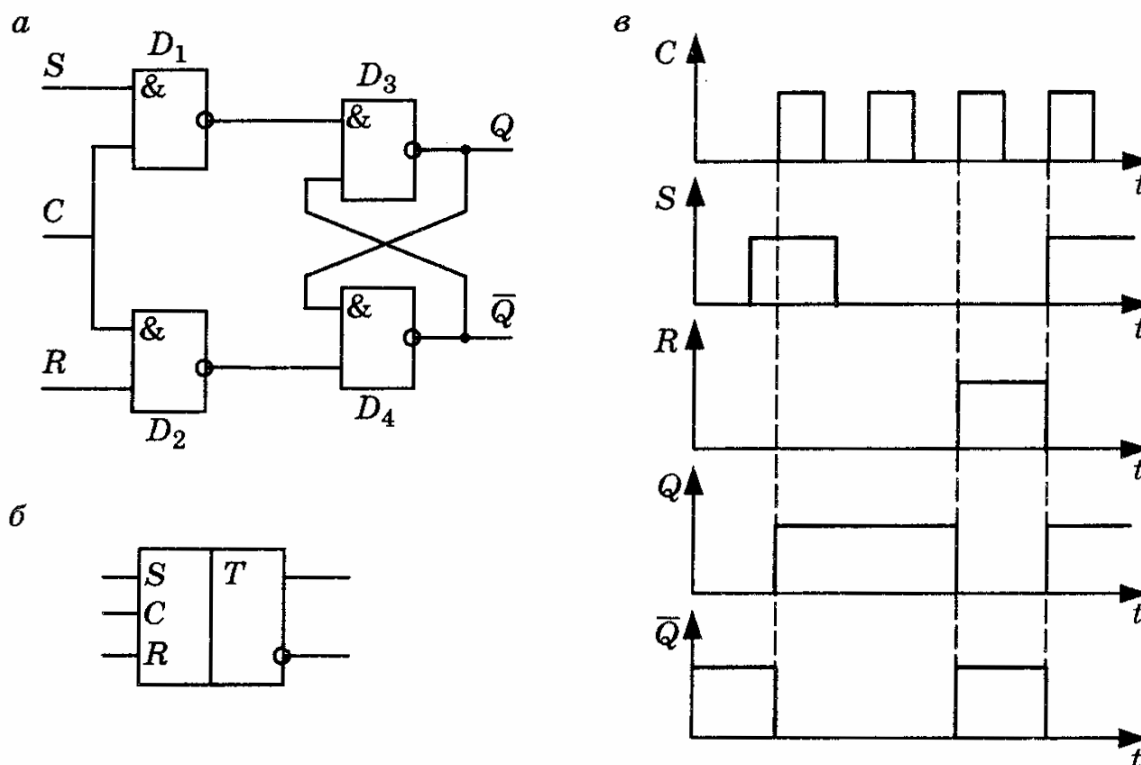


Рис.9.30. Структурная схема (а), условное обозначение (б), временные диаграммы (в) синхронизируемого RS–триггера на элементах И–НЕ

У синхронных триггеров смены сигналов на входах еще недостаточно для его переключения. Необходим дополнительный синхронизирующий (тактовый) импульс, поступающий на синхровход триггера. Синхросигнал называют также синхроимпульсом, С-сигналом, С-импульсом, а синхровход – С-входом.

Элементы D_1 и D_2 образуют устройство управления (схему запуска), а элементы D_3 , D_4 – асинхронный RS-триггер. Триггер имеет прямые статические входы, поэтому управляющим сигналом является уровень логической единицы. При $R = S = 0$ независимо от наличия или отсутствия синхроимпульсов (рис. 9.30,в) на выходах логических элементов D_1 , D_2 действует уровень логической единицы, что поддерживает в исходном состоянии асинхронный RS-триггер. При поступлении информационного сигнала на любой из входов и отсутствии синхронизирующего импульса по-прежнему на выходах логических элементов D_1 , D_2 действует уровень логической единицы. Таким образом информационные сигналы при отсутствии синхроимпульса не могут изменить состояния триггера. При одновременной подаче сигнала логической единицы на S- и C-входы ($S = C = 1$, $R = 0$) на выходе элемента D_1 действует сигнал логического нуля, что приводит к переключению триггера на элементах D_3 , D_4 в состояние логической единицы (рис. 9.30,в). Очередное переключение триггера возможно при $R = C = 1$; $S = 0$. Комбинация сигналов $S = R = C = 1$ является запрещенной, ибо на выходах элементов D_1 , D_2 одновременно присутствует логический нуль, что запрещено для асинхронного RS-триггера на элементах И-НЕ. Характерной особенностью триггера (рис. 9.30,а), является то, что в течение всего отрезка времени, когда синхросигнал равен 1, как и сами потенциалы на информационных S- и R-входах, так и любые их изменения тут же передаются на выход, что отражено в таблице состояний синхронизируемого RS-триггера (табл. 9.4). Такой триггер прозрачен по S- и R-входам при $C = 1$.

Структурная схема и условное обозначение синхронизируемого R-S-триггера на элементах ИЛИ-НЕ представлена на рис. 9.31.

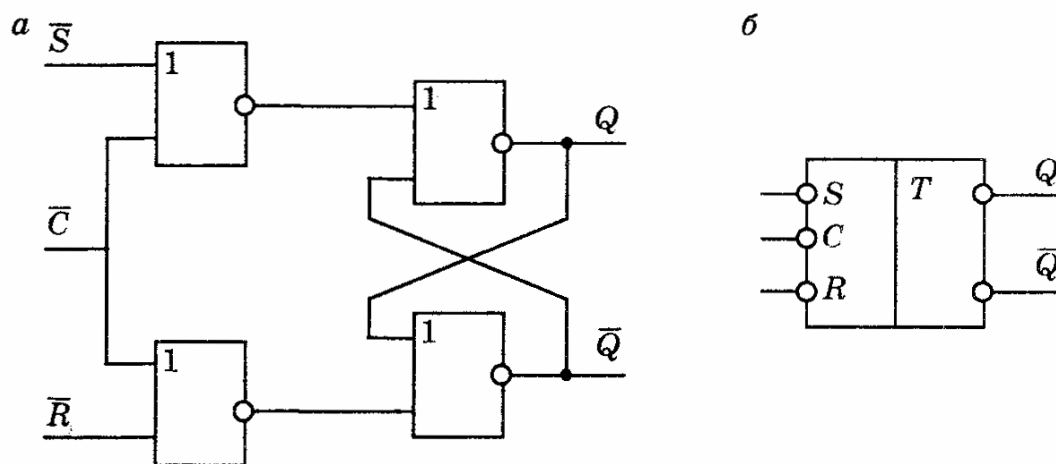


Рис.9.31. Структурная схема (а) и условное обозначение (б) синхронизируемого RS-триггера на элементах ИЛИ-НЕ.

Рассматриваемый RS-триггер управляется нулевыми логическими уровнями, т.е. имеет инверсные статические входы. Его функционирование определяется табл. 9.5 состояний. Запрещенной комбинацией входных сигналов будет комбинация $\bar{S} = \bar{R} = \bar{C} = 0$.

D-ТРИГГЕРЫ. D-триггером называется триггер с одним информационным входом, работающий так, что сигнал на выходе после переключения равен сигналу на входе D до переключения ($Q^{n+1} = D^n$). Основное назначение D-триггера – задержка сигнала, поданного на вход D.

Информационный сигнал (0 или 1), поступающий на вход D, задерживается в триггере на время, равное одному периоду следования синхроимпульсов, прежде чем появится на прямом выходе Q.

На практике наибольшее применение получили тактируемые (однотактные и двухтактные) D-триггеры. Они имеют информационный вход D (вход данных) и вход синхронизации C. Вход синхронизации C может быть статическим (потенциальным) и динамическим. У триггеров со статическим входом C информация записывается в течение времени, при котором уровень сигнала $C = 1$. В триггерах с динамическим входом C информация записывается только в течение перепада напряжения на входе C. Динамический вход изображают на схемах треугольником. Если триггер срабатывает по фронту входного сигнала, то вершина треугольника обращена в сторону микросхемы (прямой динамический вход). Если триггер срабатывает по срезу импульса, то вершина треугольника обращена от микросхемы (инверсный динамический вход).

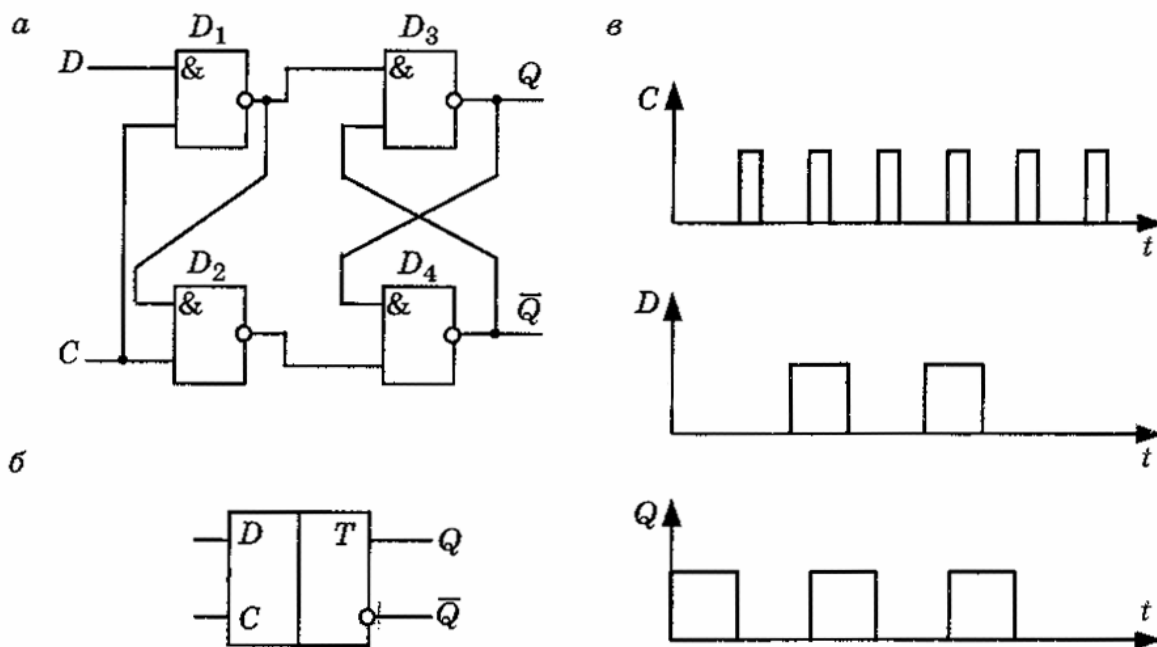


Рис.9.32. Структурная схема (а), условное обозначение (б) и временные диаграммы (в) одноступенчатого D-триггера

На рис. 9.32 приведена структурная схема, условное обозначение и временные диаграммы одноступенчатого (однотактового) D–триггера на элементах И–НЕ.

На элементах D_1 и D_2 выполнена схема управления, а на элементах D_3 , и D_4 – асинхронный RS–триггер. Если уровень сигнала на синхровходе $C = 0$, то состояние триггера устойчиво и не зависит от уровня сигнала на информационном D–входе. Предположим, что $Q = 1$; $\overline{Q} = 0$; $D = 0$; $C = 1$. При подаче на синхровход логической единицы на обоих входах логического элемента D_2 будут действовать единичные сигналы. Элемент D_2 открывается, а элемент D_4 закрывается и $\overline{Q} = 1$. На обоих входах логического элемента D_3 действуют единичные сигналы, которые открывают его, т.е. $Q = 0$. Итак, после переключения триггера сигнал на выходе Q стал равен сигналу на входе D до переключения. При снятии единичный сигнал с C–входа состояние триггера не изменяется. При $C = 0$ и при воздействии единичного сигнала на информационный вход $D = 1$ состояние логических элементов D_1 и D_2 не изменяется, триггер сохраняет предыдущее состояние. При одновременной подаче единичных сигналов на оба входа $D = C = 1$ элемент D_1 открывается, а элемент D_3 закрывается $Q = 1$. Элемент D_4 открывается $\overline{Q} = 0$, состояние элемента D_2 не изменяется и триггер переключается. Таким образом, в триггер записывается та информация, которая была на входе D до синхронизирующего импульса. Для четкой работы триггеров необходимо, чтобы к приходу следующего импульса синхронизации потенциалы выходов логических элементов приняли значения, исключающие ложные срабатывания. Минимальный интервал между импульсами синхронизации у таких триггеров должен быть равен $t_{\min} = 4t_{\text{зд ср}}$, а максимальная частота включения $f_{\max} = 1/t_{\min}$; $t_{\text{зд ср}}$ – среднее время задержки распространения сигнала одним логическим элементом. Работа триггера поясняется временными диаграммами, представленными на рис. 9.32, в.

Структура триггера не изменится, если в нем логические элементы И–НЕ заменить на элементы ИЛИ–НЕ. При этом прямой выход станет инверсным, а инверсный – прямым, а прямые входы становятся инверсными.

Примерами выпускаемых промышленностью D–триггеров являются микросхемы K155TM5, K155TM7, K561TM3 и др.

Функциональная схема и условное обозначение двухступенчатого D–триггера показано на рис. 9.33. Он состоит из двух последовательно включенных синхронных RS–триггеров, первый из которых называется ведущим (master) или M–триггером, а второй ведомым (slaver) или S–триггером. За счет наличия общего синхросигнала C вся схема работает как единое целое. В связи с этим схема называется двухступенчатой или MS–триггером. При $C = 1$ происходит переключение M–триггера согласно сигналу на входе D . S–триггер в это время заблокирован, так как у него на входе $C = 0$. Если на C–входе действует нулевой потенциал, то S–триггер переключается и устанавливается в то же состояние, что и M–триггер.

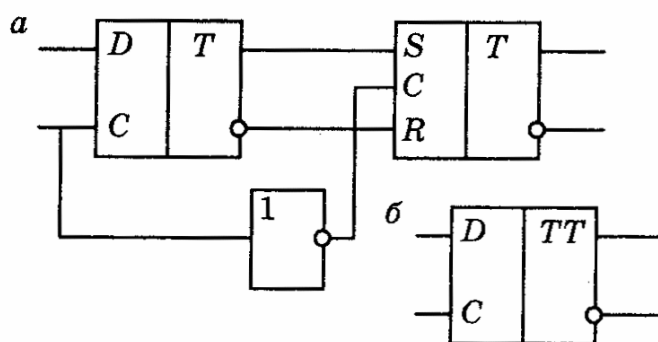


Рис.9.33. Структурная схема (а) и условное обозначение (б) двухступенчатого D-триггера

Т-ТРИГГЕР. Триггером Т-типа (счетным триггером) называют логическое устройство с двумя устойчивыми состояниями и одним входом Т, которое остается в исходном состоянии при $T = 0$ и инвертирует свое исходное состояние при $T = 1$. Основным способом построения счетных триггеров является введение соответствующих обратных связей в синхронизируемые RS- и D-триггеры.

На рис. 9.34 показана структурная схема, условное обозначение и временные диаграммы Т-триггера, собранного на базе синхронного RS-триггера, у которого прямой выход Q соединяется с S -входом, а инверсный выход $\bar{Q}$ соединяется со входом R . В Т-триггере имеются дополнительные обратные связи на входы вентилей D_1 и D_2 , подключенные через линии задержки ЛЗ1 и ЛЗ2. Назначение этих линий – задержка поступления сигналов обратной связи на вход инверторов до окончания входного сигнала. В качестве линии задержки используется один или два логических элемента. Их задержки распространения сигнала бывает достаточно для четкой работы Т-триггеров, выполненных на микросхемах любых типов.

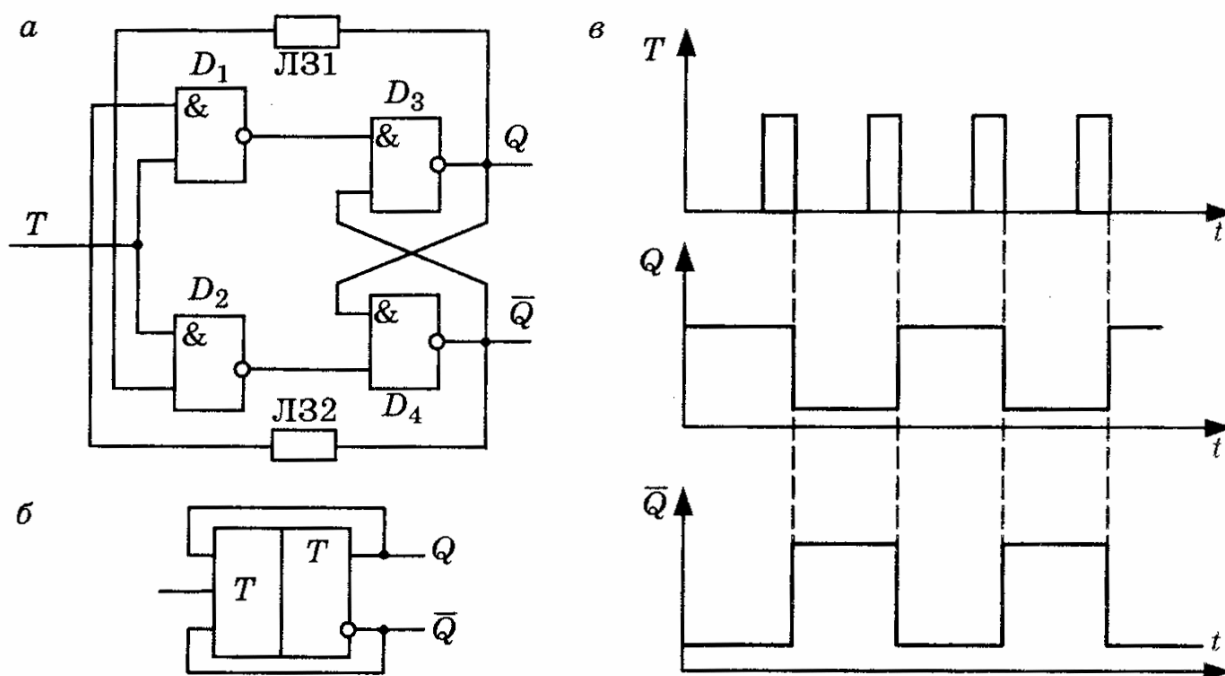


Рис.9.34. Структурная схема (а), условное обозначение (б) и временные диаграммы (в) Т-триггера

Для реализации Т-триггера часто используют схему D-триггера с динамической синхронизацией, у которого инверсный выход $\bar{Q}$ соединяется с D-

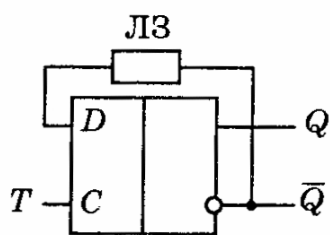


Рис.9.35. Т-триггер на базе D-триггера

входом. Информационный сигнал подают на С-вход (рис. 9.35). Пусть на D-входе действует сигнал логической единицы, при переключении С-входа с уровня логического нуля до уровня логической единицы триггер переходит в единичное состояние $Q = 1$. Потенциалы на выходе $\bar{Q}$ и на D-входе равны логическому нулю. Последующий перепад напряжения с нуля до единицы на С-входе установит триггер

в нулевое состояние. Потенциал на D-входе станет равным логической единице. Состояние триггера меняется на противоположное при каждом перепаде импульса напряжения на С-входе, триггер как бы считает проходящие импульсы. В сериях выпускаемых микросхем Т-триггеров нет. Они строятся на базе синхронизируемых RS- и D-триггеров.

JK-ТРИГГЕРЫ. JK-триггер имеет два информационных входа J и K. По входу J триггер устанавливается в состояние $Q = 1$, $\bar{Q} = 0$, а по входу K – в состояние $Q = 0$, $\bar{Q} = 1$. JK-триггеры подразделяются на универсальные и комбинированные. Универсальность JK-триггера состоит в том, что при соответствующем подключении информационных входов он может выполнять функции RS-, D-, Т-триггеров. Комбинированный JK-триггер отличается от универсального наличием дополнительных асинхронных входов S и R, предназначенных для предварительной установки триггера в определенное состояние (логической единицы или нуля).

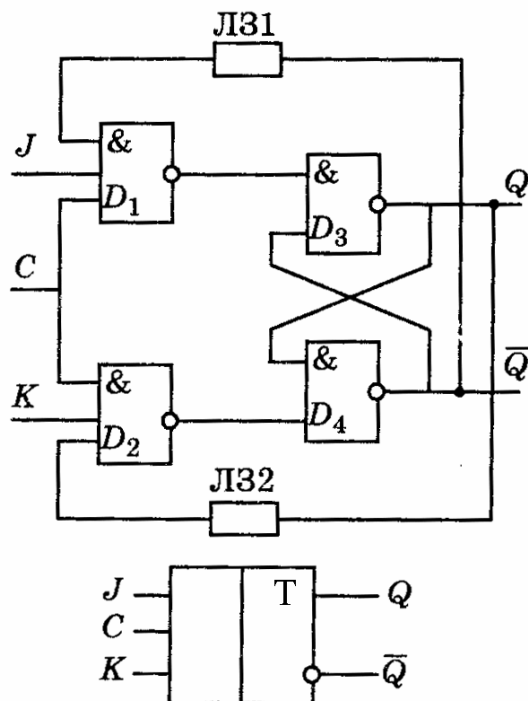


Рис.9.36. Структурная схема и условное обозначение JK- триггера

Простейший JK-триггер можно получить из синхронного RS-триггера, введя дополнительные обратные связи с выходов триггера на входы (рис. 9.36). Такой триггер не имеет запрещенных комбинаций входных сигналов, и при $J = K = 1$ осуществляется инверсия предыдущего состояния (табл. 9.6). При $J = K = 0$ и при наличии синхросигнала на входе C состояние триггера не изменяется, так как сигнал логического нуля на одном входе элемента И-НЕ отменяет прохождение сигналов от других входов, и на выходе имеется сигнал логической единицы. Для перевода триггера в единичное состояние необходимо одновременное присутствие сигналов на С- и J- входах. При подаче на входы J и K одновременно напряжений логической единицы и наличии синхросигнала

триггер переключается в состояние, противоположное предыдущему.

Если соединить вместе J– и K–входы, то триггер станет счетным и превратится в T–триггер. Если ввести инвертор в цепь входа K, то JK–триггер превращается в D–триггер.

ПАРАМЕТРЫ ТРИГГЕРОВ

Триггеры характеризуются такими же параметрами как и логические элементы, на которых он выполнен: коэффициентом объединения по входу m ; коэффициентом разветвления по выходу n ; значениями логических уровней $U^0_{\text{ВЫХ}}, U^1_{\text{ВЫХ}}$; значениями входных и выходных токов.

Специфическими параметрами триггеров являются:

1. Разрешающее время $t_{\text{раз}}$ – наименьший интервал времени между входными сигналами минимальной длительности, приводящий к бесперебойному переключению триггера.

2. Максимальная частота переключения $f_{\text{макс}} = \frac{1}{t_{\text{раз}}}.$

3. Рабочая частота переключения $f_{\text{раб}} = f_{\text{макс}}/1,5.$

4. Минимальная длительность входного сигнала $t_{\text{и}} = \sum_{i=1}^k t_{\text{зд ср}}.$

5. Время задержки переключения $t_{\text{зд пер}} = \sum_{i=1}^k t_{\text{зд р ср}},$

где k – количество элементов в цепочке от входа информационного или тактового сигнала до выхода элемента.

9.18. Мультивибраторы

Мультивибраторами называются импульсные устройства, которые находятся в состоянии квазиравновесия или имеют не более одного состояния устойчивого равновесия. Мультивибраторы относятся к классу устройств релаксационного типа, у которых происходит заряд или разряд конденсаторов в цепях обратной связи. Мультивибраторы преобразуют энергию источника постоянного тока в энергию электрических колебаний.

Мультивибраторы могут работать в одном из трех режимов: автоколебаний; ждущем; синхронизации. На практике чаще применяются устройства, использующие первые два режима.

В режиме автоколебаний мультивибратор обладает двумя временно устойчивыми состояниями. Мультивибратор переходит из одного состояния квазиравновесия в другое без внешних воздействий, генерируя импульсы, параметры которых зависят от параметров мультивибратора.

В ждущем режиме работы мультивибратор имеет устойчивое состояние равновесия и состояние квазиравновесия, в которое он переходит под действием внешнего запускающего импульса. В состояние равновесия он переходит

самопроизвольно по истечению некоторого времени, определяемого параметрами мультивибратора. В связи с этим такой мультивибратор называют **одиновибратором**.

В режиме синхронизации на автоколебательный мультивибратор подается синхронизируемый сигнал. Время пребывания в состояниях квазиравновесия зависит не только от параметров мультивибратора, но так же от периода синхронизирующего напряжения. При снятии синхронизирующего напряжения мультивибратор работает в автоколебательном режиме.

Схемы мультивибраторов разнообразны и по элементной базе и по построению. Рассмотрим мультивибраторы на логических элементах.

9.18.1. Мультивибраторы на логических интегральных элементах

При работе мультивибраторов в цифровых устройствах они обычно выполняют вспомогательные функции, к ним не предъявляется жестких требований по стабильности временных параметров генерируемых сигналов.

В качестве элементов мультивибратора используются те же элементы, что и для всего цифрового устройства, это позволяет унифицировать элементную базу и обеспечить хорошее их согласование с цифровой аппаратурой. Использование ключевого режима работы транзисторов в цифровых логических элементах означает, что в автоколебательных мультивибраторах возбуждение колебаний может быть жестким.

Мультивибраторы, работающие в автоколебательном режиме, строятся по схемам с постоянным и автоуправляемым смещением.

9.18.2. Автоколебательный мультивибратор с постоянным смещением

Схема автоколебательного мультивибратора с использованием логических элементов И–НЕ приведена на рис. 9.37. Логические элементы D_1 и D_2 выполняют роль инверторов. Резисторы R_1 и R_2 совместно с конденсаторами C_1 и C_2 выполняют роль времязадающих цепей мультивибратора. Диоды VD_1 , VD_2 , шунтирующие резисторы, защищают входы схемы от больших выбросов напряжений, возникающих на резисторах при разряде конденсаторов через насыщенные выходные транзисторы элементов D_1 , D_2 .

Мультивибратор работает следующим образом. Предположим, что на промежутке времени $0 \leq t \leq t_1$ логический элемент D_1 закрыт, а D_2 открыт. На выходе D_1 действует высокий уровень напряжения ($U_{\text{ВЫХ}}^1$), которым заряжается конденсатор C_1 по цепи: выход D_1 , C_1 , R_2 , корпус. На резисторе R_2 создается падение напряжения, которое во времени уменьшается по экспоненциальному закону (рис. 9.37,б) и, поступая на вход элемента D_2 , удерживает его в открытом состоянии. Постоянная цепи заряда конденсатора C_1 определяется выра-

жением $\tau_3 = R_2 C_1$. За время заряда конденсатора C_1 происходит разряд конденсатора C_2 по цепи: нижняя обкладка конденсатора C_2 , насыщенный транзистор инвертора элемента D_2 , корпус, диод VD_1 , верхняя обкладка конденсатора C_2 . Время разряда конденсатора C_2 определяется выражением

$$t_{\text{раз}} = 3C_2(r_{\text{пр}VD1} + R_{\text{вых}D2}).$$

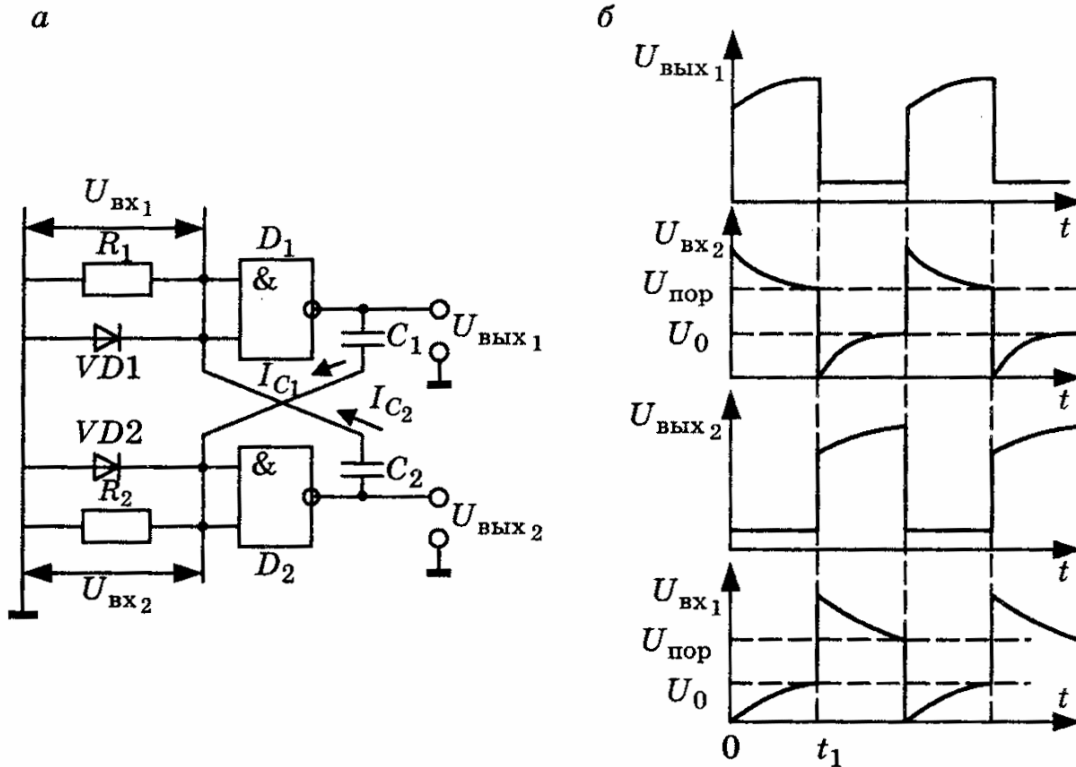


Рис.9.37. Структурная схема (а) и временные диаграммы (б) автоколебательного мультивибратора на элементах И-НЕ

Как только напряжение на входе элемента D_2 станет меньше порогового $U_{\text{пор}}$, он начинает закрываться. Увеличение напряжения $U_{\text{вых}2}$ через конденсатор C_2 передается на вход элемента D_1 , который начинает открываться. Уменьшение $U_{\text{вых}1}$ через конденсатор C_1 передается на вход элемента D_2 , схема начинает переходить во второе квазиравновесное состояние. После этого конденсатор C_2 начнет заряжаться, а C_1 – разряжаться.

Длительность импульса и паузы определяется по формулам

$$t_{и1} = C_1 R_2 \ln \frac{U_{\text{вых}}^1 + U_0}{U_{\text{пор}}}, \quad (9.34)$$

$$t_{и2} = C_2 R_1 \ln \frac{U_{\text{вых}}^1 + U_0}{U_{\text{пор}}}, \quad (9.35)$$

где $U_0 \neq U_{VD0}$.

Жесткий режим возбуждения колебаний в симметричном мультивибраторе может привести к срыву автоколебаний в результате одновременного насыщения или запираения транзисторов в инверторах обоих элементов D_1 и D_2 .

Для вывода из этого состояния на входы элементов D_1 и D_2 необходимо подать положительное напряжение смещения, когда элементы закрыты, и снять напряжение, когда элементы D_1 и D_2 открыты.

9.18.3. Автоколебательные мультивибраторы с автоуправляемым смещением

Мягкий режим возбуждения можно обеспечить при помощи дополнительных логических элементов, исключающих срыв колебаний. В зависимости от сочетания уровня выходного напряжения на дополнительных логических элементах вырабатывается управляющее напряжение смещения, исключающие жесткий режим работы.

Схема мультивибратора с автоуправляемым смещением представлена на рис. 9.38. Мультивибратор состоит из симметричного мультивибратора (D_1 , D_2 , C_1 , C_2 , R_1 , R_2 , VD_1 и VD_2) и схемы выработки управляющего напряжения смещения (собранной на элементах D_3 и D_4). Логический элемент D_3 осуществляет логическую операцию И–НЕ, а элемент D_4 служит инвертором.

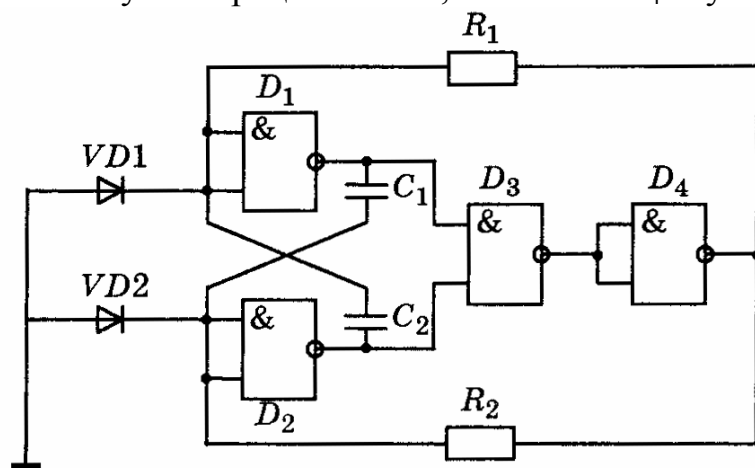


Рис.9.38. Структурная схема мультивибратора с автоуправляемым смещением

Жесткое самовозбуждение мультивибратора будет тогда, когда элементы D_1 и D_2 одновременно открыты. Для предотвращения этого режима на логические входы элементов D_1 и D_2 подают положительное напряжение. Это осуществляется таким образом: на входы элемента D_3 подаются уровни высокого напряжения $U_{\text{ВЫХ}}^1$

с выходов мультивибратора. Под действием этих сигналов элемент D_3 открывается, и его низкое выходное напряжение поступает на вход инвертора D_4 . Высокое выходное напряжение $U_{\text{ВЫХ}}^1$ с выхода элемента D_4 поступает через резисторы R_1 и R_2 на входы D_1 , D_2 , открывая их, обеспечивая мягкий режим самовозбуждения мультивибратора.

При одновременном открывании элементов D_1 и D_2 на их выходах формируется низкое напряжение $U_{\text{ВЫХ}}^0$, которое, поступая на вход элемента D_3 , закрывает его. На выходе элемента D_3 формируется высокое напряжение $U_{\text{ВЫХ}}^1$, которое открывает инвертор D_4 . Резисторы R_1 и R_2 через малое выходное напряжение подключаются на корпус, замыкая входы мультивибратора на кор-

пус. Элементы D_1 и D_2 начинают закрываться, что приводит к возбуждению колебаний мультивибратора.

В режиме автоколебаний логические элементы D_1 и D_2 поочередно находятся в открытом и закрытом состояниях. Элемент D_4 будет всегда открыт и замыкать резисторы R_1 и R_2 на корпус.

Регулировка длительности и периода повторения импульсов осуществляется дискретно с помощью конденсаторов C_1 и C_2 .

9.18.4. Ждущие мультивибраторы

Ждущий мультивибратор имеет практически такую же схему как и RS-триггер. Отличие состоит в том, что вместо одной непосредственной связи используется емкостная связь и имеется дополнительная цепь запуска.

Схема ждущего мультивибратора на элементах И–НЕ и временные диаграммы представлены на рис. 9.39, где R и C – времязадающая цепь, инвертор D_1 в цепи запуска, диод VD служит для уменьшения времени восстановления конденсатора в паузах между импульсами. В момент времени $t = 0$ логические элементы D_1 и D_3 закрыты под действием на их входах низкого потенциала. Логический элемент D_2 открыт под действием высоких уровней напряжений на его входах, поступающих с выходов элементов D_1 и D_3 . Выходное напряжение $U_{\text{вых}1}^0$ низкое, конденсатор C разряжен.

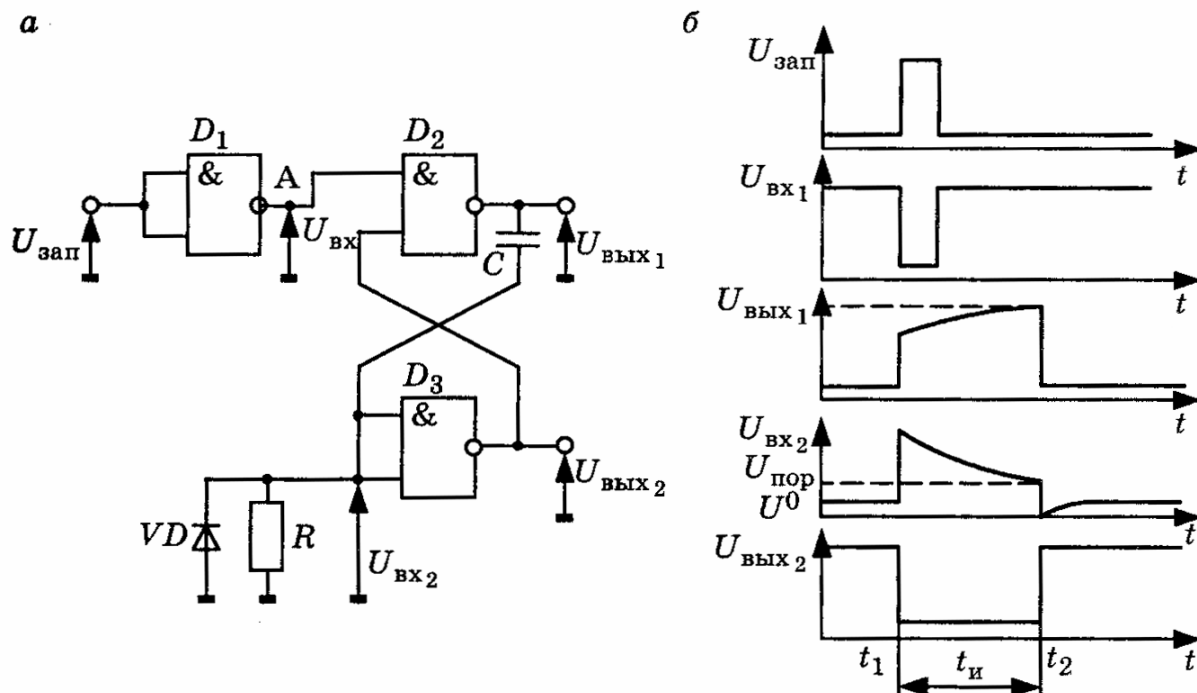


Рис.9.39. Структурная схема ждущего мультивибратора (а) и временные диаграммы его работы (б)

В момент времени t_1 на вход инвертора D_1 подается запускающий импульс. Низкий уровень напряжения с выхода инвертора поступает на один из входов логического элемента D_2 , закрывая его. Высокий положительный пере-

пад напряжения $U_{\text{ВЫХ}1}^1$ через конденсатор C поступает на входы логического элемента D_3 , открывая его. При этом низкое выходное напряжение $U_{\text{ВЫХ}2}^0$ элемента D_3 поступает на вход элемента D_2 , удерживая его в закрытом состоянии после окончания запускающего импульса. Длительность квазистойчивого состояния определяется временем заряда емкости C . Ток заряда протекает от выхода элемента D_2 , через конденсатор C , резистор R и на корпус. Ток заряда I_C создает на резисторе R уменьшающееся во времени напряжение, которое удерживает элемент D_3 в открытом состоянии. В момент времени t_2 это напряжение достигает порогового уровня, элемент D_3 начинает закрываться, возрастающее выходное напряжение $U_{\text{ВЫХ}2}$ поступает на вход элемента D_2 , закрывая его. Мультивибратор опрокидывается в исходное состояние. Время восстановления определяется временем разряда конденсатора через цепь: верхняя обкладка конденсатора, выходной каскад элемента D_2 , корпус, диод VD и нижняя обкладка конденсатора.

Длительность импульса определяется следующим выражением

$$t_{\text{и}} = \tau_{\text{зар}} \ln \frac{U_{\text{ВХ}2}(t_1) - U_{\text{ВХ}2}(\infty)}{U_{\text{ВХ}2}(t_2) - U_{\text{ВХ}2}(\infty)},$$

где $\tau_{\text{зар}} = C(R + R_{\text{ВЫХ}2}^1)$; $U_{\text{ВХ}2}(t_2) = U_{\text{пор}}$; $U_{\text{ВХ}2}(\infty) = 0$; $R_{\text{ВЫХ}2}^1$ – сопротивление закрытого логического элемента D_2 . Время восстановления определяется по формуле

$$t_{\text{вос}} \approx 3t_{\text{рас}} = 3C(R_{\text{ВЫХ}2} + r_{\text{д}} \parallel R \parallel R_{\text{ВХ}3}^1).$$

ГЛАВА 10

АНАЛОГОВЫЕ УСТРОЙСТВА

Аналоговыми сигналами называют непрерывно изменяющиеся во времени электрические сигналы (ток, напряжение), значения которых в каждый момент времени однозначны. Устройства, формирующие и преобразующие аналоговые сигналы называют аналоговыми. Одной из основных функций аналоговых устройств является усиление электрических сигналов.

Усилителем электрических сигналов называется устройство, предназначенное для усиления мощности входного сигнала, усиление осуществляется активными элементами (биполярными, полевыми транзисторами) за счет потребления энергии от источника питания под действием входного сигнала. Входной сигнал управляет передачей энергии от источника питания в нагрузку. Принцип действия усилителя на одном транзисторе удобно объяснить с помощью структурной схемы (рис. 10.1).

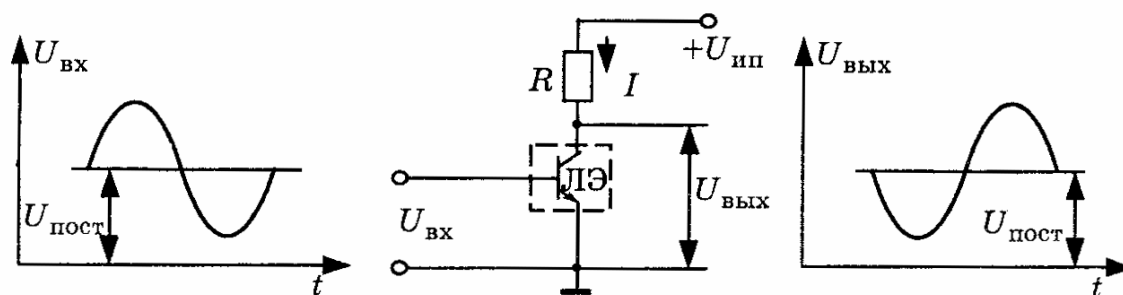


Рис.10.1. Принцип построения и временные диаграммы усилительного каскада

Активный элемент и резистор R являются основой любого усилителя, а совместно с источником питания образуют выходную цепь усилителя. Под действием входного сигнала изменяется сопротивление активного элемента и изменяется ток в последовательной цепи, состоящей из источника питания, резистора, активного элемента. В результате этого изменяется падение напряжения на резисторе, а также выходное напряжение $U_{\text{вых}}$. Таким образом, процесс усиления основан на преобразовании активным элементом энергии источника питания $U_{\text{ип}}$ в энергию переменного напряжения в выходной цепи при изменении сопротивления активного элемента под действием входного сигнала.

