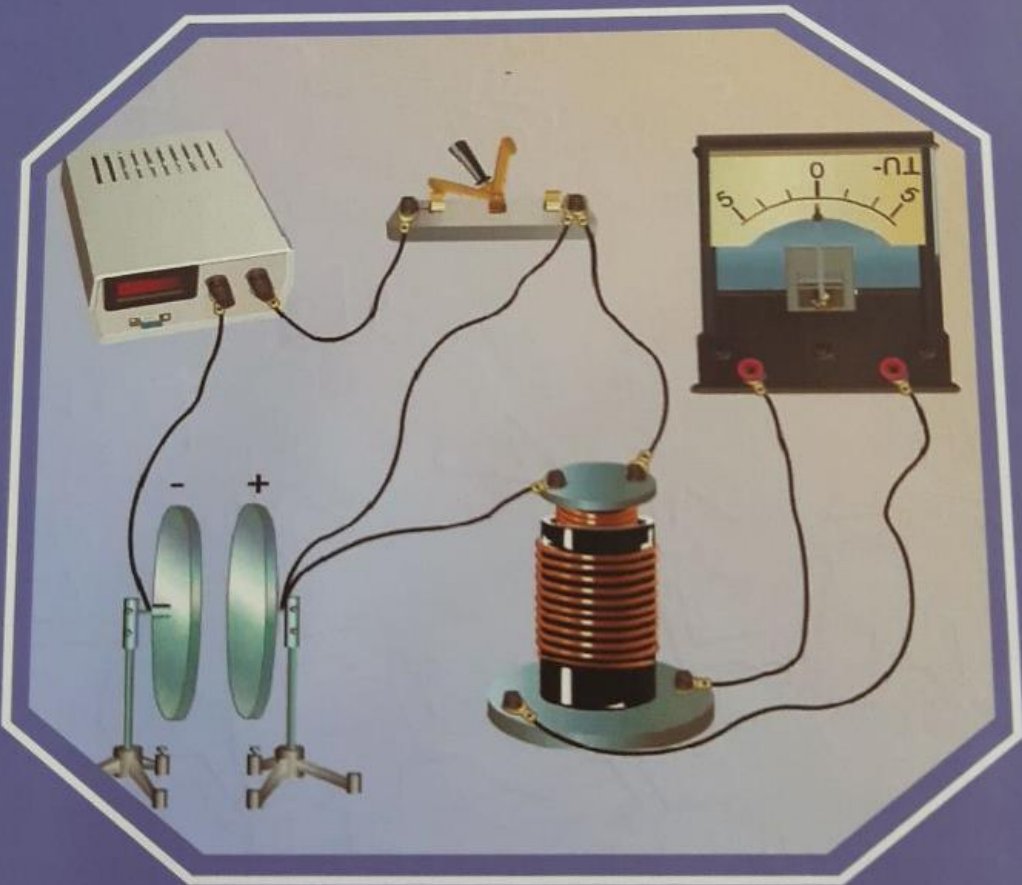


Х.К. Арипов, А.М. Абдуллаев, А.А. Туляганов

ЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ



МИНИСТЕРСТВО ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ, НАУКИ
И ИННОВАЦИЙ РЕСПУБЛИКИ УЗБЕКИСТАН

ТАШКЕНТСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ ИНФОРМАЦИОННЫХ
ТЕХНОЛОГИЙ ИМЕНИ МУХАММАДА АЛ-ХОРАЗМИЙ

Х.К. Арипов, А.М. Абдуллаев, А.А. Туляганов

ЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ

*Рекомендовано в качестве учебника Министерством высшего
образования, науки и инноваций Республики Узбекистан*

Ташкент

“METHODIST NASHRIYOTI”

2024

УДК: 621.38(075)
ББК: 32.85.я7
А 139

Х.К. Арипов
Электронные приборы / А.М. Абдуллаев,
А.А. Туляганов / Учебник – Ташкент: “METHODIST
NASHRIYOTI”, 2024. – 256 стр.

В учебнике «Электронные приборы» рассмотрены вопросы формирования базовых знаний физических основ, принципа действия и характеристик полупроводниковых приборов, интегральных микросхем, оптоэлектронных приборов, сверхвысокочастотных и квантовых приборов; подготовка к решению задач, связанных с рациональным выбором электронных приборов, их режимов работы и схем включения в различных устройствах.

Учебник «Электронные приборы» посвящен в основном информационной электронике, на которой базируется подготовка бакалавров совместного Узбекско-Белорусского факультета ТУИТ-БГУИР направления образования 5330800 - Программируемые мобильные системы и 5330900 - Искусственный интеллект.

Содержание курса «Электронные приборы» соответствует Государственным стандартам образования Республики Узбекистан вышеуказанного направления.

Учебная дисциплина «Электронные приборы» обеспечивает базовую подготовку студентов, необходимую для принятия грамотных решений при выборе и использовании электронных приборов в аналоговых и цифровых устройствах.

Рецензенты:

А.М. Назаров – д.т.н., профессор ТГТУ имени Ислама Каримова
Ю.В. Писецкий – декан СФ ТУИТ-БГУИР, д.т.н., профессор

Публикация разрешена на основании приказа Министерства высшего и среднего специального образования Республики Узбекистан №356 от 18 августа 2021 года.

ISBN 978-9910-03-173-1

© Х.К. Арипов и др., 2024.
© “METHODIST NASHRIYOTI”, 2024.

ПРЕДИСЛОВИЕ

Настоящий курс «Электронные приборы» посвящен в основном информационной электронике, на которой базируется подготовка бакалавров направления 5330800 - Программируемые мобильные системы и 5330900 – Искусственный интеллект.

Содержание курса «Электронные приборы» соответствует Государственным стандартам образования Республики Узбекистан вышеуказанного направления.

Учебная дисциплина «Электронные приборы» обеспечивает базовую подготовку студентов, необходимую для принятия грамотных решений при выборе и использовании электронных приборов в аналоговых и цифровых устройствах.

В связи с существенным прогрессом в области электроники, достигнутым за последнее десятилетие, значительно возросла роль базовой подготовки специалистов в данном направлении. Основное внимание в учебнике уделяется изучению физических основ, принципа действия и характеристик полупроводниковых приборов, интегральных микросхем, оптоэлектронных приборов, сверхвысокочастотных и квантовых приборов, а также типовых схемотехнических решений аналоговых, импульсных и цифровых устройств различного функционального назначения. В процессе изучения материала курса осваиваются различные модели диодов, транзисторов, тиристоров, а также устройств на их основе.

Целью изучения учебной дисциплины «Электронные приборы» является формирование базовых знаний физических основ, принципа действия и характеристик полупроводниковых приборов, интегральных микросхем, оптоэлектронных приборов, сверхвысокочастотных и квантовых приборов; подготовка к решению задач, связанных с рациональным выбором электронных приборов, их режимов работы и схем включения в различных устройствах.

По понятным причинам полупроводниковые приборы рассматриваются первыми. Хотя имеется еще много аппаратуры, работающей на электронных лампах, вакуумные электронные приборы, которые в данном учебнике не рассматриваются.

Более глубоко и подробно в учебнике освещены те вопросы, которые авторы считают особенно важными. Помимо самих приборов рассматриваются также некоторые случаи их применения, чтобы у читателей было достаточно полное представление о том или ином приборе.

Задачи изучения дисциплины:

- приобретение знаний принципа действия, характеристик, параметров полупроводниковых, оптоэлектронных, сверхвысокочастотных и квантовых приборов, интегральных микросхем;

- приобретение знаний типовых схемотехнических решений аналоговых, импульсных и цифровых устройств различного функционального назначения;

- приобретение навыков решения ряда практических задач, связанных с расчетом основных характеристик и параметров электронных приборов и устройств на их основе, а также сформировать, в том числе, следующие академические компетенции:

- умение применять базовые научно-теоретические знания для решения теоретических и практических задач;

- владение системным и сравнительным анализом;

- владение исследовательскими навыками;

- умение работать самостоятельно;

- способность порождать новые идеи (обладать креативностью);

- владение междисциплинарным подходом при решении проблем;

- владение навыками, связанными с использованием технических устройств, управлением информацией и работой с компьютером;

- владение навыками устной и письменной коммуникации;

В результате изучения дисциплины студент должен:

знать:

- принцип действия, устройство, параметры, характеристики, режимы работы и модели электронных приборов;

- типовые схемы включения электронных приборов;

- современное состояние и перспективы развития электронных приборов и радиоэлектронных устройств на их основе;

уметь:

- осуществлять рациональный выбор соответствующих электронных приборов и их режимов при разработке радиоэлектронных устройств;

- выполнять расчет типовых радиоэлектронных устройств;

- экспериментально определять основные характеристики и параметры электронных приборов и устройств на их основе;

владеть:

- навыками моделирования и экспериментального исследования электронных приборов и устройств на их основе;

- навыками работы с технической литературой, справочниками, стандартами, технической документацией по электронным приборам.

ГЛАВА 1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ ЭЛЕКТРОННЫХ ПРИБОРАХ

1.1. Четыре поколения электронных приборов и устройств

2000 лет назад на Земле жило около 200 миллионов человек. Сейчас – около 8 миллиардов. Человечество *использует* три потока ресурсов для поддержания и развития своей жизнедеятельности – *материалы, энергию и информацию*. Развитие цивилизации неизбежно ведет к постоянному увеличению всех трех потоков. Материальные и энергетические ресурсы ограничены.

Информационные потоки накапливаются, использование информации помогает компенсировать сложности, возникающие в области потоков материалов и энергии.

Информация – общенаучное понятие, включающее обмен сведениями не только между людьми, но и между человеком и автоматом, автоматом и автоматом; обмен сигналами в животном и растительном мире.

Передача сообщений от отправителя (источника информации) к получателю называется *связью*. Чтобы выполнить определенные требования к связи (дальность, помехоустойчивость, надежность, скрытность и т.д.) сообщение передается не непосредственно, а предварительно преобразуется в *сигнал*, который представляет собой электрический процесс, несущий в себе передаваемое сообщение в виде исходных данных, результатов различных преобразований или другая информация, перерабатываемая электронными устройствами.

Методами создания электронных приборов и устройств занимается электроника. *Электроника* – наука о взаимодействии заряженных частиц (электронов, ионов) с электромагнитными полями и о методах создания электронных приборов и устройств, используемых в основном для передачи, обработки и хранения информации.

В основе развития электронных приборов лежит непрерывное усложнение функций, выполняемых электронными приборами и устройствами на их основе. Всякий раз новая элементная база, т.е. электронные приборы, должна иметь лучшую надежность, меньшие габариты, массу, стоимость и потребляемую мощность.

На сегодняшний день можно выделить четыре основных поколения развития электронных приборов и устройств на их основе для систем обработки и передачи информации, автоматизированных систем управления процессами производства и движения.

Основу элементной базы *1-го поколения электронных устройств* (1904 – 1950 гг.) составляли электровакуумные приборы. Наиболее широко применялись *электронные лампы*. Промышленное развитие электроники началось с изобретения англичанином Д. Флемингом в 1904 г. электронной лампы (диод). В 1907 г. американец Л. Форест ввел в диод управляющий электрод и получил триод, при помощи которого можно было генерировать и усиливать электрические колебания.

Электронные устройства, выполненные на лампах, имели сравнительно большие габариты и массу. Число элементов в единице объема (плотность монтажа) электронных устройств 1-го поколения составляло $\gamma = 0,001 - 0,003$ элементов/см³. Сборка электронных устройств осуществлялась вручную, путем соединения электровакуумных приборов между собой и с пассивными элементами (резисторами, индуктивностями и конденсаторами) с помощью проводов.

Основу элементной базы *2-го поколения электронных устройств* (1950 – начало 60-х годов) составляли дискретные полупроводниковые приборы (диоды, транзисторы, тиристоры). В 30-х годах началось интенсивное изучение полупроводниковых материалов с целью их использования в электронике. В 1948 г. американские ученые У. Шокли, Д. Бардин и У. Браттейн изобрели транзистор – первый полупроводниковый усилительный прибор.

Сборка электронных устройств осуществлялась автоматически. Применялся печатный монтаж, при котором

полупроводниковые приборы и пассивные элементы располагались на печатной плате, которая представляла собой диэлектрическую пластину с металлизированными отверстиями, соединенные между собой проводниками. Плотность монтажа электронных устройств 2-го поколения составляла уже $\gamma \approx 0,5$ элементов/см².

3-е поколение электронных устройств (1960 – 1980 гг.). Дальнейший скачок в развитии электроники связан с появлением интегральных схем. В конце 50-х годов, чтобы реализовать огромный вычислительный потенциал транзисторов, приспособить их для массового производства и снизить стоимость Джон Килби и Роберт Нойс изобрели способ объединения большого числа транзисторов в одну интегральную схему. С этих пор основу элементной базы этого поколения составляли интегральные микросхемы и микросборки. Интегральная схема – совокупность нескольких взаимосвязанных элементов (транзисторов, резисторов, конденсаторов и др.), изготовленных одновременно на одной и той же несущей конструкции (подложке), и выполняющую определенную функцию преобразования информации.

У микросхем было два преимущества: более низкая стоимость и более высокая производительность. Гордон Мур, который в 1968 году вместе с Нойсом основал процессорный гигант Intel, сформулировал прогноз, получивший название «Закон Мура». Согласно этому закону число транзисторов в микросхеме должно удваиваться каждые полтора-два года, что обеспечивало бы повышение вычислительной мощности и снижение конечной стоимости продукта. Действительно, закон Мура действует и сегодня, а компьютерные процессоры практически удваивают свою производительность каждые 24 месяца. Электронные устройства этого поколения резко уменьшили свои габариты, массу и энергопотребление и резко повысились в своей надежности.

4-е поколение (с 1980 г. по настоящее время) характеризуется дальнейшей микроминиатюризацией электронных устройств на базе применения БИС и СБИС (большие и сверхбольшие

интегральные схемы). Такие электронные устройства в ряде случаев позволяют полностью обеспечить требуемый алгоритм обработки исходной информации. Самой известной СБИС стал микропроцессор, содержащий сотни тысяч и более элементов на одном кристалле.

Плотность монтажа электронных устройств 4-го поколения составляла уже $\gamma \approx 1000$ элементов/см² и выше. В настоящее время ИС, БИС и СБИС являются основной элементной базой современных электронных средств.

1.2. Классификация электронных приборов

Электронным прибором (ЭП) называют устройство, в котором в результате взаимодействия свободных или связанных носителей заряда с электрическим, магнитным и переменным электромагнитным полем обеспечивается преобразование информационного сигнала или преобразование вида энергии.

ЭП применяют как элементы радиоэлектронной аппаратуры, не подлежащие сборке, разборке и ремонту.

Основными задачами электронного прибора как преобразователя информационных сигналов являются: усиление, генерирование, передача, накопление и хранение сигналов, выделение их на фоне шумов.

Электронные приборы классифицируются по их назначению, физическим свойствам, основным электрическим параметрам, конструктивно-технологическим признакам, роду рабочей среды и т. д.

В зависимости от вида сигналов и способа обработки информации все существующие электронные приборы разделяются на:

1. *Электропреобразовательные приборы.* В них происходит преобразование электрических сигналов. Электропреобразовательные приборы представляют большую группу электронных приборов. К ним относятся: различные типы полупроводниковых диодов, биполярные и полевые транзисторы, тиристоры, электровакуумные лампы – диоды, триоды, тетроды,

пентоды, газоразрядные приборы – стабилитроны, газотроны, тиратроны, плазменные панели и т. д.