10.1. Классификация аналоговых электронных устройств

К аналоговым электронным устройствам относятся усилители и устройства на их основе. Усилители классифицируются по следующим признакам.

По характеру усиливаемых сигналов усилители бывают – гармонических колебаний и импульсных сигналов.

По диапазону частот – усилители постоянного и усилители переменного тока. Усилители постоянного тока усиливают как постоянную, так и перемен-

ную составляющие входного сигнала, усилители переменного тока усиливают переменную составляющую от нижней граничной частоты f_n до верхней граничной частоты f_v . Диапазон усиливаемых частот $\Delta f = f_v - f_n$ называют полосой пропускания. За пределами полосы пропускания усиление падает. В зависимости от полосы пропускания усилители переменного тока бывают: усилители низкой частоты (УНЧ), усилители высокой частоты (УВЧ). Усилители низкой и высокой частоты предназначены для усиления переменных сигналов, их полоса пропускания лежит в пределах от десятков Гц до десятков кГц. Особенностью усилителей низкой частоты является большое отношение f_v/f_n – десятки, десятки тысяч раз. Усилители высокой частоты усиливают сигналы в узкой полосе частот. Они характеризуются небольшой величиной отношения верхней частоты к нижней $f_v/f_n < 1,1$. Узкая полоса пропускания обеспечивается применением в качестве нагрузки активного элемента колебательного контура. В связи с этим УВЧ иногда называют резонансными или полосовыми.

Усилители переменного сигнала, предназначенные для усиления сигналов в устройствах связи, телевизионной технике, радиолокационной аппаратуре, имеющие очень широкую полосу пропускания, называют широкополосными. Если усиливаемый сигнал регистрируется визуально, т.е. воспроизводится на экране электронно-лучевой трубки, то широкополосные усилители называют видеоусилителями. У широкополосных усилителей полоса пропускания лежит в полосе от нескольких кГц и ниже до нескольких МГц и выше.

По типу используемых активных элементов усилители бывают на биполярных и полевых транзисторах, на интегральных микросхемах и др.

По конструктивным признакам усилители бывают: на дискретных элементах, на интегральных микросхемах, комбинированные.

По способу соединения (связи) каскадов усилители бывают: усилители с гальванической связью, усилители с резистивно-емкостной связью; усилители с трансформаторной связью.

Непосредственная или гальваническая связь используется в усилителях постоянного тока, где вход последующего каскада соединяют с выходу предыдущего каскада непосредственно или с помощью резисторов. В усилителях переменного сигнала для связи каскадов используют конденсаторы, резисторы и трансформаторы. В усилителях мощности для связи каскадов между собой и с нагрузкой иногда используют трансформаторы. Конденсаторы и трансформаторы в усилителях переменного сигнала, служат для разделения переменной составляющей напряжения и постоянной составляющей.

По способу включения активного усилительного элемента различают три основных типа усилительных каскадов:

- с общим эмиттером (общим истоком);
- с общим коллектором (общим стоком);
- с общей базой (общим затвором).

Характерной особенностью каждого из них является то, что один электрод транзистора является общим для входной и выходной цепей, и он определяет тип усилительного каскада.

В зависимости от схемы включения усилительного элемента усилительный каскад обладает различными свойствами. Широкое применение имеют схемы с ОЭ, общим истоком. Они обеспечивают наибольшее усиление по мощности, но изменяют фазу входного сигнала на 180° . Эти схемы являются инвертирующими. Схемы с общим коллектором, общим стоком (эмиттерный и истоковый повторители) не изменяют фазу входного сигнала и являются неинвертирующими схемами. Схемы с ОК и ОС имеют высокое входное и малое выходное сопротивления, поэтому используются в качестве буферных каскадов. Данные схемы усилителей обладают широкой полосой пропускания, а коэффициент усиления по напряжению меньше единицы. Схемы с общей базой и общим затвором являются неинвертирующими схемами и обладают низким входным сопротивлением.

По назначению усилители делятся на усилители напряжения, тока, мощности.

Усилитель напряжения обеспечивает на нагрузочном сопротивлении заданное выходное напряжение. При анализе необходимо учитывать соотношение между сопротивлением нагрузки и выходным сопротивлением усилителя. Если сопротивление нагрузки на два порядка и более превышает выходное сопротивление усилителя $R_H \gg R_{ВЫХ}$, то усилитель является источником напряжения. При этом входное сопротивление должно быть значительно больше (более чем на два порядка) внутреннего сопротивления источника сигнала $R_{ВХ} \gg R_T$. Тогда для эквивалентной схемы усилителя (рис. 10.2,а)

$$U_{ВХ} = E_T \frac{R_{ВХ}}{R_{ВХ} + R_T} \approx E_T.$$

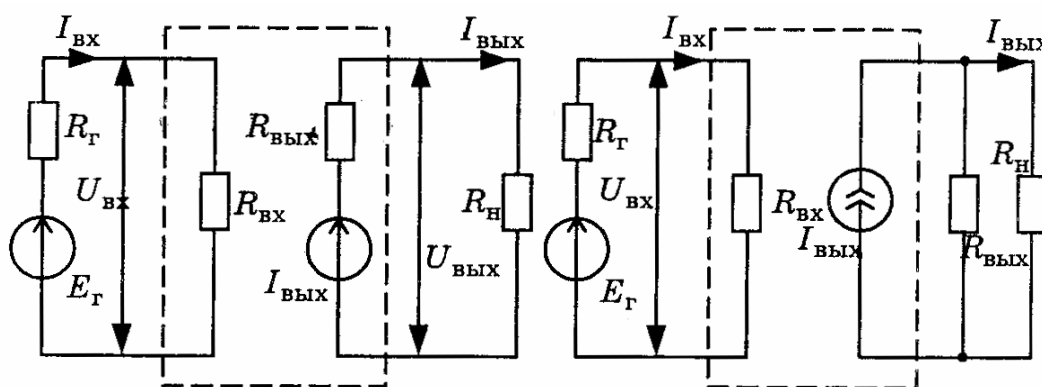


Рис.10.2. Эквивалентные схемы усилителей:

а — источник напряжения, управляемый напряжением;

б — источник тока, управляемый напряжением

Входная цепь практически не потребляет тока, т.е. работает в режиме холостого хода по входу. Усилитель в данном случае управляется напряжением. Усилитель на рис. 10.2,а является источником напряжения, управляемым на-

пряжением (ИНУН), и предназначен для усиления входного напряжения с определенным коэффициентом усиления K_U . На рис. 10.2,б представлена эквивалентная схема усилителя, у которого $R_{вх} \gg R_{г}$, а $R_{вых} \gg R_{н}$, т.е. в выходной цепи действует источник тока. Такой усилитель представляет собой источник тока, управляемый напряжением (ИТУН).

Усилитель тока, эквивалентная схема которого представлена на рис. 10.3,а,б, характеризуется тем, что входное сопротивление усилителя значительно меньше внутреннего сопротивления источника сигнала $R_{вх} \ll R_{г}$ и $R_{вых} \gg R_{н}$. Считается, что усилитель управляется током и значение входного тока определяется

$$I_{вх} = I_{г} \frac{R_{г}}{R_{вх} + R_{г}} \approx I_{г}.$$

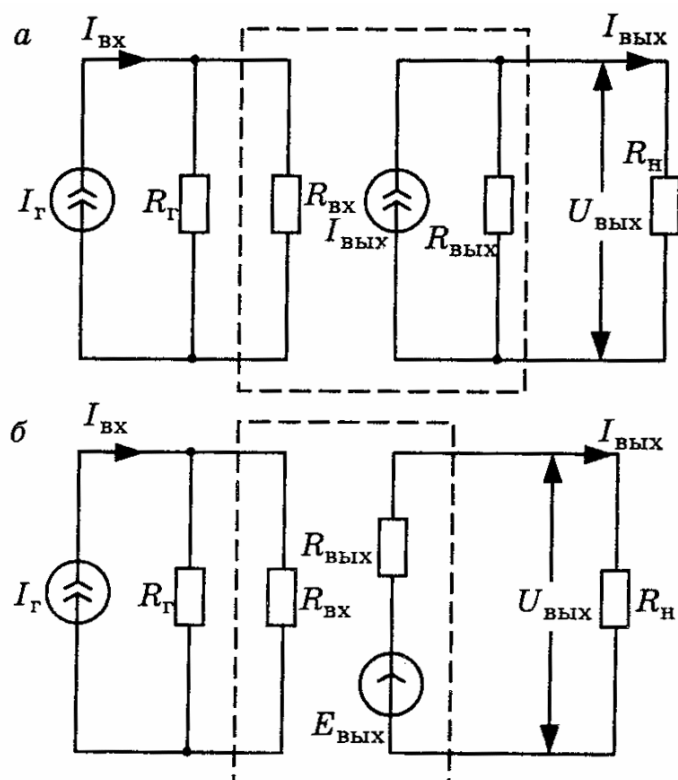


Рис.10.3. Эквивалентные схемы усилителей: а — источник тока, управляемый током, б — источник напряжения, управляемый током

Источник сигнала работает в режиме короткого замыкания, и усилитель (рис. 10.3,а) является источником тока, управляемым током (ИТУТ). Усилитель, эквивалентная схема которого представлена на рис. 10.3, б, имеет источник тока во входной цепи $R_{вх} \ll R_{г}$ и источник напряжения в выходной цепи $R_{н} \gg R_{вых}$. Он представляет собой источник напряжения, управляемый током (ИНУТ).

Для усилителя мощности необходимо выполнение условия согласования входной цепи с источником сигнала $R_{вх} \approx R_{г}$ и выходной цепи с сопротивлением нагрузки $R_{вых} \approx R_{н}$ для передачи максимальной мощности.

10.2. Основные технические показатели и характеристики аналоговых устройств

Технические показатели аналоговых устройств представляют количественную оценку его устройства. Техническими показателями являются: коэффициент усиления (по напряжению, току и мощности), входное и выходное сопротивления, коэффициент полезного действия, чувствительность (номиналь-

ное входное напряжение), диапазон усиливаемых частот, линейные и нелинейные искажения; динамический диапазон, частотная, и фазочастотная, переходная характеристики.

КОЭФФИЦИЕНТОМ УСИЛЕНИЯ или коэффициентом передачи называют отношение выходного сигнала ко входному. Он определяется обычно в установившемся режиме при гармоническом (синусоидальном) входном сигнале.

В зависимости от характера входной и выходной величин коэффициент усиления подразделяют на коэффициент усиления по напряжению $K_U = U_{\text{ВЫХ}} / U_{\text{ВХ}}$; коэффициент усиления по току $K_I = I_{\text{ВЫХ}} / I_{\text{ВХ}}$; коэффициент усиления по мощности $K_P = P_{\text{ВЫХ}} / P_{\text{ВХ}}$.

Для многокаскадных усилителей общий коэффициент усиления равен произведению коэффициентов усиления отдельных каскадов и представляет собой безразмерную величину

$$K_U = K_{U1} K_{U2} \dots K_{Un}. \quad (10.1)$$

Громкость слухового восприятия звукового сигнала пропорциональна логарифму его интенсивности. При сравнении мощности двух колебаний вводится логарифмическая единица – Бел или его десятая часть – децибел. Тогда коэффициент усиления, выраженный в логарифмических единицах, равен

$$\begin{aligned} K_{U(\text{дб})} &= 20 \lg(U_{\text{ВЫХ}} / U_{\text{ВХ}}), \\ K_{I(\text{дб})} &= 20 \lg(I_{\text{ВЫХ}} / I_{\text{ВХ}}), \\ K_{P(\text{дб})} &= 10 \lg(P_{\text{ВЫХ}} / P_{\text{ВХ}}). \end{aligned} \quad (10.2)$$

Коэффициент усиления многокаскадного усилителя, выраженный в децибелах, представляет собой сумму коэффициентов усиления отдельных каскадов усилителя, выраженных в тех же единицах

$$K_{U(\text{дб})} = K_{U1} + K_{U2} + \dots + K_{Un} \text{ [дб]}. \quad (10.3)$$

Коэффициенты усиления по напряжению и току в общем случае являются комплексными величинами, характеризующимися модулем и фазой. Это вызвано тем, что отдельные составляющие спектра сигнала усиливаются по-разному из-за наличия реактивных элементов схемы и частотных свойств активных элементов – транзисторов. Коэффициент усиления по мощности всегда есть число действительное, ибо он имеет смысл лишь при активном характере нагрузки.

ВХОДНОЕ И ВЫХОДНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ. Усилитель можно представить в виде активного четырехполюсника, одна из возможных эквивалентных схем представлена на рис. 10.4. Ко входу усилителя (сечение 1–1) подключается источник входного сигнала в виде генератора напряжения с ЭДС E_r , имеющий внутреннее сопротивление Z_r . За счет источника входного сигнала во входной цепи протекает входной ток $I_{\text{ВХ}}$, который создает на входе усилителя (на входном сопротивлении) входное напряжение $U_{\text{ВХ}} = I_{\text{ВХ}} Z_{\text{ВХ}}$. Входное

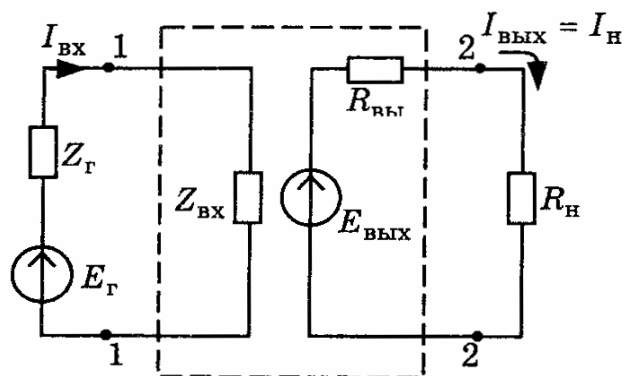


Рис.10.4. Представление усилителя в виде активного четырехполюсника

сопротивление усилителя представляет собой сопротивление (полное $Z_{ВХ}$ или резистивное $R_{ВХ}$) между входными зажимами усилителя и определяется выражением

$$Z_{ВХ} = \frac{U_{ВХ}}{I_{ВХ}}. \quad (10.4)$$

Характер входного сопротивления зависит от диапазона усиливаемых частот. В области

низких частот реактивная составляющая входного сопротивления очень мала и на практике не учитывается.

Усилитель одновременно является нагрузкой для источника сигнала и источником сигнала для внешней нагрузки $Z_Н$. Нагрузкой усилителя может быть оконечное устройство или вход последующего усилительного каскада.

Ко выходу усилителя (сечение 2-2) подключается нагрузка $R_Н$, через которую протекает выходной ток $I_{ВЫХ}$. Выходное сопротивление (полное $Z_{ВЫХ}$ или резистивное $R_{ВЫХ}$) определяют между выходными зажимами при отключенном сопротивлении нагрузки $Z_Н$

$$Z_{ВЫХ} = U_{ВЫХ} / I_{ВЫХ}.$$

Выходное сопротивление усилителя в области средних частот полосы пропускания практически активное ($R_{ВЫХ}$). В усилителях звуковых частот (УЗЧ) выходное сопротивление во много раз меньше сопротивления нагрузки $R_Н \gg R_{ВЫХ}$, что необходимо для лучшего воспроизведения звука. Различие сопротивлений подавляет собственные колебания подвижной системы громкоговорителя и ослабляет зависимость выходного напряжения от сопротивления нагрузки. Отношение сопротивления нагрузки к выходному сопротивлению называют коэффициентом демпфирования

$$K_Д = R_Н / R_{ВЫХ}. \quad (10.5)$$

Для усилителей высшего класса коэффициент демпфирования лежит в пределах от 10 до 100.

Если нагрузка связана с усилителем с помощью длинной линии (воздушной или кабельной, коаксиальной), то необходимо согласование выходного сопротивления усилителя с сопротивлением линии во избежание отражений, приводящих к искажениям формы сигнала.

ВЫХОДНАЯ МОЩНОСТЬ характеризуется номинальной выходной мощностью, развиваемой усилителем в нагрузке. Это мощность на выходе усилителя при работе на расчетную нагрузку и заданном коэффициенте гармоник или нелинейных искажений

$$P_{ВЫХ} = U_{м\ ВЫХ}^2 / 2R_Н, \quad (10.6)$$

где $U_{\text{м вых}}$ – амплитудное значение выходного напряжения.

Увеличение выходной мощности усилителя ограничено искажениями, которые возникают за счет нелинейности характеристик транзисторов при больших амплитудах сигнала.

КОЭФФИЦИЕНТ ПОЛЕЗНОГО ДЕЙСТВИЯ представляет собой отношение выходной мощности, отдаваемой усилителем в нагрузку, к общей мощности, потребляемой от источника питания

$$\eta = (P_{\text{вых}}/P_0)100\%, \quad (10.7)$$

где P_0 – мощность, потребляемая от источника питания.

ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬЮ (НОМИНАЛЬНЫМ ВХОДНЫМ НАПРЯЖЕНИЕМ) называют напряжение, которое нужно подвести ко входу усилителя, чтобы получить на выходе заданную мощность. Чем меньше величина входного напряжения, обеспечивающего требуемую выходную мощность, тем выше чувствительность усилителя. Минимально допустимое напряжение ограничивается уровнем собственных шумов усилителя, на фоне которых нельзя выделить полезный сигнал.

Величина **МАКСИМАЛЬНО ДОПУСТИМОГО ВХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ** усилителя ограничена искажением формы сигнала за счет работы усилителя на нелинейных участках ВАХ транзистора.

Отношение наибольшего допустимого значения входного напряжения к его наименьшему допустимому значению называют **ДИНАМИЧЕСКИМ ДИАПАЗОНОМ**

$$B = U_{\text{вх max}}/U_{\text{вх min}}; \quad B(\text{Дб}) = 20 \lg \frac{U_{\text{вх max}}}{U_{\text{вх min}}}. \quad (10.8)$$

ДИАПАЗОНОМ УСИЛИВАЕМЫХ ЧАСТОТ (ПОЛОСой ПРОПУСКАНИЯ) называется разность граничных частот $\Delta f = f_{\text{в}} - f_{\text{н}}$, в которой коэффициент усиления усилителя изменяется по определенному закону с заданной точностью, допустимые изменения коэффициента усиления в полосе пропускания не превышают 3 дБ.

Полоса пропускания частот усилителя должна быть больше или равна ширине спектра усиливаемых частот. Полоса пропускания усилителей зависит от класса и качества аппаратуры. С расширением полосы пропускания растет стоимость аппаратуры, усложняется конструкция, увеличивается воздействие на усилитель различного рода помех. На практике полосу пропускания сужают до минимальных пределов, обеспечивающих необходимое качество работы усилителя.

ИСКАЖЕНИЯ СИГНАЛА. Кроме получения необходимого коэффициента усиления сигнала необходимо, чтобы усилитель не изменял его формы. Отклонение формы выходного сигнала от формы входного принято называть искажениями. Искажения бывают двух видов: нелинейные и линейные.

Источником нелинейных искажений является нелинейность вольт-амперных характеристик элементов усилителя. При подаче на вход усилителя напряжения синусоидальной формы из-за нелинейности входной и выходной характеристики транзистора форма входного и выходного токов может отличаться от синусоидальной из-за появления составляющих высших гармоник. Это относится как к синусоидальному входному напряжению, так и ко входному сигналу любой другой формы. Уровень нелинейных искажений характеризуется коэффициентом нелинейных искажений (клир-фактор) усилителя, выраженным в процентах

$$K_{\Gamma} = \frac{\sqrt{P_2 + P_3 + \dots + P_n}}{\sqrt{P_1}} 100\% = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}}{\sqrt{U_1}} 100\%,$$

где P_2, P_3, P_n – мощности, выделяемые в нагрузке под воздействием 2-й, 3-й, n-й гармонических составляющих напряжения (U_2, U_3, U_n);

P_1 – мощность в нагрузке, обусловленная основной гармонической составляющей напряжения U_1 .

При оценке нелинейных искажений в большинстве случаев учитывают только вторую и третью гармоники, поскольку более высокие гармоники имеют малую мощность.

Для многокаскадного усилителя общий коэффициент нелинейных искажений принимается равным сумме коэффициентов нелинейных искажений отдельных каскадов

$$K_{\Gamma\Sigma} = K_{\Gamma_1} + K_{\Gamma_2} + \dots + K_{\Gamma_n}.$$

Нелинейные искажения зависят от амплитуды входного сигнала и не связаны с его частотой. Для уменьшения искажения формы выходного сигнала входной сигнал должен иметь малую амплитуду. В связи с этим в многокаскадных усилителях нелинейные искажения в основном возникают в предоконечных и выходных каскадах, на входе которых действуют сигналы большой амплитуды.

В усилителях звуковой частоты нелинейные искажения воспринимаются как хрип или дребезжание. При $K_{\Gamma} < 2 \dots 3 \%$ они почти не заметны на слух. В высококачественных усилителях звуковой частоты $K_{\Gamma} < 0,2 \%$, а в усилителях многоканальной связи – сотые и тысячные доли процента, что исключает взаимные помехи каналов.

ЛИНЕЙНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ определяются зависимостью параметров транзисторов от частоты и реактивными элементами усилительных устройств. Существуют линейные искажения трех видов: частотные, фазовые и переходные.

Частотные искажения связаны с несовпадением реальных и идеальных характеристик в рабочем диапазоне частот. Эти искажения зависят лишь от частоты усиливаемого сигнала.

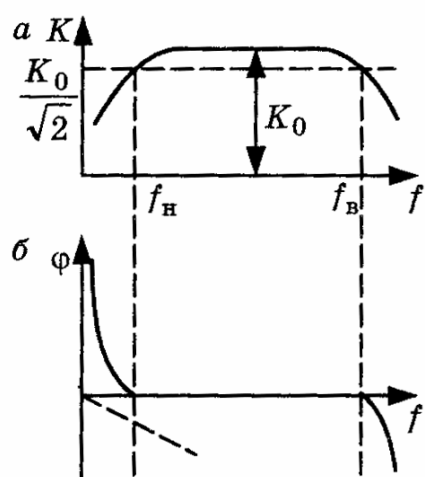


Рис.10.5. Амплитудно-частотная (а) и фазочастотная (б) характеристики усилителя

Зависимость коэффициента усиления от частоты входного сигнала $K=F(f)$ принято называть амплитудно-частотной (частотной) характеристикой (АЧХ). Она изображена на рис. 10.5,а.

Идеальная АЧХ параллельна оси частот. Реально, гармонические составляющие входного сигнала усиливаются усилителем неодинаково, поскольку реактивные сопротивления элементов схемы по-разному зависят от частоты.

Типичным для АЧХ является наличие так называемой области средних частот, в которой K почти не зависит от частоты и обозначается K_0 . В диапазоне низких и высоких частот амплитудно-частотная характеристика спадает, имея неравномерность усиления.

Частоты усиления, на которых коэффициент усиления уменьшается в $\sqrt{2}$ раз или на 3 дБ по сравнению со средней частотой, называют граничными частотами: нижняя f_n и верхняя f_v ; разность частот $f_v - f_n = \Delta f$ называют полосой пропускания.

Степень искажения на отдельных частотах выражается коэффициентом частотных искажений M , равным отношению коэффициента усиления на средней частоте K_0 к коэффициенту усиления на данной частоте. Наибольшие частотные искажения возникают на границах рабочего диапазона частот f_n и f_v

$$M_n = \frac{K_0}{K_n} = 20 \lg \left(\frac{K_0}{K_n} \right) \quad [\text{дБ}],$$

$$M_v = \frac{K_0}{K_v} = 20 \lg \left(\frac{K_0}{K_v} \right) \quad [\text{дБ}]. \quad (10.9)$$

Из определения коэффициента частотных искажений следует, что если $M > 1$, то частотная характеристика в области данной частоты имеет завал, а если $M < 1$, то подъем. Коэффициент частотных искажений многокаскадного усилителя определяется так

$$M = M_1 \cdot M_2 \cdot \dots \cdot M_n \quad [\text{раз}],$$

$$M = M_1 + M_2 + \dots + M_n \quad [\text{дБ}]. \quad (10.10)$$

Частотные искажения, возникающие в одном каскаде усилителя, могут быть скомпенсированы в другом, таким образом, чтобы общий коэффициент частотных искажений не выходил за пределы заданного. Допустимая величина частотных искажений зависит от назначения усилителя.

ЧАСТОТНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ в усилителе всегда сопровождаются наличием сдвига фаз между входным и выходным сигналами, что вызывает появление фазовых искажений. Под фазовыми искажениями подразумевают сдвиги

фаз, вызванные реактивными элементами усилителя, а поворот фазы усилительным каскадом не учитывается.

Фазовые искажения усилителя оцениваются его фазочастотной характеристикой $\varphi = F(f)$. График фазочастотной характеристики представляет собой зависимость угла сдвига фазы между входным и выходным напряжениями усилителя от частоты (рис. 10.5,б). Фазовые искажения в усилителе отсутствуют, когда фазовый сдвиг линейно зависит от частоты. Идеальной фазочастотной характеристикой является прямая линия, начинающаяся в начале координат (рис. 10.5,б пунктирная линия).

На практике амплитудно-частотную и фазочастотную характеристики удобнее строить в логарифмическом масштабе по оси частот. Это удобно тем, что растягивается область нижних и сжимается область верхних частот.

АМПЛИТУДНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА отражает зависимость амплитудного значения первой гармоники выходного напряжения от амплитуды синусоидального входного напряжения $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$ (рис. 10.6). Амплитудная характеристика не проходит через начало координат ввиду наличия на выходе напряжения собственных помех и шумов усилителя. Участок характеристики ниже точки А не используется, ибо полезный сигнал трудно отличить от напряжения собственных помех и шумов. На участке АВ коэффициент усиления – величина постоянная, и этим участком амплитудной характеристики определяется динамический диапазон усилителя. Кроме того, с помощью линейного участка характеристики можно определить коэффициент усиления по напряжению. Выше точки В линейность зависимости выходного напряжения от

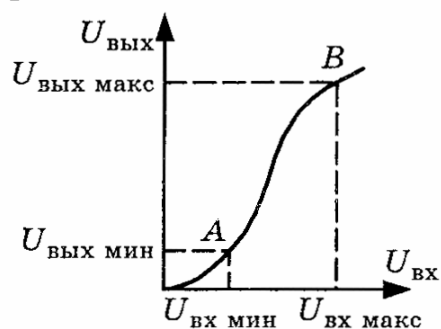


Рис.10.6. Амплитудная характеристика усилителя

входного сигнала нарушается, в выходном напряжении появляются дополнительные частотные составляющие, возникают нелинейные искажения. Причиной является ограничение максимального напряжения одной или обеих полувольт выходного сигнала. Эти ограничения обычно наступают в конечных каскадах усилителя, работающих при наибольшем входном сигнале.

Амплитудная характеристика обладает хорошей наглядностью и позволяет качественно определить: коэффициент усиления; динамический диапазон; минимальные и максимальные допустимые значения входного сигнала; уровень собственных шумов.

ПЕРЕХОДНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА выражает зависимость от времени выходного напряжения усилителя, на вход которого подан мгновенный скачок напряжения (рис. 10.7). Эта характеристика определяет процесс перехода усилителя из одного состояния в другое. Скачкообразное изменение входного напряжения позволяет выяснить реакцию усилителя на это воздействие сразу в двух режимах: переходном и стационарном. Характер переходного процесса в

усилителе во многом зависит от наличия реактивных элементов L , C , которые препятствуют мгновенному изменению тока в индуктивности и напряжения на емкости. Напряжение на выходе не может измениться скачкообразно при подаче на вход импульса.

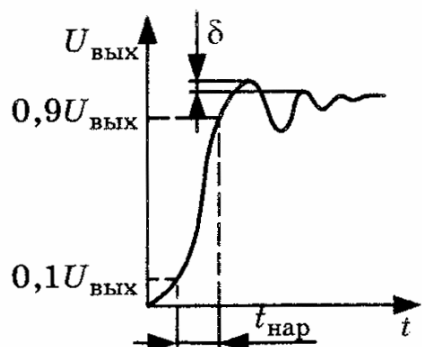


Рис.10.7. Переходная характеристика усилителя

Время, в течение которого фронт нормированной переходной характеристики нарастает от уровня 0,1 до уровня 0,9, называется временем нарастания $t_{нар}$. Превышение мгновенного значения напряжения над установившимся называют выбросом δ и выражают в процентах. Существует так называемое критическое значение выброса, при котором δ не зависит от числа каскадов усилителя. Неравномерность вершины нормированной переходной

характеристики обозначается через Δ , измеряется как и выброс в процентах от стационарного значения и не должна превышать 10 % для усилителей высококачественного воспроизведения.

10.3. Методы обеспечения режима работы транзистора в каскадах усиления

Для нормальной работы любого усилительного каскада необходимо установить определенные токи и напряжения во входной и выходной цепях транзистора при отсутствии входного сигнала. Такой режим называют статическим режимом (режим по постоянному току, режим покоя). Значения постоянных составляющих токов и напряжений определяются источниками питания во входной и выходной цепях усилителя.

В практических схемах отдельный источник смещения во входной цепи используется редко, а вводятся дополнительные элементы смещения (обычно резисторы), на которые подается напряжение от источника смещения в выходной цепи. Рассмотрим основные способы обеспечения режима по постоянному току в схеме с ОЭ. Основным требованием при этом является обеспечение постоянства выбранного режима покоя при изменении температуры и замене транзистора.

10.3.1. Схема с фиксированным током базы

В схеме на рис. 10.8 режим по постоянному току задается с помощью резисторов $R_б$, $R_к$ и источника питания. Смещение эмиттерного перехода осуществляется за счет протекания тока базы $I_{б0}$ от источника питания $U_{ин}$ через резистор $R_б$.

Уравнение Кирхгофа для входной цепи имеет вид:

$$U_{\text{ип}} = I_{\text{б0}} R_{\text{б}} + U_{\text{бэ0}}.$$

При этом $U_{\text{бэ0}} \approx 0,3 \dots 0,6$ В (эмиттерный переход открыт). С учетом этого

$$I_{\text{б0}} \approx \frac{U_{\text{ип}}}{R_{\text{б}}}, \quad (10.11)$$

откуда следует, что начальный ток базы $I_{\text{б0}}$ не зависит от параметров транзистора и определяется только внешними параметрами. Поэтому такой метод обеспечения режима работы транзистора по постоянному току называется смещением фиксированным током базы.

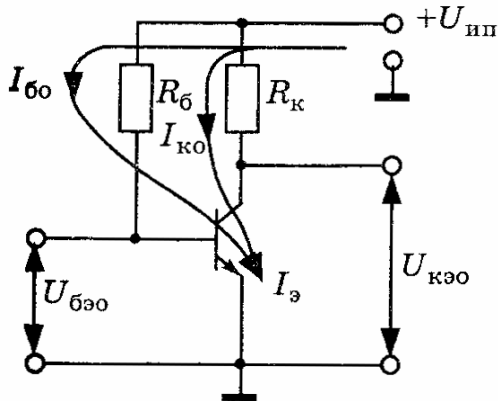


Рис.10.8. Схема обеспечения режима покоя транзистора фиксированным током базы

Недостатками данной схемы являются:

1. Трудность обеспечения режима покоя в выходной цепи при установке транзисторов с допустимым промышленным разбросом параметра $h_{21э}$ без изменения величины резистора $R_{\text{б}}$

$$I_{\text{к}} = h_{21э} I_{\text{б}} + (1 + h_{21э}) I_{\text{кб0}}. \quad (10.12)$$

Ток $I_{\text{б0}}$ не зависит от параметров транзистора, а точка покоя в выходной цепи ($I_{\text{к0}}$, $U_{\text{кэ0}}$) может оказаться или в области насыщения или вблизи границы режима отсечки.

2. Не учитывается изменение обратного коллекторного тока транзистора $I_{\text{кб0}}$ от температуры. Схема с фиксированным током базы может быть использована для работы в диапазоне изменения температур, не превышающем $10 \dots 20$ °С.

10.3.2. Схема с фиксированным напряжением база–эмиттер

В схеме на рис. 10.9 режим покоя обеспечивается фиксированным напряжением на базе $U_{\text{бэ0}}$ транзистора с помощью источника питания и делителя из резисторов R_1 и R_2 .

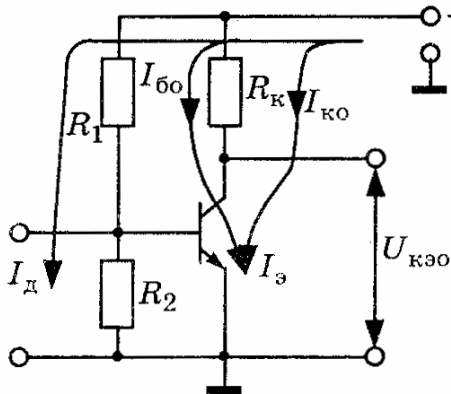


Рис.10.9. Схема обеспечения режима покоя транзистора фиксированным напряжением база — эмиттер

Сопротивления резисторов R_1 и R_2 при заданном начальном токе базы $I_{\text{б0}}$, соответствующем напряжению $U_{\text{бэ0}}$, определяют по формулам

$$R_1 = \frac{U_{\text{ип}} - U_{\text{бэ0}}}{I_{\text{д}} + I_{\text{б0}}},$$

$$R_2 = \frac{U_{\text{бэ0}}}{I_{\text{д}}},$$

где $I_{\text{д}}$ — ток делителя, который выбирается из условия обеспечения необходи-

мой стабильности режима работы $I_d = (2...5)I_{\text{б}0}$. Напряжение

$$U_{\text{б}30} = I_d R_2 = \frac{U_{\text{ип}} R_2}{R_1 + R_2} \text{ не зависит от параметров транзистора. В связи с этим}$$

такой способ задания режима по постоянному току называют смещением фиксированным напряжением базы.

С увеличением температуры токи $I_{\text{б}30}$ и $I_{\text{б}0}$ изменяются практически одинаково, что приводит к увеличению $I_{\text{к}0}$. Точка покоя перемещается в сторону режима насыщения. Для обеспечения температурной стабилизации усилительных каскадов используют обратные связи по постоянному току или постоянному напряжению, которые снижают действие дестабилизирующих температурных факторов.

10.3.3. Схемы с температурной стабилизацией

На рис. 10.10,а представлена схема с коллекторной стабилизацией. Её отличие от схемы (рис. 10.8) состоит в том, что резистор R_6 подключен к коллекторному выводу транзистора с напряжением $U_{\text{к}30}$, а не к источнику питания $U_{\text{ип}}$. В этом случае ток смещения $I_{\text{б}0}$ определяется так

$$I_{\text{б}0} \approx \frac{U_{\text{к}30}}{R_6} \approx \frac{U_{\text{ип}} - I_{\text{к}0} R_{\text{к}}}{R_6}.$$

Физический смысл коллекторной температурной стабилизации заключается в следующем. При повышении температуры коллекторный ток увеличивается, а коллекторное напряжение $U_{\text{к}30}$ уменьшается. Это приводит к уменьшению потенциала базы, а следовательно, к уменьшению тока базы $I_{\text{б}}$ и коллекторного тока $I_{\text{к}}$, который стремится к своему первоначальному значению. Таким образом, это приводит к существенному ослаблению влияния температуры на характеристики усилительного каскада.

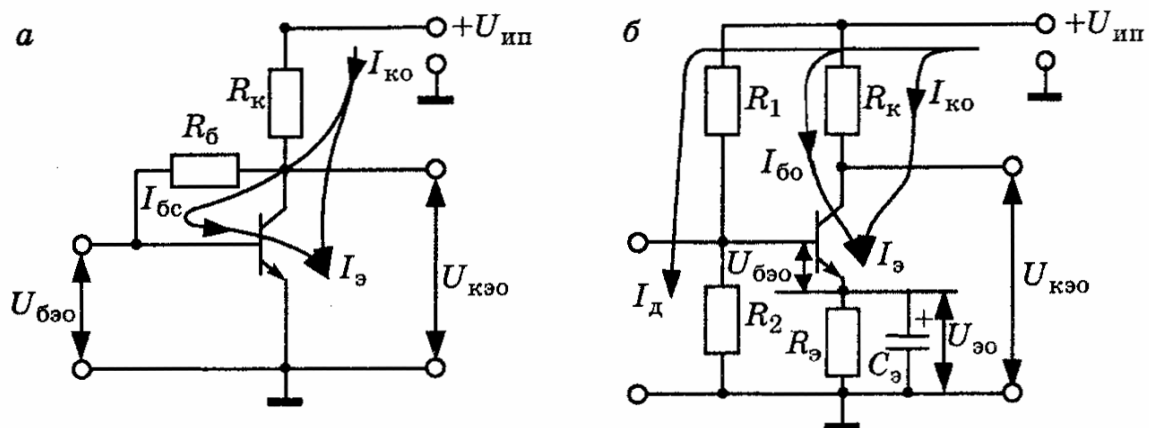


Рис.10.10. Схема транзисторного каскада с температурной стабилизацией: а — коллекторной; б — эмиттерной

Наиболее эффективной является схема с эмиттерной температурной стабилизацией (рис. 10.10,б). Повышение температуры увеличивает ток $I_{\text{к}0}$, что

приводит к увеличению эмиттерного тока $I_{э0} = I_{к0} / h_{21б}$. Увеличивается падение напряжения на $R_э$, с указанной на рис. 10.10,б полярностью. При этом потенциал эмиттера увеличивается, а напряжение база–эмиттер $U_{бэ0}$ уменьшается. Абсолютное значение напряжения $U_{бэ0}$ в такой схеме определяется выражением

$$|U_{бэ0}| = |U_{R_2}| - I_{э0}R_э = \frac{U_{ин}R_2}{R_1 + R_2} - I_{э0}R_э.$$

Это приводит к уменьшению напряжения на эмиттерном переходе, что вызывает уменьшение базового тока $I_{б0}$. В результате чего ток коллектора $I_{к0}$ так же уменьшается, стремясь возвратиться к своему первоначальному значению.

Введение резистора $R_э$ при отсутствии конденсатора $C_э$ изменяет работу усилительного каскада не только в режиме покоя, но и при наличии входного сигнала. Переменная составляющая эмиттерного тока создает на резисторе $R_э$ падение напряжения, так называемое напряжение обратной связи, которое уменьшает усиливаемое напряжение, подводимое к транзистору

$$U_{бэ} = U_{вх} - R_э(I_{э0} + I_{э\sim}).$$

Коэффициент усиления усилительного каскада будет уменьшаться. Для ослабления влияния отрицательной обратной связи по переменному току параллельно резистору $R_э$ включается конденсатор $C_э$. Емкость конденсатора $C_э$ выбирают таким образом, чтобы в полосе пропускания усилителя его сопротивление было много меньше $R_э$. При этом падение напряжения на параллельном соединении $R_э$ и $C_э$ от переменной составляющей тока эмиттера будет незначительным.

Таким образом режим покоя можно обеспечить следующим:

- задание требуемого тока базы с помощью резистора $R_б$ с большим сопротивлением (рис. 10.8);
- задание потенциала базы с помощью делителя напряжения R_1, R_2 или получение $I_{б0}$ за счет включения $R_э$.

10.4. Стабильность рабочей точки

Разброс параметров транзисторов одной серии значительно затрудняет проектирование стабильных усилительных устройств. Кроме того параметры биполярных транзисторов сильно зависят от внешних факторов: изменения температуры; радиационного воздействия. Все это приводит к смещению рабочей точки на ВАХ.

Качество температурной стабилизации схемы определяется выбором положения исходной рабочей точки и ее стабильностью при изменении температуры. На стабильность рабочей точки при увеличении температуры сильное влияние оказывают: обратный ток коллекторного перехода $I_{кб0}$, который воз-

растет; напряжение $U_{бэо}$, которое уменьшается; коэффициент передачи тока базы, который так же возрастает.

Поэтому температурную нестабильность схемы можно оценить полным приращением тока коллектора по формуле

$$\Delta I_K = \frac{\partial I_K}{\partial I_{кбо}} \Delta I_{кбо} + \frac{\partial I_K}{\partial U_{бэо}} \Delta U_{бэо} + \frac{\partial I_K}{\partial h_{21э}} \Delta h_{21э}, \quad (10.13)$$

$$I_K = h_{21э} I_б + (1 + h_{21э}) I_{кбо}. \quad (10.14)$$

Исходя из (10.14) запишем

$$\Delta I_K = \Delta h_{21э} I_б + h_{21э} \Delta I_б + (1 + h_{21э}) \Delta I_{кбо} + \Delta h_{21э} I_{кбо}. \quad (10.15)$$

Подставив в (10.15) значение приращения тока базы $\Delta I_б$, получим уравнение

$$\Delta I_б = -\frac{\Delta U_{эбо}}{R_э + R_б} - \gamma_б \Delta I_K, \quad (10.16)$$

где $\gamma_б = \frac{R_э}{R_э + R_б}$ – коэффициент токораспределения;

$$R_б = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2},$$

решив которое относительно ΔI_K , найдем

$$\Delta I_K = \frac{\beta}{1 + \gamma_б h_{21э}} \left(\frac{\Delta I_{кбо}}{h_{21б}} - \frac{\Delta U_{бэо}}{R_э + R_б} + \frac{I_б + I_{кбо}}{h_{21э}} \Delta h_{21э} \right). \quad (10.17)$$

Величину $\frac{h_{21э}}{1 + \gamma_б h_{21э}} = S$ называют коэффициентом температурной нестабильности.

Коэффициент температурной нестабильности показывает, во сколько раз изменение тока покоя больше в данном каскаде, чем в идеальном стабилизированном устройстве. Чем меньше S , тем стабильнее усилительный каскад.

Учитывая, что $I_б + I_{кбо} = \frac{I_э}{1 + h_{21э}}$, полное приращение коллекторного тока с учетом коэффициента нестабильности будет равно

$$\Delta I_K = S \left(\frac{\Delta I_{кбо}}{h_{21б}} - \frac{\Delta U_{бэо}}{R_э + R_б} + \frac{I_э}{1 + h_{21э}} \frac{\Delta h_{21э}}{h_{21э}} \right). \quad (10.18)$$

Формула (10.18) может быть использована для определения ΔI_K усиленного каскада для любой схемы включения биполярного транзистора.

Выполнив анализ коэффициент нестабильности, получим предельные значения S . При $\gamma_б=1$, $S_{мин}=h_{21б}$, каскад будет обладать наилучшей стабильностью, а при $\gamma_б=0$, $S_{макс}=h_{21э}$, каскад будет обладать плохой стабильностью. Таким образом, в зависимости от соотношения $R_э$ и $R_б$ значение коэффициента температурной нестабильности изменяется от $h_{21б}$ до $h_{21э}$. Следовательно, для

получения максимальной стабильности нужно стремиться к выполнению условия $\gamma_6=1$ или к выполнению неравенства

$$R_3 \gg R_6. \quad (10.19)$$

Выполнение условия (10.19) является желательным при создании стабильных усилительных каскадов, однако уменьшение значения сопротивления R_6 ограничивается снижением входного сопротивления усилительного каскада. На практике удовлетворительные результаты получаются при $R_3/R_6 = 0,5 \dots 1$, которым соответствует $\gamma_6 = 0,3 \dots 0,5$ и $S = 2 \dots 5$.

Приращение коллекторного тока за счет изменения напряжения $U_{бэ0}$ учитывается в (10.18) слагаемым $S \Delta U_{бэ0} / (R_6 + R_3)$, причем $\Delta U_{бэ0} = \xi \Delta T$, где ξ – ТКН, являющийся отрицательной величиной, что учитывается в выражении (10.18) знаком минус перед $\Delta U_{бэ0}$. Это указывает на то, что с ростом температуры, изменение $\Delta U_{бэ0}$ приводит к уменьшению приращения коллекторного тока.

Изменение коллекторного тока ΔI_k за счет приращения коэффициента усиления транзистора по току учитывается $\Delta h_{21э}$, обычно $\Delta h_{21э} / h_{21э} = 10^{-2} \dots 10^{-3}$.

10.5. Способы задания режима покоя в усилительных каскадах на полевых транзисторах

В схемах на полевых транзисторах режим покоя задается с помощью падения напряжения на резисторе, включенном в цепь истока, или подачей на затвор дополнительного напряжения. На рис. 10.11 представлены схемы подачи напряжения смещения на полевые транзисторы. В усилителях на полевых транзисторах с управляющим р–п переходом и со встроенным каналом (рис. 10.11,а,б) режим покоя обеспечивается за счет резистора, включенного в цепь истока.

Так как ток затвора этих транзисторов очень мал, то и мало падение напряжения на резисторе R_3 . На практике принято считать, что напряжение $U_{зис0}$ практически равно падению напряжения на резисторе $R_и$ $U_{зис0} \approx I_{с0} R_и$. Сопротивление резистора R_3 , включенного параллельно большому входному сопротивлению усилителя, должен быть соизмеримо с ним. Сопротивление R_3 выбирают из диапазона порядка единицы – десятки МОм.

Резистор $R_и$, кроме функции автоматического смещения на затвор, выполняет функцию термостабилизации режима работы по постоянному току, стабилизируя $I_{с0}$. Чтобы исключить падение напряжения на резисторе $R_и$ за счет переменной составляющей тока стока, резистор $R_и$ шунтируют емкостью $C_и$. Сопротивление конденсатора во всей полосе пропускания усилителя должно быть много меньше $R_и$.

Часто для работы транзистора на участке с большой крутизной характеристики, на затвор подают дополнительное отпирающее напряжение (рис. 10.11,в) с помощью делителя R_1, R_3 .

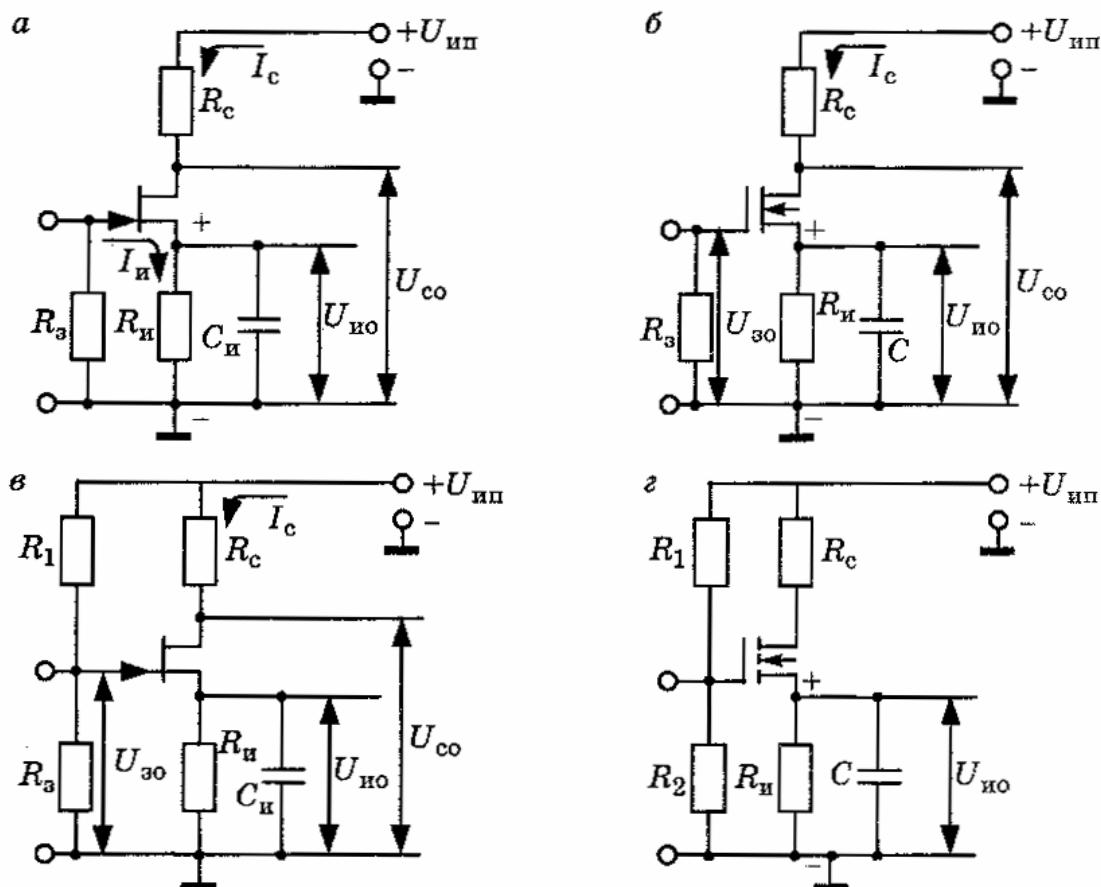


Рис.10.11. Схемы обеспечения режима покоя усилительного каскада на полевых транзисторах: а, в — с управляющим p - n переходом; б — со встроенным каналом; г — с индуцированным каналом

При использовании в усилительных устройствах полевых транзисторов с индуцированным каналом (рис. 10.11,г) принципиально необходима подача напряжения смещения от внешнего источника, ибо при его отсутствии транзистор будет закрыт. Температурная стабилизация осуществляется за счет элементов $R_{и}$, $C_{и}$.

10.6. Обратные связи в усилителях

Для улучшения стабильности усиления, изменения входного и выходного сопротивления, уровня линейных и нелинейных искажений, амплитудно-частотных, передаточных характеристик и других параметров вводят обратную связь. Обратной связью (ОС) в усилителях называют передачу выходного сигнала в его входную цепь. Цепь, по которой осуществляется передача сигнала ОС, называется цепью обратной связи. Петлей ОС называют замкнутый контур, включающий в себя цепь ОС и часть усилителя между точками ее подклю-

ния. Местной петлей ОС (местной ОС) называют ОС, охватывающую отдельные каскады или часть усилителя. Общая ОС охватывает весь усилитель.

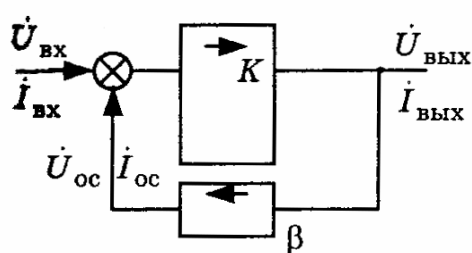


Рис.10.12. Структурная схема усилителя с обратной связью

Упрощенная структурная схема усилителя с обратной связью показана на рис. 10.12. Усилитель имеет в направлении, указанном стрелкой, коэффициент усиления $K = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}}$. Другим прямоугольником обозначена цепь ОС, имеющая коэффициент передачи $\beta = \frac{U_{\text{ОС}}}{U_{\text{ВЫХ}}}$, $U_{\text{ОС}}$ — напряжение ОС,

передаваемое с выхода усилителя на вход. Коэффициент β показывает, какая

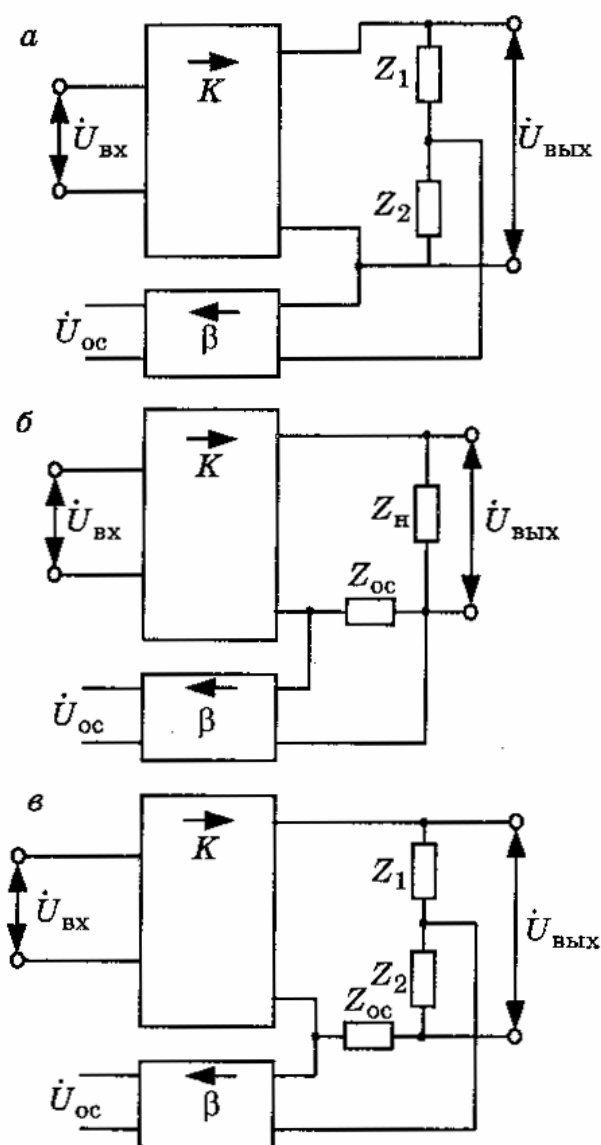


Рис.10.13. Способы получения сигнала обратной связи:
а — по напряжению, б — по току,
в — комбинированный

часть выходного напряжения передается обратно на вход, поэтому его называют коэффициентом обратной связи. Обычно $|\beta| \leq 1$, поэтому вместо нижнего усилителя можно применять пассивный линейный четырехполюсник. Коэффициент усиления усилителя K и коэффициент передачи цепи ОС β в общем случае являются величинами комплексными, учитывающими возможный фазовый сдвиг на низких и высоких частотах за счет наличия в схемах реактивных элементов. При работе в диапазоне средних частот, если в цепи ОС отсутствуют реактивные элементы, то параметры K и β являются вещественными величинами.

Если напряжение $U_{\text{ОС}}$ совпадает по фазе со входным напряжением $U_{\text{ВХ}}$, то в точке сравнения происходит сложение сигналов, и ОС называют положительной (ПОС). Если $U_{\text{ОС}}$ и $U_{\text{ВХ}}$ противофазны ($\varphi = \pi$), то в точке сравнения

происходит их вычитание и ОС называют отрицательной (ООС).

По способу получения сигнала обратной связи бывают:

- обратная связь по напряжению (рис. 10.13,а), когда сигнал обратной связи пропорционален выходному напряжению $\dot{U}_{\text{вых}}$;
- ОС по току (рис. 10.13,б), когда сигнал обратной связи пропорционален току выходной цепи;
- комбинированная обратная связь (рис. 10.13,в), когда снимаемый сигнал ОС пропорционален как напряжению, так и току выходной цепи.

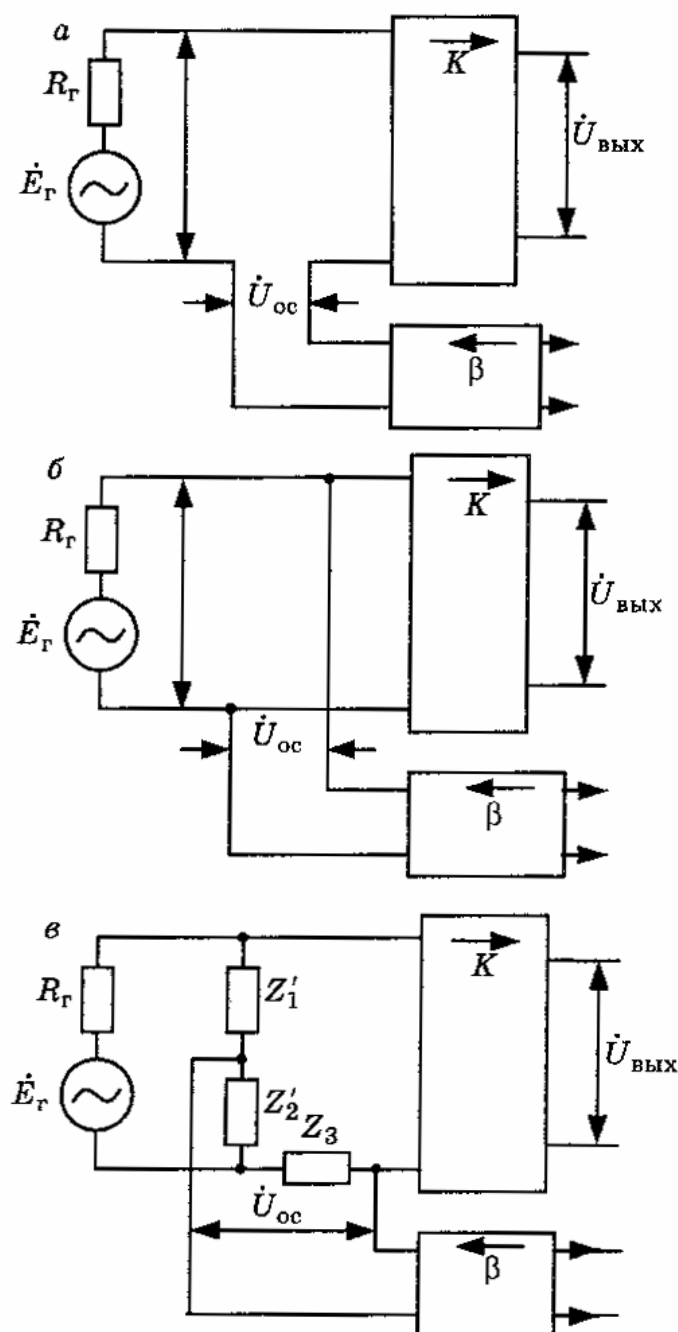


Рис.10.14. Способы введения сигнала обратной связи на вход усилителя:

а — последовательный,
б — параллельный, в — смешанный

По способу введения напряжения ОС на вход усилителя обратные связи бывают:

- последовательной (рис. 10.14,а)– напряжение ОС $\dot{U}_{\text{ос}}$ поступает последовательно с напряжением источника входного сигнала;
- параллельной (рис. 10.14,б) – напряжение ОС $\dot{U}_{\text{ос}}$ поступает параллельно с напряжением источника входного сигнала;
- смешанной (рис. 10.14,в).

Для определения вида обратной связи можно воспользоваться следующим правилом: если при коротком замыкании нагрузки напряжение обратной связи сохраняется, то осуществляется обратная связь по току; если же оно стремится к нулю, то осуществляется обратная связь по напряжению.

Поскольку в усилителях обычно используются каскады ОЭ, ОК, ОИ, ОС, то можно просто определить вид ООС по способу подачи ее сигналов во входную цепь. Если сигнал обратной связи поступает на эмиттер (или исток) транзистора, то связь последовательная, а если на

базу (или затвор), то параллельная. Для определения вида обратной связи (ОСС, ПОС) необходимо просмотреть прохождение полуволны входного сигнала во всех точках схемы усилителя.

Отрицательная обратная связь позволяет улучшить некоторые параметры усилителя, поэтому она нашла на практике преимущественное применение. Оценку влияния обратной связи на показатели усилителя рассмотрим на примере схемы с последовательной обратной связью по напряжению на рис. 10.14,а.

10.6.1. Последовательная обратная связь по напряжению

На входе усилителя действует алгебраическое суммарное напряжение входного сигнала и напряжение ОС

$$U'_{\text{вх}} = U_{\text{вх}} + U_{\text{ос}} = U_{\text{вх}} + \beta U_{\text{вых}}. \quad (10.20)$$

Напряжение на выходе усилителя, охваченного обратной связью, равно

$$U_{\text{вых}} = K U'_{\text{вх}} = K(U_{\text{вх}} + \beta U_{\text{вых}}). \quad (10.21)$$

Разделив обе части уравнения (10.21) на $U_{\text{вх}}$, получим

$$K_{\text{ос}} = \frac{K}{1 - \beta K}. \quad (10.22)$$

Это соотношение, связывающее коэффициент усиления усилителя $K_{\text{ос}}$, охваченного обратной связью, и усилителя без обратной связи, является основным соотношением в теории усилителей с обратной связью. Величина βK — характеризует усиление и характер петли обратной связи. Величину $(1 - \beta K)$ называют глубиной обратной связи.

Поскольку в общем случае $K = K e^{j\varphi_K}$ и $\beta = \beta e^{j\varphi_\beta}$, где φ_K и φ_β фазовые сдвиги напряжения сигнала, вносимые соответственно усилителем и звеном обратной связи, выражение (10.22) можно записать в виде

$$K_{\text{ос}} = \frac{K e^{j\varphi_K}}{1 - \beta K e^{j(\varphi_K + \varphi_\beta)}}. \quad (10.23)$$

При $\varphi_K + \varphi_\beta = \pi$ $\beta K = -\beta K$, т.е. коэффициент обратной связи есть величина вещественная и отрицательная

$$K_{\text{ос}} = \frac{K}{1 + \beta K}. \quad (10.24)$$

Таким образом, если сигнал обратной связи поступает на вход усилителя в противофазе со входным сигналом, то коэффициент усиления усилителя уменьшается в $1 + \beta K$ раз. Такую обратную связь называют отрицательной обратной связью.

Отрицательная обратная связь ослабляет влияние всех изменений коэффициента усиления K , в том числе, связанных с неравномерностью частотной

характеристики; расширяет полосу пропускания как в сторону низких, так и в сторону высоких частот; уменьшает частотные искажения. ООС уменьшает возникающие в усилителе нелинейные искажения. Если при ООС $|\beta K| \gg 1$, то говорят, что усилитель охвачен глубокой отрицательной обратной связью

$$K = \frac{K}{1 + \beta K} \approx \frac{1}{\beta}. \quad (10.25)$$

В этом случае коэффициент усиления усилителя определяется только коэффициентом передачи цепи обратной связи и не зависит от собственного коэффициента усиления K усилителя.

Если величина βK вещественная и положительная, то сигнал обратной связи совпадает по фазе со входным сигналом, усилитель охвачен положительной обратной связью. Коэффициент усиления усилителя при этом возрастает в $1 - \beta K$ раз. При $\beta K = 1$ в усилителе возникает условия для самовозбуждения усилителя, охваченного положительной обратной связью. Такой режим работы нашел применение в генераторах напряжения.

Сущность самовозбуждения заключается в следующем: любой малый входной сигнал, вызванный наводками или колебаниями параметров активных элементов, усиливается и возвращается обратно на вход усилителя. Суммируясь со входным сигналом, он вызывает появление большого входного сигнала. В реальных усилителях наступает ограничение выходного сигнала, и появляются незатухающие колебания.

Положительная обратная связь, увеличивающая коэффициент усиления, в электронных усилителях практически не применяется, так как при этом стабильность коэффициента усиления значительно ухудшается.

Для качественной оценки действия цепи обратной связи определим стабильность коэффициента усиления усилителя с обратной связью. Для этой цели продифференцируем выражение (10.25)

$$\frac{dK_{oc}}{dK} \Delta K = \frac{d\left(\frac{K}{1 + \beta K}\right)}{dK} \Delta K = \frac{\Delta K}{(1 + \beta K)^2},$$

тогда относительное изменение коэффициента усиления усилителя с отрицательной обратной связью определяется как

$$\frac{\Delta K_{oc}}{K_{oc}} = \frac{\Delta K/K}{1 + \beta K}. \quad (10.26)$$

Откуда следует, что относительное изменение коэффициента усиления усилителя с отрицательной обратной связью в $(1 + \beta K)$ раз меньше относительного изменения коэффициента усиления усилителя без обратной связи. При этом стабильность коэффициента усиления повышается с увеличением глубины обратной связи.

Физический смысл повышения стабильности коэффициента усиления усилителя с отрицательной обратной связью заключается в том, что при изме-

нении коэффициента усиления усилителя K изменяется напряжение обратной связи U_{oc} , приводящее к изменению входного напряжения усилителя, препятствующего изменению выходного напряжения. Стабильность коэффициента усиления усилителя при введении ООС широко используется для улучшения амплитудно-частотной характеристики усилителей переменного сигнала (рис. 10.15), при этом полоса пропускания усилителя Δf расширяется.

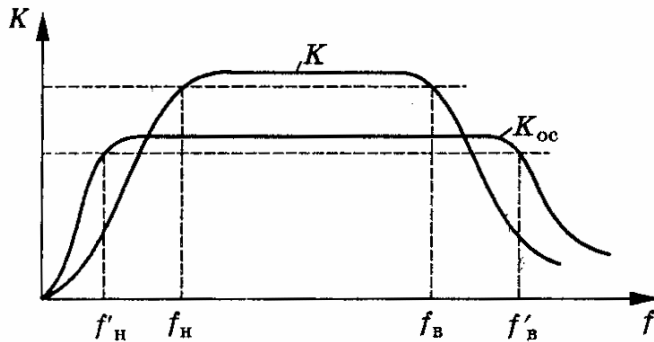


Рис.10.15. Амплитудно-частотная характеристика усилителя с обратной и без обратной связи

Рассмотрим влияние последовательной обратной связи на входное и выходное сопротивления в диапазоне средних частот. Входное сопротивление усилителя с обратной связью определяется как

$$R_{BX_{OC}} = \frac{U'_{BX}}{I_{BX}} = \frac{U'_{BX} R_{BX}}{U_{BX}}.$$

Используя соотношение $U'_{BX} = U_{BX} - U_{oc}$, получим $R_{BX_{OC}} = R_{BX}(1 + \beta K)$, т.е. входное

сопротивление каскада при последовательной обратной связи по напряжению возрастает в $1 + \beta K$ раз, а положительная обратная связь уменьшает его в $1 - \beta K$ раз.

Найдем выходное сопротивление усилителя по значению выходного тока $I_{ВЫХ}$, протекающего под действием приложенного напряжения $U_{ВЫХ}$, при замкнутом генераторе на входе $E_r = 0$

$$R_{ВЫХ_{OC}} = \frac{U_{ВЫХ}}{I_{ВЫХ}}.$$

Выходной ток определяется выражением

$$I_{ВЫХ} = (U_{ВЫХ} - KU_{ВХ})/R_{ВХ}, \quad (10.27)$$

при этом

$$U_{ВХ} = I_{ВХ} R_{ВХ} = \frac{\beta U_{ВЫХ} R_{ВХ}}{R_r + R_{ВХ}}. \quad (10.28)$$

Подставим выражение (10.28) в (10.27) и получим

$$I_{ВЫХ} = \frac{U_{ВЫХ} [1 - \beta K R_{ВХ} / (R_r + R_{ВХ})]}{R_{ВЫХ}}, \quad (10.29)$$

$$R_{ВЫХ_{OC}} = \frac{U_{ВЫХ}}{I_{ВЫХ}} = \frac{R_{ВЫХ}}{1 - \beta K R_{ВЫХ} / (R_r + R_{ВХ})}. \quad (10.30)$$

Из выражения (10.30) видно, что выходное сопротивление усилителя, охваченного ООС уменьшается. увеличение входного и уменьшение выходного сопротивлений усилителя с ООС – очень ценные свойства для конечных кас-

кадов усилителя; обеспечивается меньшая зависимость выходного напряжения усилителя при изменении сопротивления нагрузки, усилитель приближается к идеальному источнику напряжения.

10.6.2. Последовательная обратная связь по току

Структурная схема усилителя с последовательной обратной связью по току приведена на рис. 10.16. Напряжение обратной связи U_{oc} снимается с резистора R_{oc} , включенного последовательно с нагрузкой R_H , при протекании через резисторы выходного тока $I_{вых}$.

Коэффициент передачи для последовательной обратной связи по току представляет собой проводимость или крутизну передачи. Однако удобнее анализировать схему с помощью коэффициента передачи напряжения

$$\beta = \frac{U_{oc}}{U_{вых}} = \frac{R_{oc}}{R_H} \frac{I_{вых}}{I_{вых}} = \frac{R_{oc}}{R_H}. \quad (10.31)$$

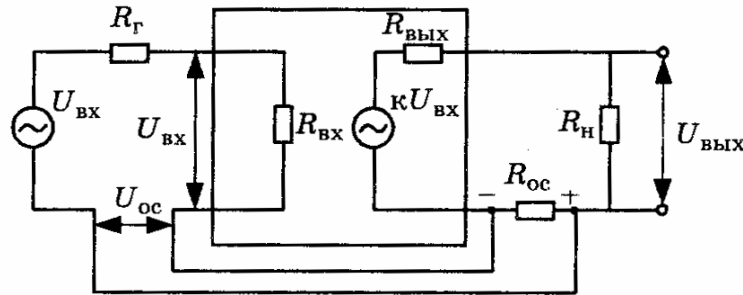


Рис.10.16. Последовательная обратная связь по току

Для входной цепи справедливо выражение $U'_{ВХ} = U_{ВХ} + U_{oc}$, а коэффициент усиления определяется выражением

$$K_{oc} = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{oc}} = \frac{K}{1 - \beta K}. \quad (10.32)$$

Выражение (10.31) показывает, что последовательная обратная связь по току оказывает такое же влияние на коэффициент усиления и его неустойчивость, как и последовательная обратная связь по напряжению.

Входное сопротивление усилителя, охваченного обратной связью равно

$$R_{ВХ oc} = \frac{U_{ВХ}}{I_{ВХ}} = \frac{U'_{ВХ}}{I_{ВХ}} - \frac{U_{oc}}{I_{ВХ}} = \frac{U'_{ВХ}}{I_{ВХ}} \left(1 - \frac{U_{oc}}{U'_{ВХ}} \right),$$

$$R_{ВХ} = R_{ВХ} \left(1 - \frac{R_{oc} I_{ВЫХ}}{U'_{ВХ}} \right) = R_{ВХ} (1 - Y_{21} R_{oc}), \quad (10.33)$$

где $R_{ВХ} = U'_{ВХ} / I_{ВХ}$;

Y_{21} – проводимость прямой передачи усилителя с обратной связью, которая меньше нуля для отрицательной обратной связи по току.

Поэтому входное сопротивление усилителя, охваченного отрицательной обратной связью по току, увеличивается в $1 + Y_{21}R_{oc}$ раз, а положительная ОС уменьшает его в $1 - Y_{21}R_{oc}$ раз.

Выходное сопротивление усилителя, охваченного последовательной обратной связью по току, определяется при подаче переменного напряжения на выход усилителя $U_{вых}$ при коротком замыкании генератора ($E_r = 0$)

$$R_{вых>oc} = \frac{U_{вых}}{I_{вых}}, \quad (10.34)$$

где
$$I_{вых} = \frac{U_{вых} - KU'_{вх}}{R_{вых} + R_{oc}};$$

$$U'_{вх} = -I_{вых}R_{oc} \frac{R_{вх}}{R_r + R_{вх}}.$$

Подставив значения $I_{вых}$ и $U'_{вх}$ в выражение (10.34), получим

$$R_{выхом} = R_{вых} + R_{oc} \left(1 - \frac{KU_{вх}}{R_{вх} + R_r} \right). \quad (10.35)$$

Отрицательная обратная связь по току увеличивает выходное сопротивление усилителя, а положительная увеличивает или уменьшает его в зависимости от величины $KU_{вх}/(R_{вх} + R_r)$.

Данный тип обратной связи применяется тогда, когда необходимо иметь очень большое выходное сопротивление усилителя. В этом случае усилитель эквивалентен генератору тока, и выходной ток $I_{вых}$ не зависит от сопротивления нагрузки.

Независимо от вида, отрицательная обратная связь уменьшает сигнал на входе, что вызывает:

1. Уменьшение коэффициента усиления.
2. Повышение стабильности коэффициента усиления усилителя при изменении параметров транзисторов.
3. Уменьшение уровня нелинейных искажений.
4. Расширение полосы пропускания.

Последовательная отрицательная обратная связь уменьшает напряжение на входе усилителя и уменьшает входное сопротивление. Последовательная обратная связь по напряжению уменьшает выходное сопротивление, усилитель стремится к идеальному источнику напряжения. Последовательная обратная связь по току увеличивает выходное сопротивление, стабилизируя выходной ток усилителя.

Параллельная отрицательная обратная связь увеличивает входной ток, уменьшая входное и выходное сопротивления усилителя.

Отрицательная обратная связь нашла широкое применение в реальных устройствах. Положительная обратная связь в усилителях нежелательна, однако в усилителях могут самопроизвольно возникать паразитные положительные

обратные связи, существенно ухудшающие его работу. Существует несколько видов паразитных обратных связей:

- паразитная обратная связь между каскадами через цепи питания;
- емкостная (электростатическая) связь, обусловленная паразитными емкостями между выходом и входом усилителя;
- магнитная связь, появляющаяся при близком расположении входных и выходных трансформаторов усилителя.

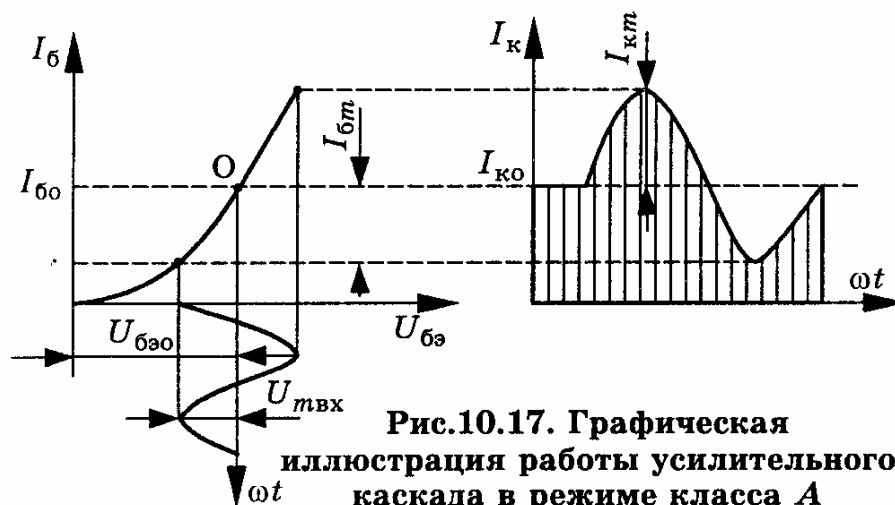
При наличии в усилителе даже слабой положительной связи ухудшается его работа: увеличиваются частотные и нелинейные искажения. При сильной паразитной связи ($\beta K \approx 1$) усилитель самовозбуждается, т.е. в усилителе возникает генерация на определенной частоте. В многокаскадных усилителях, имеющих один источник питания, возникают паразитные обратные связи между каскадами через цепи питания. Мощные оконечные каскады создают на внутреннем сопротивлении источника питания падение напряжения от переменной составляющей тока. Это переменное напряжение попадает в цепи питания первых каскадов усилителя, вызывая нежелательные паразитные обратные связи. Для устранения таких связей применяют развязывающие RC-фильтры. В некоторых случаях первые каскады усилителя даже имеют отдельные источники питания. Емкостные и индуктивные (магнитные) обратные связи возникают из-за плохого монтажа, когда входные цепи располагаются вблизи выходных. Между элементами входной и выходной цепей возникают емкость и взаимная индуктивность. Такие паразитные связи устраняются экранированием первых каскадов, рациональным монтажом и требуют большого практического опыта.

10.7. Режимы работы усилительных каскадов

В зависимости от значений постоянного тока и падения напряжения на транзисторе усилительного каскада и амплитуды входного усиливаемого сигнала различают основные режимы работы усилительного каскада: А, В, С, D, АВ.

В режиме класса А положение рабочей точки выбирается таким образом, чтобы при движении по линии нагрузки она не заходила в нелинейную начальную область коллекторных характеристик и в область отсечки коллекторного тока. На входной характеристике (рис. 10.17,а) рабочая точка выбирается так, чтобы входной сигнал полностью помещался на линейном участке, а значение тока покоя $I_{б0}$ располагалось на середине этого линейного участка. Амплитуды переменных составляющих входного $I_{бм}$ и выходного $I_{км}$ токов, появившихся вследствие входного сигнала (рис. 10.17,б), в режиме А не могут превышать токи покоя $I_{б0}$ и $I_{к0}$ соответственно. Режим класса А характеризуется работой транзистора на почти линейных участках своих вольтамперных характеристик. Это обуславливает минимальные нелинейные искажения сигнала

($K_r \leq 1\%$). Режим класса А является наименее экономичным, в виду того, что полезной является мощность, выделяемая в выходной цепи за счет переменной составляющей выходного тока. Потребляемая мощность определяется значи-



тельно большими величинами постоянных составляющих $I_{к0}$, $U_{кэ0}$. В связи с этим КПД усилительного каскада в режиме А невелик, всегда меньше 40 %. Режим класса А применяется в тех случаях, когда необходимы мини-

мальные нелинейные искажения, а полезная мощность и КПД не являются решающими, это каскады предварительного усиления и маломощные выходные каскады.

Режим класса В – это режим работы транзистора, при котором ток через него протекает в течение половины периода входного сигнала. Положение рабочей точки на ВАХ транзистора выбирается так, чтобы ток покоя был равен нулю (рис. 10.18). В режиме класса В транзистор открыт лишь в течение половины периода входного сигнала. В этом случае выходной ток имеет форму импульса с углом отсечки $\theta=90^\circ$. Углом отсечки называют половину времени пе-

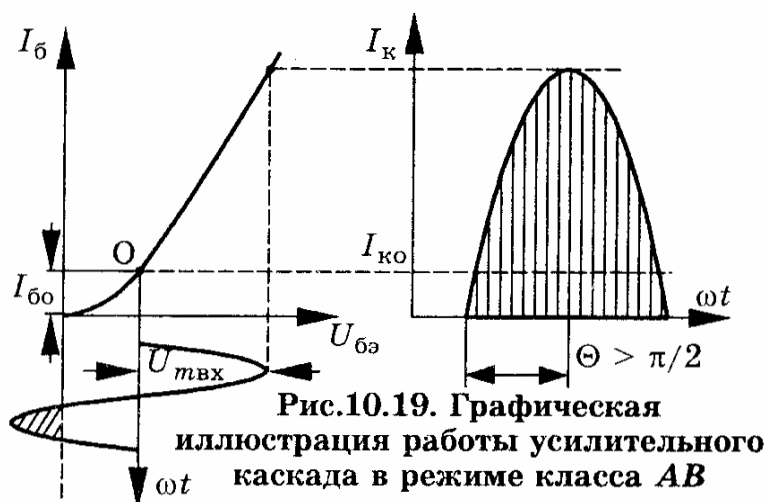


риода входного сигнала, в течение которой транзистор открыт и через него протекает ток. Небольшая мощность, потребляемая каскадом, позволяет получить высокое КПД усилителя в пределах 60...70 %. Режим класса В применяется в двухтактных каскадах,

где прекращение протекания тока в одном транзисторе (первом плече) компенсируется появлением тока в другом транзисторе (другом плече каскада). Из-за нелинейности начальных участков характеристик транзисторов форма выходного тока (при малых его значениях) существенно отличается от формы тока, если бы был линейный характер характеристик. В связи с этим режим класса В

характеризуется большими нелинейными искажениями сигнала ($K_r \leq 10\%$) и этот режим используется преимущественно в мощных двухтактных каскадах усиления, однако в чистом виде его используют сравнительно редко. Чаще в качестве рабочего режима используют промежуточный режим АВ.

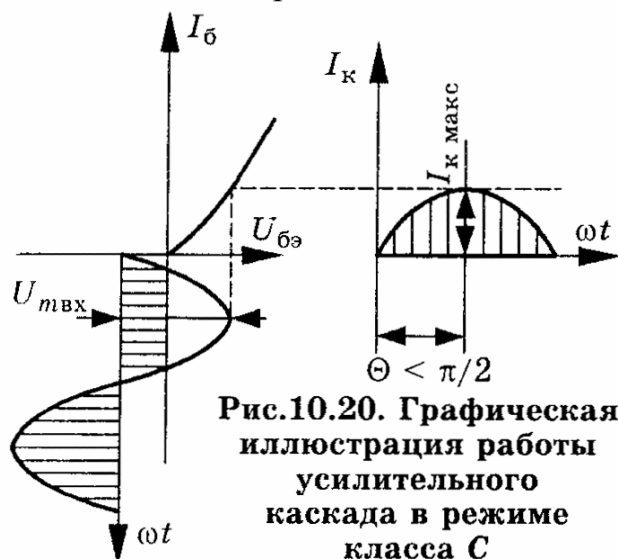
Режим класса АВ используется для уменьшения нелинейных искажений усиливаемого сигнала, которые возникают из-за нелинейных начальных участков ВАХ транзисторов (рис. 10.19). При отсутствии входного усиливаемого сигнала в режиме покоя транзистор немного приоткрыт и через него протекает ток, равный 5...15 % максимального тока при заданном входном сигнале. Угол отсечки в режиме класса АВ несколько больше $\pi/2$ и достигает 120...130°.



При работе двухтактных каскадов в режиме АВ происходит перекрытие положительной и отрицательной полуволн тока плеч двухтактного каскада, что приводит к компенсации искажений ($K_r \leq 3\%$), полученных за счет нелинейности начальных участков ВАХ транзистора. КПД каскадов, работающих в

режиме АВ, выше, чем каскадов в классе А, но меньше чем в классе В за счет наличия малого входного тока покоя $I_{б0}$.

Режим класса С — это режим работы активного элемента (транзистора), при котором ток через транзистор протекает в течение времени меньшего половины входного сигнала (рис. 10.20). Угол отсечки меньше $\pi/2$, а ток покоя равен нулю. Поскольку больше половины рабочего времени транзистор закрыт, мощность, потребляемая от источника питания, снижается, так что КПД каскадов повышается, приближаясь к 100 %.



С уменьшением угла отсечки в импульсе тока возрастают уровни высших гармоник по отношению к уровню первой гармоники. В связи с большими нелинейными искажениями режим класса С не используется в усилителях звукового диапазона частот, а используется в мощных двухтактных каскадах усилителей мощности радиочастот, нагру-

женных на резонансный контур и обеспечивающих в нагрузке ток первой гармоники.

Режим класса D – это режим, при котором транзистор находится только в двух состояниях: закрыт или открыт. В закрытом состоянии через транзистор протекает небольшой обратный ток, его электрическое сопротивление велико, падение напряжения на нем примерно равно напряжению источника питания. В открытом состоянии через транзистор протекает большой ток, его электрическое сопротивление очень мало, мало и падение напряжения на нем. В связи с этим потери в транзисторе в режиме класса D ничтожно малы и КПД каскада приближается к 100 %.

Таким образом, режим работы усилителя определяется заданием рабочей точки активного элемента в режиме покоя. В режиме класса A транзистор работает без отсечки тока с минимальными нелинейными искажениями. В режимах АВ, В, С, D транзистор работает с отсечкой тока.

10.8. Работа активных элементов с нагрузкой

При работе активного элемента в аппаратуре связи или радиотехнических устройствах на управляющий электрод подается входной сигнал. Изменение входного сигнала приводит к изменению тока в выходной цепи активного элемента. Чтобы использовать изменение выходного тока в выходную цепь активного элемента всегда включается нагрузка. В качестве нагрузки может быть или активное сопротивление (резистор), или колебательный контур, или трансформатор. Выходной ток, протекая по нагрузке, создает на ней падение напряжения, которое вычитается из напряжения источника питания. В связи с этим величина выходного тока зависит от одновременного изменения напряжения на управляющем и выходном электродах активного элемента.

Для анализа работы активного элемента с нагрузкой кроме статических характеристик используется нагрузочная характеристика. Нагрузочная характеристика представляет собой геометрическое место точек составляющих токов и напряжений входной или выходной цепей соответственно, которым соответствуют возможные значения режима работы усилительного каскада.

Методика построения нагрузочной характеристики не зависит от типа активного элемента. Рассмотрим построение нагрузочной характеристики на примере усилительного каскада с общим эмиттером. При включении нагрузки в коллекторную цепь транзистора изменение тока коллектора определяется совместным воздействием изменений входного тока базы и напряжения в выходной коллекторной цепи.

Для коллекторной цепи усилительного каскада в соответствии со вторым законом Кирхгофа можно записать следующее уравнение электрического состояния

$$U_{\text{ип}} = U_{\text{кэо}} + I_{\text{ко}} R_{\text{к}}, \quad (10.36)$$

т.е. сумма падения напряжения на нагрузке и напряжения коллектор–эмиттер $U_{кэо}$ транзистора всегда равна постоянной величине – ЭДС источника питания. Напряжение в коллекторной цепи определяется как $U_{кэо} = U_{ип} - I_{ко} R_k$.