2. **Электросветовые приборы.** В электросветовых приборах электрические сигналы преобразуются в оптические (световые). К электросветовым приборам относятся светодиоды, электролюминесцентные конденсаторы, лазеры, электронно-лучевые трубки.

3. **Фотоэлектрические приборы.** В них оптические сигналы преобразуются в электрические сигналы. К фотоэлектрическим приборам относятся фотодиоды, фототранзисторы, фототиристоры, солнечные батареи и др.

4. **Термоэлектрические приборы.** В них тепловые сигналы преобразуются в электрические сигналы. К ним относятся полупроводниковые диоды, транзисторы, термисторы.

5. **Акустоэлектрические приборы.** В них акустоэлектрические сигналы преобразуются в электрические сигналы и наоборот. Акустоэлектрическими приборами является акустоэлектрические усилители, генераторы, фильтры, линии задержки на поверхностных акустических волнах и др.

6. **Механоэлектрические приборы.** Они преобразуют механический процесс в электрический сигнал.

По виду рабочей среды различают следующие классы электронных приборов.

1. **Полупроводниковые приборы,** действие которых основано на электронных процессах в полупроводниках.

2. **Электровакуумные приборы.** Действие этих приборов основано на использовании электрических явлений в вакууме.

3. **Газоразрядные или ионные электровакуумные приборы.** Действие этих приборов основано на использовании различных видов электрических разрядов в газах или парах металлов. Особую группу газоразрядных приборов составляют газоразрядные источники света и газовые лазеры.

В зависимости от назначения и выполняемых функций электронные приборы делятся на выпрямительные, усилительные, генераторные, переключательные, преобразовательные, индикаторные и т. д.

По диапазону рабочих частот электронные приборы делят на низкочастотные, высокочастотные и сверхвысокочастотные, а по мощности – на маломощные, средней мощности и мощные.

Контрольные вопросы к главе 1

1. Какие приборы составляют основу элементной базы 2-го поколения электронных устройств?
2. В чем принципиальное отличие элементной базы 3-го и 4-го поколения?
3. В чем основное отличие электропреобразовательных приборов от электросветовых приборов?
4. В чем основное отличие фотоэлектрических приборов от термоэлектрических приборов?

ГЛАВА 2. ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ПОЛУПРОВОДНИКОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

2.1. Материалы электронной техники и их электрофизические свойства

Основным материалом электронной техники или рабочей средой являются твердые тела, в том числе полупроводники.

Полупроводниковые материалы используют во всех случаях, когда необходима управляемая напряжением, температурой, освещенностью или другими факторами *проводимость или электропроводность*.

Электропроводность, т.е. способность проводить электрический ток под воздействием постоянного электрического напряжения, является главным свойством вещества по отношению к электрическому полю. Основным количественным параметром электропроводности вещества является удельная электропроводность.

Удельная электропроводность σ - это величина, определяемая дифференциальной формой закона Ома

$$j = \sigma E, \quad (2.1)$$

где j - вектор плотности тока, E - вектор напряженности поля.

Электропроводность осуществляется *свободными носителями заряда* (СНЗ), которые могут перемещаться под действием электрического поля сколь угодно малой величины или градиента концентрации.

Для того, чтобы в твердом теле под действием электрического поля возник электрический ток (перенос заряда) необходимо чтобы в этом теле имелись свободные носители заряда.

В общем случае в твердом теле могут одновременно существовать свободные носители заряда разных типов (разной величины и знака заряда, разной массы и т. д.).

В полупроводниках имеется два вида СНЗ, но заряды их по величине одинаковы. Поэтому общее выражение (1.1) для удельной электропроводности будет иметь вид

$$\sigma = q(n\vartheta_n + p\vartheta_p)/E. \quad (2.2)$$

Определять концентрацию электронов n и дырок p мы научимся в следующем параграфе. Пока определим скорости их направленного смещения ϑ_n и ϑ_p .

Движущиеся в кристалле СНЗ постоянно сталкиваются с дефектами кристалла, атомами примеси и случайными скоплениями атомных остовов, которые образуются вследствие теплового движения этих остовов. При каждом таком столкновении СНЗ практически полностью теряет накопленную им на длине пробега за счет электрического поля энергию. Таким образом, движение СНЗ похоже на движение тела в вязкой среде.

Как известно из механики, при движении тела в вязкой среде установившаяся скорость тела пропорциональна величине движущей силы. В нашем случае скорость направленного движения электронов и дырок будет пропорциональна напряженности поля

$$\vartheta_n = \mu_n E, \quad \vartheta_p = \mu_p E. \quad (2.3)$$

Величины μ_n и μ_p носят название подвижности электронов и дырок соответственно. Значения подвижности электронов следующие: для германия $\mu_n = 3800 \text{ см}^2\text{В}^{-1}\text{с}^{-1}$, для кремния $\mu_n = 1300 \text{ см}^2\text{В}^{-1}\text{с}^{-1}$.

Значения подвижности дырок следующие: для германия $\mu_p = 1820 \text{ см}^2\text{В}^{-1}\text{с}^{-1}$, для кремния $\mu_p = 470 \text{ см}^2\text{В}^{-1}\text{с}^{-1}$.

2.2. Элементы зонной теории твердого тела

Расчет концентраций СНЗ проведем при помощи упрощенной модели твердого тела.

В твердом теле энергия каждого электрона может принимать лишь определенные значения, называемые *уровнями энергии* W

или энергетическими уровнями. Энергетические уровни объединяются в зону. Электроны внешней оболочки атома заполняют энергетические уровни, составляющие валентную зону. В металлах и полупроводниках существует большое количество электронов, находящихся на более высоких энергетических уровнях. Эти уровни составляют зону проводимости. Электроны этой зоны называются электронами проводимости. Именно электроны проводимости обеспечивают электропроводность.

Таким образом, в энергетическом спектре твердого тела можно выделить три вида зон: разрешенная (полностью заполненная) зона, запрещенная зона и зона проводимости.

Разрешенная зона характеризуется тем, что все её уровни при температуре 0°K заполнены электронами. Верхнюю заполненную зону называют валентной. Зона проводимости характеризуется тем, что электроны с соответствующей этой зоне энергией не связаны с атомами и могут передвигаться внутри твердого тела, например, под воздействием электрического поля. Между зоной проводимости и валентной зоной существует запрещенная зона, соответствующая уровням энергии, на которых электроны не могут находиться.

Полное число уровней в валентной зоне равно mN , где m – число валентных электронов атомов данного вещества; N – число атомов в кристалле. Самый высокий энергетический уровень в пределах этой зоны называют «потолком» валентной зоны W_v . Более высокие (чем у валентных электронов невозбужденного атома) энергетические уровни также объединяются в зоны, называемые свободными или зоной проводимости. Самый низкий энергетический уровень в пределах этой зоны называют «дном» зоны проводимости W_c . Промежутки между энергетическими уровнями атома могут соответствовать промежутки между энергетическими зонами. На рис.2.1. приведена зонная энергетическая диаграмма твердого тела.

Разделение веществ на металлы, полупроводники и диэлектрики выполняют исходя из зонной диаграммы при температуре абсолютного нуля.

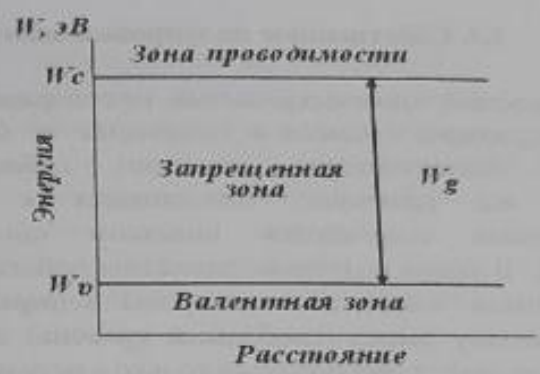


Рис. 2.1. Зонная энергетическая диаграмма твердого тела.

У металлов валентная зона и зона проводимости взаимно перекрываются, поэтому при 0°K металл обладает электропроводностью.

У полупроводников и диэлектриков зона проводимости при 0°K пуста и электропроводность отсутствует. Различия между ними чисто количественные – в ширине запрещенной зоны $W_g = W_c - W_v$. У наиболее типичных полупроводников значение W_g лежит в интервале от 0,1 до 2 эВ. У диэлектриков ширина запрещенной зоны превышает 2 эВ.

В полупроводниках при температуре, отличной от нуля, часть электронов из валентной зоны будут иметь энергию, достаточную для перехода в зону проводимости. Эти электроны становятся СНЗ. А в валентной зоне одновременно появляется столько же не занятых уровней энергии. Вакантное энергетическое состояние носит название дырки. Валентные электроны соседних атомов при наличии внешнего электрического поля могут переходить на эти свободные уровни, создавая дырки в другом месте. Такое перемещение электронов можно рассматривать как движение положительно заряженных фиктивных зарядов – дырок.

Электропроводность, обусловленную движением свободных электронов, называют электронной, а электропроводность, обусловленную движением дырок – дырочной.

2.3. Собственные полупроводники

Беспримесный, химически чистый, не содержащий примесей (точнее, содержащий примеси в количестве не больше $10^{-9}\%$) однородный полупроводник называют *собственным*. В дальнейшем все величины, относящиеся к собственным полупроводникам, помечаются индексом «i» (intrinsic - собственный). В таком полупроводнике под действием тепловых колебаний атомов свободные электроны и дырки образуются попарно, поскольку дырка (свободный уровень) в собственном полупроводнике может образоваться только в результате перехода электрона из валентной зоны в зону проводимости, т.е. число электронов равно числу дырок:

$$n_i = p_i$$

Процесс одновременного образования свободных электронов и дырок называется *тепловой генерацией электронно-дырочных пар*.

Наряду с тепловой генерацией протекает обратный процесс *рекомбинации* электронов и дырок. При этом электроны и дырки исчезают как свободные носители зарядов. В равновесии оба процесса в среднем компенсируют друг друга, и устанавливается равновесная концентрация электронов и дырок.

2.4. Примесные полупроводники

Легирование или контролируемое внесение в чистый полупроводник атомов других веществ (примесей) изменяет картину энергетических зон, так как каждый атом примеси дает свои разрешенные уровни энергии, которые могут располагаться не только в пределах валентной и свободной зон, но и в пределах запрещенной зоны.

Электрические свойства полупроводников зависят от содержания в них атомов примесей. Однако особое значение в полупроводниковой электронике имеют два вида примесей, дающие дополнительные энергетические уровни. Эти примеси называются акцепторными и донорными.

Акцепторная примесь. Это примеси, дающие дополнительные разрешенные не заполненные электронами (свободные) уровни, расположенные в пределах запрещенной зоны, в непосредственной близости от потолка валентной зоны. Уже при температуре около 55°K электроны валентной зоны приобретают дополнительную энергию и занимают все свободные акцепторные уровни, в результате чего в валентной зоне образуются дырки. Сами примесные атомы, «захватывая» электрон, превращаются в отрицательно заряженные, неподвижные ионы. Если в собственный полупроводник ввести акцепторную примесь, то при большой ее концентрации в полупроводнике будет преобладать дырочная проводимость. Такой полупроводник называется *дырочным* или *p-типа*.

Донорная примесь. Это примесные атомы, дающие дополнительные разрешенные заполненные электронами уровни, расположенные в пределах запрещенной зоны в непосредственной близости от дна зоны проводимости. Эти атомы примеси могут «отдавать» электроны в зону проводимости, превращаясь в положительно заряженный неподвижный ион. Если в собственный полупроводник ввести донорную примесь, то при большой ее концентрации в полупроводнике будет преобладать электронная проводимость. Такой полупроводник называется *электронным* или *n-типа*.

Носители зарядов, концентрация которых преобладает в полупроводнике, называют *основными*, а носители зарядов, концентрация которых в полупроводнике меньше, чем концентрация основных, - *неосновными*.

2.5. Равновесная концентрация свободных носителей заряда

При температуре отличной от абсолютного (0°K) нуля в кристалле полупроводника происходит тепловая генерация и рекомбинация электронно-дырочных пар, а также ионизация примесных атомов и нейтрализация ионов. В результате устанавливаются постоянные равновесные концентрации электронов и дырок.

В собственном (intrinsic) полупроводнике концентрации электронов и дырок одинаковы:

$$n_i = p_i = \sqrt{N_c N_v} \exp\left[-\frac{W_g}{2kT}\right]. \quad (2.4)$$

где N_c , N_v — эффективная плотность состояний в зоне проводимости и в валентной зоне соответственно. Экспоненциальный множитель обуславливает резкое увеличение n_i при возрастании температуры или уменьшении ширины запрещенной зоны.

Используя справочные значения N_c , N_v , W_g , получим при $T=300^\circ\text{K}$ (комнатная температура) следующие величины:

$$\text{в германии } n_i = p_i = 1,99 \cdot 10^{13} \text{ см}^{-3},$$

$$\text{в кремнии } n_i = p_i = 0,79 \cdot 10^{10} \text{ см}^{-3},$$

$$\text{в арсениде галлия } n_i = p_i = 1,79 \cdot 10^6 \text{ см}^{-3}.$$

Сравните! Если объем кристалла равен 1 см^3 , то в нем содержится не менее 10^{22} валентных электронов. Из них только 10^{10} стали соответственно СНЗ.

В полупроводниковых приборах используются главным образом полупроводники, содержащие донорные или акцепторные примеси и называемые *примесными*. При обычных рабочих температурах в таких полупроводниках все атомы примеси участвуют в создании примесной электропроводности, т.е. каждый атом примеси либо отдает (донор), либо захватывает (акцептор) один электрон.

Чтобы примесная электропроводность преобладала над собственной, концентрация атомов донорной примеси N_d или акцепторной примеси N_a должна превышать концентрацию собственных носителей заряда.

Носители заряда, концентрация которых в данном полупроводнике преобладает, называются *основными*. Ими являются электроны в полупроводнике n -типа и дырки в полупроводнике p -типа. *Неосновными* называются носители заряда, концентрация которых меньше, чем концентрация основных носителей.

В донорном полупроводнике (n -типа) резко неодинаковы концентрации электронов и дырок, т.е. $N_d \gg n_i$. Тогда

концентрацию собственных носителей учитывать не нужно и концентрация электронов (основные СНЗ) равна:

$$n_n \approx N_d. \quad (2.5)$$

Здесь n_n — концентрация свободных электронов (negative) в донорном полупроводнике, N_d — концентрация введенной донорной примеси.

Концентрация неосновных носителей в примесном полупроводнике уменьшается во столько раз, во сколько увеличивается концентрация основных носителей. Таким образом, концентрация дырок (неосновные СНЗ)

$$p_n = \frac{n_i^2}{n_n} = \frac{n_i^2}{N_d}. \quad (2.6)$$

Здесь p_n — концентрация дырок (positive) в донорном полупроводнике (n -типа), n_i — концентрация СНЗ в собственном рассматриваемом полупроводнике (кремний, германий), N_d — концентрация введенной донорной примеси.

В акцепторном полупроводнике (p -типа) концентрации электронов и дырок также резко неодинаковы. Так, концентрация дырок (основные СНЗ) равна:

$$p_p \approx N_a. \quad (2.7)$$

Здесь p_p — концентрация дырок в акцепторном полупроводнике, N_a — концентрация введенной акцепторной примеси.