Выражение (10.36) является математическим описанием прямой линии, его называют уравнением нагрузочной прямой, которая строится на семействе статических выходных характеристик (рис. 10.21,б).

Построение линии нагрузки по постоянному току удобно провести по двум точкам, характеризующим режим холостого хода (точка А: $I_{ко} = 0$, $U_{кэо} = U_{ип}$) и короткого замыкания (точка В: $U_{кэо} = 0$, $I_{ко} = U_{ип}/R_k$). Наклон линии нагрузки определяется величиной сопротивления резистора R_k , поэтому характеристику можно провести под углом $\alpha = -\arctg \frac{1}{R_k}$.

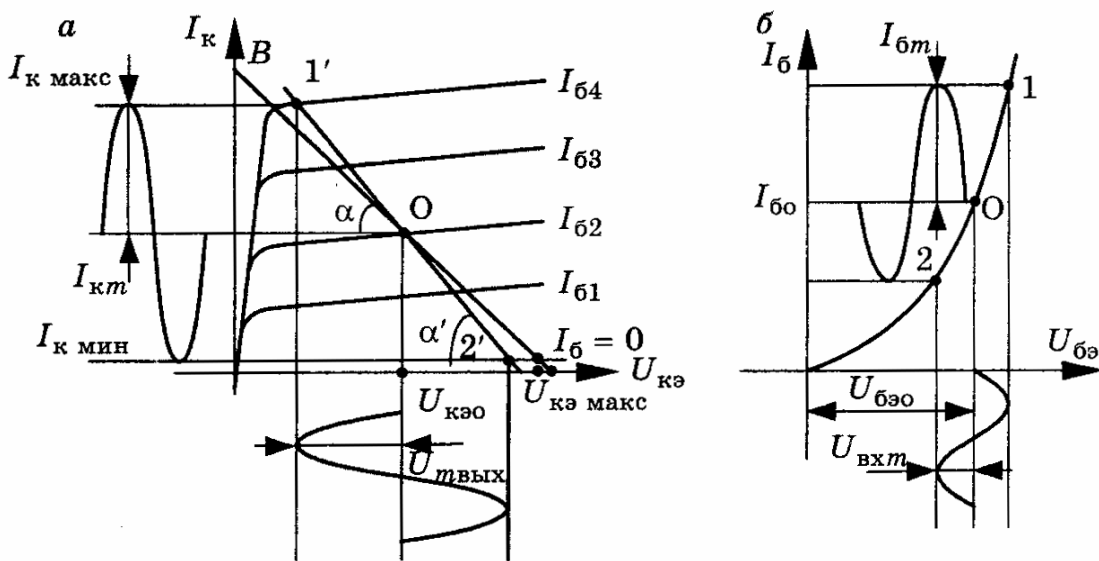


Рис.10.21. Графический анализ работы усилительного каскада с нагрузкой в режиме класса А

Точки пересечения нагрузочной прямой с коллекторными характеристиками дают графическое решение уравнения (10.36) для данных сопротивления нагрузки R_k , напряжения питания $U_{ип}$ и различных значений входного тока. Выбрав на входной характеристике $I_б = f(U_{бэ})$ значение тока покоя базы $I_{б0}$ и определив точку пересечения соответствующей выходной характеристики, снятой при $I_б = I_{б0}$, с нагрузочной прямой, определяем режим по постоянному току выходной цепи – точка О ($I_{ко}$, $U_{кэо}$). Для получения наибольшей амплитуды выходного напряжения необходимо, чтобы точка покоя размещалась посередине его линии нагрузки. При этом режим ограничения будет устанавливаться одновременно для обеих полуволн выходного напряжения, каскад будет работать с минимальными нелинейными искажениями (режим класса А).

У биполярных транзисторов кроме нагрузочной характеристики используется входная характеристика, получаемая методом перенесения точек пере-

сечения выходной нагрузочной характеристики на семейство входных характеристик.

Однако для многих транзисторов характерно слабое влияние коллекторного напряжения на входной ток. Это проявляется в очень незначительных смещениях входных статических характеристик при изменениях коллекторного напряжения, в связи с чем семейство входных статических характеристик представлено лишь двумя характеристиками: характеристикой, снятой при напряжении $U_{кз} = 0$ ($U_{кб} = 0$), и характеристикой, снятой при номинальном напряжении на коллекторе. Поэтому нагрузочная входная характеристика в этом случае сливается со статической, снятой при $U_{кз} \neq 0$ ($U_{кб} \neq 0$) (рис. 10.21,а).

Для определения переменных составляющих тока и напряжения в коллекторной цепи используют нагрузочную характеристику каскада по переменному току. Для переменного тока $I_{км}$ источник питания, сопротивление разделительного конденсатора C_{p2} практически не представляют никакого сопротивления. Поэтому для $I_{км}$ сопротивления резисторов R_k и R_n соединены параллельно и образуют сопротивление нагрузки транзистора по переменному току

$$R_{н\sim} = R_k \parallel R_n = \frac{R_k R_n}{R_k + R_n}. \quad (10.37)$$

Анализ выражения (10.37) показывает, что сопротивление нагрузки усилительного каскада по постоянному току $R_{н-}$ больше, чем по переменному току $R_{н\sim}$.

При наличии входного сигнала напряжение и ток во входной и выходной цепях представляют собой суммы постоянных и переменных составляющих. При увеличении $I_{км}$ мгновенное напряжение на коллекторе уменьшится и его приращение будет равно

$$\Delta U_{кз} = -\Delta I_{км} R_{н\sim}. \quad (10.38)$$

Линия нагрузки по переменному току, угол наклона которой равен $\alpha' = \arctg \frac{1}{R_{н\sim}}$, проходит через точку покоя (точка Р). Если во входную (базовую)

цепь каскада подается входное напряжение амплитудой $U_{вх}$, то рабочая точка на входной нагрузочной характеристике будет перемещаться вверх в точку 1 при положительной полуволне входного сигнала и вниз в точку 2 при отрицательной полуволне входного сигнала. В базовой цепи транзистора создается переменная составляющая точка базы $I_{бм}$, которая вызывает появление переменной составляющей тока коллектора $I_{км}$. Это вызывает перемещение рабочей точки по выходной нагрузочной характеристике вверх при положительной полуволне входного сигнала ($U_{вых}$ уменьшается) и вниз при отрицательной полуволне ($U_{вых}$ возрастает). Таким образом схема с ОЭ изменяет фазу входного сигнала на 180° (схема инвертирует входной сигнал).

Для получения минимальных искажений необходимо, чтобы рабочая точка не заходила при перемещении вверх в область нелинейных участков

ВАХ (транзистор из активного режима может переходить в режим насыщения), а при перемещении вниз – в область начальных токов (область отсечки) $I_{кэ0}$.

Графический расчет кроме того позволяет определить следующие параметры:

входное сопротивление

$$R_{вх} = \frac{U_{м вх}}{I_{м вх}} = \frac{U_{бэ\sim}}{I_{б\sim}};$$

коэффициент усиления по напряжению

$$K_U = \frac{U_{м вых}}{U_{мвв}};$$

коэффициент усиления по току

$$K_I = \frac{I_{к м}}{I_{б м}};$$

коэффициент усиления по мощности

$$K_P = K_U K_I.$$

10.9. Усилительный каскад с общим эмиттером

Усилительные каскады на биполярных транзисторах с резисторными нагрузками в цепи коллектора нашли широкое применение в предварительных каскадах усиления. Они обеспечивают усиление по напряжению, току, мощности.

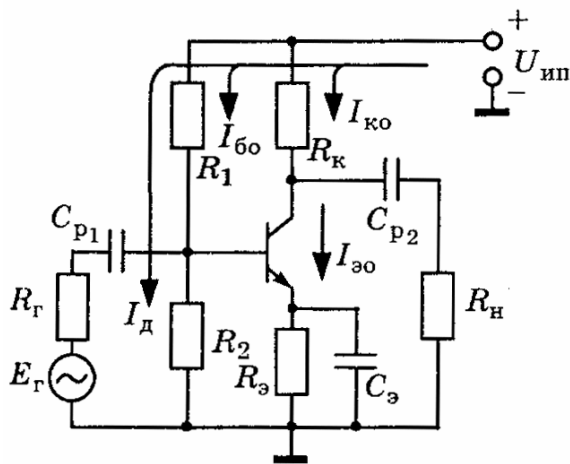


Рис.10.22. Принципиальная схема усилительного резисторного каскада в схеме с ОЭ

Принципиальная схема усилительного резисторного каскада с ОЭ представлена на рис. 10.22. Входной сигнал поступает на базу транзистора от генератора напряжения с внутренним сопротивлением $R_г$. Разделительный конденсатор C_{p1} служит для предотвращения протекания постоянной составляющей тока базы через источник входного сигнала. При отсутствии C_{p1} в цепи источника входного сигнала создавался бы постоянный ток от источника питания $U_{нп}$, который мог бы

вызвать падение напряжения на внутреннем сопротивлении $R_г$ источника сигнала, изменяющее режим работы транзистора и приводящее к нагреву источника сигнала. Конденсатор C_{p2} на выходе усилительного каскада обеспечивает выделение переменной составляющей коллекторного напряжения, которая поступает на нагрузочное устройство с сопротивлением $R_н$. Элементы R_1 , R_2 , R_3 ,

Значение $R_{\text{вх}}$ для каскада с ОЭ составляет сотни Ом или единицы кОм.

Если резистор R_3 в схеме (рис. 10.22) не зашунтирован по переменному току конденсатором C_3 , то последовательно с r_3 в эквивалентной схеме усилителя необходимо включать сопротивление R_3 . Входное сопротивление в этом случае определяется выражением

$$R_{\text{вх}} = R_1 \parallel R_2 \parallel [r_6 + (r_3 + R_3)(1 + h_{213})]. \quad (10.41)$$

Сравнение выражений (10.40) и (10.41) показывает, что введение отрицательной обратной связи по переменному току значительно увеличивает входное сопротивление усилительного каскада, а включение низкоомного делителя R_1 , R_2 , улучшающего температурную стабильность усилителя, значительно снижает его входное сопротивление.

Выходное сопротивление усилительного каскада определяется со стороны выходных зажимов при отключенной нагрузке и нулевом входном сигнале $E_{\Gamma} = 0$. Из эквивалентной схемы (рис. 10.23) видно, что выходное сопротивление каскада определяется параллельным включением сопротивления $R_{\text{к}}$ и выходным сопротивлением самого транзистора, близким по величине к $r_{\text{к}}$. Обычно $r_{\text{к}} \gg R_{\text{к}}$, и считается, что выходное сопротивление определяется величиной резистора $R_{\text{к}}$ ($R_{\text{вых}} \approx R_{\text{к}}$) и составляет единицы кОм.

Коэффициент усиления по напряжению каскада определяется как отношение выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ на нагрузке к ЭДС источника сигнала E_{Γ} . Значение $U_{\text{вых}}$ определяется выражением $U_{\text{вых}} = -h_{213} I_6 (R_{\text{к}} \parallel R_{\text{н}})$, где знак минус указывает на то, что выходное напряжение находится в противофазе с входным напряжением. Ток базы определяется выражением

$$I_6 = \frac{E_{\Gamma}}{R_{\text{вх}} + R_{\Gamma}},$$

тогда

$$K_U = \frac{U_{\text{вых}}}{E_{\Gamma}} = -h_{213} \frac{R_{\text{к}} \parallel R_{\text{н}}}{R_{\text{вх}} + R_{\Gamma}}. \quad (10.42)$$

Анализ выражения (10.42) показывает, что коэффициент усиления каскада по напряжению тем больше, чем больше выходное сопротивление каскада по сравнению с $R_{\text{вх}}$ и чем больше статический коэффициент h_{213} .

В идеальном усилителе напряжения ($R_{\Gamma} = 0$), который работает в режиме холостого хода ($R_{\text{н}} = \infty$), коэффициент усиления будет максимальным и равным:

$$K_U \approx -h_{213} \frac{R_{\text{к}}}{R_{\text{вх}}}. \quad (10.43)$$

Коэффициент усиления по току определяется отношением тока в нагрузке $I_{\text{н}}$ ко входному току $I_{\text{вх}}$ $K_I = I_{\text{н}}/I_{\text{вх}}$. Ток в базе и ток в нагрузке определяются следующими выражениями

$$I_{\delta} = I_{\text{вх}} \frac{R_{\Gamma}}{R_{\Gamma} + R_{\text{вх}}}; \quad I_{\text{н}} = -h_{21\delta} I_{\delta} \frac{R_{\text{к}}}{R_{\text{к}} + R_{\text{н}}}. \quad (10.44)$$

Подставив полученные соотношения в выражение для коэффициента усиления по току, получим

$$K_I = -h_{21\delta} \frac{R_{\Gamma}}{R_{\Gamma} + R_{\text{вх}}} \frac{R_{\text{к}}}{R_{\text{к}} + R_{\text{н}}}. \quad (10.45)$$

В идеальном усилителе тока ($R_{\Gamma} = \infty$), который работает в режиме короткого замыкания ($R_{\text{н}} = 0$), имеем $K_I = -h_{21\delta}$.

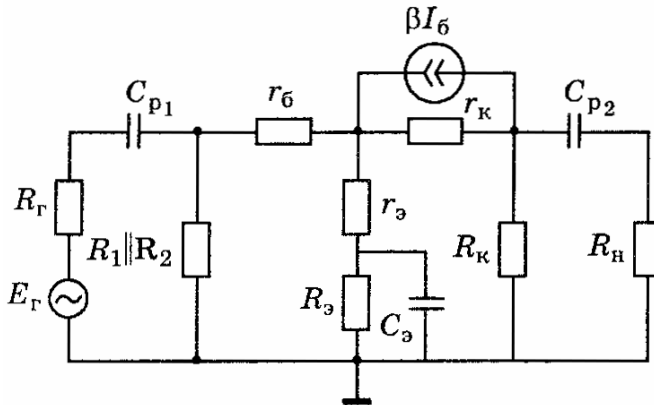


Рис.10.24. Эквивалентная схема усилительного каскада в схеме с ОЭ в диапазоне низких частот

При работе каскада в схеме с ОЭ в диапазоне низких частот необходимо учитывать емкости разделительных конденсаторов C_{p1} , C_{p2} и $C_э$. Поскольку сопротивления конденсаторов на низких частотах возрастают, то эквивалентная схема каскада имеет вид (рис. 10.24).

Сначала рассмотрим влияние разделительного конденсатора C_{p1} на изменение коэффициента усиления по напряжению

$$K_{U_{\text{н}}} = -h_{21\delta} \frac{R_{\text{к}} \parallel R_{\text{н}}}{R_{\text{вх}} + R_{\Gamma} + \frac{1}{\omega_{\text{н}} C_{p1}}}, \quad (10.46)$$

где $\frac{1}{\omega_{\text{н}} C_{p1}}$ — сопротивление емкости, $\omega_{\text{нч}} = 2\pi f_{\text{нч}}$. Отношение коэффициента усиления на низких частотах к коэффициенту усиления на средних частотах равно

$$\frac{K_{U_{\text{н}}}}{K_{U_{\text{ср}}}} = 1 + \frac{1}{j\omega_{\text{н}} \tau_{\text{н}} C_{p1}}, \quad (10.47)$$

где $\tau_{\text{н}C_{p1}} = C_{p1} (R_{\Gamma} + R_{\text{вх}})$ — постоянная времени входной цепи усилительного каскада. Коэффициент частотных искажений определяется выражением

$$M_{\text{н}C_{p1}} = \sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega_{\text{н}} \tau_{\text{н}} C_{p1}} \right)^2}. \quad (10.48)$$

Для уменьшения частотных искажений при прочих равных условиях необходимо увеличивать C_{p1} .

Коэффициент частотных искажений, вносимый разделительным конденсатором C_{p2} определяется следующим выражением:

$$M_{nC_{p2}} = \sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega_H \tau_H C_{p2}} \right)^2}, \quad (10.49)$$

где $\tau_{nC_{p2}} = C_{p2} (R_{\text{вых}} + R_H) \approx C_{p2} (R_K + R_H)$.

Рассмотрим влияние емкости C_3 на частотные искажения. Предположим, что $C_{p1} = C_{p2} = \infty$, и в первый момент времени после поступления входного сигнала влияние C_3 несущественно. По мере заряда C_3 уменьшается эмиттерный ток, а следовательно и ток базы. Когда емкость C_3 зарядится полностью, то через нее не будет протекать ток. Сопротивление в эмиттерной цепи будет равно $R_3 + r_3$ вместо начального значения r_3 . Это приведет к уменьшению тока базы и к изменению коэффициента усиления по напряжению. В этом состоит принципиальная особенность влияния емкости C_3 на частотные искажения. Постоянная времени равна произведению C_3 на параллельное сопротивление R_3 и выходного сопротивления каскада со стороны эмиттера транзистора, т.е. выходного сопротивления каскада с ОК, величина которого не превышает десятков Ом

$$\tau_{nC_3} = C_3 (R_3 \parallel R_{\text{вых ОК}}).$$

Коэффициент частотных искажений, вносимый C_3 максимальный и определяется выражением

$$M_{nC_3} = \sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega_H \tau_H C_3} \right)^2}. \quad (10.50)$$

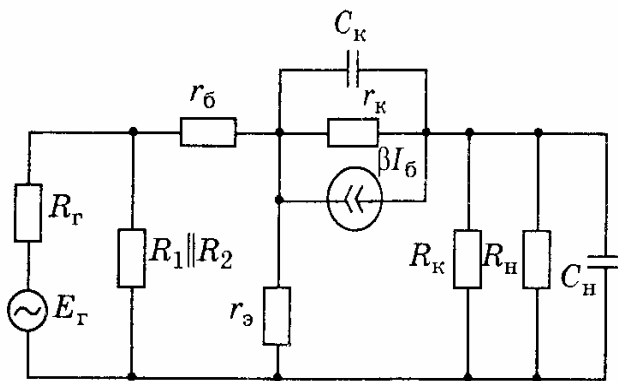


Рис.10.25. Эквивалентная схема усилительного каскада в схеме с ОЭ в диапазоне высоких частот

Коэффициент частотных искажений в диапазоне низких частот, вносимый емкостями усилительного каскада, равен

$$M_H = M_{nC_{p1}} + M_{nC_{p2}} + M_{nC_3} \text{ [дБ]}.$$

Для уменьшения $M_{Hч}$ в усилительном каскаде в схеме с ОЭ требуется увеличивать C_{p1} , C_{p2} и C_3 в большей степени.

При работе каскада с ОЭ в диапазоне высоких частот на

частотные искажения сильное влияние оказывает емкость коллекторного перехода C_K и емкость нагрузки, эквивалентная схема каскада в диапазоне высоких частот представлена на рис. 10.25.

Постоянная времени каскада с ОЭ в области высоких частот определяется выражением $\tau_B = C_K R_{\text{ВЫХ}} + C_H R_{\text{ВЫХ}} + \tau_{h_{21\beta}}$, тогда коэффициент частотных искажений в области высоких частот

$$M_B = \sqrt{1 + (\omega_B \tau_B)^2}.$$

10.10. Усилительный каскад по схеме с общей базой

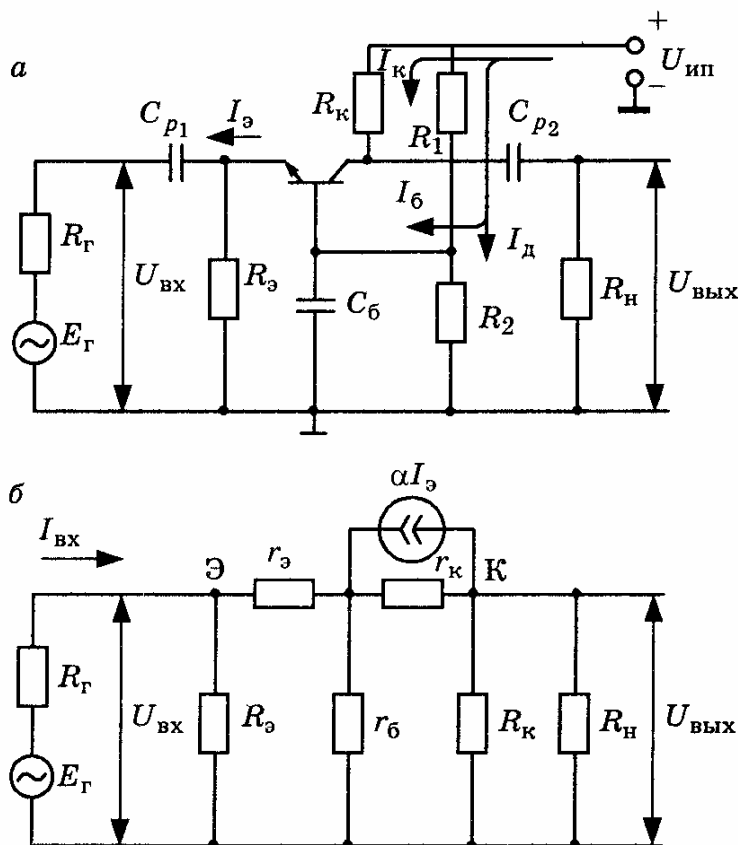


Рис.10.26. Принципиальная (а) и эквивалентная (б) схемы усилительного каскада в схеме с ОБ

Усилительный каскад на биполярном транзисторе, включенном по схеме с общей базой, может использовать один или два источника питания. Рассмотрим каскад с ОБ, использующий одним источником питания, принципиальная схема которого приведена на рис. 10.26,а. В этом каскаде для создания оптимального тока базы в режиме покоя $I_{\text{б0}}$, обеспечивающего работу усилительного каскада на линейном участке входной характеристики, служат резисторы R_1 и R_2 . Конденсатор $C_{\text{б}}$ имеет в полосе пропускания усилителя сопротивление много меньше R_2 , и падение напряжения на нем от

переменной составляющей тока мало, поэтому можно считать, что по переменной составляющей тока база соединена с общей точкой усилительного каскада. Входное напряжение подается между эмиттером и базой через разделительный конденсатор C_{p1} . Выходное напряжение снимается между коллектором и базой через разделительный конденсатор C_{p2} . Резистор $R_{\text{э}}$ служит для прохождения постоянной составляющей тока эмиттера, и для того, чтобы $R_{\text{э}}$ не шунтировало входное сопротивление каскада, оно на два-три порядка выше входного сопротивления каскада.

При подаче на вход рассматриваемого каскада положительной полуволны входного сигнала ток эмиттера и ток коллектора будут уменьшаться. Это приводит к уменьшению падения напряжения на $R_{\text{к}}$ и увеличению напряжения

$U_{кб}$, что приводит к формированию положительной полуволны выходного напряжения $U_{вых}$. Полярности входного и выходного напряжений совпадают, схема не инвертирует входной сигнал.

Анализ работы усилительного каскада с общей базой по входным и выходным характеристикам проводится аналогично анализу работы каскада с ОЭ. Выходные характеристики транзистора в схеме с ОБ более линейны, чем в схеме с ОЭ, поэтому нелинейные искажения в каскаде с ОБ меньше, чем в каскаде с ОЭ.

Расчет параметров усилительного каскада с ОБ по переменному сигналу в области средних частот проводится по эквивалентной схеме, представленной на рис. 10.26,б. На эквивалентной схеме не показаны разделительные конденсаторы C_{p1} , C_{p2} и конденсатор C_6 , с помощью которого заземляется база транзистора по переменному току, так как их номиналы выбраны такими, что емкостные сопротивления даже в области низких частот невелики, и при анализе их можно не учитывать.

Входное сопротивление каскада определяется как параллельное соединение R_3 и входного сопротивления транзистора

$$R_{вх} = R_3 \parallel [r_3 + (1 - h_{216})r_6]. \quad (10.51)$$

Согласно выражению (10.51) входное сопротивление каскада определяется преимущественно сопротивлением эмиттерной области транзистора r_3 и составляет десятки Ом (10...50 Ом). Малая величина входного сопротивления каскада является существенным недостатком. Каскад с ОБ создает большую нагрузку для источника входного сигнала.

Выходное сопротивление каскада с ОБ определяется как и у каскада с ОЭ сопротивлением резистора R_k . При небольшом его значении $R_k \ll r_k \dots$

$$R_{вых} = R_k \quad (10.52)$$

и составляет единицы–десятки килоом. Если R_k соизмеримо с r_k , то $R_{вых} = R_k \parallel r_k$.

Коэффициент усиления по току рассчитывается аналогично, как в каскаде с ОЭ. По переменной составляющей, ток коллектора связан с током эмиттера следующей зависимостью $I_k = h_{216}I_3$. Входной сигнал поступает в цепь эмиттера транзистора, поэтому усиление по току меньше единицы и определяется выражением

$$K_I \approx h_{216} \frac{R_k}{R_k + R_H} < 1. \quad (10.53)$$

Это является другим существенным недостатком каскада с ОБ.

Коэффициент усиления по напряжению определяется с помощью эквивалентной схемы каскада по переменному сигналу как отношение амплитуды выходного сигнала к амплитуде входного сигнала и имеет вид

$$K_U \approx h_{216} \frac{R_k \parallel R_H}{R_r + R_{вх}}. \quad (10.54)$$

Коэффициент усиления по напряжению каскада с ОБ существенно зависит от сопротивления нагрузки и внутреннего сопротивления источника сигнала. При $R_r \rightarrow 0$ и достаточно большом R_n коэффициент усиления по напряжению каскада ОБ приближается к величине K_U каскада ОЭ. Если же использовать последовательное соединение нескольких каскадов с ОБ, то нагрузкой предыдущего каскада является очень малое входное сопротивление последующего каскада, в связи с этим получить большой коэффициент по напряжению не удастся.

Коэффициент частотных искажений для области НЧ в каскаде ОБ определяется влиянием разделительных конденсаторов C_{p1} , C_{p2} и рассчитывается по тем же формулам, что и для схемы с ОЭ. Общий коэффициент равен $M_H = M_{H_{C_{p1}}} + M_{H_{C_{p2}}}$ [дБ]. Наибольшие частотные искажения вносятся входной цепью ибо $R_{вхОБ} \ll R_{вых}$, где $R_{вых}$ – выходное сопротивление предыдущего каскада.

Коэффициент частотных искажений в области ВЧ определяется как и в схеме ОЭ, и он значительно меньше, чем в каскаде с ОЭ. Каскад с ОБ характеризуется: малым входным сопротивлением (десятки Ом); относительно высоким выходным сопротивлением (единицы–десятки кОм); коэффициентом усиления по току, меньшим единицы; коэффициентом усиления по напряжению, зависящим от сопротивления нагрузки; малыми нелинейными искажениями.

10.11. Усилительный каскад с общим коллектором (эмиттерный повторитель)

Схема усилительного каскада с ОК приведена на рис. 10.27,а. Резистор, с которого снимается выходное напряжение, включен в эмиттерную цепь. Коллектор через очень малое внутреннее сопротивление источника питания по переменному сигналу (емкость источника питания велика) соединен с землей, значит вывод коллектора является общим для входной и выходной цепей усилителя.

Для каскада с ОК справедливо равенство

$$U_{вх} = U_{бэ} + U_{вых}. \quad (10.55)$$

Если выходное напряжение $U_{вых}$ значительно больше напряжения $U_{бэ}$, то выходное напряжение приблизительно равно входному. В связи с этим каскад с ОК называют эмиттерным повторителем. Этот каскад относится к усилителям с глубокой отрицательной ОС по напряжению.

В режиме покоя, т.е. при $U_{вх} = 0$ резисторы R_1 , R_2 и R_3 задают начальный ток смещения. Его значения выбирают таким, чтобы рабочая точка в режиме покоя находилась примерно посередине линейного участка входной ха-

рактеристики. Разделительные конденсаторы C_{p1} и C_{p2} выполняют те же функции, что и в каскаде с ОЭ.

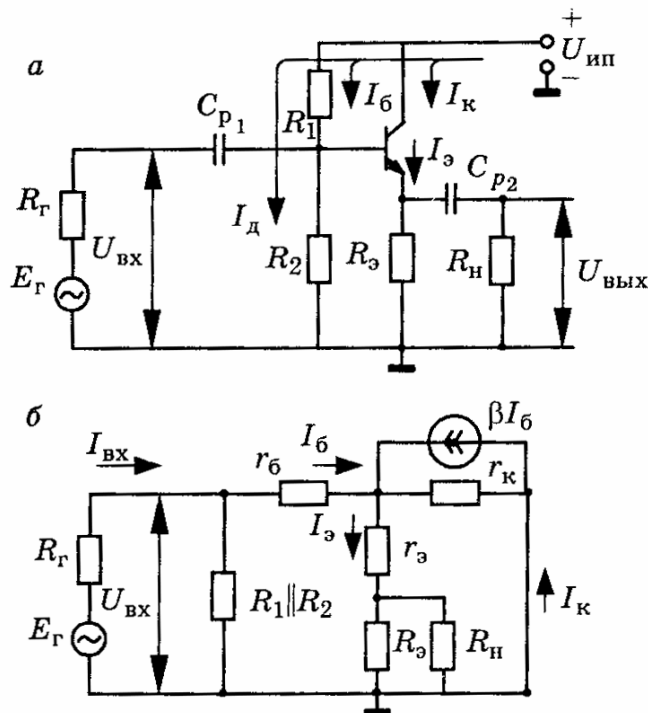


Рис.10.27. Принципиальная (а) и эквивалентная (б) схемы усилительного каскада в схеме с ОК (эмиттерный повторитель)

В каскаде с ОК напряжение входного переменного сигнала подается между базой и коллектором (общей точкой) через разделительный конденсатор C_{p1} . Выходное напряжение, равное падению напряжения на резисторе R_3 от переменной составляющей эмиттерного тока, снимается между эмиттером и коллектором через конденсатор связи C_{p2} . Расчет каскада по постоянному току проводят по аналогии с каскадом с ОЭ. Анализ каскада по переменному сигналу проводят с помощью эквивалентной схемы, представленной на рис. 10.27,б.

Входное сопротивление каскада ОК определяется параллельным соединением

резисторов R_1 , R_2 и сопротивлением входной цепи транзистора $r_{вх}$

$$R_{вх} = R_1 \parallel R_2 \parallel r_{вх}. \quad (10.56)$$

Входное сопротивление цепи транзистора равно

$$R_{вх} = U_{вх} / I_{б} = r_{б} + (1 + h_{21э})(r_{э} + R_3 \parallel R_3). \quad (10.57)$$

Анализ выражений (10.56) и (10.57) показывает, что сопротивление входной цепи транзистора $r_{вх}$ и входное сопротивление каскада с ОК больше чем в схеме с ОЭ. В практических схемах $r_{вх}$ достигает 200...300 кОм. Причем входное зависит от сопротивления нагрузки. Для увеличения входного сопротивления часто не включают резистор R_2 . Высокое входное сопротивление является одним из главных преимуществ каскада с ОК. Это требуется в случае применения каскада в качестве согласующего устройства при работе от источника входного сигнала с большим внутренним сопротивлением.

Выходное сопротивление каскада с ОК представляет собой сопротивление схемы со стороны эмиттера и определяется

$$R_{вых} = R_3 \parallel \left[r_{э} + \frac{r_{б} + R_1 \parallel R_2}{1 + h_{21э}} \right] \approx R_3 \parallel \left[r_{э} + \frac{r_{б} + R_1}{1 + h_{21э}} \right] \approx r_{э} + \frac{r_{б} + R_1}{1 + h_{21э}}. \quad (10.58)$$

Выходное сопротивление каскада с ОК мало порядка десятков Ом (10...50 Ом) и сильно зависит от внутреннего сопротивления источника сигнала

ла. Малое выходное сопротивление очень важно при использовании каскада в качестве согласующего устройства для работы на низкоомную нагрузку.

Коэффициент усиления по току в каскаде с ОК определяется следующим образом

$$K_I = I_H / I_{\text{ВЫХ}}, \quad (10.59)$$

где
$$I_H = (1 + h_{21э}) I_6 \frac{R_э \parallel R_H}{R_H};$$

$$I_6 = I_{\text{ВХ}} \frac{R_{\text{ВХ}}}{r_{\text{ВХ}}}.$$

Следовательно K_I равен

$$K_I = (1 + h_{21э}) \frac{R_{\text{ВХ}}}{r_{\text{ВХ}}} \frac{R_э \parallel R_H}{R_H} \approx (1 + h_{21э}) \frac{R_э}{R_э + R_Г}. \quad (10.60)$$

Анализ выражения показывает, что каскад с ОК имеет коэффициент усиления по току больше, чем каскады с ОЭ и ОБ.

Коэффициент усиления по напряжению каскада с ОК относительно входного генератора равен $K_U = U_{\text{ВЫХ}} / U_{\text{ВХ}}$

$$K_U = \frac{I_э R_э \parallel R_H}{I_6 (R_{\text{ВХ}} + R_Г)} \approx (1 + h_{21э}) \frac{R_э \parallel R_H}{R_{\text{ВХ}} \parallel R_Г}. \quad (10.61)$$

Коэффициент усиления по напряжению каскада с ОК меньше единицы, поэтому его часто называют коэффициентом передачи напряжения.

Эмиттерный повторитель обычно применяют для согласования высокоомного источника усиливаемого сигнала с низкоомным нагрузочным устройством. Температурная стабилизация в каскаде ОК обеспечивается резистором $R_э$.

Каскад с ОК характеризуется: высоким входным сопротивлением (порядка сотен килоом), зависящим от сопротивления нагрузки; низким выходным сопротивлением (порядка единиц Ом), зависящим от внутреннего сопротивления источника сигнала; высоким коэффициентом усиления по току; коэффициентом усиления по напряжению, меньшим единицы; совпадением по фазе входного и выходного напряжений.

10.12. Усилительные каскады на полевых транзисторах

Усилительные каскады на полевых транзисторах управляются напряжением, которое прикладывается к запирающему р–п переходу (транзисторы с управляющим р–п переходом) или к затвору (МДП-транзисторы). За счет того, что ток затвора полевых транзисторов очень мал (10^{-8} А для транзисторов с управляющим р–п переходом, а для МДП-транзисторов еще на несколько порядков меньше), то их входное сопротивление на низких частотах лежит в диапазоне $10^9 \dots 10^{13}$ Ом.

Полевые транзисторы имеют три схемы включения: с общим истоком (ОИ); общим стоком (ОС); общим затвором (ОЗ). Каскад с ОЗ обладает низким входным сопротивлением, в связи с чем используется очень редко.

10.12.1. Усилительный каскад с ОИ

На рис. 10.28,а приведена принципиальная схема каскада с общим истоком. В качестве активного элемента используется полевой транзистор с управляющим р-п переходом или МДП-транзистор со встроенным каналом. Основными элементами усилительного каскада являются: источник питания $U_{\text{ип}}$, транзистор и резистор R_c . Полярность напряжения источника питания $U_{\text{ип}}$ определяется типом канала транзистора (для канала n-типа $U_{\text{ип}}$ положительно; для канала p-типа $U_{\text{ип}}$ отрицательно).

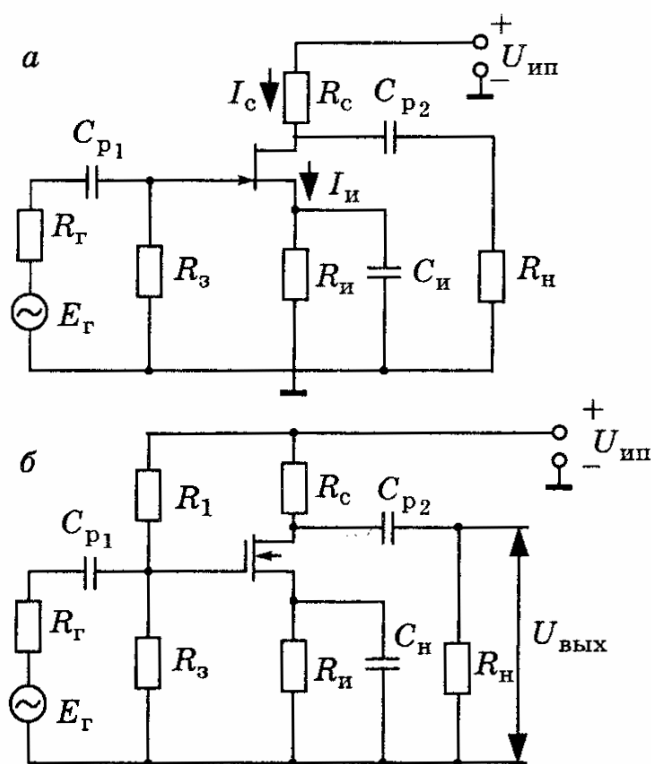


Рис.10.28. Принципиальные схемы усилительных каскадов на полевых транзисторах в схеме с ОИ:

а — с управляющим р-п переходом;
б — со встроенным каналом

Резистор R_3 (рис. 10.28,а) осуществляет гальваническую связь затвора с общей шиной, т.е. обеспечивает в режиме покоя равенство потенциалов затвора и общей шины усилительного каскада. Поэтому потенциал затвора ниже потенциала истока на величину падения напряжения на резисторе $R_{\text{и}}$ от протекания постоянной составляющей тока $I_{\text{ио}}$. В связи с этим напряжение $U_{\text{зс}}$ является отрицательным. Источник входного сигнала $E_{\text{г}}$ через разделительный конденсатор $C_{\text{р1}}$ подключается ко входу усилительного каскада, а нагрузка через разделительный конденсатор $C_{\text{р2}}$ подключается к стоку транзистора. Цепочка $R_{\text{и}} - C_{\text{и}}$ называется звеном автоматического смещения и обеспечивает стабильное отрицательное

напряжение $U_{\text{зс}}$ для режима покоя. Кроме того, конденсатор $C_{\text{и}}$ устраняет отрицательную обратную связь по переменному току, и его сопротивление на самой низкой частоте усиливаемого напряжения должно быть во много раз меньше сопротивления резистора $R_{\text{и}}$. Ёмкость конденсатора $C_{\text{и}}$ рассчитывается по формуле

$$C_{и} = \frac{10...20}{2\pi f_{нч} R_{и}}, \quad (10.62)$$

где $f_{нч}$ – самая низкая частота усиливаемого сигнала.

Требуемую величину $R_{и}$ для заданного тока покоя I_{co} определяют с помощью сток-затворной вольт-амперной характеристики транзистора. Рабочая точка в режиме покоя обычно выбирается на середине линейного участка сток-затворной характеристики, что обеспечивает минимальные нелинейные искажения. Выбрав положение рабочей точки, находят сопротивление резистора $R_{и}$

$$R_{и} = \frac{|U_{зю}|}{I_{co}}. \quad (10.63)$$

С помощью $R_{и}$ осуществляется стабилизация режима покоя. Предположим, что при изменении температуры уменьшился ток I_{co} , это приводит к уменьшению падения напряжения на $R_{и}$ и уменьшению модуля отрицательного напряжения на затворе, а это приводит к возрастанию I_{co} . Таким образом стабилизация режима покоя осуществляется за счет того, что $R_{и}$ создает последовательную отрицательную обратную связь по постоянному току. Кроме того, при воздействии входного сигнала одновременно возникает и отрицательная обратная связь по переменному току, для устранения которой вводят конденсатор $C_{и}$. Часто при расчете $R_{и}$ принимает относительно большое значение, что приводит к большому значению модуля отрицательного напряжения на затворе. Для обеспечения необходимого режима покоя в этом случае используют делитель напряжения в цепи затвора (рис. 10.28,б). Напряжение в точке покоя $U_{зю}$ определяется по формуле

$$U_{зю} = \frac{U_{ип}}{R_1 + R_3} R_3 - I_{co} R_{и}. \quad (10.64)$$

При подаче на вход положительной полуволны входного напряжения $U_{вх}$ будут возрастать ток стока I_c и падение напряжения на R_c . Напряжение $U_{си}$ уменьшается, что приводит к формированию отрицательной полуволны выходного напряжения. Полярность входного и выходного напряжений противоположна, схема с ОИ инвертирует входной сигнал.

Для расчета параметров каскада с ОИ по переменному сигналу представим схему усилительного каскада (рис. 10.28,а) эквивалентной схемой (рис. 10.29).

На средних частотах **входное сопротивление** каскада с ОИ однозначно определяется величиной R_3 и обычно лежит в пределах единиц МОм.

Выходное сопротивление каскада с ОИ определяется сопротивлением параллельно соединенных R_i и R_c

$$R_{вых} = R_i R_c \approx R_c. \quad (10.65)$$

При переходе в область высоких частот, необходимо учитывать входную и выходную емкости каскада. При этом $R_{вых} \ll R_{вх}$, что является важным преимуществом усилительных каскадов на полевых транзисторах. Зная, что ток

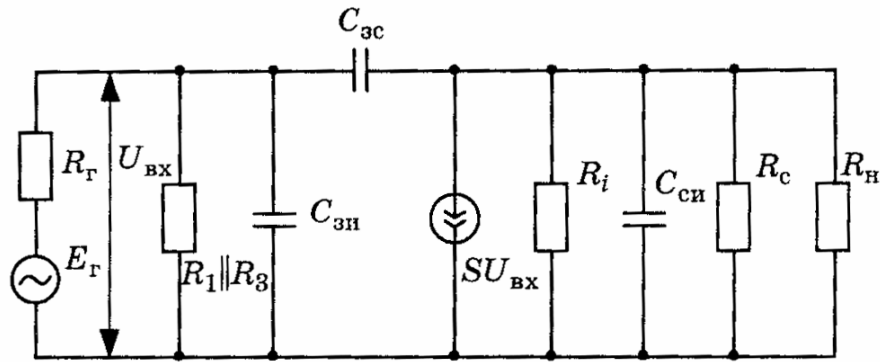


Рис.10.29. Эквивалентная схема усилительного каскада в схеме с ОИ

стока является функцией двух переменных $I_c = f(U_{зи}, U_{си})$, найдем изменение тока стока

$$\Delta I_c = \frac{\partial I_c}{\partial U_{зи}} \Delta U_{зи} + \frac{\partial I_c}{\partial U_{си}} \Delta U_{си}. \quad (10.66)$$

Используя выражения для основных параметров полевого транзистора $S = \frac{\partial I_c}{\partial U_{зи}}$ и $R_i = \frac{\partial U_{си}}{\partial I_c}$, перепишем (10.66) в виде

$$\Delta I_c = S \Delta U_{зи} + \frac{1}{R_i} \Delta U_{си}. \quad (10.67)$$

Подставив в (10.67) вместо конечных приращений ΔI_c , $\Delta U_{зи}$ и $\Delta U_{си}$ переменные составляющие тока и напряжений I_c , $U_{вх}$ и $U_{си} = -I_c R_c$ (знак минус указывает на инвертирование входного сигнала), получим уравнение

$$I_c = S U_{вх} - \frac{R_c}{R_i} I_c, \quad (10.68)$$

решив которое относительно I_c , найдем

$$I_c = S U_{вх} \frac{R_i}{R_i + R_c}. \quad (10.69)$$

Коэффициент усиления по напряжению для средних частот будет равен

$$K_U = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{I_c R_c}{U_{вх}} = \frac{S U_{вх}}{U_{вх}} \frac{R_i R_c}{R_i + R_c} = S R_i \parallel R_c. \quad (10.70)$$

Для получения максимального коэффициента усиления в диапазоне средних частот необходимо обеспечить работу каскада на высокоомную нагрузку и включить в цепи стока резистор R_c с большим сопротивлением.

10.12.2. Усилительный каскад с общим стоком (истоковый повторитель)

Схема усилительного каскада с общим стоком представлена на рис. 10.30. В этом каскаде нагрузочный резистор $R_{\text{и}}$ включен в цепь истока, а сток по переменным составляющим тока и напряжения соединен с общей точкой каскада, т.е. вывод стока является общим для входной и выходной цепей усилительного каскада. Основными элементами каскада являются резистор $R_{\text{и}}$ и транзистор. Выбор и обеспечение режима покоя производится так же, как и в каскаде с ОИ.

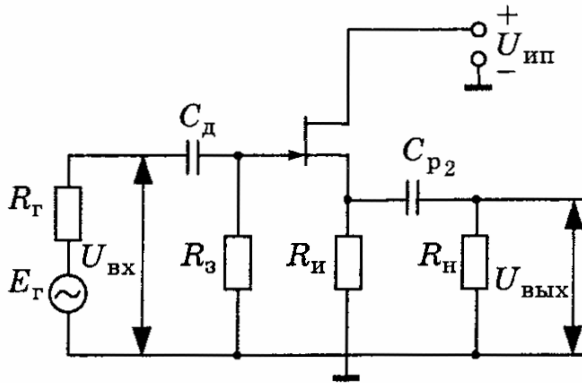


Рис.10.30. Принципиальная схема усилительного каскада в схеме с ОС (истоковый повторитель)

Выходное напряжение, равное переменной составляющей падения напряжения на резисторе $R_{\text{и}}$, подается через разделительный конденсатор $C_{\text{р2}}$ в нагрузку.

Для истокового повторителя напряжение на нагрузке совпадает по фазе со входным напряжением и связано с ним равенством

$$\begin{aligned} U_{\text{вых}} &= U_{\text{вх}} - U_{\text{зи}}; \\ U_{\text{вых}} &= I_{\text{с}} R_{\text{и}}. \end{aligned} \quad (10.71)$$

Подставив эти выражения в (10.70) и преобразовав с учетом неравенства $\mu = SR_{\text{и}} \gg 1$ получим

$$K_{\text{U}} = \frac{SR_{\text{и}}}{1 + SR_{\text{и}}}. \quad (10.72)$$

Коэффициент усиления по напряжению определяется крутизной транзистора и сопротивлением резистора в цепи истока, и при увеличении произведения $SR_{\text{и}}$ стремится к единице. Поэтому в истоковых повторителях стремятся использовать транзисторы с высоким значением крутизны.

Входное сопротивление истокового повторителя для низких и средних частот, как и в усилительном каскаде с ОИ, определяется величиной R_3 и составляет единицы МОм. Выходное сопротивление для каскада с ОС в области средних частот определяется как

$$R_{\text{вых}} = R_{\text{и}} \parallel \frac{R_{\text{и}}}{1 + \mu} \approx \frac{1}{S}. \quad (10.73)$$

Из выражения (10.73) следует, что выходное сопротивление каскада с ОС значительно меньше, чем в каскаде с ОИ, и составляет сотни Ом.

10.13. Усилители постоянного тока

Усилители постоянного тока (УПТ) предназначены для усиления медленно изменяющихся во времени сигналов. Амплитудно-частотная характеристика УПТ изображена на рис. 10.31. Связь источника сигнала со входом усилителя и междукаскадные связи не могут быть осуществлены в УПТ с помо-

щью реактивных элементов – конденсаторов и трансформаторов, а имеют гальваническую связь. Гальванической называют связь, осуществляемую с помо-

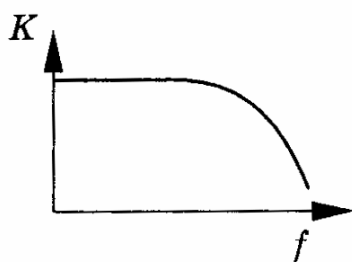


Рис.10.31.
**Амплитудно-
частотная
характеристика
усилителя
постоянного тока**

щью элементов, обладающих проводимостью как на переменном, так и на постоянном токе. Элементами гальванической связи могут быть резисторы, диоды, проводники. Если используются проводники, то гальваническую связь называют непосредственной.

Способность УПТ усиливать медленно изменяющиеся сигналы приводит к тому, что изменения температуры, питающих напряжений и другие медленно изменяющиеся факторы вызывают изменения выходного напряжения. Самопроизвольное изменение выходного

напряжения УПТ при неизменном напряжении входного сигнала называется дрейфом нуля усилителя. Напряжение дрейфа, суммируясь с полезным сигналом на выходе усилителя, приводит к ошибкам в работе исполнительных устройств. Напряжение дрейфа нуля, измеренное на выходах различных усилителей, различно. Оно определяется величиной напряжения дрейфа нуля каждого каскада и коэффициентами усиления каскадов. Различают абсолютный дрейф нуля на выходе усилителя и дрейф, приведенный ко входу усилителя. Абсолютный дрейф нуля представляет собой максимальное изменение выходного напряжения $U_{\text{вых др}}$ при короткозамкнутом входе за определенный промежуток времени.

Для удобства сравнения различных усилителей по дрейфу нуля используют его уровень, приведенный ко входу усилителя (приведенный дрейф) $U_{\text{вх др}} = U_{\text{вых др}} / K_U$. Величина $U_{\text{вх др}}$ определяет диапазон возможного изменения входного напряжения E_T усилителя, при котором напряжение дрейфа $U_{\text{вых др}}$ составляет незначительную часть полезного выходного сигнала. Величина $U_{\text{вх др}}$ определяет чувствительность усилителя. На практике минимальное значение входного сигнала принимают в десятки и сотни раз больше $U_{\text{вх др}}$.

Особенностью УПТ является трудность обеспечения параметров режима покоя каскадов. Параметры режима покоя каскада рассчитываются с учетом элементов, относящихся к выходной цепи предыдущего каскада и входной цепи последующего каскада. При выборе схемы каскада особое внимание уделяется обеспечению стабильности параметров режима покоя в отношении влияния всех дестабилизирующих факторов: изменение температуры; изменение напряжения источников питания; изменение параметров окружающей среды (давление, влажность); старение элементов и др.

Основными способами уменьшения дрейфа нуля являются: применение глубоких отрицательных обратных связей; использование термокомпенсирующих элементов (резисторов, диодов, транзисторов); преобразование постоянного тока в переменный с последующим его преобразованием в постоянный; применение балансных (мостовых) схем и др.

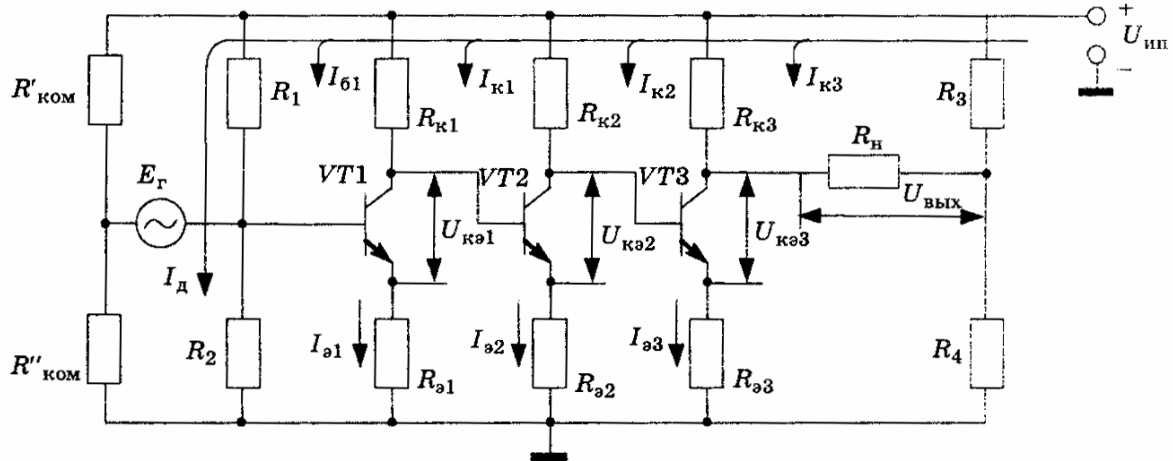


Рис.10.32. Принципиальная схема усилителя постоянного тока

Принципиальная схема УПТ приведена на рис. 10.32. Усилители постоянного тока обычно бывают многокаскадными, так как в одном каскаде трудно получить необходимое усиление из-за глубокой отрицательной обратной связи. В многокаскадных усилителях удастся уменьшить величину приведенного дрейфа. Особенностью этого усилителя является то, что выводы коллектора и базы транзисторов соседних каскадов соединены непосредственно. Резисторы, включенные в цепь эмиттера каждого каскада, обеспечивают внутрикаскадные отрицательные обратные связи по току, кроме того предназначены для создания необходимого напряжения $U_{бэ0}$ в режиме покоя. Этим достигается повышение положительного потенциала на эмиттере каждого транзистора за счет протекания тока эмиттера через R_3 . Таким образом напряжение $U_{бэ0}$ в режиме покоя второго и последующих каскадов будет определяться соответственно.

$$U_{бэ02} = U_{к01} - U_{э02} = U_{к01} - I_{э02} R_{э2}. \quad (10.74)$$

Задание режима по постоянному току первого каскада УПТ осуществляется аналогично как и для усилителей переменного сигнала.

Часто нагрузка усилителя R_n включается в диагональ моста, образованного элементами выходной цепи окончательного каскада и резисторами R_3 , R_4 . Таким образом обеспечивается $U_{вых} = 0$ при отсутствии входного сигнала. Резисторы R_3 , R_4 создают компенсирующее напряжение выходной цепи каскада

$$U_{комп\,вых} = \frac{R_4 U_{ин}}{R_3 + R_4}. \quad (10.75)$$

Рассмотрим основные показатели усилителя для приращений входного сигнала, используя выражения, полученные для каскада с ОЭ. Если резисторы

делителя напряжения R_1 и R_2 высокоомны, то входное сопротивление усилителя определяется в основном входным сопротивлением транзистора

$$R_{вх} = r_{\bar{e}} + (r_{\bar{e}} + R_{\bar{e}})(1 + h_{21\bar{e}}) \approx h_{21\bar{e}} R_{\bar{e}}, \quad (10.76)$$

а коэффициенты усиления по напряжению каскадов определяются следующими выражениями

$$K_{U1} = h_{21\bar{e}1} \frac{R_{к1} \parallel R_{вх2}}{R_{вх1}} \approx h_{21\bar{e}1} \frac{R_{к1}}{h_{21\bar{e}1} R_{\bar{e}1}} \approx \frac{R_{к1}}{R_{\bar{e}1}}, \quad (10.77)$$

$$K_{U2} = h_{21\bar{e}2} \frac{R_{к2} \parallel R_{вх3}}{R_{вх2}} \approx h_{21\bar{e}2} \frac{R_{к2}}{h_{21\bar{e}2} R_{\bar{e}2}} \approx \frac{R_{к2}}{R_{\bar{e}2}}, \quad (10.78)$$

$$K_{U3} = h_{21\bar{e}3} \frac{R_{к3} \parallel (R_{н} + R_3 R_4)}{R_{вх3}} \approx \frac{R_{\bar{h}3} \parallel (R_{н} + R_3 \parallel R_4)}{R_{\bar{e}3}}. \quad (10.79)$$

Из выражений видно, что коэффициенты усиления по напряжению отдельных каскадов обратно пропорциональны сопротивлениям в цепи эмиттера. Для поддержания неизменного режима покоя всех каскадов ($U_{кэ01} = U_{кэ02} = U_{кэ03}$, $I_{э01} = I_{э02} = I_{э03}$) при увеличении сопротивлений $R_{\bar{e}2}$, $R_{\bar{e}3}$ необходимо уменьшать сопротивления резисторов $R_{к2}$, $R_{к3}$, что следует из выражений

$$R_{к2} = \frac{U_{ип} - U_{кэ02} - I_{э02} R_{\bar{e}2}}{I_{к02}}, \quad (10.80)$$

$$R_{к3} = \frac{U_{ип} - U_{кэ03} - I_{э03} R_{\bar{e}3}}{I_{к03}}. \quad (10.81)$$

Это приводит к уменьшению коэффициентов усиления второго и третьего каскадов за счет возрастания глубины отрицательной обратной связи по току.

При неизменном сопротивлении резисторов $R_{\bar{e}}$ ($R_{\bar{e}1} = R_{\bar{e}2} = R_{\bar{e}3}$), но при большом токе эмиттеров $I_{э02}$, $I_{э03}$ коэффициент усиления каскадов будет уменьшаться, но только за счет того, что необходимо уменьшить сопротивление резисторов $R_{к2}$, $R_{к3}$. Однако в этом случае сопротивления резисторов $R_{к2}$, $R_{к3}$ будут меньше, чем при неизменном режиме покоя, в связи с этим коэффициент усиления каждого последующего каскада будет меньше предыдущего.

Для повышения коэффициента усиления второго и последующих каскадов часто применяют схемотехнические решения, показанные на рис. 10.33. На рис. 10.33,а потенциал эмиттера повышается за счет дополнительного сопротивления R_0 и пропускания через $R_{\bar{e}}$ дополнительной составляющей тока I_0 . На рис. 10.33,б эта задача решается включением в цепь эмиттера стабилитрона или нескольких прямосмещенных p–n переходов.

Для согласования входного потенциала первого каскада с источником сигнала, часто источник сигнала включается между базой транзистора и средней точкой специального делителя напряжения, образованного резисторами $R'_{\text{ком}}$ и $R''_{\text{ком}}$. Потенциал средней точки делителя должен быть равен потенциалу базы транзистора в режиме покоя.

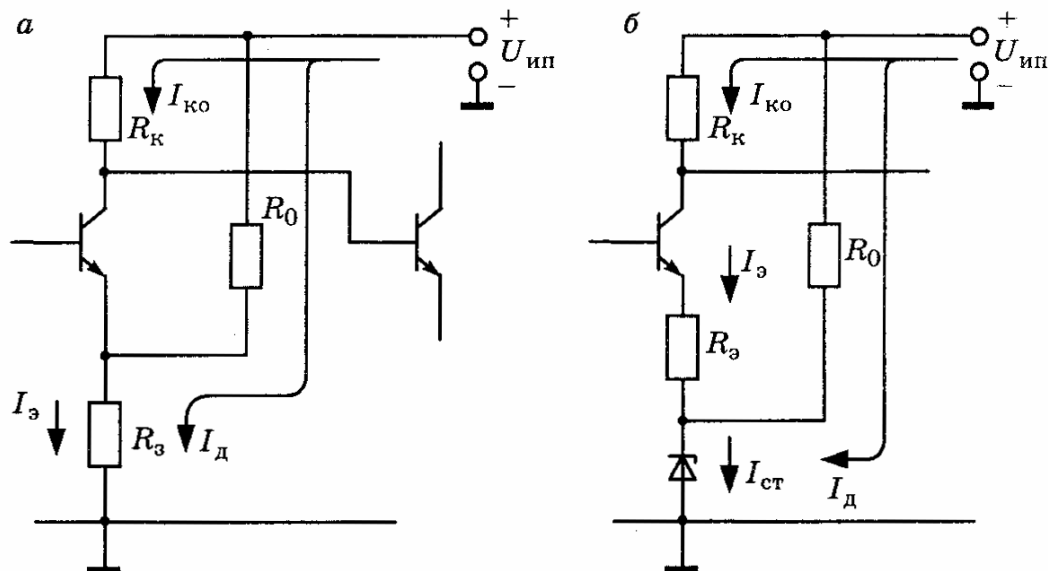


Рис.10.33. Способы повышения коэффициента усиления каскадов УПТ

Многокаскадные УПТ прямого усиления позволяют получить невысокий коэффициент усиления порядка нескольких десятков раз. Получение больших коэффициентов усиления (сотен и тысяч) с помощью таких УПТ невозможно из-за сильного проявления дрейфа усилителя, вызванного нестабильностью напряжения питания и температурной нестабильностью параметров транзисторов.

Кроме этого, УПТ с одним источником питания обладают еще и следующими недостатками: нагрузка включается между коллектором транзистора и средней точкой делителя и не может быть соединена с общей точкой усилителя, имеющей нулевой потенциал; источник входного сигнала так же не соединен с общей точкой усилителя.

ГЛАВА 11

ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЕ И ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

11.1. Дифференциальные усилители

Наиболее перспективным способом уменьшения дрейфа нуля УПТ является применение дифференциальных усилительных каскадов (ДУ; ДК). Дифференциальным, т.е. разностным, называется усилительный каскад, усиливающий разность двух напряжений. Дифференциальный каскад представляет собой симметричный усилитель параллельного баланса, принципиальная схема которого представлена на рис. 11.1.

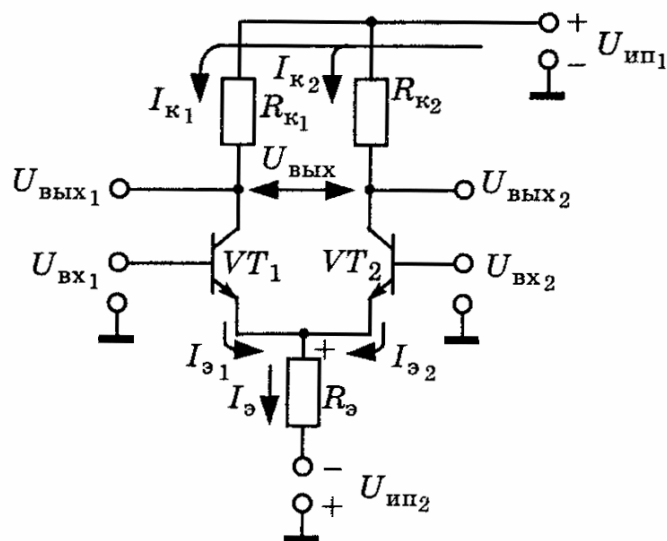


Рис.11.1. Принципиальная электрическая схема дифференциального каскада

Такие усилители просто реализуются в виде монолитных ИМС. Дифференциальный каскад выполняется по принципу сбалансированного моста, два плеча которого образованы резисторами R_{K1} и R_{K2} , а два других транзисторами VT_1 и VT_2 . Выходное напряжение снимается между коллекторами транзисторов (с диагонали моста) или с коллекторов.

Для питания ДУ обычно используются два источника питания, напряжение которых равны по модулю. Часто такие

источники питания называют источники с расщепленным питанием. Использование источника питания $U_{ип2}$ снижает потенциал эмиттеров транзисторов VT_1 и VT_2 до потенциала земли. Это позволяет подавать сигналы на входы усилителя относительно земли без введения дополнительных компенсирующих напряжений.

Если схема полностью симметрична, то изменение напряжения питания, синфазно для обоих транзисторов, не нарушает баланса моста и выходное напряжение остается без изменения. Изменение температуры воздействует на токи транзисторов также одинаково (синфазно). В идеальной симметричной схеме ДУ дрейф нуля должен отсутствовать. В реальной схеме ДУ дрейф нуля в 10...100 раз меньше чем в схеме с общим эмиттером.

Если на обоих входах ДУ действуют равные по амплитуде, форме и фазе сигналы, то такие сигналы называют синфазными. Если на входы ДУ подаются сигналы, имеющие равные амплитуды и форму, но противоположные по фазе, то такие сигналы называют дифференциальными.

Положительный потенциал источника питания $U_{ип2}$, поступающий через корпус и цепи входных сигналов на базы обоих транзисторов, открывает их. Под действием источника питания $U_{ип1}$ и при отсутствии входных сигналов в коллекторных цепях транзисторов VT_1 и VT_2 протекают коллекторные токи $I_{к1} = I_{к2}$. Эти токи создают одинаковые падения напряжения на резисторах $R_{к1}$ и $R_{к2}$, т.е. $U_{вых1} = U_{вых2}$. Если нагрузочное сопротивление включено между коллекторами транзисторов VT_1 и VT_2 , то выходное напряжение на резисторе нагрузки равно нулю $U_{вых} = U_{вых1} - U_{вых2} = 0$.

Равенство выходного напряжения нулю при отсутствии входного сигнала называют режимом покоя. В режиме покоя через сопротивление R_3 протекают эмиттерные токи $I_{э1}$ и $I_{э2}$, создающие на резисторе R_3 падение напряжения, направленное встречно напряжению источника питания $U_{ип2}$. Постоянные напряжения на входах, задающие режим покоя транзисторов ДУ, равны

$$U_{бэ} = U_{ип2} - (I_{э1} + I_{э2})R_3. \quad (11.1)$$

Резистор R_3 , включенный в цепь эмиттеров, создает последовательную обратную связь по току, стабилизируя рабочую точку транзисторов. Изменения эмиттерных токов $I_{э1}$ и $I_{э2}$, вызванные изменением напряжения источника питания и температуры, вызывают изменение падения напряжения на R_3 , что приводит к изменению напряжения $U_{бэ}$, которое в свою очередь стремится возвратить коллекторные токи к исходному состоянию, т.е. стабилизирует схему. Эта стабилизация тем выше, чем выше сопротивление R_3 и идентичность характеристик и параметров транзисторов. Анализ выражения (11.1) показывает, что для сохранения постоянным значение $U_{бэ}$, задающее исходную рабочую точку, с увеличением R_3 необходимо увеличивать напряжение источника питания $U_{ип2}$. А так как в практических схемах используют двухполярное питание

$|U_{ип1}| = |U_{ип2}|$, то значение напряжения питания $U_{ип2}$ уже определяет значение R_3 , которое нельзя произвольно увеличивать. Таким образом, величина сопротивления резистора R_3 должна быть небольшой для обеспечения режима покоя и значительно высокой в рабочем режиме. Эта задача решается с помощью генератора стабильного тока, включаемого в цепь эмиттеров транзисторов VT_1 и VT_2 (рис. 11.2,а).

Под генератором стабильного тока (ГСТ) понимается двухполюсник, сила тока через который почти не зависит от величины приложенного к нему напряжения. При приложении к ГСТ переменного напряжения его сопротивление для переменной составляющей тока будет очень высоким. Генератор стабильного тока, определяющий сумму эмиттерных токов $I_{э1}$ и $I_{э2}$ транзисторов VT_1 и VT_2 , собран на транзисторе VT_3 (рис. 11.2,а)

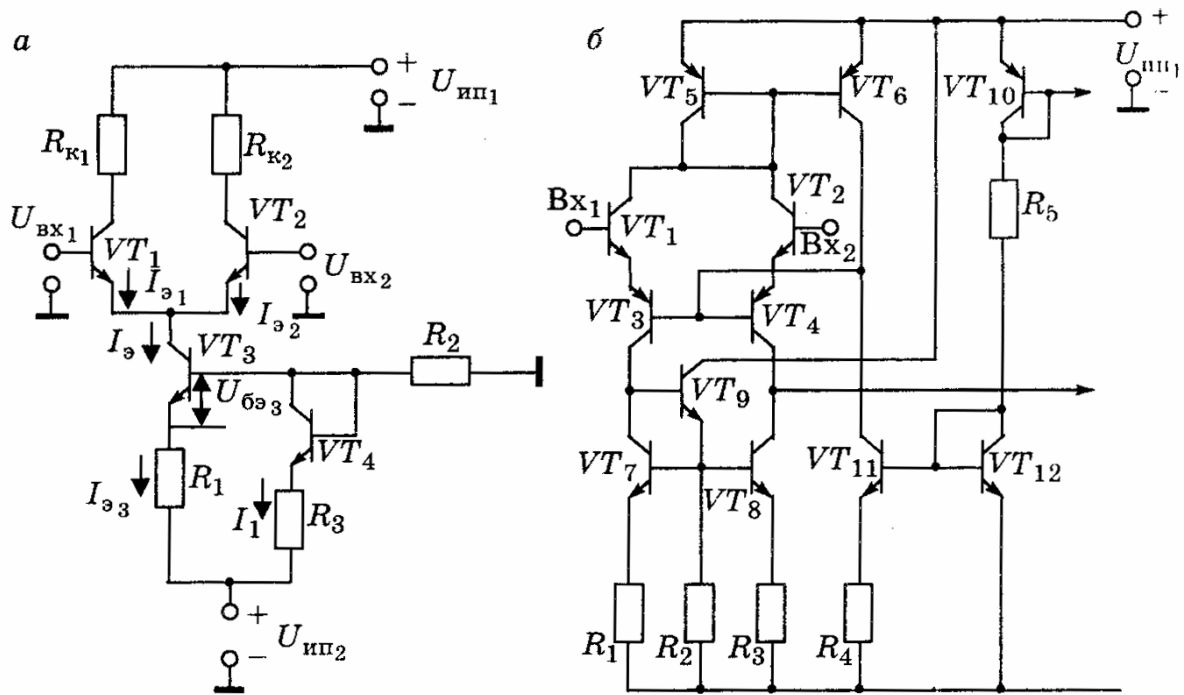


Рис.11.2. Принципиальная схема дифференциального каскада:
а — с генератором стабильного тока, **б** — с нелинейной нагрузкой

ГСТ создает динамическую нагрузку потому, что потенциал $U_{бэ3}$ остается неизменным, так как снимается с делителя напряжения, собранного на резисторах R_2 и R_3 . Термостабилизацию рабочей точки транзистора VT_3 осуществляет транзистор VT_4 в диодном включении. Напряжение делителя, подводимое к базе транзистора VT_3 , при пренебрежении током базы $I_{б3}$ определяется падением напряжения на резисторе R_3 и падением напряжения $U_{бэ4}$

$$I_1 R_3 + U_{бэ4} = U_{бэ3} + I_{э3} R_1, \quad (11.2)$$

где ток делителя I_1

$$I_1 = \frac{U_{ип2} - U_{бэ4}}{R_2 + R_3} \approx \frac{U_{ип2}}{R_2 + R_3}.$$

Ток эмиттера транзистора VT_3 определяется из выражения (11.2)

$$I_э = \frac{I_1 R_3 (U_{бэ4} + U_{бэ3})}{R_1} \quad (11.3)$$

Анализ выражения (11.3) показывает, что ток $I_э$ определяется преимущественно сопротивлениями R_1 , R_3 и током делителя I_1 , поэтому зависимость тока $I_э$ от температуры незначительна. Таким образом, при отсутствии входных сигналов $U_{вх1} = U_{вх2} = 0$ и равенстве параметров транзисторов VT_1 и VT_2 , равенстве $R_{к1} = R_{к2}$, достигается баланс моста, при этом обеспечивается высокая стабильность даже при изменении напряжения питания, температуры. Это достигается за счет одинакового изменения падения напряжения на коллекторах

транзисторов VT_1 и VT_2 . Даже при одинаковом дрейфе по обоим усилителям, дрейф на выходе каскада отсутствует. При интегральном исполнении ДК имеется некоторый разброс параметров транзисторов, что приводит к появлению некоторого дрейфа на выходе. При подаче на оба входа синфазных сигналов, изменение I_{K1} и I_{K2} происходит на одинаковую величину и $U_{\text{ВЫХ}} = 0$, т.е. ДК не дает усиления синфазного сигнала (не чувствителен к синфазному сигналу). Это является ценным его свойством и позволяет избавиться от помех, действующих на входах и даже наводимых на входных проводах. Однако, из-за наличия на обоих входах постоянных составляющих напряжения возможно появление на выходе выходной синфазной ошибки

$$U_{\text{ВЫХ}} = K_U (U_{\text{ВХ1}} - U_{\text{ВХ2}}). \quad (11.4)$$

Рассмотрим работу дифференциального каскада, если сигналы на входы поданы в противофазе. Предположим, что на входе $U_{\text{ВХ1}} = +U_{\text{ВХ}}$, а $U_{\text{ВХ2}} = -U_{\text{ВХ}}$. Это приводит к тому, что транзистор VT_1 открывается, и ток коллектора I_{K1} возрастает на величину ΔI_K , а транзистор VT_2 под действием отрицательного входного сигнала $-U_{\text{ВЫХ}}$ начинает закрываться, и ток коллектора I_{K2} уменьшается на ΔI_K .

Противофазные напряжения на входах ДК вызывают противофазные изменения эмиттерных токов. В симметричной схеме их изменения взаимно компенсируются, и через резистор R_3 протекает постоянный ток $I_3 = I_{31} + I_{32}$. Переменное напряжение на R_3 отсутствует, и потенциал эмиттеров равен потенциалу общего провода. Каскад реагирует на разность входных сигналов, вот почему и называется **д и ф ф е р е н ц и а л ь н ы м**.

Вход усилителя, сигнал с которого передается на выход усилителя без изменения фазы, называется **неинвертирующим** или **прямым**. Другой вход является **инвертирующим** и обозначается **кружком**.

Таким образом, при таком способе подачи входного сигнала выход каскада со стороны коллектора транзистора VT_1 является **ИНВЕРТИРУЮЩИМ**, как и вход $U_{\text{ВХ1}}$, а со стороны коллектора транзистора VT_2 - **НЕИНВЕРТИРУЮЩИМ**, а вход $U_{\text{ВХ2}}$ - **неинвертирующим (прямым) входом**. Выходной сигнал снимаемый в диагонали моста с коллекторов транзисторов VT_1 и VT_2 называется **д и ф ф е р е н ц и а л ь н ы м**

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВЫХ1}} - U_{\text{ВЫХ2}} = 2\Delta U_K. \quad (11.5)$$

Размах выходного напряжения $U_{\text{ВЫХ}}$ может изменяться от положительного до отрицательного значения и ограничивается напряжениями источника питания. Так как для дифференциального входного сигнала в любой момент напряжения на коллекторах транзисторов VT_1 и VT_2 будут находиться в противофазе, то на нагрузке происходит выделение удвоенного выходного сигнала.

Таким образом резистор R_3 образует отрицательную обратную связь только для синфазного сигнала.

Поскольку даже при интегральном исполнении в реальных ДУ не удастся обеспечить идеальную симметрию плеч, то и для дифференциального сигнала R_3 создает ООС небольшой глубины, которая зависит от качества симметрии плеч. Вследствие симметрии каскада при отсутствии дифференциального сигнала $U_{вх} = 0$, коллекторные токи транзисторов VT_1 и VT_2 одинаковы и $U_{вых} = 0$. Нулевые значения $U_{вых}$ сохраняются при одновременном и одинаковом изменении токов в обоих плечах, какими бы причинами такое изменение не вызывалось. В связи с этим в идеальном ДУ дрейф выходного напряжения отсутствует, хотя в каждом из плеч он может быть относительно большим. Симметрия не нарушится при синфазном изменении $U_{ип1}$ и $U_{ип2}$, значит ДУ не чувствителен к синфазному сигналу.

Качество работы ДУ характеризуется коэффициентом ослабления синфазного сигнала $K_{U_{дифф}}/K_{U_{син}}$, который показывает способность каскада различать малый дифференциальный сигнал на фоне большого синфазного напряжения. Коэффициент ослабления синфазного сигнала (КОСС) ДУ характеризуется выражением $20 \cdot \lg(K_{U_{дифф}}/K_{U_{син}})$. В ДУ всегда стремятся сделать КОСС как можно больше, что достигается увеличением сопротивления R_3 . Однако, при интегральном исполнении ДУ трудно получить резисторы с большим номиналом. На практике вместо R_3 используют электронный эквивалент резистора большого номинала – генератор стабильного тока. В дифференциальных усилительных каскадах КОСС лежит в пределах от –60 до 120 дБ. Он зависит от температуры, частоты синфазного напряжения. На более высоких частотах КОСС становится меньше.

Синфазный сигнал определяет диапазон входных напряжений, при подаче которых усилитель сохраняет способность усиливать малые дифференциальные сигналы. Большое синфазное напряжение приводит к нарушению линейности усилителя. Для получения большого коэффициента усиления дифференциального каскада необходимо увеличивать ток, протекаемый через транзисторы, и сопротивление резистора, включенного в цепь коллекторов. Увеличение токов, протекаемых через транзисторы VT_1 и VT_2 , может привести к понижению входных сопротивлений транзисторов, что в свою очередь приводит к увеличению входных токов. А увеличение сопротивлений резисторов $R_{к1}$ и $R_{к2}$ приводит к уменьшению потенциалов коллекторов транзисторов VT_1 и VT_2 при отсутствии входного сигнала. При наличии входного сигнала создаются предпосылки для перехода транзисторов в режим насыщения. В практических схемах дифференциальных каскадов стремятся увеличить R_k не изменяя при этом потенциалов коллекторов транзисторов, это достигается за счет использования нелинейной нагрузки.

На рис. 11.2,б представлена принципиальная схема дифференциального каскада с симметричным входом, в котором используется нелинейная нагрузка. Данный каскад является базовой схемой входного каскада для построения различных операционных усилителей.

Дифференциальную пару образуют транзисторы VT_1 – VT_4 , включенные в каждом плече по каскодной схеме ОК–ОБ. Входные транзисторы VT_1 , VT_2 включены по схеме с ОК, а р-п-р транзисторы VT_3 и VT_4 с ОБ. Включение р-п-р транзисторов с ОБ дает возможность использовать преимущества этой схемы включения: лучшие частотные свойства и более высокое входное сопротивление. Такая транзисторная структура ОК-ОБ наиболее высокочастотна и обладает большим входным сопротивлением, отсутствует эффект модуляции ширины базовой области (эффект Эрли) транзисторов дифференциальной пары, проявляющийся в базовой схеме ДУ из-за разных величин коллекторных напряжений при балансе. Входные транзисторы VT_1 и VT_2 все время работают при одном и том же напряжении на коллекторах, и через них протекает одинаковый ток, что исключает эффект Эрли. В качестве динамической нагрузки транзисторов VT_3 и VT_4 используются транзисторы VT_7 и VT_8 , представляющие совместно с VT_9 и резисторами R_1 и R_3 диодно-транзисторную структуру. Транзистор VT_9 обеспечивает смещение транзисторов VT_7 и VT_8 и включен в схеме с ОК. За счет чего напряжение с коллекторной цепи транзистора VT_7 через эмиттерный повторитель (транзистор VT_9) подается на базу транзистора VT_8 . Поступив на базу, этот сигнал инвертируется усилительным каскадом транзистора VT_8 , в коллекторной цепи транзистора VT_8 суммируются сигналы действующие между коллекторами транзисторов VT_3 и VT_4 . За счет такого схемотехнического построения дифференциальный выход преобразуется в несимметричный.

При одновременном изготовлении на одной подложке транзисторов обеих структур все же не удастся получить точно заданные абсолютные значения параметров р-п-р структуры. Для стабилизации рабочей точки транзисторов VT_3 и VT_4 предусмотрена цепь ООС, которая образована диодно-транзисторной структурой на транзисторах VT_5 и VT_6 .

Транзистор VT_5 в диодном включении стабилизирует ток входных транзисторов VT_1 и VT_2 , а также транзистора VT_6 , который регулирует так же токи баз транзисторов VT_3 и VT_4 путем сложения или вычитания тока коллектора и тока источника стабильного тока, собранного на транзисторах VT_{10} – VT_{12} . За счет транзисторов VT_5 и VT_6 повышается коэффициент ослабления синфазного входного сигнала, а следовательно, и всего ОУ, за счет стабилизирующей ОС, действующей для синфазных сигналов, и не оказывает заметного влияния на коэффициент передачи дифференциального сигнала.

Для повышения входного сопротивления часто используют ДУ на полевых транзисторах. На рис. 11.3 приведена принципиальная схема ДУ на МДП транзисторах. В данной схеме использованы МДП транзисторы с каналом п-

типа, это могут быть транзисторы как со встроенным, так и с индуцированным каналом.

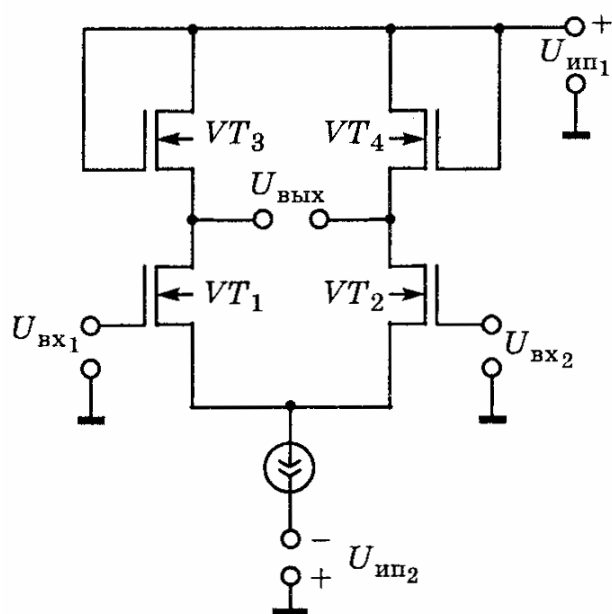


Рис.11.3. Принципиальная электрическая схема дифференциального усилителя на МДП-транзисторах

Подложка может соединяться или с общей шиной, или с истоком. ДУ выполнен по принципу сбалансированного моста, два плеча которого образованы транзисторами VT_1 , VT_2 , а два других - транзисторами VT_3 , VT_4 . Сопротивление нагрузки включается в диагональ моста т.е. между стоками транзисторов VT_1 , VT_2 .

Транзисторы VT_3 , VT_4 выполняют функции пассивных элементов – резисторов. Поэтому такой ДУ иногда называют усилителем с динамической нагрузкой.

Для дифференциального сигнала коэффициент усиления по напряжению определяется

отношением ширины каналов МДП-транзисторов VT_1 и VT_3 (или VT_2 и VT_4). Большие значения отношения ширины каналов технологически выполнить очень затруднительно, поэтому в реальных устройствах $K_{удифф}$ не превышает

10. КОСС в таких каскадах значительно меньше, чем у каскадов на биполярных транзисторах. Входное сопротивление определяется токами транзисторных структур. В связи с этим входные сопротивления такого ДУ довольно велики, как для дифференциального, так и для синфазного сигналов, и составляют более 10^{10} Ом. Недостатками ДУ с полевыми транзисторами на входе являются большие напряжения смещения нуля и значительный температурный дрейф.

Для получения малых значений входного тока, увеличения коэффициента усиления часто используют "супер-бета" транзисторы. За счет чрезвычайно тонкой базы значение коэффициента передачи тока базы β может достигать нескольких тысяч раз. Увеличение параметра β приводит к снижению напряжения пробоя коллекторного перехода до 4 В, а параметр β в свою очередь сильно зависит от напряжения коллекторного перехода. Использование супербета транзисторов на входе дифференциального каскада приводит к увеличению входного сопротивления ДУ.

Способность дифференциального каскада не реагировать на синфазный сигнал является очень важным и полезным свойством. Это свойство дифференциальных каскадов позволяет использовать их для выделения малых сигналов на фоне больших синфазных помех, производить с их помощью сравнение

сигналов между собой и с заданными уровнями и совершать еще целый ряд операций с сигналами, что делает дифференциальные каскады практически незаменимыми компонентами современных схем. Дифференциальные каскады обладают малыми нелинейными искажениями при усилении сигналов переменного тока. Дифференциальные каскады используют в тех случаях, когда слабые сигналы можно потерять на фоне шумов. Это передача по длинным линиям (кабелям) цифровых, звуковых, радиочастотных сигналов, напряжения электрокардиограмм, сигналов считывания информации с магнитной памяти и т.д.

11.2. Операционные усилители

Операционными усилителями (ОУ) называют многокаскадные усилители постоянного тока с дифференциальным входным каскадом, большим усилением и несимметричным выходом, предназначенные для выполнения различных операций над аналоговыми величинами при работе с глубокой отрицательной ОС. Первоначально эти усилители предназначались для выполнения математических операций (сложение, вычитание, умножение, деление, дифференцирование и т.д.) над непрерывными электрическими сигналами в аналоговых вычислительных машинах. Первые ОУ строились на электронных лампах, работали с высокими напряжениями до ± 300 В, имели большие размеры и стоимость. В начале 60-х годов ОУ стали серийно выпускаться в виде интегральных микросхем. Они имеют малые размеры, низкую стоимость, высокую надежность, и область применения их необычайно широко раздвинулась за те границы, которые предвидели их первые разработчики. ОУ применяются в системах телекоммуникации, вычислительной технике, в управлении процессами производства и др. При этом ОУ остается очень хорошим усилителем постоянного тока с большим коэффициентом усиления.

11.3. Параметры операционных усилителей

Так как ОУ является универсальным устройством, то для описания его свойств используется большое число параметров.

1. Коэффициент усиления K равен отношению выходного напряжения к вызвавшему это приращение дифференциальному входному сигналу при отсутствии обратной связи (составляет $10^3 \dots 10^7$) и определяется при холостом ходе на выходе. $K = U_{\text{вых}} / U_{\text{вх.д.}}$

2. Напряжение смещения нуля $U_{\text{см}}$ показывает, какое напряжение необходимо подать на вход ОУ для того, чтобы на выходе получить $U_{\text{вых}} = 0$ (составляет $0,5 \dots 0,15$ мВ). Это является следствием неточного согласования напряжений эмиттер-база входных транзисторов.

3. Входной ток $I_{\text{вх}}$ определяется нормальным режимом работы входного дифференциального каскада на биполярных транзисторах. Это ток базы вход-

ного транзистора ДУ. Если в дифференциальном каскаде используются полевые транзисторы, то это токи утечек.