В то время, как концентрация электронов (неосновные СНЗ) составляет:

$$n_p = \frac{n_i^2}{p_p} = \frac{n_i^2}{N_a}. \quad (2.8)$$

Здесь n_p — концентрация электронов проводимости в акцепторном полупроводнике.

Рассмотрим пример расчета концентраций СНЗ.

Полупроводник — кремний, концентрация введенной донорной примеси составляет $N_d = 10^{16} \text{ см}^{-3}$, в кремнии $n_i = 0,79 \cdot 10^{10} \text{ см}^{-3}$ (справочные данные).

Находим концентрацию электронов (основных носителей) по формуле (1.3):

Концентрацию дырок (несоосновных носителей) рассчитаем по формуле (1.4):

$$n_p \approx N_a = 10^{16} \text{ см}^{-3}$$
$$p_n = 6,2 \cdot 10^3 \text{ см}^{-3}$$

Контрольные вопросы к главе 2

1. Что называется свободными носителями заряда?
2. Что такое электропроводность?
3. В чем заключается отличие проводников, диэлектриков и полупроводников?
4. Зонная структура состояний электронов в твердом теле.
5. Собственная электропроводность полупроводника.
6. Примесная электропроводность полупроводника.
7. Что такое донорный и акцепторный полупроводники?
8. Процессы генерации и рекомбинации в полупроводниках.

ГЛАВА 3. КОНТАКТНЫЕ ЯВЛЕНИЯ В ПОЛУПРОВОДНИКАХ

3.1. Электрические переходы

Электрическим переходом в полупроводнике одни называют область внутри монокристалла полупроводника с различными типами электропроводности, другие, к примеру, - граничный слой между двумя областями, физические характеристики которых существенно различаются.

Когда один из контактирующих полупроводников *n* - типа, а другой *p* - типа, то такие контакты называют электронно-дырочными переходами или *p-n*-переходами. Электрический переход в *p*-области образован положительно заряженными ионами донорной примеси и отрицательно заряженными ионами акцепторной примеси в *p*-области. Между зарядами возникает контактная разность потенциалов.

Отметим, что такой контакт в чистом виде нельзя получить, прижимая друг к другу два полупроводника. Поэтому для получения *p-n*-перехода обычно в монокристалл чистого полупроводника путем диффузии вводят донорную и акцепторную примеси из внешней среды при высокой температуре, ионным внедрением при бомбардировке кристалла пучком ионов примесей, ускоренных в электрическом поле. Тогда в одной половине пластинки возникает электронная проводимость, а в другой - дырочная, причем между обеими областями будет расположен тонкий переходной слой, в котором обе примеси компенсируют друг друга.

Для создания *p-n*-переходов применяют также *эпитаксию* - наращивание на поверхность кристалла - подложки тонкой пленки полупроводника с противоположным типом проводимости, причем эта пленка образует единый монокристалл с подложкой.

Если одна из областей, образующих переход, является металлом, то такой переход называют переходом *металл-*

полупроводник. Электрические переходы металл-полупроводник формируются вакуумным напылением тонкой металлической пленки на тщательно очищенную поверхность полупроводника.

Переходы металл-полупроводник также получили широкое применение. У металла ширина запрещенной зоны равна нулю. Т.к. энергия электронов металла больше энергии CHЗ полупроводника, то часть электронов из металла тонкий слой, прилегающий к месту контакта, зарядится положительно. В результате у границ контакта возникнут объемные заряды, и появится электрическое поле. Это поле обуславливает внутреннюю (контактную) разность потенциалов между n - и p -областями, т.е. потенциальный барьер. Образовавшееся электрическое поле будет препятствовать дальнейшему движению электронов из металла в полупроводник, и способствовать переходу электронов из полупроводника p -типа (неосновные носители заряда) в металл. Как и p - n -переход переход между металлом и полупроводником обладает вентильными свойствами. Его называют *барьером Шоттки*.

К электрическим переходам относят также структуру *металл-диэлектрик-полупроводник* (МДП), в которой между слоем металла и полупроводником расположен тонкий слой диэлектрика.

Электрические переходы используются практически во всех полупроводниковых приборах и являются их важнейшими структурными элементами.

Электрические переходы, созданные на основе полупроводников с одинаковой шириной запрещенной зоны, т.е. одинаковых материалов, называется *гомопереходами*, а с различными значениями ширины - *гетеропереходами*.

3.2. Электронно-дырочный переход в равновесном состоянии

Равновесие наступает при внешнем напряжении на переходе, равным нулю. Носители заряда в обеих областях полупроводника совершают хаотическое движение, в результате чего происходит

их диффузия из одного полупроводника в другой. Носители перемещаются оттуда, где их концентрация больше, туда, где их концентрация меньше. В результате, из полупроводника n -типа в полупроводник p -типа диффундируют электроны, а в обратном направлении диффундируют дырки.

Как только дырка покинет область p -типа, в этой области вблизи границы раздела образуется нескомпенсированный отрицательный заряд иона акцепторной примеси, а с уходом электрона из области n -типа в ней образуется нескомпенсированный положительный заряд иона донорной примеси.

В результате диффузии подвижных зарядов по обе стороны границы раздела двух полупроводников с различным типом электропроводности создаются объемные заряды различных знаков. В n -области возникает положительный объемный заряд. Он образован главным образом зарядом неподвижных ионов донорной примеси и в небольшой степени - пришедшими в эту область дырками. Подобно этому в p -области возникает отрицательный объемный заряд, образованный отрицательно заряженными неподвижными ионами акцепторной примеси и в небольшой степени - пришедшими в эту область электронами.

Вблизи металлургической границы (поверхность, на которой $N_a=N_d$) по обе стороны ее образуется слой с пониженной концентрацией подвижных носителей - *обедненный слой*. Существующие в нем объемные заряды ионов примесей и связанное с ними электрическое поле E препятствует диффузии носителей, и обеспечивают состояние равновесия, при котором ток через переход равен нулю.

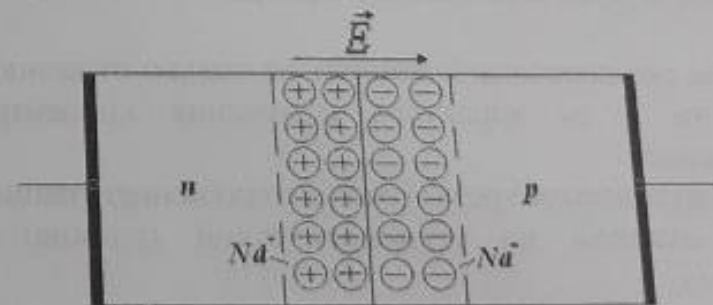


Рис.3.1. Структура p - n -перехода



Рис.3.2. Зонные энергетические диаграммы $p-n$ -перехода и распределение концентрации носителей в зонах

Между образовавшимися объемными зарядами возникает потенциальный барьер, равный контактной разнице потенциалов $U_k = \varphi_n - \varphi_p$, которую выражают в вольтах:

$$U_k = \frac{kT}{q} \ln \frac{n_n}{n_p} = \frac{kT}{q} \ln \frac{p_p}{p_n} \quad (3.1)$$

Контактная разность потенциалов большинства $p-n$ -переходов из германия $U_k \approx 0,35$ В, а из кремния - 0,7 В. Высота барьера равна контактной разнице потенциалов. Чем больше концентрация примесей, тем выше концентрация основных носителей и тем больше их диффундирует через границу. Плотность объемных зарядов возрастает, и увеличивается контактная разность потенциалов U_k , т.е. высота потенциального барьера. При этом ширина $p-n$ -перехода l_0 , так как объемные заряды образуются в приграничных слоях меньшей ширины.

Ширина $p-n$ -перехода l_0 зависит не только от концентрации примесей, но и от характера изменения концентрации в переходном слое.

Для так называемого резкого перехода (концентрации N_d и N_a изменяются скачком на технологической границе) ширина перехода равна:

$$l_0 = \sqrt{\frac{2\epsilon_0\epsilon U_k}{q} \left(\frac{1}{N_a} + \frac{1}{N_d} \right)} \quad (3.2)$$

и составляет десятые доли или единицы микрометра.

Одновременно с диффузией основных подвижных зарядов через границу происходит и обратное перемещение носителей под действием электрического поля контактной разности потенциалов. Это поле перемещает дырки из n -области обратно в p -область и электроны из p -области обратно в n -область. Такое перемещение неосновных носителей называется дрейфом.

Перемещение носителей под действием поля - дрейфовый ток $I_{др}$, а движение носителей под действием поля - дрейфовый ток $I_{др}$, который далее мы будем обозначать через I_0 . При постоянной температуре $p-n$ -переход находится в состоянии динамического равновесия. Поэтому полный ток через переход равен нулю.

Средняя тепловая энергия электронов и дырок определяется температурой полупроводника и равна kT , где k - постоянная Больцмана, T - абсолютная температура. Но каждая частица имеет энергию, отличную от средней. Согласно закону распределения Больцмана, описывающего поведение частиц в твердом теле, концентрация электронов в n -полупроводнике, энергия которых не меньше W_i , равна:

$$n = n_n \cdot \exp\left(-\frac{W_i}{kT}\right), \quad (3.3)$$

где n_n - полная концентрация свободных электронов.

В момент осуществления контакта между n - и p -областями основные носители заряда, имеющие энергию $W_i \geq U_k/q$, перемещаются через $p-n$ -переход в смежные области за счет диффузии против поля $p-n$ -перехода. Они образуют диффузионный ток $I_{диф}$.

Одновременно с перемещением основных носителей заряда через $p-n$ -переход начинается перемещение неосновных носителей (дырок в области n и электронов в области p) в направлении поля $p-n$ -перехода, которое для них является ускоряющим. Поток неосновных носителей является дрейфовым током.

В отсутствие внешнего поля устанавливается динамическое равновесие, т.е. диффузионный и дрейфовый токи оказываются равными по абсолютному значению. Но так как диффузионный и дрейфовый токи направлены в противоположные стороны, то результирующий ток через $p-n$ -переход будет равен нулю, т.е. в термодинамическом состоянии не происходит макроскопический перенос заряда.

3.3. Прямое включение $p-n$ -перехода

Если к $p-n$ -переходу подключить внешний источник напряжения U_0 , то нарушится условие равновесия и начнет протекать ток. Если источник напряжения подключить знаком плюс к области p -типа, а знаком минус к области n -типа, то получим включение, которое называется *прямым*. Это напряжение почти полностью будет падать на $p-n$ -переходе, сопротивление которого во много раз выше сопротивлений p и n областей. В $p-n$ -переходе появится дополнительное внешнее электрическое поле, уменьшающее его внутреннее поле.

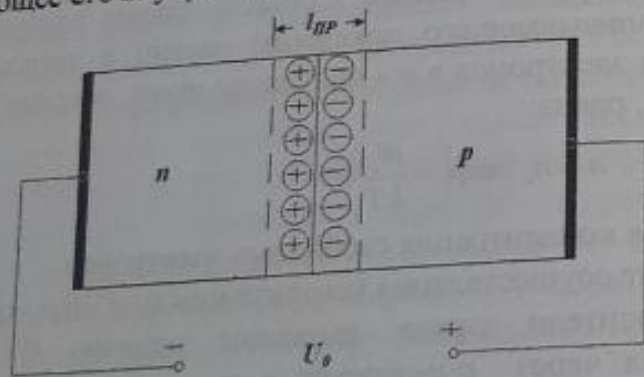


Рис.3.3. Электронно-дырочный переход при прямом включении

Уменьшение высоты потенциального барьера приводит к тому, что увеличивается число переходов основных носителей заряда через $p-n$ -переход, т.е. усиливается диффузионный ток. В каждой области появляются избыточные концентрации неосновных носителей заряда — дырок в n -области, электронов в

p -области. Процесс впрыскивания неосновных носителей заряда в объем полупроводника называется *инжекцией*.

Изменение диффузионного тока с изменением напряжения происходит по экспоненциальному закону:

$$I_{диф} = I_0 e^{qU_0/kT} \quad (3.4)$$

где I_0 — дрейфовый ток, или как его называют обратный ток $p-n$ -перехода.

Диффузионный и дрейфовый токи направлены в противоположные стороны, поэтому результирующий (прямой) ток через $p-n$ -переход

$$I_{пр} = I_{диф} - I_0 = I_0 (e^{qU_0/kT} - 1). \quad (3.5)$$

Ток I_0 составляет десятки микроампер в германиевых или наноамперы в кремниевых $p-n$ -переходах, но сильно возрастает при увеличении температуры. Большая разница в величине I_0 для Si и Ge — переходов определяется шириной запрещенной зоны.

На рис.3.4 приводится вольтамперная характеристика (ВАХ) $p-n$ -перехода в GaAs (Арсенид галлия) при различных масштабах по оси тока.

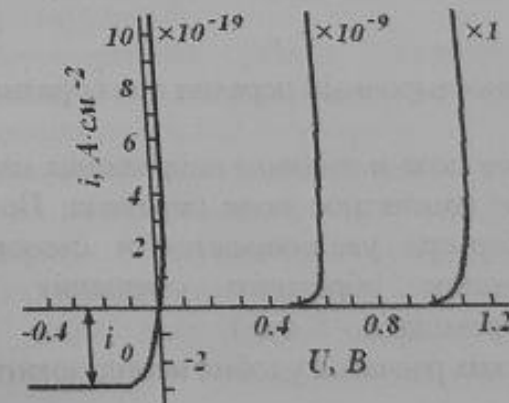


Рис.3.4. Вольтамперная характеристика (ВАХ) $p-n$ -перехода в GaAs

Рассмотрим подробнее прямой ток в разных частях электрической цепи. Электроны из n -области движутся через

переход в р-область, а навстречу им из р-области в п-область перемещаются дырки, т.е. через переход протекают два тока: электронный и дырочный. Во внешних проводниках всегда движутся только электроны. Они перемещаются в направлении от минуса источника питания к п-области и компенсируют убыль электронов, диффундирующих через переход в р-область. А из р-области электроны уходят по направлению к плюсу источника, и тогда в этой области образуются новые дырки. Такой процесс происходит непрерывно, и следовательно, непрерывно протекает прямой ток, пока действует внешнее напряжение.

3.4. Обратное включение р-п перехода

При обратном включении внешнее напряжение U_0 приложено знаком плюс к п-области.

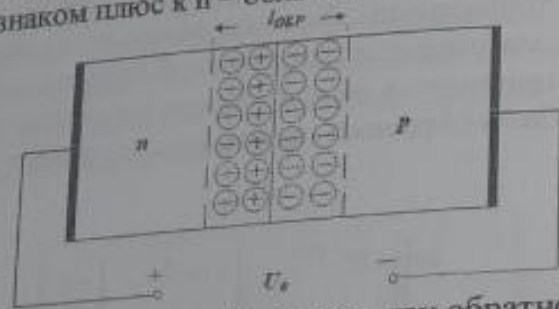


Рис.3.5. Электронно-дырочный переход при обратном включении

Электрическое поле источника напряжения направлено в ту же сторону, что и контактное поле перехода. Поэтому высота потенциального барьера увеличивается и становится равной $q(U_K + U_0)$. Увеличение обратного смещения приводит к расширению р-п-перехода ($l_{np} < l_{0np}$).

Для практических расчетов удобно использовать следующую формулу:

$$I = I_0 \sqrt{\frac{U_0}{U_K}}, \quad (3.6)$$

где l_0 - ширина р-п-перехода в отсутствии внешнего поля.