При подключению к входам ОУ источников сигнала с разными внутренними сопротивлениями, создаются различные падения напряжений на этих сопротивлениях токами смещения. Появившийся дифференциальный сигнал, изменяет входное напряжение. Для его уменьшения, сопротивления источников сигнала должны быть одинаковы.

4. Разность входных токов $\Delta I_{\text{вх}}$ равна разности значений токов, протекающих через входы ОУ, при заданном значении выходного напряжения, составляет $0,1 \dots 200 \text{ нА}$.

5. Входное сопротивление $R_{\text{вх}}$ (сопротивление между входными выводами) равно отношению приращения входного напряжения к приращению входного тока на заданной частоте сигнала. $R_{\text{вх}}$ определяется для области низких частот. В зависимости от характера подаваемого сигнала входное сопротивление бывает дифференциальное (для дифференциального сигнала) и синфазное (для синфазного сигнала). Дифференциальное входное сопротивление – это полное входное сопротивление со стороны любого входа, когда другой вход соединен с общим выводом, составляет десятки кОм – сотни МОм. Такое большое $R_{\text{вх}}$ получается за счет входного ДУ и стабильного источника постоянного напряжения. Синфазное входное сопротивление – это сопротивление между замкнутыми выводами входов и землей. Оно характеризуется изменением среднего входного тока при приложении ко входам синфазного сигнала и на несколько порядков выше $R_{\text{вх диф}}$.

6. Коэффициент ослабления синфазного сигнала $K_{\text{осл сф}}$ определяется как отношение напряжения синфазного сигнала, подаваемого на оба входа, к дифференциальному входному напряжению, вызывающему тоже значение выходного напряжения. Коэффициент ослабления показывает во сколько раз коэффициент усиления дифференциального сигнала больше коэффициента усиления синфазного входного сигнала и составляет $60 \dots 120 \text{ дБ}$:

$$K_{\text{осл}} = \frac{K_{\text{диф}}}{K_{\text{сф}}}.$$

С ростом коэффициента ослабления синфазного сигнала точнее можно выделить дифференциальный входной сигнал на фоне синфазной помехи, тем лучше качество ОУ. Измерения проводят в диапазоне низких частот.

7. Выходное сопротивление $R_{\text{вых}}$ определяется отношением приращения выходного напряжения к приращению активной составляющей выходного тока при заданном значении частоты сигнала и составляет единицы–сотни Ом.

8. Температурный дрейф напряжения смещения равен отношению максимального изменения напряжения смещения к вызвавшему его изменению температуры и оценивается в мкВ/град $\alpha_{\text{см}} = \frac{\Delta U_{\text{см}}}{\Delta T}$.

Температурные дрейфы напряжения смещения и входных токов являются причиной температурных погрешностей устройств с ОУ.

9. Коэффициент влияния нестабильности источника питания на выходное напряжение показывает изменение выходного напряжения при изменении напряжений питания на 1 В и оценивается в мкВ/В.

10. Максимальное выходное напряжение $U_{\text{вых макс}}$ определяется предельным значением выходного напряжения ОУ при заданном сопротивлении нагрузки и напряжении входного сигнала, обеспечивающим стабильную работу ОУ и искажения не превышающие заданного значения. $U_{\text{вых макс}}$ на 1...5 В ниже напряжения питания.

11. Максимальный выходной ток $I_{\text{вых макс}}$ ограничивается допустимым коллекторным током выходного каскада ОУ.

12. Потребляемая мощность – мощность, рассеиваемая ОУ при отключенной нагрузке.

13. Частота единичного усиления f_1 – это частота входного сигнала, при которой коэффициент усиления ОУ равен 1: $|K(f_1)|=1$. У интегральных ОУ частота единичного усиления имеет предельное значение 1000 МГц. Выходное напряжение на этой частоте ниже, чем для постоянного тока примерно в 30 раз.

14. Частота среза f_c ОУ – частота, на которой коэффициент усиления снижается в $\sqrt{2}$ раз. Она оценивает полосу пропускания ОУ и составляет десятки МГц.

15. Максимальная скорость нарастания выходного напряжения $V_{\text{макс}}$ определяется наибольшей скоростью изменения выходного напряжения ОУ при действии на входе импульса прямоугольной формы с амплитудой равной максимальному значению входного напряжения и лежит в пределах 0,1...100 В/мкс. При воздействии максимального входного напряжения выходной каскад ОУ попадает в область насыщения по обеим полярностям. Этот параметр указывается для широкополосных и импульсных устройств на основе ОУ и приводит к наличию фронтов выходного сигнала с конечными значениями длительности. $V_{\text{макс}}$ характеризует быстродействие ОУ в режиме большого сигнала.

16. Время установления выходного напряжения $t_{\text{уст}}$ (время затухания переходного процесса) – это время необходимое для возвращения усилителя из состояния насыщения по выходу в линейный режим.

Время установления – это время в течение которого после скачка входного напряжения, выходное напряжение отличается от установившегося значения на величину допустимой относительной погрешности $\delta U_{\text{вых}}$. За время установления выходное напряжение ОУ при воздействии входного напряжения прямоугольной формы изменяется от уровня 0,1 до уровня 0,9 установившегося значения.

17. Напряжение шумов, приведенное ко входу, определяется действующим значением напряжения на выходе усилителя при нулевом входном сигнала.

ле и нулевом сопротивлении источника сигнала деленным на коэффициент усиления ОУ. Спектральная плотность шумов оценивается как корень квадратный из квадрата приведенного напряжения шума деленного на полосу частот, в которой выполнено измерение напряжения шума. Размерность данного параметра $\text{мВ}/\sqrt{\text{Гц}}$. В ТУ на ОУ иногда задают коэффициент шума (дБ), определяемый как отношение приведенной мощности шума усилителя, работающего от источника с внутренним сопротивлением R_r , к мощности шума активного сопротивления

$$K_{\text{ш}} = 10 \lg \frac{U_{\text{м вх}}^2}{4kTR_r}, \quad (11.6)$$

$$U_{\text{м вх}} = \sqrt{\frac{U_{\text{ш}}^2 + I_{\text{ш}}^2 R_r}{\Delta f} + 4kTR_r},$$

где $U_{\text{ш}}$ – приведенное напряжение шумов при $R_r=0$;

$4kTR_r$ – спектральная плотность теплового шума резистора.

Требования, предъявляемые к параметрам ОУ, зависят от выполняемых им функций. Желательно во всех практических случаях уменьшить погрешность выполняемых операций, повысить надежность, быстродействие. Одновременное улучшение всех параметров выдвигает противоречивые требования к схеме и ее изготовлению. Все это объясняется большим разнообразием ОУ, у которых оптимизированы лишь конкретные параметры за счет ухудшения других. Так в измерительной аппаратуре используются прецизионные ОУ, обладающие большим коэффициентом усиления, большим входным сопротивлением, малым напряжением смещения нуля и малыми шумами. А быстродействующие ОУ должны обладать большой скоростью нарастания выходного напряжения, большой полосой пропускания и малым временем установления выходного напряжения. Такие ОУ нашли применение в импульсных и широкополосных усилительных устройствах и в устройствах аналого-цифровых преобразователей.

Для создания компараторов, которые служат для сравнения мгновенных значений двух напряжений, используются скоростные ОУ, работающие в режиме переключения.

11.4. Амплитудно и фазочастотные характеристики ОУ

Частотные свойства ОУ описываются его амплитудно-частотной характеристикой. Хотя коэффициент усиления каждого усилителя в некоторой полосе частот почти постоянен, однако ни один усилитель не имеет постоянного усиления во всем частотном диапазоне. В связи с этим амплитудно-частотная характеристика операционного усилителя определяет устойчивость работы всего устройства. Так как все каскады операционного усилителя имеют гальваническую связь, то АЧХ ОУ не имеет спада коэффициента усиления в диапазо-

не низких частот, а только в диапазоне высоких частот. Этот спад обусловлен наличием распределенной емкости монтажа усилителя и емкости переходов транзисторов. С ростом частоты емкостное сопротивление ОУ падает, возникает емкостная составляющая сопротивления сигнала, что приводит к уменьшению переменного сигнала в нагрузке и уменьшению коэффициента усиления. Коэффициент усиления операционного усилителя на низких и средних частотах определяется следующим выражением:

$$K_U = \frac{K_{UOY}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_c}\right)^2}}, \quad (11.7)$$

где K_{UOY} – коэффициент усиления ОУ без обратной связи на низких частотах;

f – рабочая частота;

f_c – частота среза (сопряжения, граничная), на которой коэффициент усиления уменьшается в $\sqrt{2}$ раз или на 3 дБ. Если $R_H \gg R_{ВЫХ}$, то $f_c = \frac{1}{2\pi R_{ВЫХ} C}$, где

C – паразитная емкость монтажа и емкости переходов транзисторов.

Для удобства, наглядности и компактности при построении АЧХ коэффициент усиления измеряют в децибелах, а частоту откладывают в логарифмическом масштабе. Такую амплитудно-частотную характеристику операционного усилителя принято называть логарифмической (ЛАЧХ), а выражение (11.7) для ЛАЧХ представляется в виде

$$K_U = 20 \lg K_{UOY} - 20 \lg \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_c}\right)^2}. \quad (11.8)$$

В диапазоне низких и средних частот $K_U = 20 \lg K_{UOY}$ представляет собой прямую линию параллельную оси частот. С ростом частоты входного сигнала коэффициент усиления падает, начинает проявляться влияние паразитной емкости. Уменьшение коэффициента усиления с ростом частоты называют спадом. Спад принято выражать в децибелах на октаву или в децибелах на декаду. Октавой называется изменение (увеличение или уменьшение) частоты в 2 раза. Декадой называется десятикратное увеличение или уменьшение частоты.

Рассмотрим спад ЛАЧХ при изменении частоты в высокочастотном диапазоне, причем $f_2 > f_1 > f_c$. Изменение коэффициента усиления будет равно:

$$\begin{aligned} \Delta K_U &= K_U(f_2) - K_U(f_1) = 20 \lg K_{UOY} - 20 \lg \frac{f_2}{f_c} - \left(20 \lg K_{UOY} - 20 \lg \frac{f_1}{f_c} \right) = \\ &= 20 \lg \frac{f_1}{f_c} - 20 \lg \frac{f_2}{f_c} = 20 \lg \frac{f_1}{f_2}, \text{ дБ.} \end{aligned} \quad (11.9)$$

Если $f_2 = 10f_1$, то $\Delta K_U = 20 \lg(0,1) = -20$ дБ, то коэффициент усиления уменьшается на 20 дБ, т.е. в 10 раз, а при $f_2 = 2f_1$ $\Delta K_U = 20 \lg(1/2) = -6$ дБ.

Таким образом спад 20 дБ/дек соответствует спаду коэффициента усиления 6 дБ/октаву. На рис. 11.4 представлена ЛАЧХ соответствующая функции (11.9). Реальная ЛАЧХ операционного усилителя (штриховая линия) несколько отличается от теоретической характеристики. Разница между ними на частоте среза составляет около 3 дБ. Однако для удобства анализа частотных свойств операционного усилителя аппроксимируют амплитудно-частотную характеристику прямолинейными отрезками. Кусочно-линейную аппроксимацию амплитудно- и фазочастотных характеристик называют диаграммами Боде.

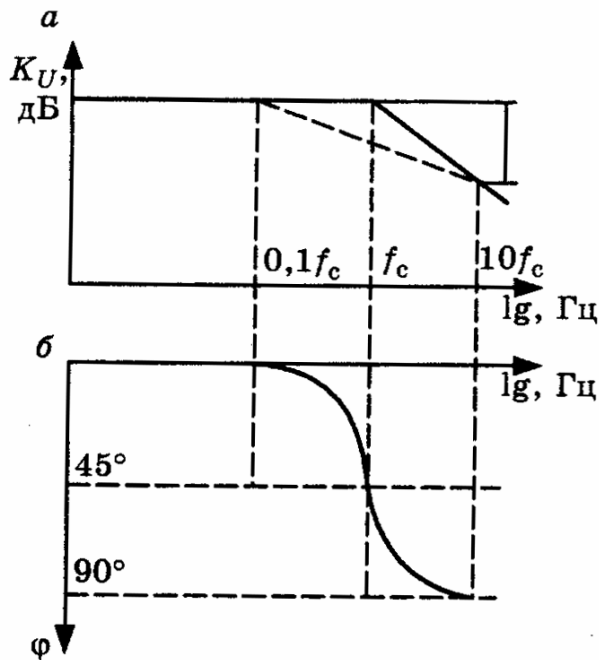


Рис.11.4. Логарифмические амплитудно-частотная (а) и фазочастотная (б) характеристики

Фазочастотная характеристика, соответствующая функции (11.7), описывается выражением

$$\varphi = -\arctg \frac{f}{f_c} \quad (11.10)$$

и представлена на рис. 11.4,б. Фазочастотная характеристика представляет зависимость от частоты фазового сдвига выходного сигнала относительно входного. Для построения ФЧХ используется логарифмический масштаб по оси частот. Реальная ЛФЧХ отличается от аппроксимированной незначительно и максимальная погрешность составляет не более 6°. На частоте среза фазовый сдвиг составляет 45°, а на частоте $10f_c$ (единичного усиления) сдвиг не превышает 90°.

Амплитудные (передаточные) характеристики ОУ представляют собой две кривые, соответствующие инвертирующему и неинвертирующему входам (рис. 11.5). Режимам открытого или закрытого выходного каскада ОУ соответствуют горизонтальные участки характеристики $U_{\text{вых мин}}$ и $U_{\text{вых макс}}$, близкие к напряжению источников питания. Наклонный участок кривых соответствует зависимости $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$, угол наклона соответствует коэффициенту усиления по напряжению.

11.5. Устройство операционных усилителей

Современные ОУ выполняются в виде трех- или двухкаскадных усилителей, ибо однокаскадный усилитель не позволяет получить большой коэффициент усиления. Входным каскадом ОУ служит дифференциальный каскад с большим коэффициентом усиления парафазного сигнала, сравнительно боль-

шим входным сопротивлением и сильным ослаблением синфазного сигнала, а так же он должен быть мало чувствительным к изменению напряжения источника питания, температуры и других дестабилизирующих факторов.

Промежуточный каскад осуществляет усиление напряжения и тока ОУ и является согласующим устройством между входным и оконечным каскадами и уменьшает напряжение покоя на выходе ОУ до нуля. А так как ОУ является усилителем с непосредственной связью, то постоянная составляющая возрастает от входа к выходу и промежуточный каскад уменьшает постоянную составляющую до нуля. В промежуточных каскадах для увеличения коэффициента усиления по напряжению часто используются динамические нагрузки, причем каскады могут строиться как по симметричной, так и по несимметричной схеме. Оконечный каскад ОУ должен обладать сравнительно большим входным сопротивлением, чтобы не нагружать промежуточный каскад, и малым выходным сопротивлением. Ток и напряжение оконечного каскада должны быть такой величины, чтобы питать предполагаемую нагрузку. Выполнить требования, предъявляемые к оконечным каскадам ОУ, можно только с помощью эмиттерных или истоковых повторителей. Однотактные эмиттерные и истоковые повторители имеют низкий КПД, что приводит к значительному выделению тепла в транзисторе. В связи с этим в оконечных каскадах преимущественно применяются двухтактные эмиттерные или истоковые повторители, выполненные на комплементарной паре транзисторов, работающих в режимах АВ или В. Тем самым удастся уменьшить потери в транзисторе и повысить КПД оконечного каскада.

По схемотехническому исполнению ОУ подразделяются на устройства прямого усиления и с преобразованием спектра частот усиливаемого сигнала, основанного на преобразовании медленно изменяющегося напряжения в переменное напряжение основной частоты. Поскольку в устройствах современной электроники в основном применяются ОУ без преобразования сигнала, то они и будут в дальнейшем рассматриваться.

По применению ОУ классифицируются на:

- ОУ общего применения предназначены для использования в аппаратуре, имеющей суммарную погрешность на уровне 1 %, а характеристики ОУ удовлетворяют предъявляемым требованиям. У них полностью отсутствуют или имеется малое число дополнительных внешних компонентов, частота единичного усиления не высока (порядка 1 МГц);

- прецизионные ОУ обладают малым напряжением смещения нуля, малыми шумами, большим коэффициентом подавления синфазного сигнала и большим коэффициентом усиления при отсутствии цепи ОС;

- микромощные ОУ характеризуются малым потреблением мощности от источников питания;

- быстродействующие ОУ характеризуются высоким значением частоты единичного усиления (порядка 10 МГц) и высокой скоростью нарастания выходного напряжения.

По принципу действия ОУ сходен с обычным усилителем. Он предназначен для усиления напряжения или мощности входного сигнала.

Однако ОУ специально создан для использования в схемах с глубокой ОС так, чтобы параметры устройства преимущественно определялись параметрами цепи ОС, а сам ОУ должен быть функционально незаменим. Такой ОУ по своим параметрам приближается к идеальному.

Идеальный ОУ описывается следующими параметрами: бесконечным коэффициентом усиления, входным сопротивлением, полосой пропускания, скоростью нарастания выходного напряжения, коэффициентом ослабления синфазного сигнала, быстродействием и нулевыми выходным сопротивлением, напряжением смещения, разностью входных токов, нестабильностью уровня выходного напряжения, температурным дрейфом входного тока.

На практике ни один из параметров идеального ОУ не может быть реализован, однако к параметрам идеального усилителя можно приблизиться с достаточной точностью. В частности, интегральный ОУ – это усилитель напряжения. Согласно терминологии принятой в теории цепей, его обозначение – источник напряжения, управляемый напряжением (ИНУН).

На практике в большинстве случаев операционный усилитель используется с обратной связью. Применение отрицательной обратной связи позволяет увеличить входное сопротивление $R_{вх}$, уменьшить $R_{вых}$, уменьшить искажения и увеличить стабильность и точность, с которой задается коэффициент усиления.

Если ОУ охвачен положительной обратной связью, то может возникнуть самовозбуждение автоколебаний. Усилитель превращается в генератор и все параметры ОУ ухудшаются по сравнению с ОУ с ООС.

В электрических схемах ОУ обозначается прямоугольником, в верхней части которого изображается равносторонний треугольник, указывающий направление передачи сигнала. Оба входа ОУ располагаются с левой, а выход с противоположной стороны прямоугольника.

Инвертирующий вход обозначается кружочком или знаком минус, неинвертирующий вход – знаком плюс.

Практическое использование ОУ часто не требует знания внутренней структуры усилителя. Изучение принципа действия основных функциональных и схемотехнических особенностей узлов позволяет определить предельные технические возможности ОУ и корректировать его характеристики и параметры с помощью внешних устройств.

Внутреннюю структуру ОУ рассмотрим на примере ОУ общего применения.

11.6. ОУ общего применения

Для большинства современных интегральных ОУ базовой моделью можно рассматривать операционный усилитель К140УД7. Принципиальная схема которого представлена на рис. 11.6. По форме АЧХ и ФЧХ этот операционный усилитель близок к двухкаскадному усилителю.

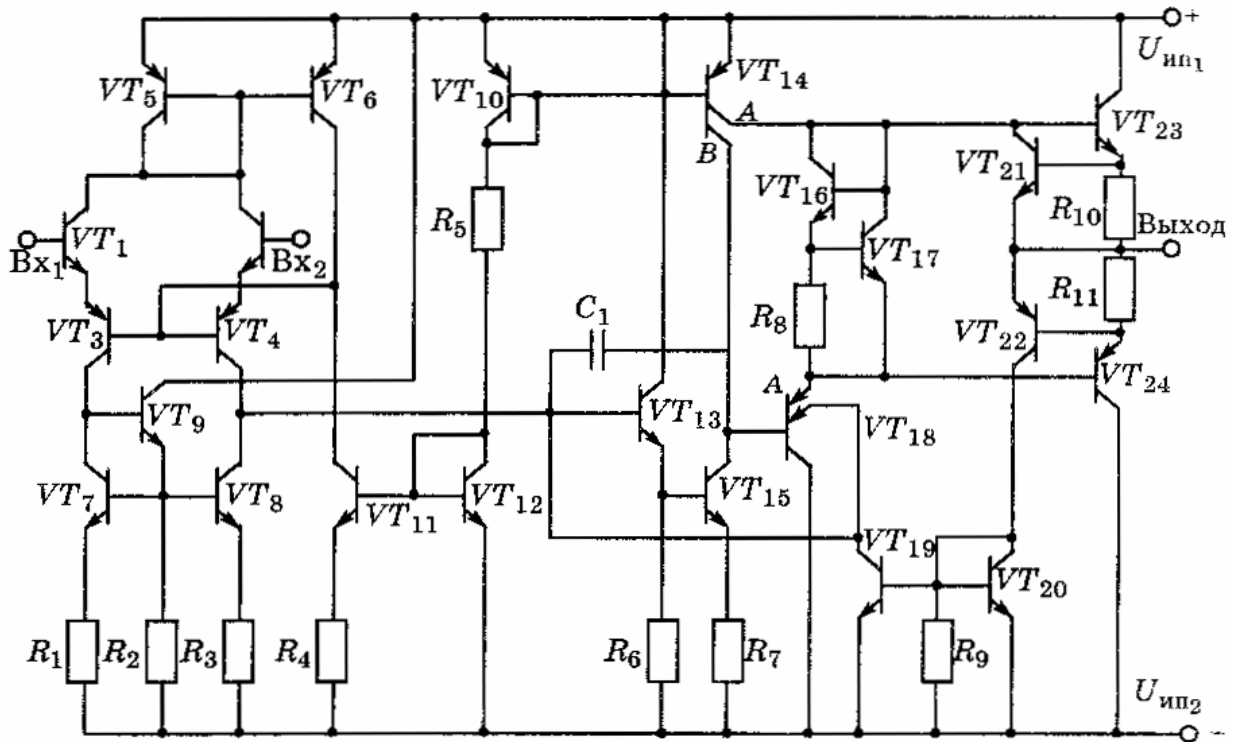


Рис.11.6. Принципиальная электрическая схема операционного усилителя серии К140УД7

Входной дифференциальный каскад с симметричным входом и несимметричным выходом собран на транзисторах VT_1 – VT_8 . Работа его описана при рассмотрении дифференциальных каскадов с активной нагрузкой.

Промежуточный каскад выполнен на транзисторах VT_{13} – VT_{15} . С несимметричного выхода ДУ (коллектор транзистора VT_8) сигнал поступает на базу транзистора VT_{13} , включенного по схеме с ОК, высокое входное сопротивление схемы не нагружает выход ДУ. Сигнал с выхода эмиттерного повторителя поступает на вход усилительного каскада транзистора VT_{15} , включенного по схеме с ОЭ, с динамической нагрузкой двухколлекторного p–n–p транзистора VT_{14} , для этого используется один из его коллекторов В. Рабочий режим транзистора VT_{14} задается транзистором VT_{10} в диодном включении. За счет динамической нагрузки промежуточный каскад обеспечивает высокое усиление по напряжению.

Для устойчивой работы в диапазоне частот используется внутренняя коррекция, роль которой выполняет корректирующий конденсатор C_1 , включенный в цепь местной обратной связи промежуточного каскада. Возникающая при этом местная ОС изменяет работу ОУ на высоких частотах: происходит

заметное увеличение входной емкости промежуточного каскада. При расчете частоты среза входного сигнала можно считать, что емкость обратной связи C_1 ведет себя как конденсатор емкостью $C_1(1+K_U)$, подключенный между входом и землей. Эффективное увеличение емкости C_1 называют **эффектом Миллера**. ОС одновременно уменьшает выходное сопротивление промежуточного каскада.

Эмиттерный повторитель, собранный на транзисторе VT_{18} (эмиттер А) с динамической нагрузкой (транзистор VT_{14} , коллектор А), не снижает усиление промежуточного каскада. Режим работы VT_{14} задается транзистором VT_{10} по принципу токового зеркала, собранного на транзисторах VT_{11}, VT_{12} . Выходной каскад построен по двухтактной схеме на комплементарных транзисторах VT_{23} и VT_{24} и работает в режиме класса АВ. Необходимое напряжение смещения транзисторов VT_{23} и VT_{24} обеспечивается источником опорного напряжения собранного на транзисторах VT_{16} и VT_{17} . На транзисторах VT_{21} и VT_{22} собрана схема защиты выходного каскада от перегрузки и короткого замыкания. Обычно эти транзисторы закрыты, ибо падение напряжения на резисторах R_{10} и R_{11} не велико. При большом выходном токе напряжение на R_{10} настолько возрастает, что транзистор VT_{21} открывается, шунтируя вход транзистора VT_{23} и препятствует увеличению входного тока, т.е. осуществляется защита каскада от короткого замыкания (КЗ) на $-U_{ип2}$. Таким же образом осуществляется защита выхода от КЗ на $+U_{ип2}$. При открывании транзистора VT_{22} начинает работать источник стабильного тока на транзисторах VT_{19} и VT_{20} , который препятствует возрастанию базового тока транзистора VT_{13} и выходного тока транзистора VT_{24} . Для получения больших значений входных сопротивлений и малых входных токов входные каскады ОУ строятся на полевых транзисторах. Примером ОУ общего применения может служить ОУ К544УД1, выполненный по двухкаскадной схеме, принципиальная схема которого представлена на рис. 11.7. Дифференциальный каскад построен на полевых транзисторах VT_1 и VT_2 с каналом n-типа. Активной нагрузкой этих транзисторов служат коллекторные цепи транзисторов VT_3 и VT_4 . Данная нагрузка задает одинаковые токи стоков, что приводит к уменьшению синфазной составляющей и температурного дрейфа каскада. Для стабилизации тока в истоковой цепи дифференциального каскада и уменьшения разброса параметров, характерного для полевых транзисторов, включен источник стабильного тока на биполярных транзисторах VT_6, VT_7 , который обеспечивает автоматическую регулировку тока стока транзисторов VT_1 и VT_2 .

Транзистор VT_5 задает уровень смещения на транзисторы VT_3 и VT_4 , а так же служит повторителем коллекторного напряжения транзистора VT_3 на базе транзистора VT_4 . Каскад на транзисторе VT_4 инвертирует этот сигнал, и на коллекторе его получается сумма сигналов, существующих между коллекторными цепями транзисторов VT_3 и VT_4 , в связи с чем дифференциальный выход преобразуется в несимметричный. Каскад на транзисторах VT_3 и VT_4 служит источником тока, а совместно с повторителем на транзисторе VT_5 называют

может вызвать у ОУ, имеющего большой коэффициент усиления, смещение или сдвиг постоянного выходного напряжения с нуля до предельного значения $U_{\text{вых}}$. Операционный усилитель при этом может перейти в режим насыщения, устройство теряет усилительные свойства. Выпускаемые промышленностью ОУ имеют разброс коэффициента усиления, который зависит как от температуры, так и от напряжения источников питания. В связи с этим ОУ всегда используются с глубокой внешней обратной связью, чаще других применяется параллельная ОС по напряжению, что обеспечивает получение требуемой стабильности нуля выходного напряжения и коэффициента усиления.

Операционные усилители используются в качестве инвертирующих и неинвертирующих усилителей, повторителей напряжения, интегрирующих и дифференцирующих, коммутирующих устройств, а так же для создания аналого-цифровых, цифро-аналоговых преобразователей, активных фильтров и других устройств.

Принципиальная схема инвертирующего усилителя без цепей электропитания и частотной коррекции показана на рис. 11.8,а. Входной сигнал подан на инвертирующий вход, поэтому выходное напряжение находится в противофазе со входным напряжением. Резистор R_1 учитывает так же внутреннее сопротивление R_T источника сигнала E_T . Неинвертирующий вход соединен с общей шиной (землей) через резистор R_2 . Так как усиление ОУ очень велико, то с небольшой ошибкой можно считать такую модель идеальной, и в ней выполняются следующие условия $K_U \rightarrow \infty$, $K_I \rightarrow \infty$, где K_U и K_I – коэффициенты усиления

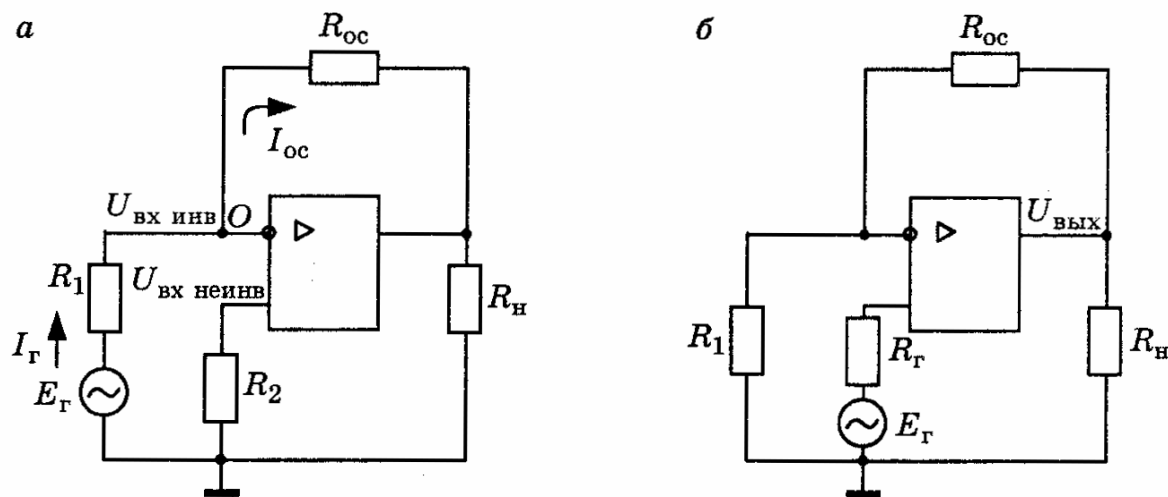


Рис.11.8. Практическая схема инвертирующего (а) и неинвертирующего (б) операционных усилителей

по напряжению и току без обратной связи. По цепи резистора R_{oc} выходной сигнал поступает на вход усилителя в противофазе со входным сигналом, и ОУ охвачен параллельной отрицательной обратной связью по напряжению. Поэтому коэффициент усиления по напряжению ОУ определяется соотношением

$$U_{\text{вых}} = K_U (U_{\text{вх инв}} - U_{\text{вх неинв}}). \quad (11.11)$$

Поскольку выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ ограничено источником питания, а коэффициент усиления K_U имеет очень большое значение, то разность напряжений на инвертирующем и неинвертирующем входах должна быть очень малой. В противном случае ОУ будет заходить в область насыщения, что приведет к ограничению положительного и отрицательного значений его выходного напряжения. В связи с этим потенциал на инвертирующем входе (точка О) близок к нулю. Точку О принято называть "кажущейся землей" или "точкой виртуального заземления". Виртуальное заземление означает, что напряжения на входах ОУ практически одинаковы, т.е. $U_{\text{вх инв}} \approx U_{\text{вх неинв}}$. А так как входное сопротивление ОУ имеет очень высокое значение, то входной ток ОУ практически отсутствует. Поэтому ток I_{Γ} , протекающий через резистор R_1 , так же должен протекать и через $R_{\text{ос}}$: $I_{\Gamma} = I_{\text{ос}}$. Коэффициент усиления по напряжению для данной схемы легко рассчитать с помощью понятия виртуального заземления

$$K_{U \text{ инв}} = \frac{U_{\text{вых}}}{E_{\Gamma}} = -\frac{I_{\text{ос}} R_{\text{ос}}}{I_{\Gamma} R_1} = -\frac{R_{\text{ос}}}{R_1}. \quad (11.12)$$

Уравнение (11.12) показывает, что коэффициент усиления инвертирующего усилителя определяется только сопротивлением резисторов и не зависит от характеристик и параметров самого ОУ. Знак "минус" в (11.12) указывает на инвертирование сигнала.

Для реального ОУ необходимо учитывать входной ток самого ОУ $I_{\text{вх}}$, т.е. $I_{\Gamma} = I_{\text{ос}} + I_{\text{вх}}$. Однако, чем больше $K_{U \text{ ОУ}}$ и $R_{\text{вх ОУ}}$ операционного усилителя, тем меньше влияние $I_{\text{вх}}$, и на практике можно пользоваться выражением (11.12) с допустимой погрешностью.

Входное сопротивление инвертирующего усилителя на операционном усилителе $R_{\text{вх инв}}$ имеет относительно небольшое значение ввиду сильного влияния параллельной ООС по напряжению

$$R_{\text{вх инв}} = R_1 + \left(\frac{R_{\text{ос}}}{K_{U \text{ ОУ}}} + 1 \right) \parallel R_{\text{вх ОУ}} \approx R_1. \quad (11.13)$$

Анализ выражения (11.13) показывает, что при большом коэффициенте усиления $K_{U \text{ ОУ}}$, входное сопротивление инвертирующего усилителя определяется внешним резистором R_1 , который на практике равен или меньше 10 кОм ($R_1 \leq 10 \text{ кОм}$). Выбрать большим R_1 нельзя, ибо в соответствии с выражением (11.12) необходимо увеличивать $R_{\text{ос}}$. При высокоомных R_1 , $R_{\text{ос}}$, $R_{\text{вх ОУ}}$ инвертирующий усилитель становится неустойчивым из-за влияния входной емкости ОУ. Выходное сопротивление инвертирующего усилителя невелико и определяется как небольшим $R_{\text{вых ОУ}}$, так и глубокой ООС по напряжению

$$R_{\text{вых}} = \frac{R_{\text{вых ОУ}} (1 + R_{\text{ос}}/R_1)}{K_{U \text{ ОУ}}}. \quad (11.14)$$

Анализ выражения (11.12) показывает, что изменять величину коэффициента усиления можно с помощью резисторов R_{oc} и R_1 . Однако, сопротивление резистора R_1 определяет входное сопротивление инвертирующего усилителя, поэтому изменять коэффициент усиления можно только с помощью резистора R_{oc} . Если выбрать $R_1 = R_{oc}$, то коэффициент усиления будет равен 1. Такой усилитель на ОУ принято называть инвертирующим повторителем напряжения (инвертором сигнала).

11.8. Неинвертирующий усилитель

В этом усилителе входной сигнал подается на неинвертирующий вход операционного усилителя, а на инвертирующий вход подается сигнал обратной связи через делитель R_1 , R_{oc} . Усилитель охвачен последовательной ООС по напряжению. Принципиальная схема неинвертирующего усилителя приведена на рис. 11.8,б.

Напряжение обратной связи, снимаемое с делителя R_1 , R_{oc} , пропорционально выходному напряжению усилителя

$$U_{oc} = U_{вых} \frac{R_1}{R_1 + R_{oc}}. \quad (11.15)$$

Сопротивление $R_1 + R_{oc}$ необходимо выбирать таким, чтобы общий ток нагрузки с учетом этого сопротивления не превышал максимального выходного тока усилителя. Поскольку $U_{вх}$ и U_{oc} подаются на разные входы операционного усилителя, то для идеального ОУ $U_{вх} = U_{oc}$, и коэффициент усиления неинвертирующего усилителя по напряжению равен

$$K_{U \text{ неинв}} = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{R_1 + R_{oc}}{R_1} = 1 + \frac{R_{oc}}{R_1}. \quad (11.16)$$

Коэффициент усиления инвертирующего усилителя меньше чем неинвертирующего при одинаковых значениях R_1 , R_{oc} и глубине обратной связи. Это различие обусловлено тем, что в инвертирующем усилителе входное напряжение дополнительно ослабляется делителем R_1 , R_{oc} .

За счет глубокой последовательной ООС, охватывающей усилитель, и большого входного сопротивления операционного усилителя $R_{вх ОУ}$ входное сопротивление неинвертирующего усилителя велико и определяется следующим выражением:

$$R_{вх \text{ неинв}} = \frac{R_{вх ОУ} K_{U ОУ}}{K_{U \text{ неинв}}}. \quad (11.17)$$

Анализ выражения (11.17) показывает, что с уменьшением коэффициента усиления $K_{U \text{ неинв}}$ входное сопротивление неинвертирующего усилителя возрастает и может составлять единицы-десятки ГОм.

Благодаря глубокой отрицательной обратной связи по напряжению и при одинаковой ее глубине выходное сопротивление в неинвертирующем и инвертирующем усилителях мало $R_{\text{вых инв}} = R_{\text{вых неинв}}$ и не превышает десятков Ом.

При увеличении глубины ООС в неинвертирующем усилителе коэффициент усиления $K_{U \text{ неинв}}$ уменьшается и при 100 % ООС стремится к единице. Неинвертирующий усилитель становится повторителем напряжения. Этот повторитель выполняет те же функции согласующего каскада, что эмиттерный и истоковый повторители.

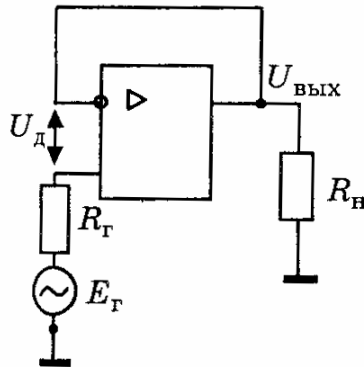


Рис.11.9. Повторитель напряжения на базе неинвертирующего усилителя

Так как в повторителе напряжения все выходное напряжение должно поступать на вход, то необходимость в резисторах R_{oc} и R_1 отпадает (рис. 11.9). На основании закона Кирхгофа для входной цепи можно записать

$$U_{\text{вх}} + U_{\text{д}} = U_{\text{вых}}, \quad (11.18)$$

а так как выходное напряжение в свою очередь связано с $U_{\text{д}}$ следующей зависимостью $U_{\text{вых}} = K_{U \text{ оу}} U_{\text{д}}$, то выражение (11.18) преобразуется к виду

$$U_{\text{вх}} + \frac{U_{\text{вых}}}{K_{U \text{ оу}}} = U_{\text{вых}}.$$

Ввиду того что $K_{U \text{ оу}}$ очень велико, то $U_{\text{д}}$ стремится к нулю, в результате чего $U_{\text{вх}} = U_{\text{вых}}$. Учитывая, что $U_{\text{вх}}$ подается на неинвертирующий вход, то сигнал на выходе совпадает по фазе и амплитуде со входным.

Входное сопротивление повторителя рассчитывается по формуле (11.17) при $K_{U \text{ неинв}} = 1$ и достигает значения сотен–тысяч МОм. Выходное же сопротивление очень мало (доли Ома). В связи с этим повторитель напряжения является почти идеальным согласующим или буферным каскадом.

Инвертирующий и неинвертирующий усилители широко применяются в качестве высокостабильных усилителей различного назначения.

11.9. Суммирующие схемы

К суммирующим схемам относятся сумматоры и схемы вычитания. Эти схемы используются для решения алгебраических уравнений и в устройствах аналоговой обработки сигналов. Сумматором называется устройство, на выходе которого сигналы, подаваемые на его входы, суммируются. Сумматоры строятся с использованием инвертирующих и неинвертирующих усилителей.

11.9.1. Инвертирующий сумматор

Схема инвертирующего сумматора с тремя входными сигналами приведена на рис. 11.10. Для простоты рассуждений принимаем, что $R_1 = R_2 = R_3 = R_{oc}$.

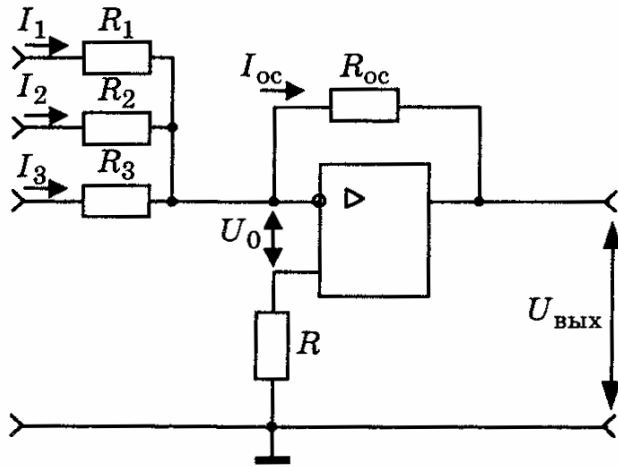


Рис.11.10. Практическая схема инвертирующего сумматора

Поскольку у идеального ОУ $K_U \rightarrow \infty$, $R_{вх} \rightarrow \infty$, а ток смещения очень мал по сравнению с током обратной связи, то согласно закона Кирхгофа

$$I_1 + I_2 + I_3 = I_{oc}. \quad (11.19)$$

Вследствие того, что инвертирующий вход имеет практически нулевой потенциал, то в нем отсутствует взаимное влияние входных сигналов. Выражение (11.19) может быть представлено в виде

$$I_1 = \frac{U_1}{R_1}; I_2 = \frac{U_2}{R_2}; I_3 = \frac{U_3}{R_3}; I_{oc} = -\frac{U_{ВЫХ}}{R_{oc}};$$

$$U_{ВЫХ} = -\left(U_1 \cdot \frac{R_{oc}}{R_1} + U_2 \cdot \frac{R_{oc}}{R_2} + U_3 \cdot \frac{R_{oc}}{R_3} \right) \quad (11.20)$$

и при $R_{oc} = R_1 = R_2 = R_3$ $U_{ВЫХ} = -(U_1 + U_2 + U_3)$.

Следовательно на выходе получается инвертированная сумма входных напряжений. Если $R_1 \neq R_2 \neq R_3$, то на выходе получается инвертированная сумма входных напряжений (11.20) с различными масштабными коэффициентами. Инвертирующий сумматор объединяет в себе функции сумматора и усилителя при сохранении простоты схемы. Резистор R служит для компенсации сдвига нуля на выходе ОУ, вызванного временными и температурными колебаниями входного тока. Сопротивление R выбирают такой величины, чтобы эквивалентные сопротивления, подключенные ко входам ОУ были одинаковы: $R = R_{oc} || R_1 || R_2 || R_3$.

11.9.2. Неинвертирующий сумматор

Схема неинвертирующего сумматора, который строится на базе неинвертирующего усилителя, приведена на рис. 11.11. Так как при $U_0 = 0$ напряжения на инвертирующем и неинвертирующем входах равны, то

$$U_H = \frac{R}{R + R_{oc}} U_{ВЫХ}. \quad (11.21)$$

Учитывая, что $R_{вх}$ ОУ по неинвертирующему входу очень велико, то входной ток равен 0. Согласно закона Кирхгофа можно записать

$$\frac{U_1 - U_H}{R} + \frac{U_2 - U_H}{R} + \frac{U_3 - U_H}{R} = 0. \quad (11.22)$$

Откуда $U_1 + U_2 + U_3 = n \frac{R}{R + R_{oc}} U_{\text{ВЫХ}}$, где n – число входов, и

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{R + R_{oc}}{n} (U_1 + U_2 + U_3). \quad (11.23)$$

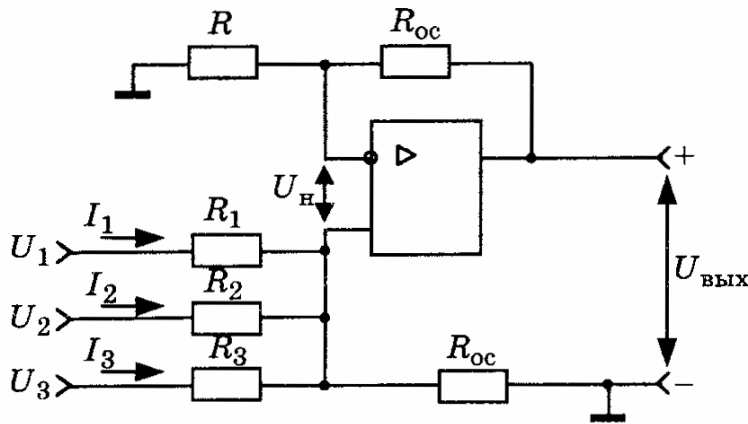


Рис.11.11. Практическая схема неинвертирующего сумматора

Если же в схеме (рис. 11.11) еще подаются сигналы на инвертирующие входы, то схема выполняет операцию сложения-вычитания.

Для правильной работы сумматора необходимо сбалансировать инвертирующий и неинвертирующий коэффициент усиления, т.е. обеспечить равенство сумм коэффициентов усиления

инвертирующей и неинвертирующей частей схемы.

11.9.3. Интегрирующий усилитель

Интегрирующий усилитель (интегратор) строится на базе инвертирующего усилителя путем замены резистора обратной связи конденсатором и его часто называют интегратором Миллера.

Схема интегратора приведена на рис. 11.12. Интегрирование используется при решении дифференциальных уравнений, обработке и генерировании электрических сигналов. Используя те же свойства идеального ОУ ($K_U \rightarrow \infty$, $R_{\text{вход}} \rightarrow \infty$), что и для инвертирующего усилителя, получаем, что входной ток протекает через конденсатор в цепи обратной связи

$$I_R + I_C = 0, \text{ где } I_R = \frac{U_{\text{ВХ}}}{R}; \quad I_C = C \frac{dU_{\text{ВЫХ}}}{dt} = C \frac{dU_C}{dt}. \quad (11.24)$$

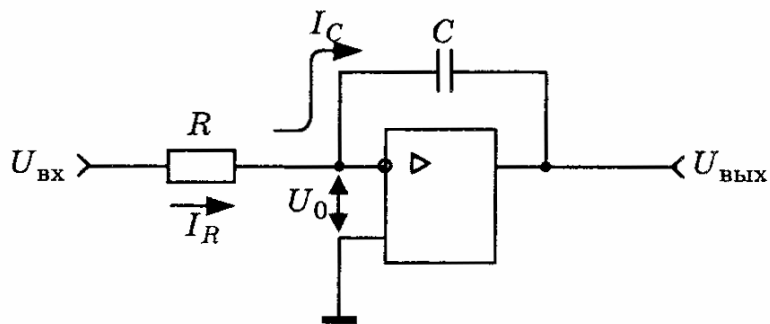


Рис.11.12. Практическая схема интегрирующего усилителя

Напряжение на конденсаторе U_C и выходное напряжение усилителя изменяются по закону

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = U_C(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i_C dt = -\frac{1}{RC} \int_0^t U_{\text{ВХ}}(t) dt. \quad (11.25)$$

Произведение RC называют постоянной времени интегратора и имеет размерность времени, что соизмеримо с размерностью сигнала действующего на входе интегратора. При подаче на вход интегратора скачка напряжения постоянной величины $U_{\text{ВХ}} = \text{const}$, напряжение на выходе $U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВХ}} t / (RC)$ не зависит от коэффициента усиления ОУ. Конденсаторы, используемые в интеграторах, должны иметь малые токи утечки, чтобы обеспечивать достаточную точность интегрирования. На точность интегрирования оказывают влияние входной ток ОУ, который, протекая через конденсатор обратной связи C , заряжает его, а также напряжение смещения, которое влияет на входное напряжение, изменяя его и также подзаряжая конденсатор. Для повышения точности интегрирования необходимо:

1. Использовать ОУ с низким напряжением смещения;
2. Выбирать ОУ с входными каскадами на полевых транзисторах;
3. Включать между неинвертирующим входом и землей резистор, шунтируя его иногда конденсатором.

Интеграторы широко применяются при создании генераторов линейно изменяющегося и синусоидального напряжений, точных фазосдвигающих устройств, обеспечивающих получение фазового сдвига напряжения величиной 90° с погрешностями минуты–десятки минут, а также в качестве фильтров низких частот.

11.9.4. Дифференцирующий усилитель

Дифференцирующий усилитель (дифференциатор) предназначен для получения входного сигнала пропорционального скорости изменения входного. При дифференцировании сигнала ОУ должен пропускать только переменную составляющую входного напряжения, а коэффициент усиления дифференцирующего звена должен возрастать при увеличении скорости изменения входного напряжения. Схема дифференциатора, на входе которого включен конденсатор C , а в цепи ОС – резистор, представлена на рис. 11.13. Полагая, что ОУ идеальный, ток через резистор обратной связи можно считать равным току через конденсатор $I_C + I_R = 0$,

где

$$I_C = C \frac{dU_C}{dt} = C \frac{dU_{\text{ВХ}}}{dt},$$

тогда

$$U_{\text{ВЫХ}} = I_R R_{\text{ос}} = -I_C R_{\text{ос}} \text{ и } U_{\text{ВЫХ}} = -R_{\text{ос}} C \frac{dU_{\text{ВХ}}}{dt}. \quad (11.26)$$

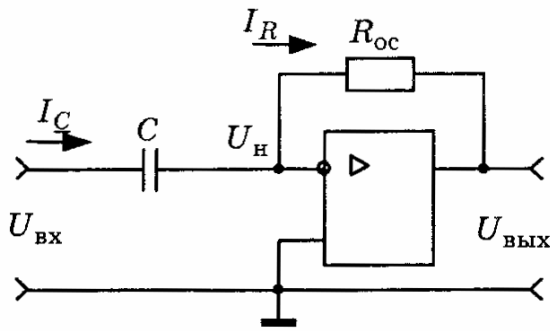


Рис.11.13. Практическая схема дифференцирующего усилителя

Рассмотренный дифференциатор используется редко из-за следующих недостатков:

1. Низкого входного сопротивления на высоких частотах, определяемого емкостью C ;
2. Относительно высокого уровня шумов на выходе обусловленного большим усилением на высоких частотах;
3. Склонности к самовозбуждению.

С увеличением частоты уменьшается реактивное сопротивление конденсатора, что приводит к увеличению коэффициента усиления дифференциально-го звена для высокочастотных составляющих сигнала. А это в свою очередь усиливает собственные высокочастотные шумы элементов ОУ, которые находятся за полосой полезного сигнала. Кроме того, данная схема может быть неустойчивой в области частот, где частотная характеристика дифференциатора (кривая 1 на рис. 11.14), имеющая подъем 20 дБ/дек, пересекается с АЧХ скорректированного ОУ, имеющего спад -20 дБ/дек (кривая 2 на рис. 11.14).

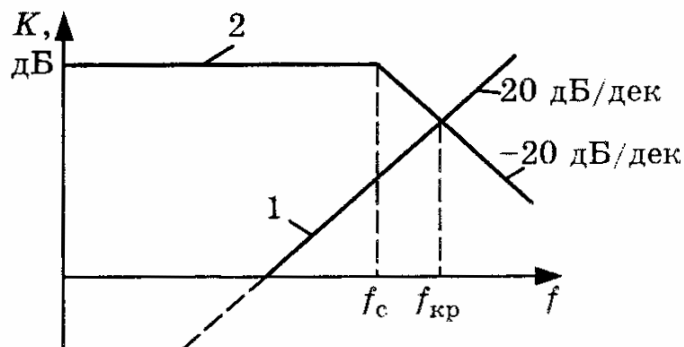


Рис.11.14. Амплитудно-частотные характеристики дифференцирующего и скорректированного операционного усилителей

Амплитудно-частотная характеристика разомкнутой системы в некоторой части частотного диапазона имеет спад -40 дБ/дек, который определяется разностью наклона кривых 1 и 2, а фазовый сдвиг $\varphi = -180^\circ$, что и указывает на возможность самовозбуждения. Чтобы избежать проявления этих недостатков дифференциатора

принимаются следующие схемотехнические решения:

1. Резистор обратной связи шунтируется конденсатором, ёмкость которого выбирается такой, чтобы участок АЧХ ОУ со спадом -20 дБ/дек начинался на частоте более высокой, чем максимальная частота полезного дифференциального сигнала. Это приводит к уменьшению высокочастотных составляющих шума в выходном сигнале. Такой участок начинается на частоте $f = 1/(2\pi R_{\text{ос}} C_{\text{ос}})$.

2. Последовательно со входным конденсатором C включается резистор, который ограничивает коэффициент усиления на высоких частотах дифферен-

циатора. Это обеспечивает динамическую устойчивость и снижает входной ёмкостной ток от источника сигнала.

3. Использование ОУ с низким напряжением смещения и малыми входными токами, а также конденсаторов с малыми токами утечек и малошумящих резисторов.

Практическая схема дифференциатора и его АЧХ приведены на рис. 11.15. Введение резистора R приводит к появлению на частотной характеристике (кривая 1 на рис. 11.15,б) горизонтального участка, где не происходит дифференцирования на частотах, превышающих частоту $f_1 = \frac{1}{2\pi RC}$.

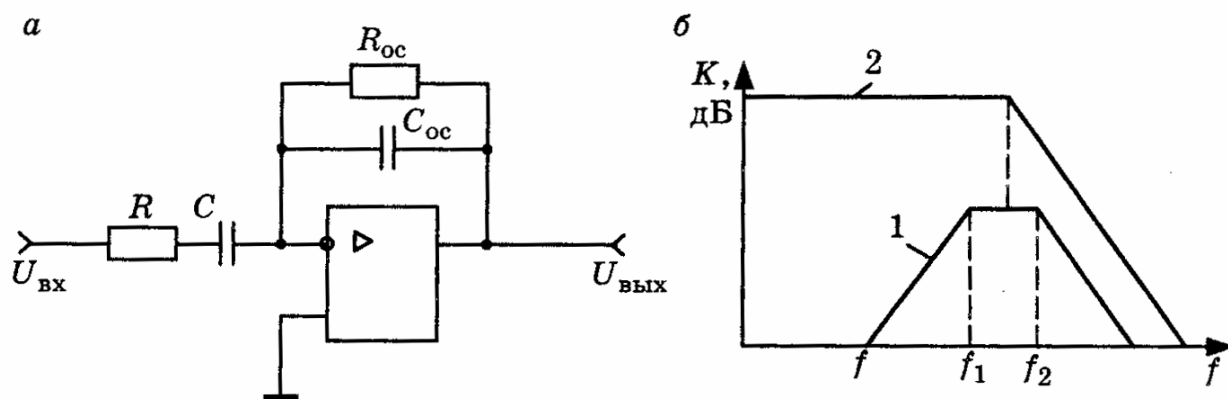


Рис.11.15. Практическая схема дифференциатора (а) и его амплитудно-частотная характеристика (б)

Анализируя АЧХ (кривая 1 на рис. 11.15,б) видно, что в полосе частот от f до f_1 схема устойчиво работает как дифференциатор, а на частотах выше f_2 схема выполняет функции интегратора. В полосе частот $f_1 \dots f_2$ схема выполняет роль полосового фильтра, и коэффициент усиления равен $R_{ос}/R$. Если внешние элементы выбраны так, что $RC = R_{ос}C_{ос}$, то $f_1 = f_2$. Кривая 2 на рис. 11.15,б представляет АЧХ ОУ без цепей ОС.

На практике применяется большое число различных схем дифференциатора: суммирующий дифференциатор; разностный дифференциатор; дифференциатор-усилитель.

11.9.5. Логарифмические схемы

Логарифмические и антилогарифмические усилители используются в быстродействующих устройствах возведения в степень, перемножения и деления сигналов, сжатия сигналов. Сжатие (уменьшение) динамического диапазона сигнала применяется для регистрации сигналов, уровень которых изменяется в широких пределах, а так же для повышения КПД усилителей, помехоустойчивости устройств связи. Для логарифмирования и антилогарифмирования сигналов используют ОУ, охваченные нелинейной обратной связью. В качестве элемента обратной связи используется полупроводниковый диод.

Логарифмический усилитель обеспечивает получение на выходе сигнала с переменной составляющей пропорциональной во времени логарифму переменной составляющей сигнала на его входе, и его схема представлена на рис. 11.16.

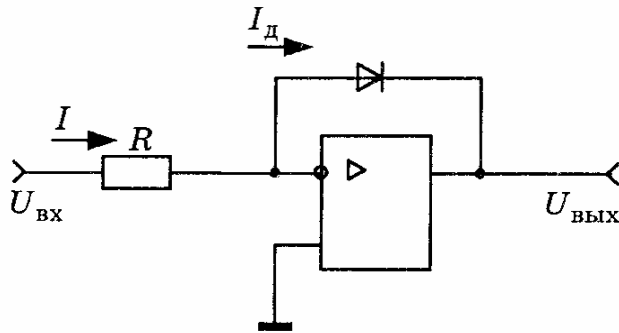


Рис.11.16. Практическая схема логарифмического усилителя

Ток, протекающий через диод в цепи обратной связи, описывается выражением

$$I_{\text{Д}} \approx I_0 \left(e^{\frac{qU_{\text{Д}}}{kT}} \right). \quad (11.27)$$

Падение напряжение на диоде равно и противоположно по фазе выходному напряжению и определяется из (11.27)

$$U_{\text{Д}} = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_{\text{Д}}}{I_0}. \quad (11.28)$$

Учитывая, что для построения усилителя используется идеальный ОУ, то $I = I_{\text{Д}} = U_{\text{ВХ}}/R$, (11.29)

$$U_{\text{ВЫХ}} = -U_{\text{ЛБ}} = -\frac{kT}{q} \ln \frac{U_{\text{ВХ}}}{RI_0}. \quad (11.30)$$

Используя уравнение (11.30), строится теоретическая передаточная характеристика, представленная на рис. 11.17 штриховой линией, а сплошной линией изображена передаточная характеристика, полученная экспериментально. Экспериментальная передаточная характеристика совпадает с теоретической только в диапазоне значений входного напряжения от $U_{\text{ВХ1}}$ до $U_{\text{ВХ2}}$.

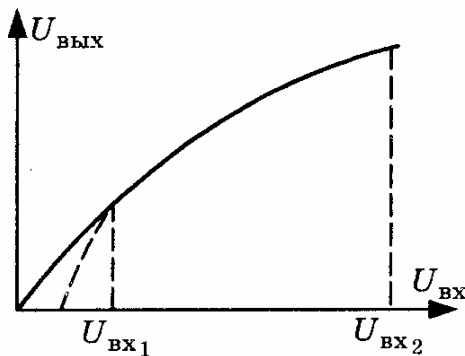


Рис.11.17. Передаточная характеристика логарифмического усилителя

Участок передаточной характеристики, где теоретическая и экспериментальная характеристики совпадают, называют динамическим диапазоном логарифмирования: $D = U_{\text{ВХ2}}/U_{\text{ВХ1}}$. Выходное напряжение логарифмического усилителя имеет только одну полярность, которая определяется включением диода. Логарифмический усилитель, схема которого изображена на рис. 11.16, имеет на выходе напряжение отрицательной полярности при подаче на вход положительного сигнала.

Для получения выходного напряжения как положительной, так и отрицательной полярности при подаче на вход знакопеременного входного сигнала логарифмический усилитель строят по схеме, представленной на рис. 11.18,а.

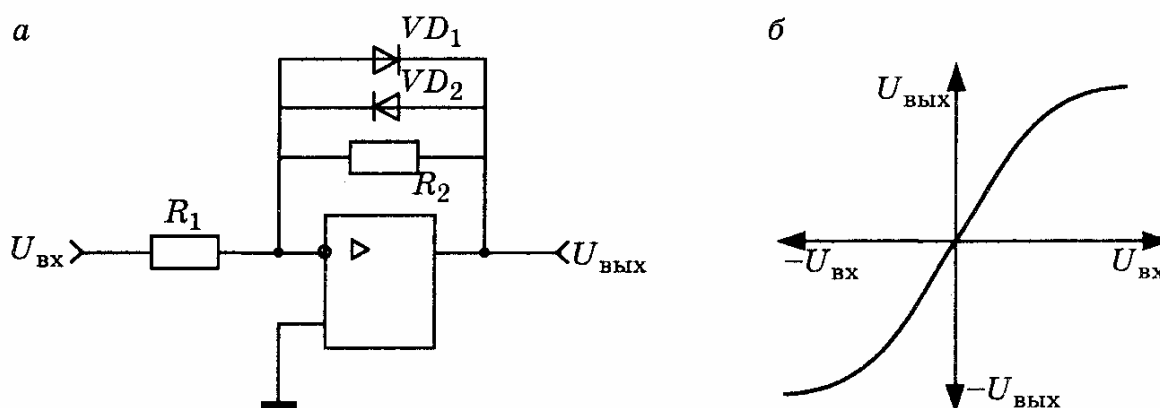


Рис.11.18. Практическая схема (а) и передаточная характеристика (б) логарифмического усилителя для знакопеременных входных сигналов

Передаточная характеристика такого усилителя, представленная на рис. 11.18,б, симметрична относительно начала координат. Наклон этой характеристики определяется отношением R_2/R_1 . При малых входных сигналах сопротивления диодов велики, и заметное влияние на передаточную характеристику оказывает резистор R_2 . Кроме того, он уменьшает сдвиг нуля выходного напряжения ОУ, повышает стабильность усиления за счет увеличения глубины отрицательной обратной связи.

Недостатком логарифмических усилителей, схема которых представлена на рис. 11.18,а, является небольшое выходное напряжение, которое достигает максимума вблизи 0,6 В. Для получения больших значений выходного напряжения логарифмированный сигнал еще дополнительно усиливают.

Логарифмирование с большей точностью можно осуществить, если вместо диода в цепи ОС использовать транзистор, включенный по схеме с общей базой. Схема такого усилителя представлена на рис. 11.19.

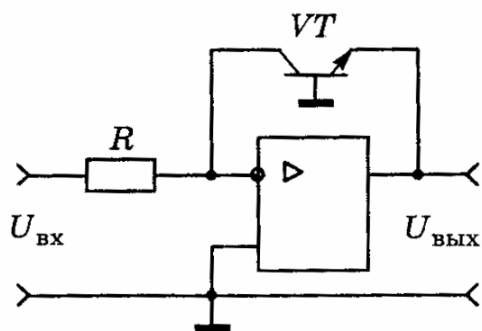


Рис.11.19. Практическая схема логарифмического усилителя с транзистором в цепи ОС

Выходное напряжение определяется падением напряжения на открытом эмиттерном переходе транзистора. Коллекторная нагрузка транзистора равна $R_1 || R_{вх ОУ}$ и является высокоомной. Выходное напряжение будет отрицательным при положительном входном напряжении. Для получения положительного выходного напряжения при отрицательном входном необходимо в цепи обратной связи использовать транзистор $p-n-p$ типа. Для построения двухстороннего логарифмирующего устройства в цепи ОС

необходимо включать параллельно два транзистора различных типов проводимости.

11.9.6. Антилогарифмирующий усилитель

Это устройство, у которого выходное напряжение пропорционально во

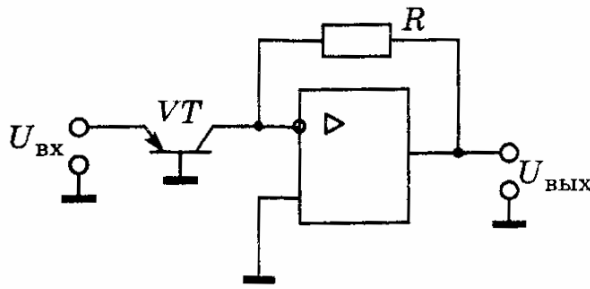


Рис.11.20. Практическая схема антилогарифмирующего усилителя

времени антилогарифму входного напряжения. Для нахождения по значению логарифмов исходных величин необходимо найти значение экспоненциальной функции от логарифма $e^{\ln x} = x$. Антилогарифм определяется как экспонента логарифма. Для выполнения этой операции на входе ОУ включается транзистор, а в цепи ОС резистор, как показано на рис. 11.20.

Так как ток в цепи коллектора

связан с током эмиттера следующей зависимостью $I_K = I_{Э0} e^{\frac{qU_{ЭБ}}{kT}}$, а напряжение на выходе $U_{ВЫХ} = RI_{ОС} = -RI_K$, то величина выходного напряжения равна

$$U_{ВЫХ} = RI_{Э0} e^{\frac{qU_{ЭБ}}{kT}} = -RI_{Э0} e^{-\frac{qU_{ВХ}}{kT}} = -RI_{Э0} \text{anti lg } \frac{qU_{ВХ}}{kT}. \quad (11.31)$$

Для получения положительного выходного напряжения при отрицательном входном, на входе схемы необходимо включать транзистор n–p–n типа. Входное сопротивление антилогарифмического усилителя мало и определяется сопротивлением открытого транзистора (эмиттерного перехода).

ГЛАВА 12

КОМПАРАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ

Компараторы предназначены для сравнения двух входных сигналов и скачкообразного изменения выходного напряжения в случае, когда одно из сравниваемых напряжений больше другого. Один из входных сигналов называют опорным. Компараторы являются специализированными ОУ с дифференциальными входами и одиночным или парафазным цифровым выходом. На один вход компаратора подается исследуемый сигнал, на другой – опорный сигнал. Компараторы используются в самых различных областях: для сравнения уровня сигнала с пороговым значением, для получения прямоугольных сигналов из треугольных, в усилителях класса D, при импульсно-кодовой модуляции, для переключения источников питания, включения освещения и отопления и т.д. Основная идея при построении компаратора заключается в том, что транзистор выходного каскада должен включаться или выключаться в зависимости от уровня входных сигналов. Работа схемы основывается на том, что один из двух выходных транзисторов в любой момент находится в режиме отсечки. На выходе компаратора формируются сигналы высокого логического уровня, если разность входных сигналов меньше напряжения срабатывания компаратора или низкого логического уровня, если разность входных сигналов превышает напряжение срабатывания компаратора. В связи с этим приемником выходных сигналов компараторов являются схемы ТТЛ, ЭСЛ или КМОП логики. Любой ОУ может быть использован в качестве компаратора, однако промышленностью выпускается большое число специально спроектированных компараторов:

- общего применения (K521CA2, K521CA5, K554CA2),
- прецизионные (K521CA3, K597CA3),
- быстродействующие (K597CA1, K597CA2),
- специализированные (K521CA1, K521CA4, K1121CA1, K1401CA1).

Точность измерения компаратора характеризуется напряжением, на которое необходимо превысить уровень опорного напряжения, чтобы выходное напряжение достигло порога срабатывания логической схемы. Точностные параметры компараторов определяются параметрами ОУ. Компараторы должны обладать низким напряжением сдвига, низким значением тока смещения, устойчиво работать без самовозбуждения. Входным каскадом компаратора является дифференциальный каскад, обеспечивающий очень слабую чувствительность к синфазным входным сигналам. А так как компараторы нагружаются логическими схемами (КМОП и ТТЛ логики), обладающими временем переключения десятки наносекунд, то необходимо, чтобы и компараторы обладали таким же быстродействием.

Основными параметрами компараторов являются: чувствительность (точность, с которой компаратор может различить входной и опорный сигнал), быстродействие $t_{здр}$ (определяемое временем от начала сравнения до момента,

когда выходное напряжение достигает порога срабатывания логической схемы), нагрузочная способность (способность компаратора управлять определенным числом входов цифровых устройств).

Для повышения быстродействия компараторов необходимо, чтобы транзисторы схемы работали в активном режиме или быстро выходили из состояния насыщения. Это обеспечивается применением транзисторов с барьером Шотки. В быстродействующих интегральных компараторах почти все используемые транзисторы являются транзисторами с барьером Шотки.

Скоростные компараторы обычно делают с двумя противофазными цифровыми выходами, что позволяет в последующих цифровых устройствах исключить несколько ключей и тем самым повысить быстродействие всей схемы. Часто для повышения быстродействия компараторов полупроводник легируют золотом, что уменьшает время жизни неосновных носителей и способствует быстрому выходу транзистора из режима насыщения. Рассмотрим работу компаратора с использованием обычного ОУ в диапазоне низких частот, представленного на рис. 12.1,а.

На инвертирующий вход подается постоянное положительное опорное напряжение величиной $U_{оп}$, а на неинвертирующий вход – синусоидальное напряжение. На выходе компаратора за счет большого коэффициента усиления ОУ получается последовательность почти прямоугольных импульсов (рис. 12.1,б). Переключение схемы происходит тогда, когда $U_{вх} = U_{оп}$, однако реальный ОУ имеет небольшой входной ток и ненулевое напряжение смещения нуля, что вносит ошибки в работу компараторов, сдвигая моменты переключения в одну или другую сторону. При наличии большого дифференциального входного напряжения для защиты микросхемы на входе включаются встречно-параллельно два диода (рис. 12.1,а), которые с резисторами R_1 и R_2 образуют ограничители. Роль резисторов могут выполнять внутренние сопротивления источников напряжений $U_{оп}$ и $U_{вх}$.

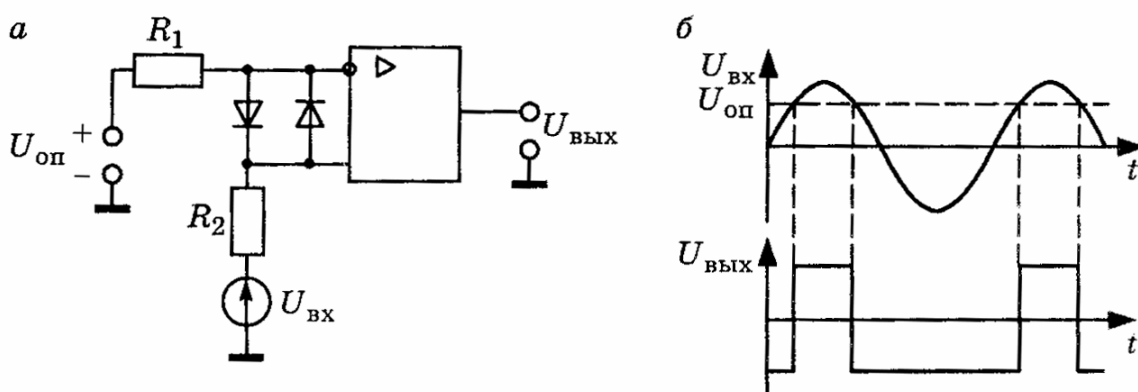


Рис.12.1. Практическая схема (а) и временные диаграммы (б) компаратора напряжения

Если напряжение опорного сигнала равно нулю, то компаратор называют нуль-индикатором или детектором нулевого уровня. При необходимости сравнения двух разнополярных напряжений входной и опорный сигналы подаются

на один вход (обычно инвертирующий) (рис. 12.2,а). Для компенсации ошибки, вызванной входным током, второй вход заземляется через резистор R_3 . Обычно R_3 выбирают из условия $R_3 = R_1 \parallel R_2$. Достоинство одноходовой схемы в том, что отсутствует синфазная составляющая входных напряжений, что в свою очередь уменьшает ошибку, обусловленную недостаточным ослаблением синфазных помех. Срабатывание схемы при равенстве $R_1 = R_2$ происходит когда $U_{\text{вх}} = -U_{\text{оп}}$ (рис 12.2,б).

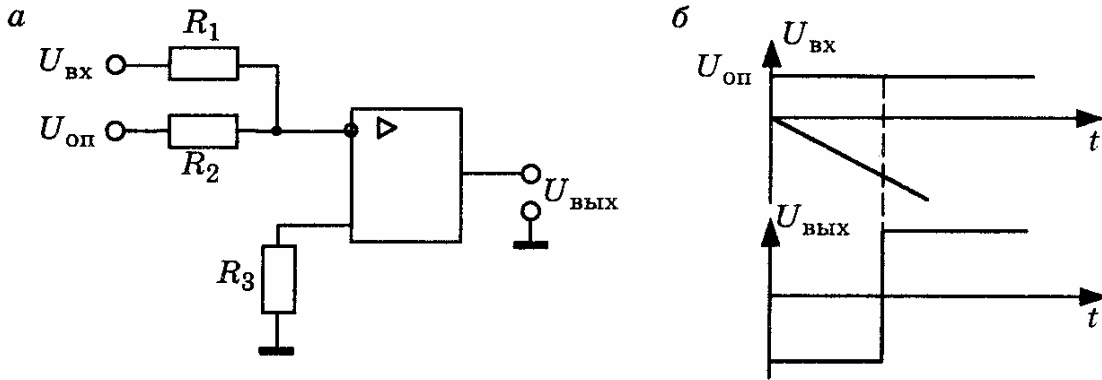


Рис.12.2. Практическая схема (а) и временные диаграммы (б) компаратора для разнополярных напряжений

При очень медленных изменениях или малых амплитудах входного сигнала время переключения схемы сравнения зависит от скорости изменения входного напряжения, частоты единичного усиления и коэффициента усиления ОУ.

Для лавинообразного переключения компаратора его охватывают петлей положительной обратной связи, подавая ее на неинвертирующий вход (рис. 12.3,а) с помощью резисторов R_1 и R_2 .

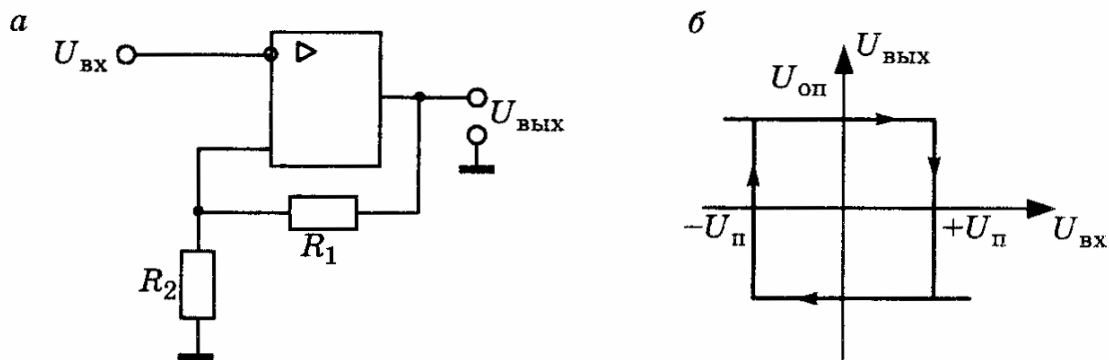


Рис.12.3. Практическая схема (а) и петля гистерезиса (б) регенераторного компаратора

Такие компараторы называют регенеративными. Компаратор в данной схеме срабатывает в моменты времени, когда входной сигнал равен или превышает предельное $U_{\text{п}}$ (максимальное) значение напряжения обратной связи

$$U_{\text{п}} = \frac{U_{\text{вых}} R_1}{R_1 + R_2}.$$

Задержка переключения на величину ($U_{\text{п}}$ называют гистерезисом. Передаточная характеристика имеет вид замкнутого контура (рис. 12.3,б), который называют петлей гистерезиса. Наличие напряжения порога срабатывания уменьшает воздействие шумов на входе компаратора, но уменьшает точность срабатывания. При работе компаратора в диапазоне высоких частот часто резистор R_2 шунтируют небольшой емкостью. Наличие двух устойчивых состояний компаратора, охваченного положительной обратной связью, превращает его в триггер. Если подается только входной сигнал, а опорный отсутствуют, то триггер срабатывает по уровню напряжения $U_{\text{п}}$, которое регулируется резисторами R_1 и R_2 , и такое устройство называется триггером Шмитта. Он используется для преобразования переменного сигнала любой формы в последовательность прямоугольных импульсов. Для согласования компараторов с цифровыми логическими схемами верхний предел выходного напряжения должен составлять величину порядка $+3,5$ В, что соответствует логической единице, а нижний, соответствующий логическому нулю, лежать в диапазоне $-0,5 \dots +1,4$ В. В компараторе обычно имеется три каскада, как и в ОУ: входной дифференциальный усилитель, промежуточный усилитель и выходной каскад (выходной формирователь). Рассмотрим принципиальную электрическую схему и условное графическое обозначение компаратора K554CA2 (рис. 12.4).

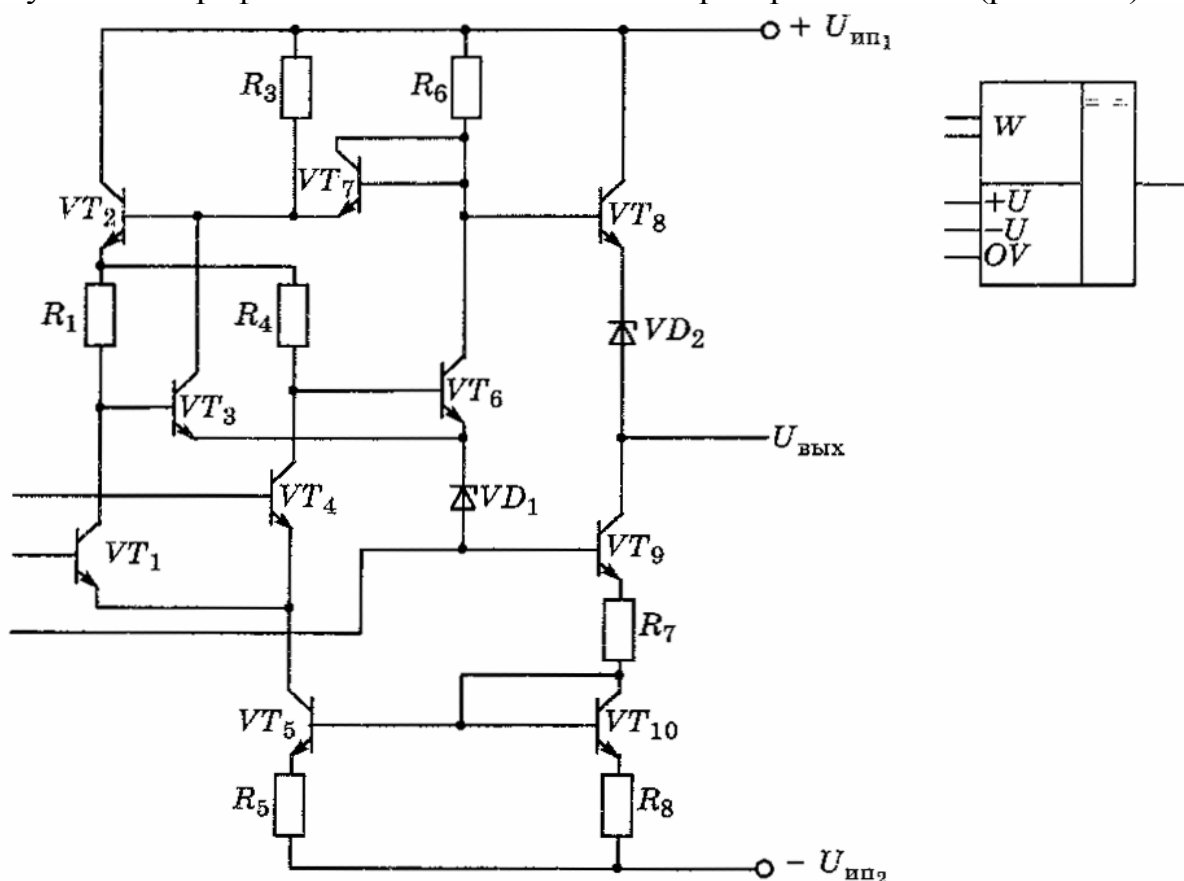


Рис.12.4. Принципиальная схема и условное обозначение компаратора серии K555CA5

Компаратор K554CA2 имеет два дифференциальных усилительных каскада, выходной эмиттерный повторитель, стабилитронные схемы сдвига уров-

ня и цепь ограничения амплитуды выходного сигнала. Дифференциальный входной каскад, собранный на транзисторах VT_1 и VT_4 , имеет малое напряжение смещения нуля. В эмиттерных цепях входного каскада включен генератор стабильного тока на транзисторах VT_5 и VT_{10} , за счет чего коллекторные токи транзисторов VT_1 и VT_4 почти не зависят от входного синфазного сигнала. Второй дифференциальный каскад собран на транзисторах VT_3 и VT_6 и имеет балансную схему подачи смещения. В сбалансированном состоянии выходное напряжение этого каскада при колебании положительного напряжения питания не изменяется. За счет этого фиксируется потенциал базы транзистора VT_2 . При увеличении положительного напряжения питания коллекторные токи транзисторов VT_3 и VT_6 так же увеличиваются, оставляя напряжение на коллекторе транзистора VT_3 постоянным. Нагрузкой второго дифференциального каскада является эмиттерный повторитель, собранный на транзисторе VT_8 . Стабилитрон VD_1 , включенный в эмиттерные цепи транзисторов VT_3 и VT_6 второго каскада, рассчитан на опорное напряжение +6,2 В. Благодаря этому потенциалы баз транзисторов VT_3 и VT_6 фиксируются примерно на уровне +6,9 В. А это значит, что допустимое входное напряжение сигнала на входах компаратора приближается к 7 В. Стабилитрон VD_2 , включенный в эмиттер транзистора VT_8 , сдвигает уровень выходного сигнала "вниз" на 6,2 В, что обеспечивает согласование выхода компаратора со входом цифровых микросхем ТТЛ серий. Транзистор VT_9 изолирует выход схемы от генератора стабильного тока входного каскада, собранного на транзисторе VT_5 и транзисторе VT_{10} , имеющего диодное включение. Транзистор VT_7 за счет диодного включения ограничивает размах выходного положительного сигнала. При уровне сигнала на выходе более +4 В транзистор VT_7 открывается и шунтирует выход второго каскада. Ограничение амплитуды выходного сигнала значительно увеличивает быстродействие компаратора.

ГЛАВА 13

ЦИФРО-АНАЛОГОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Цифро-аналоговые преобразователи (ЦАП) предназначены для преобразования цифровых сигналов в аналоговые и необходимы для согласования цифровых устройств формирования и обработки сигналов с аналоговыми потребителями информации. ЦАП можно представить в виде управляемого цифровыми сигналами потенциометра, который формирует аналоговый сигнал в виде части тока или напряжения от их целых величин.

13.1. Параметры ЦАП

Цифро-аналоговые преобразователи описываются статическими и динамическими параметрами. Для ЦАП, как и для других интегральных микросхем, используются общепринятые параметры: напряжения источников питания, токи потребления, входные и выходные напряжения и токи, тип и допустимые значения нагрузки, а также номинальные и минимальные значения параметров, абсолютные и относительные отклонения, температурные коэффициенты, нестабильность параметров.

Учитывая, что значения входного кода изменяются от минимального до максимального разряда, то каждому значению входного кода соответствует дискретное значение выходной аналоговой величины.

Дискретность изменения выходной аналоговой величины зависит от числа разрядов ЦАП. Работа ЦАП может быть описана математически, представлена в виде таблицы истинности или графика (характеристики преобразования).

Характеристика преобразования представляет собой зависимость значений выходной аналоговой величины от значений входного кода и представлена на рис. 13.1.

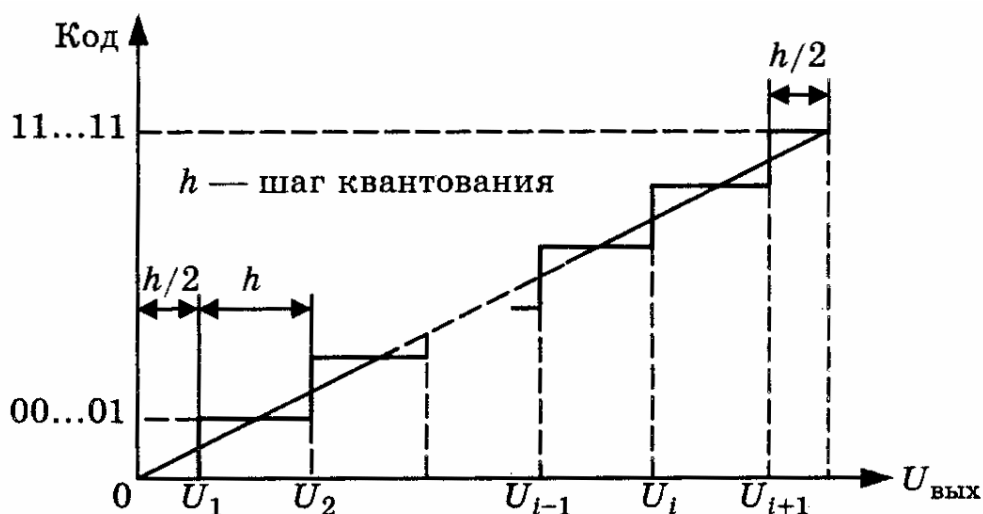


Рис.13.1. Характеристика преобразования идеального АЦП

В системе координат код – выходная аналоговая величина характеристика преобразования может быть представлена линией, наклоненной к оси абсцисс под некоторым углом, или ступенчатой линией, что указывает на дискретность изменения как значения кода, так и выходной аналоговой величины. Она определяется начальными и конечными точками, которые задаются начальными и конечными значениями входного кода. Интервал значений аналоговой выходной величины от начальной до конечной точки называют диапазоном выходной величины. Амплитуда выходной величины определяется разностью между максимальным и минимальным значением аналоговой величины. Шаг квантования – это значение дискретного изменения выходной аналоговой величины при изменении значения входного кода на единицу (рис. 13.1).

Разрешающая способность преобразования (номинальное значение шага квантования) представляет собой наименьшее изменение выходной аналоговой величины, возникающее при изменении значения входного кода на единицу. Разрешающая способность, как и шаг квантования, выражается в единицах выходной аналоговой величины или в процентах от номинальной амплитуды изменения выходной аналоговой величины.