Уже небольшое увеличение потенциального барьера приводит к снижению диффузионного тока, образуемого

движением основных носителей, и при некотором значении U совсем прекратится, так как собственные скорости носителей недостаточны для преодоления барьера. Изменение диффузионного тока происходит по экспоненциальному закону:

$$I_{диф} = I_0 e^{-qU_0/kT}, \quad (3.7)$$

Поскольку дрейфовый ток не зависит от высоты потенциального барьера и равен I_0 , то результирующий ток через р-п переход равен

$$I_{обп} = I_0 e^{-qU_0/kT} - I_0 = I_0 (e^{-qU_0/kT} - 1). \quad (3.8)$$

При обратном включении происходит извлечение (экстракция) неосновных носителей из контактирующих полупроводников. Поэтому обратный ток называется током экстракции.

Обратный ток получается очень небольшим, так как неосновных носителей мало. Уже при сравнительно небольшом обратном напряжении обратный ток становится практически постоянным. Это объясняется тем, что число неосновных носителей ограничено. С повышением температуры концентрация их возрастает, и обратный ток увеличивается, а обратное сопротивление уменьшается.

Рассмотрим подробнее процесс установления обратного тока. Сначала возникает переходный процесс, связанный с движением основных носителей. Электроны в п-области движутся по направлению к положительному полюсу источника питания, т.е. удаляются от р-п-перехода. А в р-области от р-п-перехода удаляются дырки. У отрицательного электрода они рекомбинируют с электронами, которые приходят из проводника, соединяющего этот электрод с отрицательным полюсом источника.

Контрольные вопросы к главе 3

1. Электронно-дырочный переход. Механизм образования.
2. Контактная разность потенциалов.

3. Схемы включения и режимы работы полупроводникового диода
4. Прямое включение $p-n$ -перехода. Ток инжекции. ВАХ.
5. Обратное включение $p-n$ -перехода. Ток экстракции. ВАХ.
6. Уравнение тока $p-n$ -перехода при его прямом включении.
7. Уравнение тока $p-n$ -перехода при его обратном включении.

ГЛАВА 4. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ДИОДЫ

4.1. Общие сведения

Диод – это электропреобразовательный прибор, который, как правило, содержит один или несколько электрических переходов и два вывода для подключения к внешней цепи. Принцип работы большинства диодов основан на использовании физических явлений в электрическом переходе.

Наиболее часто в диодах применяется электронно-дырочный переход, контакт металл-полупроводник, гетеропереход. В дискретном исполнении применяются диоды, содержащие несколько переходов, такие как $p-i-n$ -диод, динистор, а также диоды, не содержащие $p-n$ -переход, например, диод Ганна.

Классификация полупроводниковых диодов производится по следующим признакам:

- методу изготовления перехода: сплавные, диффузионные, планарные, точечные, диоды с барьером Шоттки и др.;
- материалу: германиевые, кремниевые, арсенид-галлиевые и др.;
- физическим процессам, на использовании которых основана работа диода: туннельные, лавинно-пролетные, фотодиоды, светодиоды, диоды Ганна и др.;
- назначению: выпрямительные, универсальные, импульсные, стабилитроны, детекторные, параметрические, смесительные, СВЧ-диоды и др.

Структура электронно-дырочного перехода *сплавных диодов* образуется сплавлением в кристалл полупроводника n -типа сплава с акцепторной примесью, например индия в германий, алюминия в кремний.

У *диффузионных диодов* электрический переход изготавливается методом общей или локальной диффузии донорных и акцепторных примесей в кристалл полупроводника.

У точечных диодов электронно-дырочный переход образован контактом заостренной металлической иглы, например из сплава вольфрама с молибденом, полупроводниковым кристаллом кремния, германия и других материалов.

Планарные или планарно-эпитаксиальные диоды имеют «поверхностную» структуру, а выводы контактирующих областей электрического перехода расположены в одной плоскости. При изготовлении структуры на подложку кремния n^+ -типа (+ означает повышенную концентрацию легирующей примеси) наращивается эпитаксиальный слой n -типа. Подложка используется как несущая конструкция структуры. Затем через окна защитной маски из оксида кремния в нем формируются несколько p -областей диффузией бора, после чего проводится металлизация выводов от общей базовой и эмиттерных областей.

4.2. Выпрямительные диоды

В выпрямительных диодах используется свойство односторонней проводимости p - n -перехода. Выпрямительные диоды широко применяют в цепях управления и коммутации радиоэлектронной аппаратуры РЭА, источниках питания, ограничителях выбросов напряжений.

Выпрямительные диоды предназначены для преобразования (выпрямления) переменного напряжения источников питания в постоянное. Основное свойство выпрямительных диодов — односторонняя проводимость.

Выпрямительные низкочастотные диоды (НЧ диоды) предназначены для преобразования переменного напряжения промышленной частоты (50 или 400 Гц) в постоянное напряжение.

Основные параметры, характеризующие выпрямительные диоды.

1. Максимально допустимое постоянное обратное напряжение диода $U_{обр\ max}$ (для германиевых диодов до 400 В, кремниевых до 1000 В).

2. Максимальный прямой ток $I_{пр\ max}$ (сотни мА — десятки А).

3. Обратный ток диода при заданном обратном напряжении $I_{обр}$ (доли мкА — несколько мА).

4. Падение напряжения на диоде при заданном среднем значении прямого тока $U_{пр\ ср}$ (доли В).

5. Рабочий диапазон температур (германиевые диоды работают в диапазоне $-60...+70^{\circ}\text{C}$, кремниевые — в диапазоне $-60...+150^{\circ}\text{C}$).

Эффект выпрямления. Сила тока, протекающего через выпрямительный диод, существенным образом зависит от полярности приложенного напряжения. Диод проводит ток в прямом направлении и не проводит в обратном. В условном обозначении диода (рис. 4.1) треугольник (стрелка) своим острием указывает направление прямого тока. Следовательно, стрелке соответствует p -область. Ее называют также анодом, а n -область — соответственно катодом.

Низкочастотные выпрямительные диоды предназначены для выпрямления переменного тока с частотой до единиц килогерц. Эти диоды применяются в выпрямительных устройствах для питания различной аппаратуры. Иногда их называют силовыми диодами.

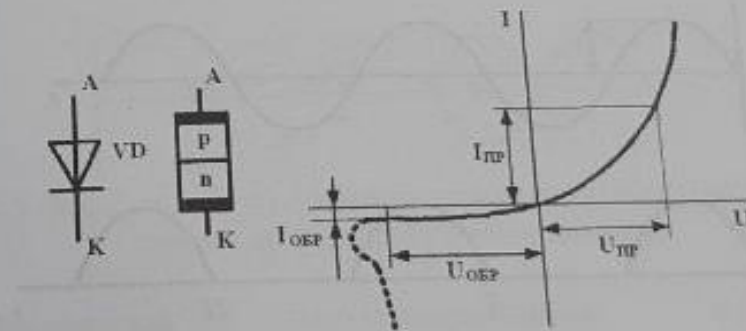


Рис. 4.1. ВАХ и условное обозначение выпрямительного диода

Выпрямителем называется устройство, предназначенное для преобразования переменного напряжения в постоянное. Основное назначение выпрямителей заключается в сохранении направления тока в нагрузке при изменении полярности напряжения, приложенного к входу выпрямителя.

Простейшая схема однофазного однополупериодного выпрямителя на полупроводниковом диоде при работе на активную нагрузку представлена на рис. 4.2.

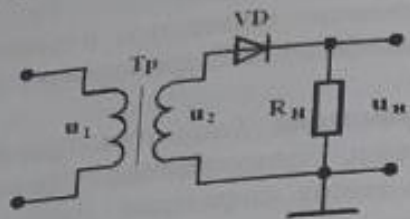


Рис. 4.2. Простейшая схема выпрямителя с полупроводниковым диодом

Электрическая цепь выпрямителя состоит из источника переменного синусоидального напряжения u_1 , понижающего трансформатора T_p , на выходе которого имеем синусоидальное напряжение u_2 , диода VD и сопротивления нагрузки R_H .

Форма напряжений на входе и выходе однофазного однополупериодного выпрямителя представлена на рис. 4.3.

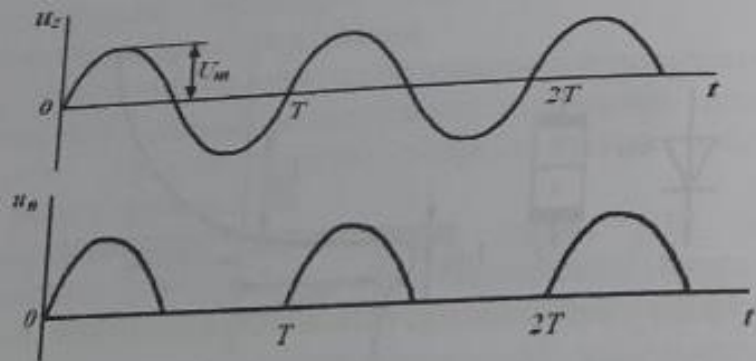


Рис. 4.3. Зависимость от времени напряжения на входе и выходе однополупериодного выпрямителя

Однополупериодную однофазную схему обычно применяют в маломощных выпрямителях и в тех случаях, когда не требуется высокой степени сглаживания выпрямленного напряжения.

Двухполупериодную (двухфазную) схему применяют при выпрямленных напряжениях до 500 – 600 вольт. Схема двухполупериодного выпрямителя приведена на рис. 4.4.

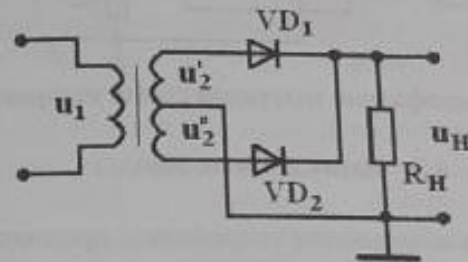


Рис. 4.4. Схема двухполупериодного выпрямителя

Форма напряжений на входе и выходе двухфазного двухполупериодного выпрямителя приводится на рис. 4.5.

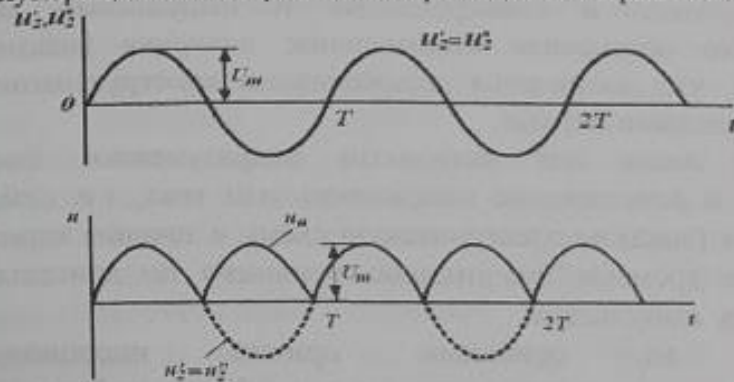


Рис. 4.5. Зависимость от времени напряжения на входе и выходе двухполупериодного выпрямителя

Двухфазный двухполупериодный выпрямитель характеризуется хорошим использованием трансформатора.

В однофазной мостовой схеме (схеме Греча, рис. 4.5) обратное напряжение на вентиле в 2 раза меньше, чем в одно- и двухполупериодной схемах, а частота пульсации – такая же, как и в двухполупериодной схеме.

Мостовой выпрямитель в отличие от двухфазного может работать без трансформатора.

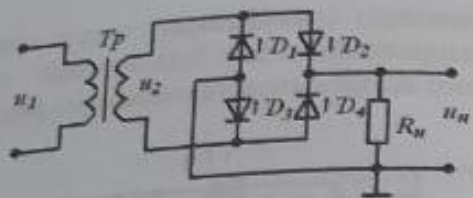


Рис. 4.5. Однофазная мостовая схема выпрямителя

4.3. Импульсные диоды

Импульсными называются устройства, предназначенные для преобразования высокочастотных и импульсных сигналов. К процессам преобразования относятся генерирование, формирование, преобразование и неискаженная передача импульсных сигналов или просто импульсов.

Для этого в универсальных и импульсных диодах необходимо обеспечить минимальные значения реактивных элементов, что достигается специальными конструктивными и технологическими мерами.

Чаще всего под импульсом подразумевают быстрое появление и исчезновение напряжения или тока, т.е. действие напряжения (тока) на электрическую схему в течение короткого промежутка времени, значительно меньшего по длительности паузы между импульсами.

Одна из основных причин инерционности полупроводниковых диодов связана с диффузионной емкостью. Емкостные свойства $p-n$ -перехода обусловлены наличием по обе стороны от границы электрических зарядов, которые созданы ионами примесей, а также свободными носителями заряда, находящимися вблизи границы $p-n$ -перехода.

Емкость $p-n$ -перехода подразделяют на две составляющие: барьерную, отражающую перераспределение зарядов в $p-n$ -переходе, и диффузионную, связанную с наличием в p - и n -областях избыточных носителей заряда.

При подключении к $p-n$ -переходу прямого напряжения основную роль играет диффузионная емкость. Диффузионная емкость отражает физический процесс изменения концентрации

свободных (подвижных) носителей заряда, накопленных в областях, вследствие изменения концентрации инжектированных носителей. Она практически существует только при прямом напряжении на переходе, когда носители заряда в большом количестве диффундируют (инжектируют) через пониженный потенциальный барьер и, не успев рекомбинировать, накапливаются в p - и n -областях.

Пусть в диоде p -область является эмиттером, а n -область — базой, то при подаче прямого напряжения из p -области в n -область через переход перейдет большое количество дырок и, следовательно, в n -области появляется положительный заряд. Потоком электронов из n -области в p -область можно пренебречь при условии $n_p \ll p_p$. Одновременно под действием источника прямого напряжения из провода внешней цепи в n -область входят электроны, и в этой области возникает отрицательный заряд. При быстром изменении полярности приложенного напряжения, инжектированные дырки не успевают рекомбинировать и под действием обратного напряжения переходят назад в область эмиттера. Основные носители заряда движутся в противоположенную сторону и уходят по шине питания. При этом обратный ток сильно увеличивается. Постепенно дополнительный заряд дырок в базе исчезает (рассасывается) за счет рекомбинации их с электронами и возвращения в p -область. Обратный ток уменьшается до статического значения.

Время $\tau_{вос}$ от момента возникновения обратного тока до момента, когда он принимает установившееся (статическое) значение называют *временем восстановления обратного сопротивления*.

Импульсные диоды имеют малую длительность переходных процессов и предназначены для работы в импульсных цепях. От выпрямительных диодов они отличаются малыми емкостями $p-n$ -перехода (доли пикофард). Уменьшение емкостей достигается за счет уменьшения площади $p-n$ -перехода, поэтому допустимые мощности рассеяния у них невелики (30 – 40 мВт).

Основные параметры импульсных диодов.

1. Общая емкость диода C_d (доли пФ – несколько пФ).

2. Максимальное импульсное прямое напряжение $U_{пр и макс}$.
3. Максимально допустимый импульсный ток $I_{пр и макс}$.
4. Время установления прямого напряжения диода $t_{уст}$ (доли нс - доли мкс).
5. Время восстановления обратного сопротивления диода $t_{вос}$ (доли нс - доли мкс).

4.4. Стабилитроны и стабисторы

Это полупроводниковые диоды, принцип работы которых основан на том, что при обратном напряжении на $p-n$ -переходе в области электрического пробоя напряжение на нем изменяется незначительно при значительном изменении тока. Стабилитрон предназначен для стабилизации напряжения в схемах. Стабилитроны обычно изготавливаются из кремния.

Пробой $p-n$ -перехода. Пробоем называют резкое увеличение обратного тока перехода при некотором обратном напряжении, называемого напряжением пробоя $U_{проб}$. Различают три вида электрического пробоя: лавинный, туннельный и тепловой пробой, вызванный перегревом перехода.

Лавинный пробой связан с образованием лавины носителей заряда под действием ударной ионизации атомов кристаллической решетки в обедненном слое. Неосновные носители заряда, движущиеся через $p-n$ -переход, ускоряются настолько, что при соударении с атомами ионизируют их. В результате рождается пара электрон-дырка. Вновь образовавшиеся носители будут ускоряться полем и в свою очередь могут вызвать ионизацию следующего атома с образованием пары носителей и т.д. Если процесс ударной ионизации идет лавинообразно, то по тому же закону увеличиваются количество носителей заряда и обратный ток. При лавинной ионизации ток в цепи ограничен только внешним сопротивлением.

Туннельный пробой возникает, когда напряженность электрического поля возрастает настолько, что проявляется туннельный эффект - переход электронов из валентной зоны полупроводника с электропроводностью одного типа в зону

проводимости полупроводника с электропроводностью другого типа без изменения энергии. Туннельный пробой возникает в узких переходах (порядка 10^{-2} мкм), т.е. в переходах с очень высокой концентрацией примеси (более $5 \cdot 10^{18}$ см $^{-3}$).

Стабилитроны. Полупроводниковые стабилитроны предназначены для стабилизации напряжения. Вольт-амперная характеристика полупроводниковых диодов в области электрического пробоя имеет участок, для которого характерно постоянство напряжения не только в области электрического пробоя, но и на прямой ветви ВАХ, что используется в стабисторе. Эти участки используются для стабилизации напряжения. На рис. 4.6 дана типичная вольт-амперная характеристика стабилитрона, показывающая, что при обратном токе в режиме стабилизации напряжение меняется мало. Характеристика для прямого тока стабилитрона такая же, как у обычных диодов.

Напряжение стабилизации $U_{ст}$ равно напряжению пробоя $p-n$ -перехода при некотором заданном токе стабилизации $I_{ст}$.

Промышленностью выпускаются исключительно кремниевые стабилитроны с параметрами: $U_{ст}$ от 1,5 до 180 В, токи стабилизации от 0,5 мА до 1,4 А.

На рис. 4.6 помимо ВАХ (в) приводятся схематические изображения стабилитронов (а - односторонний, б - двухсторонний).

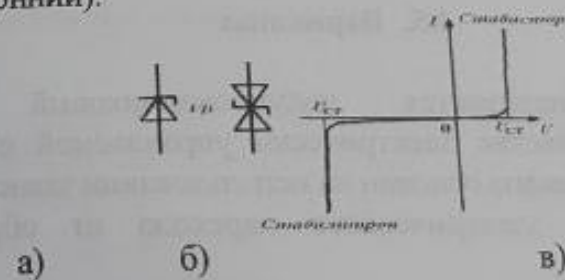


Рис. 4.6. Условно графическое обозначение и ВАХ стабилитрона

Стабисторы. Это полупроводниковые диоды, предназначенные для работы в стабилизаторах напряжения, причем в отличие от стабилитронов у стабисторов используется не обратное напряжение, а прямое. Значение этого напряжения мало

зависит от тока в некоторых его пределах. Как правило, стабилитроны изготавливаются из кремния и имеют напряжение стабилизации в среднем около 0,7 В. Ток стабилитронов обычно может варьироваться от 1 мА до нескольких десятков миллиампер. Для получения стабильного напряжения в единицы вольт соединяют последовательно несколько стабилитронов.

Коэффициентом стабилизации $K_{ст}$ называют величину, равную частному от деления относительного изменения входного напряжения на относительное изменение выходного напряжения, т.е. напряжение стабилизации:

$$K_{ст} = \frac{\Delta U_{вх}}{U_{вх}} \cdot \frac{U_{ст}}{\Delta U_{ст}}$$

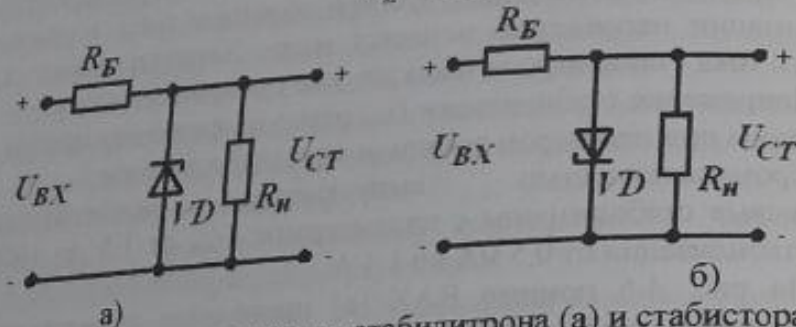


Рис. 4.7. Схемы включения стабилитрона (а) и стабилитора (б)

4.5. Варикапы

Варикапом называется полупроводниковый диод, используемый в качестве электрически управляемой емкости. Принцип работы варикапа основан на использовании зависимости барьерной емкости электрического перехода от обратного напряжения.

Барьерная емкость C_B обусловлена наличием в $p-n$ -переходе ионов донорной и акцепторной примесей, которые образуют двойной электрический слой, подобный заряженному конденсатору.

При увеличении обратного напряжения толщина этого слоя возрастет, так как возросшее поле в обедненном слое уносит дырки из слоя в p -область, а электроны в n -область, создавая в этих

областях дырочный и электронный токи проводимости. Перемещение этих носителей заряда вызывает в цепи ток смещения, равный:

$$I_{см} = C_B dU/dt,$$

где $C_B = dQ/dU = \epsilon \epsilon_0 S/l$ - емкость перехода.

Емкость перехода определяется площадью перехода S , его шириной l и диэлектрической постоянной полупроводника ϵ_0 . Емкость перехода называется барьерной и определяется следующим выражением

$$C_{B0} = S \sqrt{\frac{\epsilon_0 \epsilon q N_d}{2U_K \left(1 + \frac{N_d}{N_a}\right)}}$$

Если к переходу приложено напряжение, то его емкость изменяется, поскольку при этом изменяется ширина перехода. Зависимость емкости от значения приложенного напряжения U имеет вид:

$$C_B = C_{B0} \sqrt{\frac{U_K}{U_K \pm U}}$$

Варикап работает при обратном напряжении на $p-n$ -переходе. Зависимость C_B от напряжения называется вольт-фарадной характеристикой и показана на рис. 4.8.

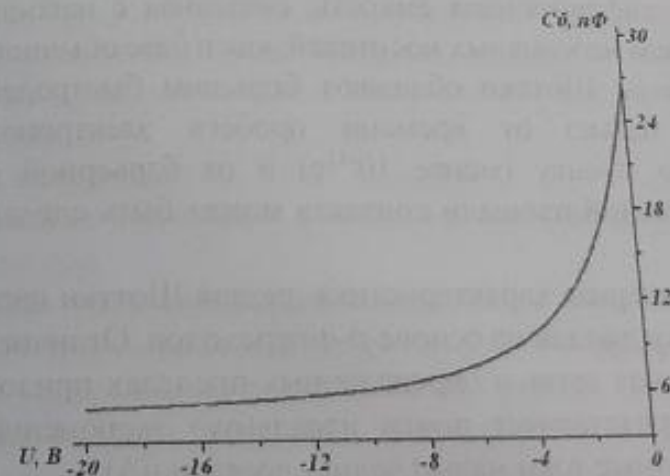


Рис. 4.8. Вольт-фарадная характеристика варикапа

Основное применение варикапов — это электрическая перестройка частоты колебательных контуров.

4.6. Диоды с барьером Шоттки

Диодом Шоттки называется диод, в котором используется контакт между металлом и полупроводником. Потенциальный барьер, образующийся в таком контакте, был исследован немецким физиком Шоттки.

Диоды с барьером Шоттки представляет собой низкоомную полупроводниковую подложку (например, из кремния или арсенида галлия с электропроводностью n^- -типа) с высоким содержанием донорной примеси, покрытую сверху тонкой пленкой того же, но уже высокоомного полупроводника, на которую нанесен металлический слой.

Если в контакте металла с n -полупроводником внешнее напряжение приложено плюсом к металлу, а минусом к полупроводнику, то высота потенциального барьера понижается, приконтактный слой обогащается основными носителями (электронами) и его сопротивление уменьшается. Это напряжение для перехода является прямым.

Важной особенностью барьеров Шоттки по сравнению с p - n -переходом является отсутствие инжекции неосновных носителей. Эти переходы «работают» на основных носителях, поэтому у них отсутствует диффузионная емкость, связанная с накоплением и рассасыванием неосновных носителей, как в базе обычного диода. Поэтому диоды Шоттки обладают большим быстродействием, зависящим только от времени пробега электронов через высокоомную пленку (менее 10^{-11} с) и от барьерной емкости, которая при малой площади контакта может быть сделана очень малой.

Вольт-амперная характеристика диодов Шоттки напоминает характеристику диодов на основе p - n -переходов. Отличие состоит в том, что прямая ветвь в определенных пределах приложенного напряжения представляет почти идеальную экспоненциальную кривую, а обратные токи малы (доли — десятки нА).

Диоды с барьером Шоттки распространены в переключательных источниках питания, так как позволяют увеличить рабочую частоту переключения до десятков ГГц и более, уменьшить массогабаритные характеристики РЭА и повысить КПД источников питания.

4.7. Туннельные и обращенные диоды

Туннельными являются полупроводниковые диоды, в которых используется туннельный эффект, приводящий к появлению на прямой ветви ВАХ участка с отрицательным дифференциальным сопротивлением. Они используются и в качестве сверхскоростных переключателей. Область их применения в настоящее время ограничена из-за большей эффективности, даваемой другими полупроводниковыми компонентами.

Туннельный диод изготавливается из германия или арсенида галлия с высокой концентрацией примесей ($10^{19} - 10^{20}$ см⁻³), т.е. с очень малым удельным сопротивлением. В рассмотренных ранее полупроводниковых диодах содержание примесей мало. Это позволяет рассматривать их атомы как изолированные. Их энергетические уровни не расщепляются на зоны.

Если концентрация примесей в полупроводнике высока, как в случае изготовления туннельного диода, то локальные уровни акцепторной примеси разделяются, образуя зону, которая может слиться с валентной зоной. Полупроводник, в котором зона акцепторной примеси слилась с валентной зоной, называется вырожденным.

Электронно-дырочный переход в вырожденном полупроводнике получается в сотни раз тоньше (10^{-6} см), чем в обычных диодах.

В туннельном диоде, как и в обычном диоде, при прямом включении происходит диффузия носителей через электронно-дырочный переход и обратный их дрейф под действием электрического поля. Но теория и эксперимент показывают, что при обратных и небольших (около 100...200 мВ) прямых

напряжениях появляется дополнительный ток, объясняемый квантовой природой туннельного эффекта. Он состоит в том, что согласно законам квантовой механики при достаточно малой высоте потенциального барьера возможно проникновение электронов через барьер без изменения их энергии на свободный энергетический уровень. Такой туннельный переход электронов с энергией, меньше высоты потенциального барьера, совершается в обоих направлениях. Однако, это возможно только при условии, что по другую сторону барьера для туннелирующих электронов имеются свободные уровни энергии.

При увеличении прямого напряжения туннельный ток вначале возрастает, так как в области p имеются в валентной зоне свободные уровни с такими же энергиями, как энергии уровней, занятых электронами в зоне проводимости области n и достигает максимального значения. При дальнейшем увеличении туннельный ток убывает до нуля, но при этом начинает увеличиваться прямой ток, соответствующий инжекции носителей, определяемый прохождением над потенциальным барьером.

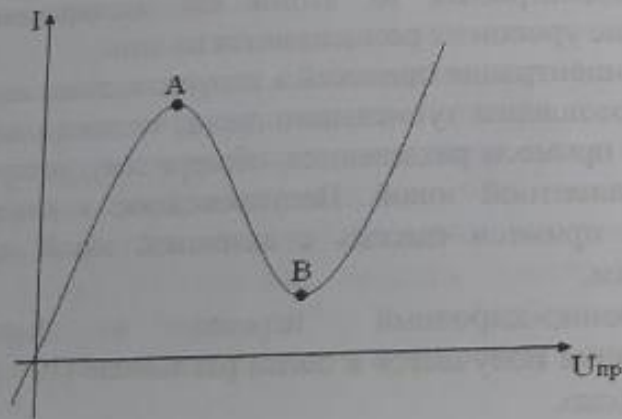


Рис. 4.9. Вольт-амперная характеристика туннельного диода

Вольт-амперная характеристика туннельного диода (рис. 4.9) наглядно поясняет происходящие процессы. При $U_{пр} = 0$ ток равен нулю. При увеличении прямого напряжения до 0,1 В происходит

возрастание прямого туннельного тока до максимума (точка А). Дальнейшее увеличение прямого напряжения до 0,2 В сопровождается уменьшением туннельного тока при сравнительно медленном увеличении прямого тока. Поэтому в точке В получается минимум тока и ВАХ имеет *падающий* участок АВ, указывающий на наличие отрицательного сопротивления переменному току.

После этого участка ток снова возрастает за счет диффузионного прямого тока. При подаче обратного напряжения туннельный обратный ток резко возрастает, приводя к туннельному пробое.

Туннельный переход электронов через потенциальный барьер происходит за $10^{-12} - 10^{-14}$ с, поэтому туннельные диоды хорошо работают на сверхвысоких частотах. Например, можно генерировать и усиливать колебания с частотой свыше десятков и даже сотен гигагерц.

Обращенные диоды представляют собой разновидность туннельных и характеризуются тем, что вместо участка с отрицательным дифференциальным сопротивлением у них на ВАХ имеется практически горизонтальный участок. Диоды, обладающие большим туннельным обратным и малым туннельным прямыми токами, называются *обращенными* и используются в схемах переключения в наносекундном и пикосекундном диапазонах, а также в детектировании СВЧ-сигналов.

Вольт-амперная характеристика обращенного диода не имеет участка с отрицательным дифференциальным сопротивлением, так как концентрация примесей в p - и n -областях составляет $10^{18} - 10^{19}$ см⁻³, что соответствует границе вырождения полупроводников. Поэтому туннельный ток существует только при обратных напряжениях на переходе. Рабочим участком обращенного диода является обратная ветвь ВАХ, отсюда и происходит его название. Ток на рабочем участке диода обусловлен только туннелированием носителей через переход, и, следовательно, диффузионная емкость перехода $C_{диф} = 0$, накопление носителей в базе диода принципиально невозможно и

оно отсутствует. Поэтому обращенный диод может работать на более высоких частотах по сравнению с обычными импульсными диодами на *p-n*-переходе.

- Основными параметрами ВАХ туннельных диодов являются:
- ❖ прямые токи в точках максимума и минимума ВАХ, а также соответствующие этим токам напряжения;
 - ❖ напряжение раствора (раскрыва), при котором ток при увеличении прямого напряжения становится равным пиковому току;
 - ❖ отрицательное дифференциальное сопротивление (десятки – сотни ом).