Точность преобразования характеризует суммарное отклонение выходного аналогового сигнала от своего идеального значения для данной кодовой комбинации. Точность определяется многими составляющими: нелинейностью, дифференциальной нелинейностью, смещением нуля (начальной точки характеристики преобразования).

Нелинейность (интегральная нелинейность) характеризуется максимальным отклонением реальной характеристики преобразования от идеальной.

Дифференциальная нелинейность – это отклонение действительного шага квантования от его среднего значения. Дифференциальная нелинейность характеризуется монотонностью характеристики преобразования. Монотонность – это неизменность знака приращения выходного аналогового сигнала при последовательном изменении значения входного кода. Если реальная характеристика преобразования сдвинута параллельно номинальной, то этот параллельный сдвиг характеристики оценивается напряжением смещения нуля выходной аналоговой величины. Напряжение смещения нуля – это смещение выходного сигнала ЦАП относительно нуля в начальной точке преобразования.

Погрешность коэффициента передачи определяется смещением выходного аналогового сигнала ЦАП относительно опорного напряжения в конечной точке преобразования. Напряжение смещения нуля и погрешность коэффициента передачи в интегральных микросхемах ЦАП устраняются с помощью внешних регулирующих устройств.

Таким образом, разрешающая способность характеризует потенциальные возможности ЦАП, а совокупность точностных параметров определяет реализуемость такой потенциальной возможности. В реальных ЦАП изменения температуры окружающей среды и напряжения источников питания сильно влия-

ют на точность преобразования входного кода. Поэтому только в идеальных ЦАП разрешающая способность совпадает с точностью преобразования.

В реальных радиотехнических устройствах ЦАП работают при непрерывно изменяющихся значениях кодов на входах, а считывание информации с выхода ЦАП обычно производится после окончания всех переходных процессов в нем. В связи с этим ЦАП характеризуется динамическими параметрами, которые определяют производительность обработки информации. Наиболее важными из параметров ЦАП, характеризующих его быстродействие, являются: время установления выходного сигнала, время задержки распространения, время нарастания, скорость нарастания и время переключения. В большинстве случаев эти параметры определяются при скачкообразном изменении входного кода от минимального до максимального или наоборот (рис.13.2).

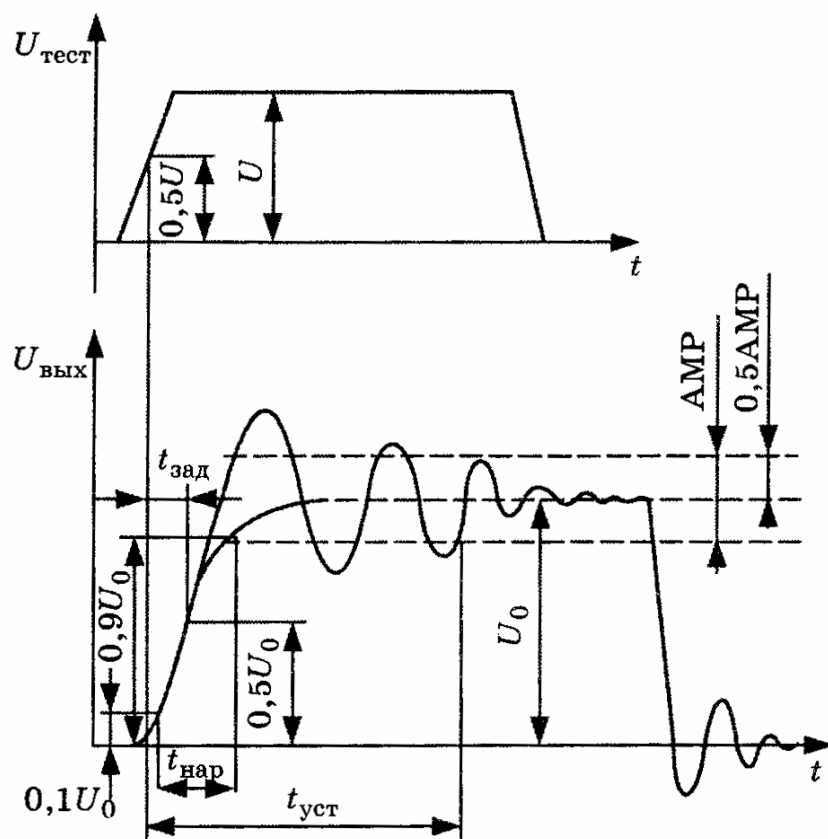


Рис.13.2. Тестовый и выходной сигналы ЦАП

Время установления выходного сигнала – это время с момента изменения кода на входах ЦАП до момента, когда значение выходной аналоговой величины отличается от установившегося с точностью не более половины амплитуды напряжения младшего разряда (0,5 АМР). Отсчет данного параметра ведется от момента достижения входным уровнем 0,5 амплитуды логического уровня до момента, когда кривая выходного сигнала в последний раз пересе-

кают одну из границ зон, ограниченной $\pm 0,5$ АМР (рис 13.2). Для одного и того же ЦАП время установления будет различным в зависимости от того, что измеряется – установление тока или напряжения и при какой нагрузке.

Время задержки распространения $t_{\text{зад}}$ – время от достижения входным уровнем 0,5 амплитуды входного сигнала до момента достижения выходной аналоговой величиной половины установившегося значения (рис. 13.2). Часто используется также параметр время задержки, т.е. время с

момента достижения 0,5 амплитуды входного сигнала до момента, когда выходная аналоговая величина достигает 0,1 установившегося значения.

Время нарастания $t_{нар}$ – время, за которое выходная аналоговая величина изменяется от 0,1 до 0,9 установившегося значения (рис. 13.2).

Скорость нарастания выходной аналоговой величины – максимальная скорость изменения выходного сигнала $(0,9U_{вых} - 0,1U_{вых})/t_{нар}$.

Время переключения – время от момента перехода входного цифрового слова к соседней кодовой комбинации до момента достижения выходной аналоговой величины 0,9 установившегося значения.

Часто при несовпадении во времени моментов переключения отдельных разрядов входного кода на выходе ЦАП появляются импульсные помехи (выбросы). Амплитуда выбросов может быть любой полярности в зависимости от опережения или запаздывания включения старшего разряда относительно включения младших разрядов.

При эксплуатации ЦАП необходимо выполнение требований, обусловленных особенностями конкретной микросхемы. К этим требованиям относятся: использование допустимых входных сигналов, напряжения источников питания, емкости и сопротивления нагрузки. Кроме того необходимо выполнение очередности включения различных источников питания, разделение цепей подключения источников питания и общей шины в микросхеме, применение фильтров.

13.2. Устройство ЦАП

Цифро-аналоговые преобразователи подразделяются на электрические и механические. В электрических ЦАП выходными сигналами являются ток, напряжение, временной интервал, а в механических – линейное и угловое перемещение, скорость и т.д.

ЦАП нашли широкое применение в следующих устройствах:

- в системах цифровой связи, системах телеизмерений (модемы, кодеки, активные и цифровые фильтры, системы распределения аналоговых сигналов);
- в системах управления технологическими процессами (станки с ЧПУ, прецизионная электротермообработка, электронно-лучевая фотолитография и др.);
- в испытательной и измерительной технике (программируемые источники питания, цифровые измерительные приборы и др.).

Цифровая информация представляется соответствующим кодом. Наиболее распространен двоичный цифровой код. Значения разрядов в таком коде определяются присутствием или отсутствием электрического напряжения или напряжениями высокого или низкого уровней. Цифровой код может быть последовательным, когда уровни напряжения, соответствующие отдельным разрядам кода, поступают в различные моменты времени и могут быть переданы по одной линии. При параллельном кодировании все уровни напряжения, соответствующие разрядам кода, поступают одновременно и передаются по от-

дельным линиям. Цифровой код представляется в виде последовательности единиц и нулей, например 1101. В данном коде записано 4 цифры, которые называют разрядами. Крайний левый разряд называют старшим разрядом (СР), крайний правый – младшим разрядом (МР). Числовой эквивалент может быть определен, если известна система кодирования или тип кода. В цифро-аналоговых преобразователях наибольшее распространение получили двоичные и двоично-десятичные коды с весами разрядов 8–4–2–1 или 2–4–2–1. Коды бывают прямыми и обратными. Обратные коды получаются инвертированием всех разрядов прямого кода.

Максимальное число разрядов, которые могут быть поданы на вход ЦАП и преобразованы в выходную величину, определяется конкретной интегральной схемой. Число разрядов – это двоичный логарифм максимального числа кодовых комбинаций на входе ЦАП. Число разрядов является наиболее общей характеристикой, определяющей номинальные функциональные возможности интегральных микросхем.

По способу формирования выходного напряжения в зависимости от цифрового входного кода все ЦАП можно разделить на три группы: с суммированием токов, с суммированием напряжений, с делением напряжений. При реализации ЦАП в виде БИС наибольшее распространение получила схема с суммированием токов. ЦАП с суммированием и делением напряжений менее технологичны, но до сих пор реализуются в аппаратуре на цифровых и аналоговых микросхемах.

Цифро-аналоговые преобразователи, использующие для формирования выходного напряжения суммирование токов, делятся на два типа: с использованием взвешенных резисторов и многозвенной цепочки резисторов R-2R.

Принцип действия ЦАП основывается на том, что любое двоичное число $X_{n-1}, X_{n-2}, \dots, X_2, X_1, X_0$ можно представить в виде суммы степеней числа 2

$$X = \sum_{i=0}^{n-1} X_i 2^i. \quad (13.1)$$

Поэтому для преобразования двоичных чисел в аналоговую величину (напряжение, ток и т.д.) необходимо каждой единице числа поставить в соответствие аналоговую величину со своим весом, соответствующим разряду данной цифры, а затем произвести суммирование этих величин. Схема четырех-разрядного цифро-аналогового преобразователя на основе двоично-взвешенных резисторов представлена на рис. 13.3.

Она состоит из матрицы двоично-взвешенных резисторов, переключателей на каждый разряд, которые управляются цифровыми сигналами, входного (опорного) напряжения и суммирующего усилителя, собранного на базе ОУ в инверсном включении. Сопротивления резисторов, соответствующих разрядам входного слова, отличаются в 2 раза при переходе к соседнему биту. На цифровые входы ЦАП подается двоичный N-разрядный сигнал. Каждый i-й цифровой сигнал управляет i-ым переключателем, обеспечивая подключение любого

резистора с сопротивлением $R2^i$ либо к общей шине, либо к источнику входного напряжения. Для простоты рассмотрения принимается, что сопротивление переключателей и внутреннее сопротивление источника входного сигнала равно нулю.

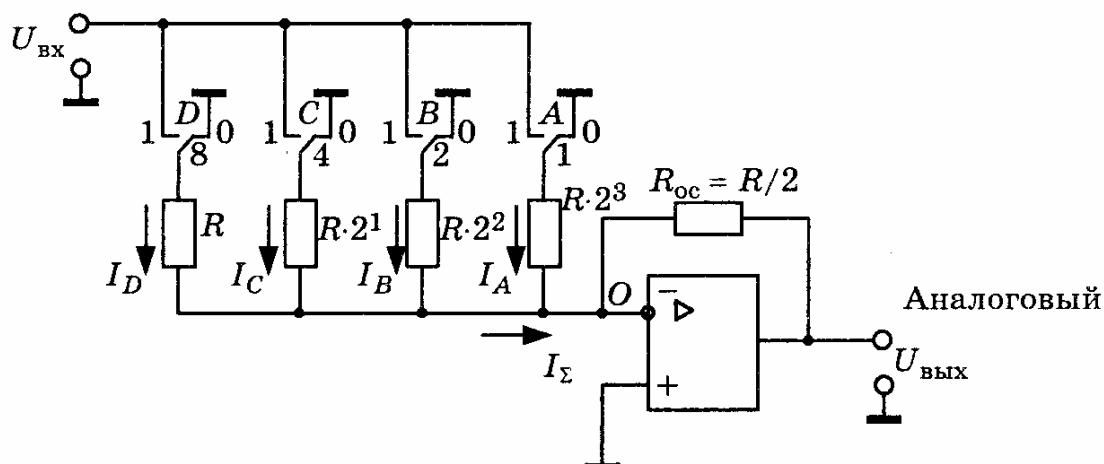


Рис.13.3. Схема четырехразрядного ЦАП на основе двоично-взвешенных резисторов

Если все переключатели замкнуты на общий провод, то входное напряжение в точке суммирования (точка O) равно нулю, и выходное напряжение также равно нулю, что соответствует строке 1 в табл. 13.1.

Таблица 13.1

Таблица истинности

Аналоговый вход, В	Двоичный код			
	Входы			
	D	C	B	A
0	0	0	0	0
0,2	0	0	0	1
0,4	0	0	1	0
0,6	0	0	1	1
0,8	0	1	0	0
1,0	0	1	0	1
1,2	0	1	1	0
1,4	0	1	1	1
1,6	1	0	0	0
1,8	1	0	0	1
2,0	1	0	1	0
2,2	1	0	1	1
2,4	1	1	0	0
2,6	1	1	0	1
2,8	1	1	1	0
3,0	1	1	1	1

Предположим, что все переключатели В, С, D закорочены на общую шину, и в их цепях ток равен нулю, а входной код подается через переключатель А младшего разряда, и в этой цепи протекает ток $I_a = U_{вх}/2^3 R$. Таким образом, резистивная схема формирует двоично-взвешенные токи, которые алгебраически суммируются с выходным током, поступающим на вход ОУ через цепь ОС. Напряжение на выходе суммирующего усилителя $U_{вых} = -I_{\Sigma} R_{ос}$ будет пропорционально весовому значению поступающего на ЦАП двоичного кода цифрового сигнала. Если через все переключатели А, В, С, D подается входной сигнал (переключатели находятся в положении 1), то входной ток резисторной матрицы будет максимальным, а также максимальным по абсолютной величине будет и напряжение $U_{вых}$.

В качестве опорного напряжения можно использовать любое напряжение, не превышающее напряжения питания операционных усилителей. Увеличение числа двоичных разрядов требует добавления переключателя с резистором $R/2$, что в свою очередь требует изменения резистора в цепи ОС ОУ $R_{ос} \approx R/4$.

В реальных ЦАП переключатели имеют конечное сопротивление, которое включается последовательно с двоично-взвешенными резисторами и влияет на точность преобразования сигнала особенно в старших разрядах ЦАП, имеющих меньшие сопротивления резисторов. В качестве переключателей могут использоваться ключи на биполярных и полевых транзисторах. Рассмотренная схема ЦАП имеет следующие недостатки:

- используются резисторы с широким диапазоном сопротивлений, что затрудняет согласование температурных коэффициентов сопротивлений весовых резисторов независимо от способа их изготовления;
- невысокая точность преобразования сигнала.

Эти недостатки можно преодолеть в преобразователях «лестничного» типа (рис. 13.4), где используется резисторная матрица типа R-2R. Преимущество такой резисторной матрицы в том, что используются резисторы только двух номиналов. Это позволяет исключить требование к абсолютной точности сопротивлений резисторов. Наибольшее влияние в этих преобразователях оказывает относительный разброс сопротивлений. Резисторная матрица является линейной цепью, все вклады от цепи каждого разряда суммируются для определения результирующего выходного напряжения.

Работа схемы основана на том, что любая часть цепочной или ступенчатой R-2R схемы всегда имеет выходное сопротивление, равное R. Так к узлу 1 подключены параллельно два резистора, каждый с сопротивлением 2R, а значит, выходное сопротивление равно R. К узлу 2 параллельно подключены резистор 2R и цепь, состоящая из последовательного соединения резистора R и выходного сопротивления узла 1 (также R). В результате полное сопротивление в узле 2 равно $(R+R) \parallel 2R = R$. Это правило справедливо для всей резистивной схе-

мы. Опорное напряжение, подключенное ключом D (старшего разряда), создает ток равный $U_{оп}/2R$.

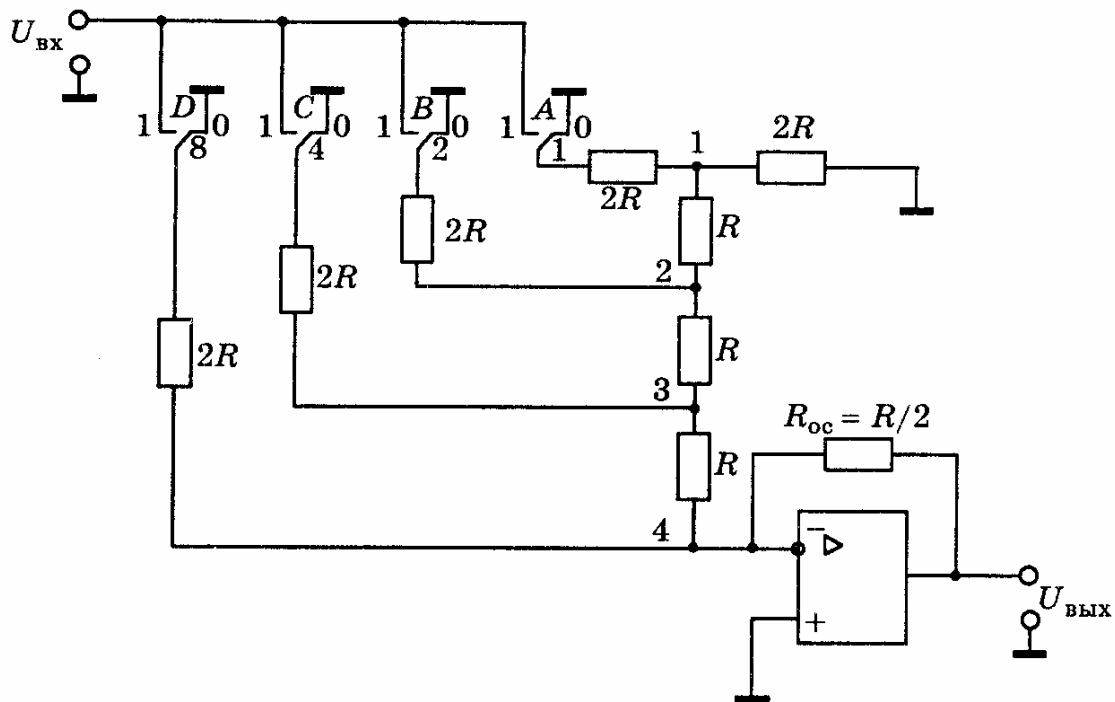


Рис.13.4. Схема ЦАП лестничного типа

При подключении опорного напряжения в следующем разряде, когда в остальных разрядах нуль, напряжение в $N-1$ узле будет равно $U_{оп}/4$, а ток на входе ОУ будет равен $U_{вх}/4R$. В общем случае полный ток на входе ОУ будет равен:

$$I_{вх} = AU_{оп}/2^N R, \quad (13.2)$$

где A – преобразуемое двоичное число с максимальным значением равным $A_{макс}=2^N-1$, тогда

$$U_{вх макс} = U_{вх} (2^N - 1) / 2^N. \quad (13.3)$$

Источниками погрешностей в преобразователе лестничного типа являются не только резистивная матрица, но и сопротивления переключателей в замкнутом состоянии. Для уменьшения этого сопротивления используют матрицу с большими сопротивлениями резисторов $R-2R$. Однако, из-за увеличения паразитной емкости резисторов $2R$ возрастает время преобразования ЦАП, и увеличивается влияние токов утечки через переключатели в разомкнутом состоянии. Чтобы преодолеть указанные недостатки, в современных БИС ЦАП применяют инверсное включение резисторной матрицы. Это обеспечивает постоянное протекание токов через сопротивления матрицы, переключатели лишь коммутируют эти токи между общей шиной и входом ОУ. В этом случае быстродействие ЦАП преимущественно определяется ОУ, а не паразитными емкостями матрицы сопротивлений. При использовании идеального ОУ время преобразования ЦАП будет определяться только временем изменения состояния переключателей.

В настоящее время промышленностью выпускается большая номенклатура микросхем ЦАП серий К572ПА, К594ПА, К1108ПА, К1118ПА, и каждая из микросхем имеет частотные особенности применения. Быстродействие схем серии К1108ПА1 составляет порядка 200 нс, хотя самым высоким быстродействием порядка 10 нс обладают ЦАП серии К1118. Они предназначены для работы со схемами ЭСЛ логики.

Неиспользованные разрядные входы ЦАП могут оставаться незадействованными, что соответствует подаче на эти входы напряжения логической единицы. При необходимости подачи на незадействованные входы напряжения логического нуля, эти входы подключаются к источнику питания через резисторы сопротивлением порядка 45 кОм.

ГЛАВА 14

АНАЛОГО-ЦИФРОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Аналого-цифровые преобразователи (АЦП) преобразуют аналоговый входной сигнал в цифровой, код и предназначены для согласования аналоговых измерительных систем с цифровыми системами обработки информации. АЦП широко используется в промышленных системах управления, цифровых системах связи, радиолокации, радионавигации, станках с числовым программным управлением.

14.1. Параметры АЦП

Параметры аналого-цифровых преобразователей подразделяются на статические, динамические и эксплуатационные.

Разрядность (число разрядов) АЦП – это округленный до целого числа двоичный логарифм номинального числа значений выходного кода $L = \log_2 N$, N – число значений выходного кода. При подаче на вход АЦП линейно изменяющегося напряжения на выходе АЦП наблюдается последовательное изменение кодов.

Характеристикой преобразования АЦП называют зависимость между значениями входного аналогового напряжения и выходного кода. Так же как и для ЦАП характеристика преобразования АЦП может быть задана математически, в виде таблицы или графика.

Характеристика преобразования характеризуется шагом квантования, т.е. разностью значений напряжения заданного и следующего за ним межкодового перехода. А погрешность квантования – это погрешность, вызванная значением шага квантования, определяемая как половина амплитуды младшего разряда ($0,5 \text{ AMP}$).

Точностные параметры АЦП характеризуются несоответствием идеальной и действительной характеристик преобразования для конкретной реализации АЦП. К ним относятся: напряжение смещения нуля, отклонение коэффициента преобразования от номинального, монотонность характеристики, дифференциальная нелинейность, апертурная погрешность.

Напряжение смещения нуля – это напряжение, которое определяет параллельный сдвиг характеристики преобразования вдоль оси абсцисс. Это обусловлено наличием напряжения смещения нуля в компараторе и отклонением сопротивления первого резистора делителя опорных напряжений.

Отклонение коэффициента преобразования от номинального значения характеризуется погрешностью преобразования в конечной точке характеристики. Это обусловлено напряжением смещения нуля и отклонением сопротивления резисторов в другом конце делителя.

Дифференциальная нелинейность АЦП определяется отклонением действительных значений шагов квантования характеристики от их среднего значения.

Монотонность характеристики преобразования АЦП характеризуется наличием всех кодовых комбинаций на его выходе при подаче на вход изменяющегося аналогового сигнала.

Апертурная погрешность определяется неопределенностью между значением входного сигнала в момент выборки и значением фактически преобразуемой величины входного аналогового сигнала.

Основными динамическими параметрами являются: время преобразования, время задержки запуска, частота дискретизации, апертурное время, апертурная неопределенность, монотонность характеристики преобразования при максимальной скорости изменения входного сигнала, время цикла кодирования.

Время преобразования - это отрезок времени с момента начала появления сигнала на входе АЦП (аналогового или цифрового) до появления на выходе устойчивого цифрового кода. Для АЦП, имеющих команду внешнего запуска, определяющего начало преобразования, время преобразования равно минимальному времени между импульсом запуска и моментом появления на выходе АЦП заданного значения кода.

Время задержки запуска определяется минимальным временем с момента подачи скачкообразного сигнала на аналоговый вход АЦП до момента подачи сигнала запуска АЦП, при котором выходной код отличается от номинального не более чем на значение статистической погрешности. Это время определяется переходными процессами во входных цепях АЦП.

Время цикла кодирования определяется временем, в течение которого осуществляется непосредственное преобразование установившегося значения входного сигнала. Оно определяется задержкой передачи сигнала в составных блоках АЦП.

Частота дискретизации - это максимальная частота преобразования входного сигнала, при которой выбранный параметр АЦП не выходит за заданные пределы. Этим параметром может быть нелинейность или монотонность характеристики преобразования как критерий нормальной работы АЦП.

Апертурное время - это время, в течение которого сохраняется неопределенность между значением выборки входного сигнала и моментом времени, к которому оно относится. Физически это определяется инерционностью токовых переключателей и компараторов. Апертурное время определяется во всех точках характеристики преобразования и может иметь различное значение в различных точках характеристики. Это объясняется разбросом параметров отдельных узлов, значений резисторов, а также длины токопроводящих шин входного и тактового сигналов.

Апертурная неопределенность - случайное изменение апертурного времени, наиболее часто определяемое в конкретной точке характеристики преобразования. Она возникает из-за случайных изменений времени за-

держки во входных цепях компаратора и в цепях синхронизации АЦП. Апертурная неопределенность приводит к появлению различных кодовых комбинаций при кодировании быстроизменяющегося сигнала одной величины.

Из-за различных значений апертурного времени в разных точках характеристики преобразования появляется дополнительная динамическая погрешность.

Монотонность характеристики преобразования при максимально-допустимой скорости изменения входного сигнала определяется той скоростью изменения входного сигнала, при которой характеристика АЦП еще монотонна. Часто вместо монотонности характеристики преобразования пользуются дифференциальной нелинейностью. Кроме того, максимальная скорость изменения сигнала на входе АЦП ограничивается апертурной определенностью, апертурным временем, полосой пропускания компараторов в режиме сравнения.

При эксплуатации АЦП необходимо учитывать минимальный временной интервал между преобразованиями, который характеризует время возвращения АЦП в исходное состояние и может влиять на частоту дискретизации.

Для нормальной и устойчивой работы АЦП необходимо выполнять ограничения на следующие эксплуатационные параметры устройства:

- правильность выбора напряжений источников питания и соблюдение последовательности их включения;
- диапазон изменения входных и выходных сигналов;
- длительность управляющих импульсов;
- длительность фронта и среза импульсов;
- используемый цифровой код.

На работу АЦП сильное влияние оказывают помехи, возникающие по цепи питания, электромагнитное излучение и др. Обеспечение помехозащищенности является одной из трудоемких задач: отсутствуют единые конкретные рекомендации по их устранению, поскольку помехи обычно имеют случайный характер и обусловлены разными источниками. В связи с этим используют полное или частичное экранирование, разделение общих шин входной и выходной цепей, аналоговой и цифровой частей прибора.

14.2. Классификация АЦП

Классифицировать АЦП можно по различным признакам. В основу классификации АЦП можно положить признак временного процесса преобразования аналоговой величины в цифровую. По этому признаку выборочные значения аналогового сигнала преобразуются в цифровые эквиваленты операциями квантования и кодирования с помощью либо последовательной, либо параллельной, либо последовательно-параллельной процедуры приближения цифрового эквивалента к аналоговой преобразуемой величине. Соответственно АЦП делятся на последовательные, параллельные и параллельно-последовательные. По структуре построения АЦП делятся на два типа: с применением цифро-

аналоговых преобразователей (ЦАП) и без них. К последовательным АЦП относятся преобразователи напряжение-частота, преобразователи интегрирующего типа и последовательных приближений. АЦП последовательного типа позволяют получить высокую разрядность, но обладают низким быстродействием.

Параллельные АЦП строятся по принципу одновременного преобразования сигнала методом его квантования с помощью компараторов. Параллельные АЦП обладают самым высоким быстродействием, что достигается усложнением схемы при увеличении разрядности. А это приводит в свою очередь к увеличению потребляемой мощности и размеров кристалла.

В последовательно-параллельных АЦП используется сочетание методов последовательного и параллельного преобразования. Этот тип преобразователей позволяет в значительной степени уменьшить объем параллельных преобразований и увеличить быстродействие последовательных. Основными недостатками последовательно-параллельных АЦП являются: наличие большого числа линейных узлов, требования к точностным и динамическим характеристикам которых очень высоки, трудность прецизионной стыковки линейных узлов друг с другом. В связи с этим требуется настройка каждого преобразователя отдельно. Поэтому такие АЦП в интегральном исполнении практически не выпускаются.

Аналого-цифровые преобразователи в зависимости от области применения можно разбить на четыре группы:

1. Преобразователи электрических величин (напряжений, токов, сопротивлений).
2. Преобразователи интервалов времени.
3. Преобразователи перемещений (линейных или угловых).
4. Преобразователи следящего типа.

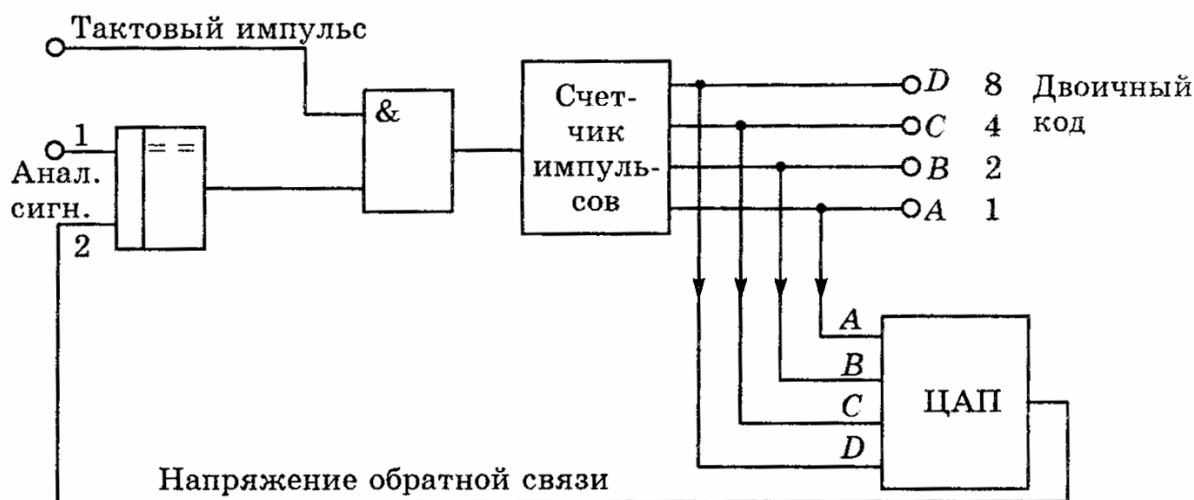


Рис.14.1. Структурная схема аналого-цифрового преобразователя

Наиболее экономичная и простая структурная схема АЦП с применением ЦАП представлена на (рис. 14.1). Работа АЦП заключается в сравнении измеряемого аналогового напряжения (в нашем случае амплитудой 3 В) с аналоговым эквивалентом цифрового кода, поступающего с выхода ЦАП на второй

вход компаратора. Таблица истинности (табл. 13.1) показывает, как должен работать АЦП. На выходе АЦП находится счетчик. На первый вход компаратора подается аналоговое входное напряжение, которое преобразуется в течение N тактов, а на второй вход компаратора подается сигнал с выхода ЦАП, имеющий ступенчатую форму. Если аналоговое входное напряжение на входе 1 больше напряжения на входе 2, то тактовые импульсы через логическую схему «И» поступают на вход счетчика. Счетчик подсчитывает эти импульсы, увеличивая цифровой сигнал на выходе АЦП. Счет продолжается до тех пор, пока напряжения на выходе ЦАП (напряжение обратной связи) не превысит аналоговое входное напряжение.

Основным недостатком простейшей структуры АЦП является относительно невысокая точность и большое время преобразования.

14.3. АЦП последовательного приближения

Одним из наиболее распространенных методов построения АЦП является метод последовательного приближения, который иногда называют методом поразрядного уравнивания. В АЦП, использующих данный метод, код в регистрах результата меняется так, чтобы обеспечить по возможности быстрое уравнивание входного напряжения или тока напряжением или током, получаемым с выхода ЦАП, который в свою очередь подключается к регистру. Упрощенная структурная схема АЦП последовательного приближения представлена на рис. 14.2. Получив команду на выполнение преобразования от генератора тактовых импульсов (ГТИ), регистр последовательных приближений

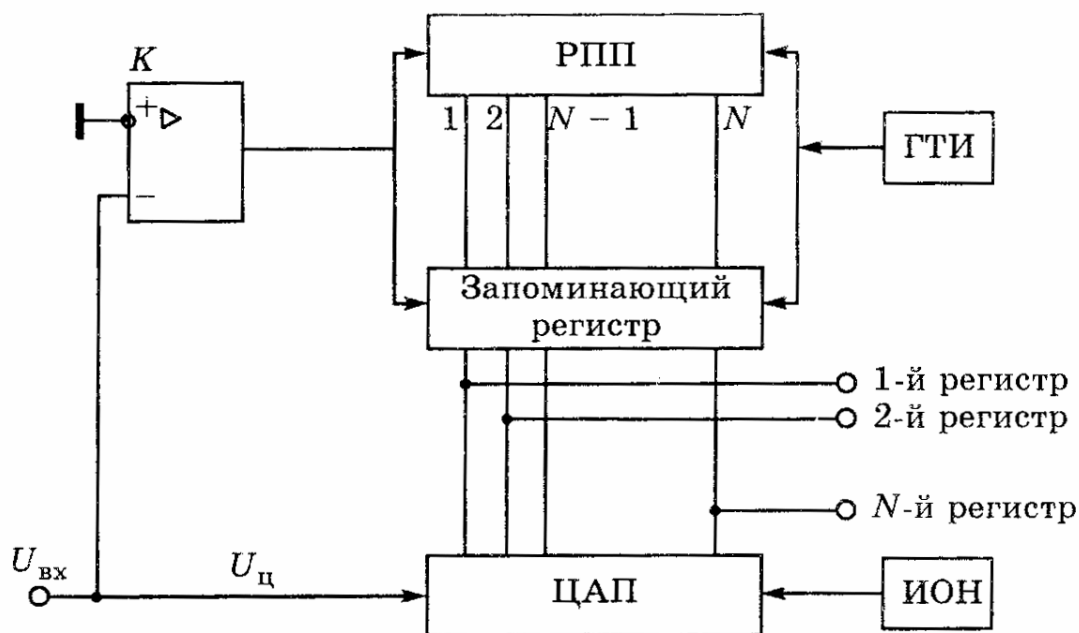


Рис.14.2. Упрощенная структурная схема АЦП последовательного приближения

(РПП) устанавливает значение логической единицы "1" в первом разряде запоминающего регистра и ЦАП. Если при этом $U_{\text{вх}} > U_{\text{ц}}$, то компаратор напряжения (К) выдает в РПП команду оставить логическую единицу в первом разряде запоминающего регистра и подать значение логической единицы во второй разряд ЦАП. Если после этого слова $U_{\text{вх}} > U_{\text{ц}}$, то компаратор дает команду РПП оставить логическую единицу во втором разряде запоминающего регистра и ЦАП и подать напряжение логической единицы на третий разряд.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гусев В.Г., Гусев В.М. Электроника. – М.: Высшая школа, 1991. – 622 с.
2. Рычина Т.А., Зеленский А.В. Устройства функциональной электроники и электрорадиоэлементы. – М.: Радио и связь, 1989. – 350 с.
3. Резисторы (справочник). Под ред. Четверткова И.В., Терехова В.М. – М.: Радио и связь, 1991. – 527 с.
4. Свитенко В.Я. Электрорадиоэлементы. – М.: Высшая школа, 1989. – 207 с.
5. Электронные приборы / Под ред. Г.Г. Шишкина. – М.: Энергоатомиздат, 1989. – 495 с.
6. Батушев В.А. Электронные приборы. – М.: Высшая школа, 1980. – 382 с.
7. Пасынков В.В., Чиркин Д.К. Полупроводниковые приборы. – М.: Высшая школа, 1987. – 477 с.
8. Тугов Н.М., Глебов Б.А., Чарыков Н.А. Полупроводниковые приборы. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 575 с.
9. Булычев А.Л., Прохоренко В.А. Электронные приборы. Мн.: Выш. шк., 1987. – 316 с.
10. Жеребцов И.П. Основы электроники. – Л.: Энергоатомиздат, 1990. – 352 с.
11. Степаненко И.П. Основы микроэлектроники. – М.: Советское радио, 1980. – 424 с.
12. Аваев Н.А., Наумов В.В., Фролкин В.Т. Основы микроэлектроники. – М.: Радио и связь, 1991. – 288 с.
13. Скаржепа В.А., Луценко А.Н. Электроника и микросхемотехника. – Киев: Віща шк., 1989. – Ч. 1. – 431 с. – Ч. 2. – 302 с.
14. Игумнов Д.В., Костюнина Г.П. Полупроводниковые устройства непрерывного действия. – М.: Радио и связь, 1990. – 255 с.
15. Иванов В.И., Аксенов А.И., Юшин А.М. Полупроводниковые оптоэлектронные приборы. – М.: Энергоатомиздат, 1984. – 184 с.
16. Расадо Л. Физическая электроника и микроэлектроника. – М.: Высшая школа, 1991. – 351 с.
17. Ежимов И.Е., Козырь И.Я., Горбунов Ю.И. Микроэлектроника. – М.: Высшая школа, 1987. – 416 с.
18. Коломбет Е.А. Микроэлектронные средства обработки аналоговых сигналов. – М.: Радио и связь, 1991. – 126 с.
19. Мулявка Я. Схемы на операционных усилителях с переключаемыми конденсаторами. – М.: Мир, 1992. – 416 с.
20. Потемкин И.С. Функциональные узлы цифровой автоматики. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 320 с.

21. Алексенко А.Г., Шагурин И.И. Микросхемотехника. – М.: Радио и связь, 1990. – 496 с.
22. Фролкин В.Т., Попов Д.И. Импульсные цифровые устройства. – М.: Радио и связь, 1992. – 336 с.
23. Преснухин Д.В., Воробьев Н.В., Шишкевич А.А.. Расчет элементов цифровых устройств. – М.: Высшая школа, 1991. – 526 с.
24. Агаханян Т.М. Интегральные микросхемы. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 464 с.
25. Токхейм Р. Основы цифровой электроники. – М.: Мир, 1988. – 392 с.
26. Шило В.Л. Популярные цифровые микросхемы. Справочник. – М.: Радио и связь, 1989. – 352 с.
27. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники. – М.: Мир, 1986. – Т. 1. – 597 с. – Т. 2. – 590 с.
28. Ефимов И.Е., Козырь И.Я., Горбунов Ю.И. Микроэлектроника. – М.: Высшая школа, 1987. – 416 с.
29. Хвощ С.Т., Варлинский Н.И., Попов Е.А. Микропроцессоры и микро-ЭВМ в системах автоматического управления. – Л.: Машиностроение, 1987. – 640 с.
30. Соломатин Н.М. Логические элементы ЭВМ. – М.: Высшая школа, 1990. – 160 с.
31. Зельдин В.А. Цифровые интегральные микросхемы в информационно-измерительной аппаратуре. – Л.: Энергоатомиздат, 1986. – 280 с.
32. Гальперин М.В. Практическая схемотехника в промышленной автоматике. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 320 с.
33. Функциональные устройства на микросхемах / Под ред. В.З. Найде-рова. – М.: Радио и связь, 1985, 199 с.
34. Мурадян А.Г., Разумихин В.И., Тверецкий М.С. Усилительные устройства. – М.: Связь, 1976. – 280 с.
35. Остапенко Г.С. Усилительные устройства. – М.: Радио и связь, 1989. – 400 с.
36. Матавкин В.В. Быстродействующие операционные усилители. – М.: Радио и связь, 1989. – 128 с.
37. Кофлин Р., Дрискол Ф. Операционные усилители и линейные интегральные схемы. – М.: Мир, 1979. – 360 с.
38. Гольденберг Л.М., Малев В.А., Малько Г.Б. Цифровые устройства и микропроцессорные системы. – М.: Радио и связь, 1992. – 256 с.
39. Проектирование импульсных и цифровых радиотехнических систем / Под ред. Ю.М. Казаринова. – М.: Высшая школа, 1985. – 320 с.
40. Применение интегральных микросхем в электронной вычислительной технике. Справочник / Под ред. Б.Н. Файзулаева, Б.В. Тарабрина. – М.: Радио и связь, 1986. – 369 с.

41. Быстродействующие ИМС ЦАП и АЦП и измерение их параметров / Под общ. ред. А.-Й.К. Марцинкявичуса, Э.-А.К. Багданскиса. – М.: Радио и связь, 1988. – 224 с.
42. Вычислительная и микропроцессорная техника / Под ред. Э.В. Евреинова. – М.: Радио и связь, 1991. – 464 с.
43. Богданович М.И., Грель И.Н., Прохоренко В.А., Шалимо В.В. Цифровые интегральные схемы. Справочник. – Мн.: Беларусь, 1991. – 493 с.
44. Якубовский С.В., Ниссельсон Д.И., Кулешова В.И. и др. Цифровые и аналоговые интегральные микросхемы. – М.: Радио и связь, 1990. – 496 с.
45. Пухальский Г.И., Новосельцева Т.Я. Проектирование дискретных устройств на интегральных микросхемах. Справочник. – М.: Радио и связь, 1990. – 304 с.
46. Ногин В.Н. Аналоговые электронные устройства. – М.: Радио и связь, 1992. – 301 с.
47. Гринфилд Дж. Транзисторы и линейные ИС. – М.: Мир, 1992. – 556 с.
48. Проектирование усилительных устройств на интегральных микросхемах / Под ред. Б.М. Богдановича. – Мн.: Выш. шк., 1980. – 208 с.
49. Алексеев А.Г., Войшвилло Г.В., Трискадо И.А. Усилительные устройства. Сборник задач и упражнений. – М.: Радио и связь, 1986. – 160 с.
50. Изьюрова Г.И., Королев Г.В., Терехов В.А. и др. Расчет электронных схем. – М.: Высшая школа, 1987. – 395 с.
51. Гутников В.С. Интегральная электроника в измерительных устройствах. Л.: Энергоатомиздат, 1988. – 304 с.
52. Опадчий Ю.Ф., Глудкин О.П., Гуров А.И. Аналоговая и цифровая электроника. – М.: Радио и связь, 1996. – 708 с.
53. Аваев Н.А., Шишкин Г.Г. Электронные приборы. – М.: МАИ, 1996. – 544 с.
54. Игумнов Д.В., Костюнина Г.П. Полупроводниковые усилительные устройства. – М.: Радио и связь, 1997. – 268 с.