4.8. Система обозначения полупроводниковых диодов

Обозначения полупроводниковых диодов (России и стран СНГ) состоят из шести элементов.

Первый элемент – буква, указывающая, на основе какого полупроводникового материала выполнен диод. Германий или его соединения обозначают буквой Г, кремний и его соединения – К, соединения галлия – А. В приборах специального назначения буквы заменяются соответствующими цифрами: германий – 1, кремний – 2, арсенид галлия – 3.

Второй элемент – буква, обозначающая подклассы диода: выпрямительные, импульсные, универсальные – Д, варикапы – В, туннельные и обращенные диоды – И, стабилитроны – С, сверхвысокочастотные – А.

Третий элемент – цифра, определяющая назначение диода (от 101 до 399 – выпрямительные; от 401 до 499 – универсальные; от 501 до 599 – импульсные). У стабилитронов эта цифра определяет мощность рассеяния.

Четвертый и пятый элементы – цифры, определяющие порядковый номер разработки (у стабилитронов эти цифры показывают номинальное напряжение стабилизации).

Шестой элемент – буква, показывающая деление технологического типа на параметрические группы (приборы одного типа по значениям параметров подразделяются на группы).

Примеры обозначений диодов:

2Д921А – кремниевый импульсный диод с эффективным временем жизни неосновных носителей заряда менее 1 нс, номер разработки 21, группа А;

АД103Б – арсенидогаллиевый излучающий диод инфракрасного диапазона, номер разработки 3, группа Б.

Контрольные вопросы к главе 4

1. Полупроводниковый диод. Определение его электрических параметров (статическое и дифференциальное сопротивление) графоаналитическим методом.
2. Структура полупроводникового диода. Принцип действия, ВАХ.
3. Основные электрические параметры полупроводникового диода.
4. Какие режимы работы полупроводникового диода используются для выпрямления переменного напряжения?
5. Схема однополупериодного выпрямителя. Принцип выпрямления. Форма напряжений на входе и выходе выпрямителя.
6. Схема двухполупериодного выпрямителя. Механизм работы. Форма напряжений на входе и выходе выпрямителя.
7. Стабилитрон. УГО. Простейшая схема стабилизатора напряжения на стабилитроне.
8. Барьерная емкость *p-n* перехода.
9. Электрический пробой *p-n* перехода. Виды пробоев.
10. Тепловой пробой *p-n* перехода.
11. Стабистор. УГО. Область применения, ВАХ.
12. Варикап. УГО, вольт-амперная и вольт-фарадная характеристики и области применения.
13. Диоды с барьером Шоттки.
14. Туннельные и обращенные диоды.

ГЛАВА 5. СВЧ-ДИОДЫ

5.1. Общие сведения

СВЧ-электроника в настоящем и будущем обеспечивает связь с мобильными объектами. Обеспечить передачу информации с большой скоростью могут обеспечить лишь широкополосные каналы передачи в достаточно высокочастотной области спектра. Роль каналов могут играть волны с длиной менее одного метра, а точнее с длиной от 50 до 0,2 см. СВЧ излучение обладает уникальной способностью переносить большие объемы информации, распространяясь в атмосфере с малым затуханием, и имеет управляемую направленность.

Под сверхвысокими частотами (СВЧ) условно понимают электромагнитные колебания с длиной волны в свободном пространстве меньше 1 метра.

Принято следующее деление на диапазоны по длине волны или частоте:

- ❖ дециметровые волны 1м – 10см (300 – 3000 МГц),
- ❖ сантиметровые волны 10см – 1см (3 – 30 ГГц),
- ❖ миллиметровые волны 1см – 1мм (30 – 300 ГГц),
- ❖ субмиллиметровые волны 1мм – 0,1мм (300 – 3000

Гц).

5.2. Классификация диодов СВЧ диапазона

По типу структуры и технологическим особенностям СВЧ-диоды подразделяются на диоды с р-п-переходом, с контактом металл-полупроводник (диоды Шоттки), со структурой металл-диэлектрик-полупроводник (МДП-диоды), со структурой типа р-і-р, диоды с накоплением заряда (ДНЗ), туннельные и обращенные диоды, лавинно-пролетные диоды (ЛПД), приборы с объемной неустойчивостью или диоды Ганна.

В полупроводниковой СВЧ электронике в основном используются аналоги низкочастотных диодов, полевых и биполярных транзисторов. Принципиально высокочастотными полупроводниковыми приборами являются лишь диод Ганна и лавинно-пролетный диод. Однако устройства на их основе пока не нашли широкого применения.

В настоящее время полупроводниковая СВЧ электроника делится на два сектора, различающихся диапазоном частот.

1-й диапазон частот – от 300 МГц до 3 ГГц. В этом диапазоне применяются дешевые кремниевые приборы. Их производят во многих странах различными фабриками в массовом количестве. На их основе изготавливаются и находятся в эксплуатации разнообразные системы связи и различные сервисы в основном гражданского применения. Сюда относятся различные виды сотовой телефонии и беспроводных телекоммуникационных сетей, таких как WiFi, Bluetooth, WiMAX, ZeegBee, WLAN и др.

2-й диапазон частот – выше 3 ГГц. В этом диапазоне используются арсенид галлиевые транзисторы. Они применяются в основном в сложных военных системах связи и локации.

Принцип работы СВЧ усилителей с минимальными изменениями одинаков с принципами усиления в усилителях звуковых частот. Таким образом, можно утверждать, что все используемые приборы работают по принципу управляемого резистора. Входной сигнал управляет толщиной проводящего ток канала и, таким образом, изменяет выходной ток.

Высокочастотные диоды предназначены для обработки высокочастотных сигналов. К ним относятся:

- ❖ детекторные диоды, предназначенные для выделения низкочастотного сигнала из модулированного колебания;
- ❖ смесительные диоды, используемые для изменения несущей частоты модулированного колебания;
- ❖ модуляторные диоды, предназначенные для модуляции высокочастотного колебания, и т. д.

Инерционность диодов обусловлена наличием барьерной емкости C_b и накоплением в базе инжектированных неосновных носителей заряда, что формально выражается как наличие у диода

диффузионной емкости $C_{диф}$. Поскольку каждая из этих величин пропорциональна площади р-п-перехода, то для расширения частотного диапазона необходимо уменьшение площади перехода. Кроме того, необходимо уменьшить время жизни неосновных носителей.

Время жизни неравновесных носителей уменьшается при введении в базу примеси, образующей рекомбинационные ловушки для СНЗ. Такой примесью является, например, золото, которое снижает время жизни дырок до $(1-5)10^{-9}$ с. Наконец, время рассасывания неравновесных носителей можно уменьшить, создав в базе внутреннее электрическое поле, способствующее их экстракции.

На сверхвысоких частотах широкое распространение получили маломощные полупроводниковые диоды. Материалом для них служат германий, кремний или арсенид галлия с повышенным содержанием донорной или акцепторной примеси, благодаря чему база имеет низкое удельное сопротивление. За счет этого уменьшается время жизни носителей и быстро рассасывается заряд, накапливаемый в базе при прохождении прямого тока. Кроме того, малая площадь электронно-дырочного перехода обуславливает небольшую емкость перехода. Именно эти особенности позволяют применять такие диоды на СВЧ. Однако при низком удельном сопротивлении базы электронно-дырочный переход получается очень тонким и его пробой возникает уже при обратном напряжении в единицы вольт. Во многих случаях это обстоятельство не является недостатком, поскольку в большинстве случаев диоды работают на малых сигналах.

Ниже приводятся области применения диодов с р-п-переходом.

Детекторные диоды. Детектирование — процесс преобразования электрических колебаний, в результате которого обычно получают колебания другой (обычно более низкой) частоты. Наиболее важный случай детектирования — демодуляция — выделение модулирующего высокочастотного сигнала из высокочастотных колебаний.

Параметрические диоды. Используются в параметрических малошумящих усилителях. Параметрический усилитель — усилитель электрических колебаний, в котором основным усилительным элементом чаще всего служит варикап, играющий роль нелинейной емкости, изменяющейся под действием приложенного переменного напряжения. Применяется для усиления слабых сигналов, например, в устройствах дальней связи, радиоастрономии.

Умножительные диоды. Применяются в умножителях частоты — радиоэлектронных устройствах для увеличения в целое число раз частоты подводимых к нему периодических электрических колебаний. Используются в основном для повышения частоты стабильных колебаний в радиопередающих, радиолокационных, измерительных и др. устройствах.

Модуляторные диоды. Модуляция — изменение по заданному закону во времени величин, характеризующих какой-либо регулярный физический процесс. На практике процесс модуляции используется для передачи сигналов на большие расстояния.

Переключательные диоды. Служат для коммутации электрических цепей. Коммутация — процесс переключения электрических соединений в устройствах автоматики, электроэнергетики, электросвязи и т.д. Использование полупроводниковых приборов для переключения цепей СВЧ позволяет уменьшить массу и габариты, увеличить надежность и долговечность радиоэлектронной аппаратуры. В переключательных диодах теряется очень небольшая мощность. Однако допустимая переключаемая мощность у таких диодов значительно меньше, чем у некоторых других переключающих устройств.

Сам процесс переключения в диодах сводится к тому, что резко изменяется полное сопротивление диода, причем под воздействием либо самого сигнала, либо дополнительного управляющего постоянного напряжения любой полярности, подаваемого на диод. Применяются различные типы переключательных диодов. В нерезонансных переключательных

диодов используется обычная разница между прямым и обратным сопротивлениями. В них должны быть минимальными емкость и индуктивность. Поэтому такие диоды изготавливаются без корпуса и выводных проводов, а емкость $p-n$ -перехода компенсируется подключением к диоду индуктивности.

Резонансные переключаемые диоды работают следующим образом. При прямом постоянном напряжении они представляют собой параллельный колебательный контур, состоящий из емкости корпуса, индуктивности выводов и сопротивления потерь диода. На резонансной частоте такой контур имеет большое сопротивление. А при обратном напряжении диод превращается в последовательный контур, состоящий из индуктивности выводов, барьерной емкости и сопротивления потерь. В этом режиме сопротивление диода на резонансной частоте мало. Переключательный резонансный диод должен иметь параметры, обеспечивающие параллельный и последовательный резонанс на нужной частоте.

5.3. $p-i-n$ -диод

Плоскостной $p-i-n$ -диод был создан специально для быстрого переключения при значительных мощностях. В $p-i-n$ -диодах $p-n$ -переход обладает таким распределением примеси, что между его p - и n -слоями оказывается заключенным слой с проводимостью близкой к собственной проводимости полупроводника (i -слой) (рис. 5.1, а). На практике идеальный i -слой заменяется либо высокоомным слоем p -типа (π -слой), либо высокоомным слоем n -типа (ν -слой). Распределение концентрации донорной N_d и акцепторной N_a примесей в $p-i-n$ и $p-\pi-n$ диодах приведены на рис. 5.1, б. i -область имеет большую протяженность ($L > 0,1 \mu\text{м}$), что обеспечивает малую емкость диода. При отсутствии прямого напряжения на диоде сопротивление этой области а, следовательно, и диода велико. Оно становится ещё больше при обратном напряжении, поскольку области диода обедняются основными носителями.

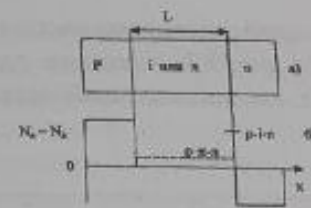


Рис. 5.1. Конструкция (а) и распределение концентрации примесей в $p-i-n$ -диоде (б)

При подаче прямого напряжения в i -область одновременно инжектируются дырки из p -области и электроны из n -области. Сопротивление i -области и всего диода уменьшается в 10^3-10^4 раз. Столь существенная разность сопротивлений в прямом и обратном включении позволило эффективно применять его в качестве мощного выпрямительного диода. У мощных $p-i-n$ -диодов напряжение пробоя i -области составляет несколько киловольт, и поэтому такие диоды применяются для переключения мощностей до десятков киловольт в импульсе.

В СВЧ диапазоне $p-i-n$ диоды используются для создания переключающих цепей, аттенуаторов, фазовращателей. Слабая зависимость ёмкости от напряжения позволяет использовать диоды и в СВЧ схемах с колебательными системами.

5.4. Лавинно-пролётный диод

Лавинно-пролётный диод (ЛПД) – это полупроводниковый СВЧ-диод, в котором происходит лавинное умножение носителей заряда в области электрического перехода и их взаимодействие с СВЧ полем в течении времени пролёта. Если включить ЛПД в СВЧ – резонатор, то при соответствующих условиях можно создать генератор или усилитель.

5.4.1. Структура и статические характеристики ЛПД

Существуют ЛПД с различными структурами. В простейшем случае структура ЛПД представляет собой $p-n$ -переход,

образованный на основе слабо легированного германия, кремния или арсенида галлия. На рис.5.2 показана одна из возможных структур ЛПД (n^+p-i-p^+), так называемый четырёхслойный диод Рида.

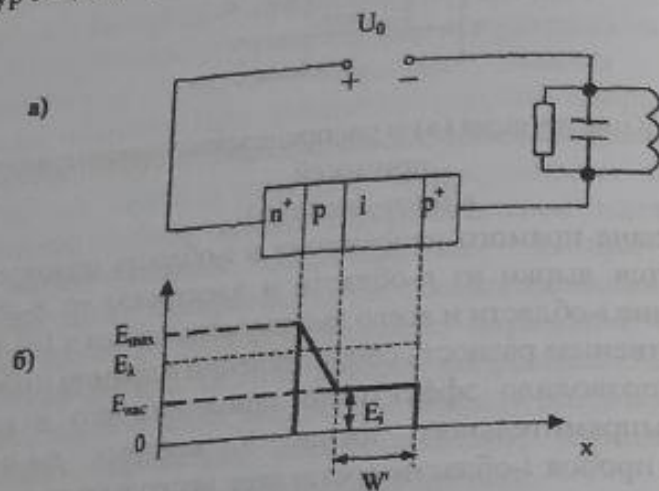


Рис.5.2. Структура ЛПД

Концентрация донорной примеси в n^+ -области значительно больше концентрации акцепторной примеси в p^+ -области. Поэтому $p-n^+$ -переход оказывается несимметричным и практически полностью расположен в узкой p -области. Сильно легированная p^+ -область по существу является контактом прибора.

При взаимодействии носителей заряда с кристаллической решеткой в сильном электрическом поле проявляется один важный эффект – ударная ионизация атомов кристаллической решетки. Она происходит, когда энергия носителей заряда, сталкивающихся с решеткой, превышает энергию связи валентных электронов с атомами. При ионизации валентный электрон отрывается от атома и переходит в зону проводимости, становясь свободным носителем заряда. Этот процесс начинается при напряженности поля больше 10^5 В/см.

Ударная ионизация вызывает лавинное размножение носителей. Поле с такой напряженностью в однородном

полупроводнике приведет к необратимому тепловому пробую. Поэтому для создания лавинных приборов используют барьерные переходы в режиме обратного включения.

Итак, для создания в $p-n$ -переходе лавинного пробоя к прибору прикладывается такое обратное напряжение, чтобы максимальное поле E_{max} достигло величины $E_b \approx 10^5$ В/см, при которой в переходе возникает лавинный пробой, а $E_i > E_{нас}$, где $E_{нас}$ – напряжённость поля, при превышении которой скорость дрейфа носителей с ростом поля остаётся постоянной. Величина $E_{нас}$ для Si, Ge, GaAs находится в интервале 5-10 кВ/см, а $\mu_{нас} = 10^7$ см/с. Отсюда следует, что насыщение дрейфовой скорости, а также инерционность самого лавинного процесса обуславливает запаздывание тока в диоде относительно приложенного к нему напряжения.

5.4.2. Принцип действия генератора на ЛПД с n^+p-i-p^+ -структурой

Предположим, что обратное напряжение на диоде кроме постоянной составляющей содержит переменную

$$U = U_0 + U_1 \sin \omega t.$$

Если напряжение U_0 выше напряжения пробоя E_b , то при $U_1 = 0$ через диод протекает постоянный ток, значение которого определяется при данном U_0 сопротивлением цепи питания R_0 . При $U_1 \neq 0$ под действием положительной полуволны обратного напряжения (полуволна соответствует возрастанию обратного напряжения на диоде) в режиме пробоя происходит лавинообразное нарастание тока. Вследствие конечности времени пробега носителей заряда через переход, этот ток достигает максимума с некоторым запаздыванием по отношению к вызвавшей его положительной полуволне переменного напряжения. Под воздействием постоянного напряжения лавина продолжает двигаться и в течение следующего, отрицательного полупериода напряжения. Таким образом, импульс тока, соответствующий лавине, противоположен по знаку отрицательной полуволне переменного напряжения.

Следовательно, для переменного тока возникает отрицательное сопротивление. Подключая ЛПД к колебательной системе СВЧ, можно за счет отрицательного сопротивления получить режим генерации колебаний или усиления.

В генераторах ЛПД подключается к объемному резонатору. При использовании ЛПД для усиления сигналов существенным недостатком такого устройства является высокий уровень собственных шумов.

Электрические параметры и области применения ЛПД. Основными электрическими параметрами ЛПД являются: рабочая частота и диапазон частот, выходная мощность, КПД, коэффициент шума. Рабочая частота определяется геометрическими размерами. Диапазон перестройки генераторов ЛПД достаточно широк и достигает 10%. Перестройка по частоте осуществляется механической перестройкой объемного резонатора, либо с помощью ферритовых элементов, помещаемых в СВЧ резонатор.

Выходная мощность на частоте 100 ГГц в непрерывном режиме более 150 мВт, а на частоте 1 ГГц она достигает 10 Вт. КПД ЛПД достигает 30-50%. Характерным свойством ЛПД является высокий уровень шумов (коэффициент шума до 40 дБ), обусловленный флуктуацией числа частиц. Высокий уровень шумов ограничивает применение ЛПД в качестве усилителей. В то же время — это свойство позволяет создавать на ЛПД генераторы шума. Другая область применения ЛПД — СВЧ гетеродины, а также генераторы передающих устройств.

5.5. Диоды Ганна

Диоды Ганна — это полупроводниковые приборы СВЧ, обладающие отрицательным динамическим сопротивлением. Наличие отрицательного сопротивления обуславливает способность диодов Ганна, подключенных к объемным резонаторам, генерировать гармонические колебания СВЧ.

Немного истории. В 1963 г. Дж. Ганн экспериментально обнаружил токовую неустойчивость (высокочастотные

периодические импульсы тока) в однородных образцах из GaAs и InP с электронной проводимостью. Впоследствии выяснилось, что это явление хорошо описывается теорией Ридли — Уоткинса — Хилсума, согласно которой однородные образцы из некоторых полупроводниковых материалов могут иметь отрицательную дифференциальную проводимость. Оно получило название эффекта Ганна, а созданные на его основе приборы — диодов Ганна.

Диод Ганна представляет собой пластинку однородного полупроводника (без *p-n*-перехода) длиной $10^{-2} - 10^{-3}$ см с омическими контактами на двух противоположных плоскостях, называемых катодом К и анодом А. Для изготовления диодов Ганна используются интерметаллические соединения GaAs, InSb, InAs, InP с электронной проводимостью, для которых характерно наличие двух подзон в зоне проводимости, причём подвижность электронов в нижней подзоне выше, чем в верхней. *Подвижность носителей заряда* есть отношение их скорости направленного движения в веществе под действием электрического поля к напряженности этого поля.

При отсутствии внешнего поля или при сравнительно слабом поле электроны находятся в нижней зоне проводимости, где они обладают более высокой подвижностью, и поэтому полупроводник имеет сравнительно высокую проводимость. Если увеличивать напряжение, приложенное к полупроводнику, то сначала ток возрастает в соответствии с законом Ома, но при некотором напряжении, когда напряженность поля становится достаточно высокой, большая часть электронов переходит в верхнюю зону проводимости и вследствие уменьшения их подвижности в этой зоне сопротивление полупроводника резко увеличивается. Ток уменьшается, в вольт-амперной характеристике возникает падающий участок, соответствующий отрицательному дифференциальному сопротивлению. Дальнейшее увеличение приложенного напряжения снова вызывает примерно пропорциональное возрастание тока.

Вследствие неизбежных неоднородностей в материале полупроводника сопротивление под действием сильного поля

повышается в данный момент времени не во всем полупроводнике, а лишь в каком-то одном месте. Область такого повышенного сопротивления и более сильного поля называют доменом. Домен по технологическим причинам обычно образуется около катода (минус) и не остается на одном месте, а движется с большой скоростью к аноду (плюс). В самом домене скорость электронов меньше, чем на других участках. В результате в домене накапливается избыточный отрицательный заряд, поскольку электроны подходят к домену слева с большей скоростью, чем движутся в нем. С другой стороны, справа от домена электроны быстрее уходят к аноду и возникает область, обедненная электронами и, следовательно, плотность объемного заряда увеличена, т.е. домен представляет собой своеобразный ступок. Этот процесс обуславливает перемещение домена от катода к аноду.

Дойдя до анода, домен исчезает, но возле катода возникает новый домен, движущийся к аноду и т.д. Пропадание доменов и возникновение новых сопровождается периодическим изменением сопротивления диода Ганна, вследствие чего появляются колебания тока диода, частота которых при малой длине пути домена (расстояние анод – катод) оказывается в диапазоне СВЧ. Частота этих колебаний:

$$f = v_{\text{дом}}/L,$$

где $v_{\text{дом}}$ – скорость домена, составляющая для арсенида галлия примерно 10^7 см/с; L – длина полупроводника (обычно единицы микрометров для диодов Ганна). Например, при $L = 10$ мкм частота колебаний $f = 10$ ГГц.

На диодах Ганна в импульсном режиме получены мощности до 100 кВт на частоте 10 ГГц и до 10-15 Вт на частоте 30-60 ГГц. В непрерывном режиме мощность достигает 0,1 Вт. КПД 10-12%.

Диоды Ганна широко применяются в переносных радиолокаторах, радиомаяках, системах связи, а также в качестве логических элементов.

Контрольные вопросы к главе 5

1. Какие электромагнитные колебания называются сверхвысокочастотными (СВЧ)?
2. Для чего предназначен $p-i-n$ -диод?
3. В чем состоит принцип действия лавинно-пролётного диода (ЛПД)?
4. В чем состоит эффект Ганна?

ГЛАВА 6. БИПОЛЯРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

6.1. Принцип действия биполярных транзисторов. Режимы работы

6.1.1. Общие сведения

Биполярным транзистором (БТ) называют трехэлектродный полупроводниковый прибор с двумя взаимодействующими $p-n$ -переходами, предназначенный для усиления электрических колебаний тока, напряжения или мощности. Прохождение тока в транзисторе обусловлено движением электронов и дырок - носителей заряда обоих знаков (биполярных зарядов).

Биполярный транзистор содержит три полупроводниковые области с чередующимися типами проводимости. В зависимости от типа электропроводности крайних слоев различают транзисторы $n-p-n$ и $p-n-p$ типов. Упрощенная структура $p-n-p$ транзистора и его условное обозначение представлены на рис. 6.1, а), а структуры $n-p-n$ - на рис. 6.1, б).

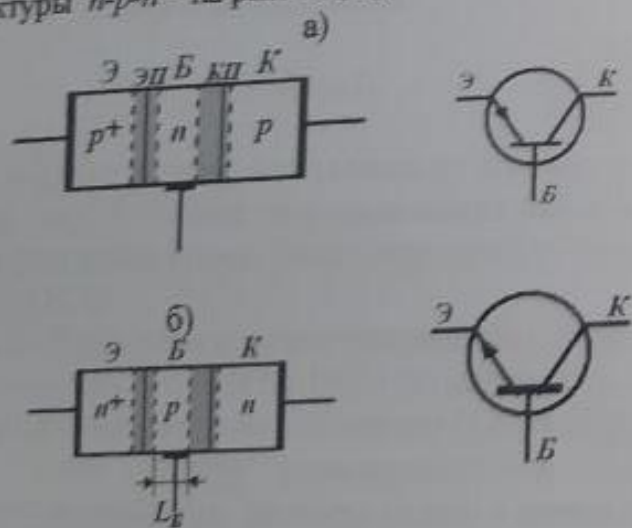


Рис. 6.1. Структура и условное обозначение $p-n-p$ (а) и $n-p-n$ (б) БТ

Наиболее сильно легированную крайнюю область транзистора (n^+ -типа) называют эмиттером, назначение его - инжекция носителей в среднюю область (p -типа), называемую базой. Другую крайнюю область (n -типа) называют коллектором, который предназначен для экстракции носителей из базовой области. Переход между эмиттером и базой называют эмиттерным переходом (ЭП), а $p-n$ -переход между коллектором и базой - коллекторным переходом (КП).

База обеспечивает взаимодействие эмиттерного и коллекторного переходов. Для этого толщина базы должна быть меньше диффузионной длины неосновных носителей заряда ($L_B \ll L_n$ для p^+-n-p БТ, $L_B \ll L_p$ для n^+-p-n БТ). Обычно это означает что толщина базы $L_B \approx 0,01 \div 1$ мкм.

L_n и L_p называются *диффузионной длиной* электронов в дырочном полупроводнике и дырок в электронном полупроводнике соответственно. Диффузионная длина определяет расстояние от некоторой границы, на котором концентрация неравновесных носителей уменьшается в e раз по сравнению с ее граничным значением. Она является одним из основных параметров уравнений, используемых при анализе и расчете электрических параметров и характеристик полупроводниковых приборов.

В зависимости от технологии изготовления транзистора концентрация примесей в базе может быть распределена равномерно или неравномерно. При *равномерном* распределении внутренне электрическое поле отсутствует и неосновные носители заряда, попавшие в базу, движутся в ней вследствие процесса диффузии. Такие транзисторы называют *бездрейфовыми*.

При *неравномерном* распределении концентрации примесей в базе имеется внутреннее электрическое поле, и неосновные носители заряда движутся в ней в результате дрейфа и диффузии, причем дрейфовое движение доминирует. Такие транзисторы называют *дрейфовыми*.

Другую разновидность БТ представляют *многоэмиттерные* (МЭТ), *многоколлекторные* (МКК) и *составные* (Дарлингтон и

Шиклаи) транзисторы, в которых конструктивно объединены несколько транзисторных структур.

6.2. Режимы работы БТ

Характер и величина взаимного влияния $p-n$ -переходов в транзисторе в сильной степени зависят от полярности напряжений на переходах.

Если, например, с помощью внешних источников напряжения ($U_{ЭБ}$, $U_{КБ}$) эмиттерный переход (ЭП) смещается в прямом направлении, а коллекторный переход (КП) – в обратном, то ток коллекторного перехода будет в сильной степени зависеть от тока эмиттерного перехода. Обратное влияние коллекторного перехода будет существенно меньшим. В этом случае говорят, что транзистор функционирует в *активном* (нормальном) режиме, когда проявляются его усилительные свойства и он усиливает мощность.

Если ЭП включен в обратном направлении, а КП – в прямом, то мы опять имеем аналог активного режима, но с поменявшимися ролями этих переходов. По этой причине такое включение БТ называется *инверсным* (обратным).

Если оба перехода смещены в прямом направлении, то влияние друг на друга обоих переходов становится одного порядка и транзистор работает в режиме *насыщения*, что отражает факт слабой зависимости управляемого (выходного) тока от управляющего (входного) тока. Если оба перехода смещены в обратном направлении, то связь между переходами отсутствует, и такой режим называют режимом *отсечки*.

Если при прямом смещении ЭП в КП возникает ЭДС, тогда БТ работает в *инжекционно-вольтаическом режиме*.

6.3. Схемы включения БТ

Поскольку БТ имеет три электрода, то при включении транзистора в схему один из его выводов делают общим для

входной и выходной цепей, поэтому схемы включения бывают (см. рис. 6.2):

- ❖ с общей базой (ОБ) (а);
- ❖ с общим эмиттером (ОЭ) (б);
- ❖ с общим коллектором (ОК) (в).

При этом считают, что потенциал общего вывода по переменному току равен нулю. Полярности источников напряжения и направление токов транзистора соответствуют активному режиму работы транзистора. В обозначениях напряжений вторая буква индекса обозначает общий электрод для двух источников питания.

В общем случае возможно четыре варианта полярностей напряжения переходов, определяющих четыре режима работы транзистора: активный, насыщения, отсечки, инверсный.

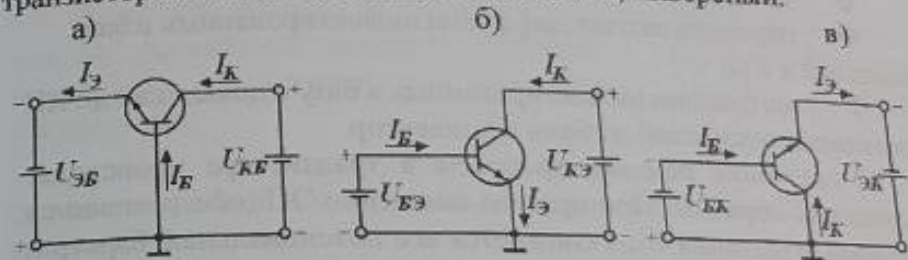


Рис. 6.2. Схемы включения БТ с общей базой (а), с общим эмиттером (б) и с общим коллектором (в).

Схема с общей базой обладает усилением по мощности и напряжению, но не обеспечивает усиления тока. Входное сопротивление транзистора мало и равно сопротивлению эмиттерного перехода при прямом напряжении. Чем больше входное сопротивление, тем выше усилительные свойства транзистора.

Схема с общим эмиттером обеспечивает усиление тока и напряжения. Кроме того, ее входное сопротивление много больше входного сопротивления схемы ОБ.

Схема с общим коллектором обеспечивает усиление тока, приблизительно такое же, как и схема ОЭ. В отличие от схем ОБ и

ОЭ схема ОК не усиливает входное напряжение. Но ее достоинством является большое входное сопротивление.

6.4. Токи электродов в транзисторе

Основные физические процессы в биполярном транзисторе удобно рассматривать на примере схемы с общей базой (рис. 6.2, а), так как напряжения на переходах совпадают с напряжениями источников питания.

Рассмотрим работу биполярного диффузионного сплавного транзистора со структурой *n-p-n*, включенного по схеме с ОБ в активном режиме.

Действие БТ основано на использовании трёх явлений:

- ❖ инжекции носителей из эмиттера в базу;
- ❖ переноса за счет диффузии инжектированных в базу носителей к КП;
- ❖ экстракции инжектированных в базу и дошедших до КП неосновных носителей из базы в коллектор.

В активном режиме процессы в транзисторе происходят следующим образом. При прямом смещении ЭП (обеспечивается источником питания $U_{ЭБ}$) снижается его потенциальный барьер и происходит инжекция электронов из эмиттера в базу. За счет инжекции электронов в базу, а также инжекции дырок из базы в эмиттер формируется ток эмиттера $I_Э$.

Таким образом, ток эмиттера:

$$I_Э = I_{Эн} + I_{Эр}, \quad (6.1.)$$

где $I_{Эн}$, $I_{Эр}$ - токи инжекции электронов и дырок соответственно. В этой сумме только первый ток является полезным, поскольку он влияет на выходной ток - ток коллектора. Ток дырок $I_{Эр}$ является бесполезным и его уменьшают путем уменьшения вводимой в базу акцепторной примеси.

Долю $I_{Эн}$ в токе эмиттера определяют коэффициентом инжекции:

$$\gamma = \frac{I_{Эн}}{I_Э}, \quad (6.2)$$

Обычное значение = 0,990 ÷ 0,995.

Движение электронов, инжектированных в базу, сопровождается рекомбинацией части электронов, поэтому ток $I_{Кн}$ электронов, подходящих к коллекторному переходу, меньше тока $I_{Эн}$ на величину тока рекомбинации в базе. Потерю электронного тока эмиттера на рекомбинацию в базе характеризует коэффициент переноса электронов:

$$\alpha_{II} = \frac{I_{Кн}}{I_{Эн}}. \quad (6.3)$$

В реальных транзисторах он равен 0,980 ÷ 0,995.

Если напряжение на коллекторном переходе значительно меньше напряжения лавинного пробоя и ударная ионизация отсутствует, то полный ток коллектора состоит из двух компонентов:

$$I_К = I_{Кн} + I_{К0}.$$

где $I_{К0}$ - обратный ток коллекторного перехода, не зависящий от тока эмиттера.

Если учесть связь $I_{Кн}$ с полным током эмиттера, то:

$$I_{Кн} = \alpha I_Э + I_{К0}, \quad (6.4.)$$

где $\alpha = \gamma \alpha_{II}$ - коэффициент передачи тока эмиттера.

Для схемы с ОЭ в активном режиме с учетом условия $I_Э = I_К + I_Б$ выходной ток описывается выражением:

$$I_К = \beta I_Б + (\beta + 1) I_{К0}, \quad (6.5)$$

где

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

Этот коэффициент называется коэффициентом передачи тока базы. Его значение находится в пределах 10 ÷ 1000.

Таким образом, транзистор, включенный по схеме с ОЭ, является хорошим усилителем тока.

6.5. Статические характеристики биполярных транзисторов

При построении усилительных устройств на биполярных транзисторах наибольшее распространение получили каскады, использующие схемы включения с общим эмиттером (ОЭ). Поэтому в дальнейшем мы, в основном, будем рассматривать схему включения БТ с ОЭ.

Зависимости между токами и напряжениями в транзисторах выражаются статическими характеристиками транзисторов, снятыми при постоянном токе и отсутствии нагрузки в выходной цепи. Характеристики необходимы для рассмотрения свойств транзисторов и для практических расчетов транзисторных устройств.

В транзисторах всегда взаимно связаны четыре величины: I_1 , I_2 , U_1 , U_2 – входные и выходные токи и напряжения. Одним семейством характеристик эту зависимость показать нельзя. Необходимо два семейства. Наиболее удобно рассматривать семейство входных вместе с семейством выходных характеристик.

Для каждой из трех схем включения транзистора существует свое семейство характеристик.

6.5.1. Входная характеристика БТ в схеме включения с ОБ

Входная характеристика определяет связь входного тока с входным напряжением при заданном и неизменном значении выходного напряжения.

В схеме с ОБ входной ток это ток эмиттера, входное напряжение $U_{ЭБ}$, а выходным напряжением является $U_{КБ}$. Поэтому семейство входных характеристик схемы с ОБ представляет собой зависимость $I_3 = f(U_{ЭБ})$ при фиксированных значениях напряжения на коллекторном переходе $U_{КБ}$:

$$I_3 = I_0 \left(e^{\frac{qU_{ЭБ}}{kT}} - e^{\frac{qU_{КБ}}{kT}} \right) \quad (6.6)$$

При $U_{КБ} = 0$ уравнение характеристики:

$$I_3 = I_0 \left(e^{\frac{qU_{ЭБ}}{kT}} - 1 \right), \quad (6.7)$$

то есть аналогично ВАХ диода. Однако, следует учесть, что в диоде I_0 пропорционален $1/L$, а в транзисторе I_0 пропорционален $1/L_B$. В активном режиме вторым членом можно пренебречь и тогда:

$$I_3 = I_0 e^{\frac{qU_{ЭБ}}{kT}} \quad (6.8)$$

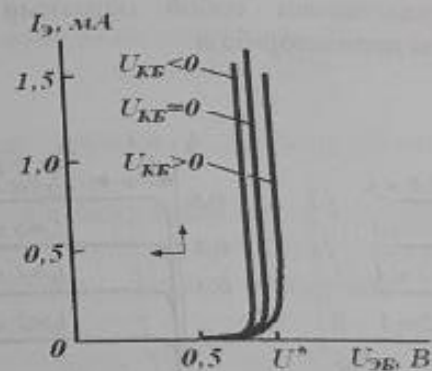


Рис. 6.3. Семейство входных характеристик БТ в схеме включения с ОБ

6.5.2. Выходные характеристики БТ в схеме с ОБ

Выходная характеристика – это зависимость выходного тока от выходного напряжения при заданном и неизменном значении входного тока.

В схеме с ОБ выходной ток является ток коллектора, выходным напряжением $U_{КБ}$, а входным током – ток эмиттера. Поэтому семейство выходных характеристик схемы с ОБ представляет собой зависимость $I_K = f(U_{КБ})$ при фиксированных значениях тока эмиттера I_3 .

Выходная характеристика описывается уравнением:

$$I_K = \alpha I_E + I_{K0}$$

Рассмотрим вид характеристик в активном режиме. Для транзисторов структуры *n-p-n* активный режим возможен только при $U_{ЭБ} > 0$ и $U_{КБ} > 0$. При $I_E = 0$ выходная характеристика представляет собой обратный ток КП I_{K0} , протекающий в цепи коллектор-база.

На рис. 6.4 представлены выходные характеристики БТ в активном режиме в схеме включения с ОБ (а) и с ОЭ (б).

Для транзисторов структуры *n-p-n* активный режим возможен только при $U_{ЭБ} > 0$ и $U_{КБ} > 0$. При $I_E = 0$ выходная характеристика представляет собой обратный ток КП I_{K0} , протекающий в цепи коллектор-база.

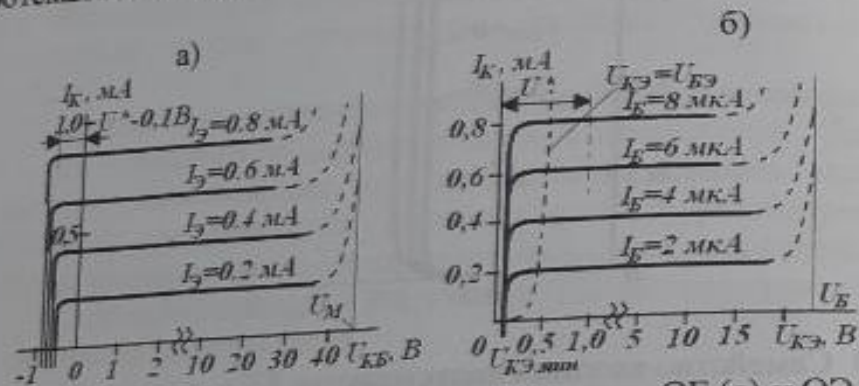


Рис. 6.4. Выходные характеристики БТ в схеме ОБ (а) и ОЭ (б)

6.5.3. Входная характеристика БТ в схеме включения с ОЭ

В схеме с ОЭ входная характеристика представляет собой зависимость $I_E = f(U_{БЭ})$ при фиксированных значениях напряжения $U_{КЭ}$. Так как напряжение $U_{КЭ} = U_{КБ} + U_{БЭ}$, то при постоянном значении $U_{КЭ}$ изменение входного напряжения $U_{БЭ}$ будет вызывать изменения напряжения и на КП $U_{КБ}$, а это будет дополнительно сказываться и на значении тока эмиттера I_E , и на значении собственного тока коллектора I_{K0} . Входная характеристика в этом включении описывается уравнением:

$$I_E = (1 - \alpha) I_0 e^{\frac{qU_{БЭ}}{kT}} - I_{K0} \quad (6.9)$$

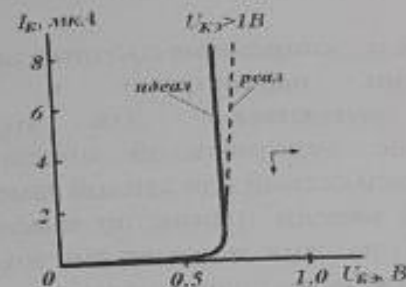


Рис. 6.5. Семейство входных характеристик БТ в схеме включения с ОЭ

6.5.4. Семейство выходных характеристик БТ в схеме ОЭ

Семейство выходных характеристик схемы ОЭ представляет собой зависимость $I_K = f(U_{КЭ})$ при фиксированных значениях тока базы I_B . Это объясняется тем, что вследствие сравнительно малого входного сопротивления транзистора источник входного переменного напряжения (сигнала) работает в режиме генератора тока.

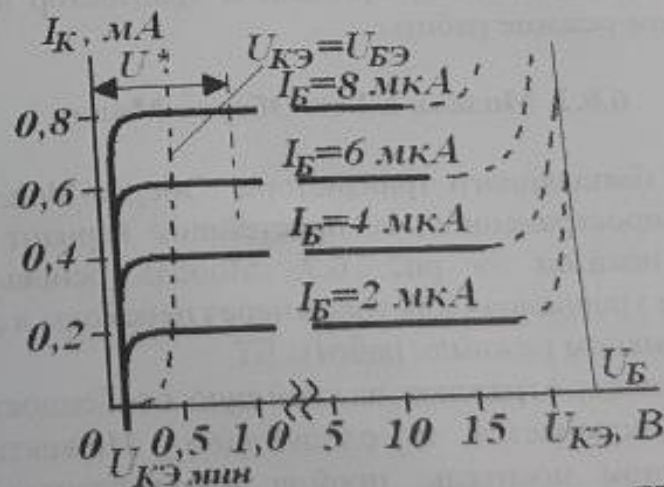


Рис. 6.6. Семейство выходных характеристик БТ в схеме включения с ОЭ

Выходная характеристика описывается уравнением:

$$I_K = \alpha I_E + I_{K0}$$

Рассмотрим вид характеристик в активном режиме. Для транзисторов структуры *n-p-n* активный режим возможен только при $U_{ЭБ} > 0$ и $U_{КБ} > 0$. При $I_E = 0$ выходная характеристика представляет собой обратный ток КП I_{K0} , протекающий в цепи коллектор-база.

На рис. 6.4 представлены выходные характеристики БТ в активном режиме в схеме включения с ОБ (а) и с ОЭ (б).

Для транзисторов структуры *n-p-n* активный режим возможен только при $U_{ЭБ} > 0$ и $U_{КБ} > 0$. При $I_E = 0$ выходная характеристика представляет собой обратный ток КП I_{K0} , протекающий в цепи коллектор-база.

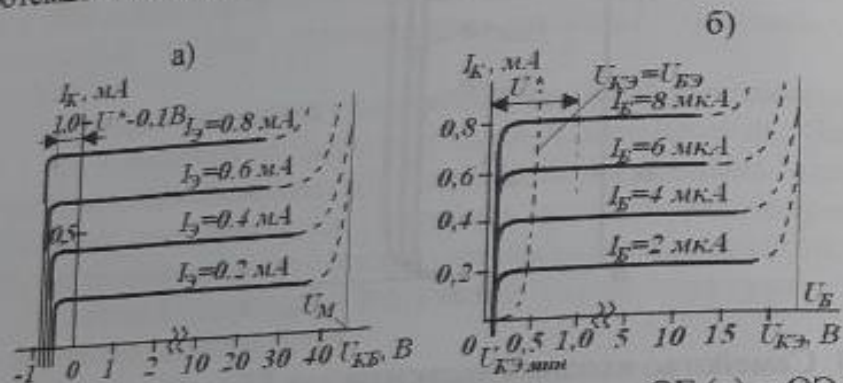


Рис. 6.4. Выходные характеристики БТ в схеме ОБ (а) и ОЭ (б)

6.5.3. Входная характеристика БТ в схеме включения с ОЭ

В схеме с ОЭ входная характеристика представляет собой зависимость $I_B = f(U_{ЭБ})$ при фиксированных значениях напряжения $U_{КЭ}$. Так как напряжение $U_{КЭ} = U_{КБ} + U_{ЭБ}$, то при постоянном значении $U_{КЭ}$ изменение входного напряжения $U_{ЭБ}$ будет вызывать изменения напряжения и на КП $U_{КБ}$, а это будет дополнительно сказываться и на значении тока эмиттера I_E , и на значении собственного тока коллектора I_{K0} . Входная характеристика в этом включении описывается уравнением:

$$I_E = (1 - \alpha) I_0 e^{\frac{qU_{ЭБ}}{kT}} - I_{K0} \quad (6.9)$$

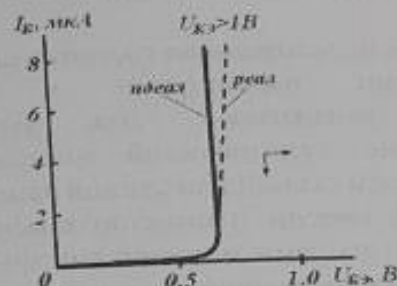


Рис. 6.5. Семейство входных характеристик БТ в схеме включения с ОЭ

6.5.4. Семейство выходных характеристик БТ в схеме ОЭ

Семейство выходных характеристик схемы ОЭ представляет собой зависимость $I_K = f(U_{КЭ})$ при фиксированных значениях тока базы I_B . Это объясняется тем, что вследствие сравнительно малого входного сопротивления транзистора источник входного переменного напряжения (сигнала) работает в режиме генератора тока.

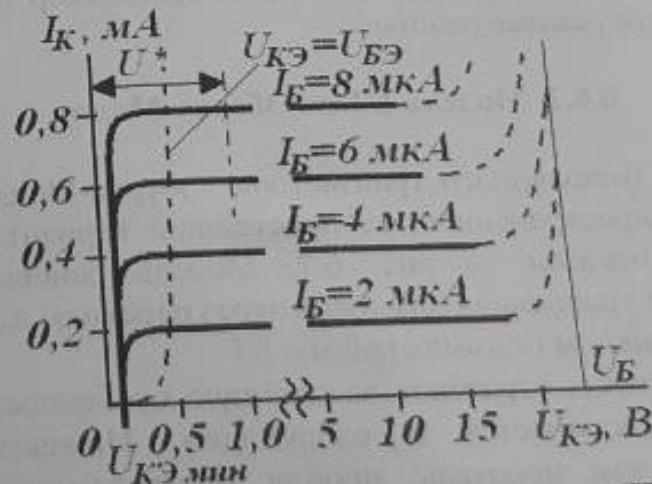


Рис. 6.6. Семейство выходных характеристик БТ в схеме включения с ОЭ

6.6. Математические модели и эквивалентные схемы БТ.

6.6.1. Общие сведения

Основная задача моделирования состоит в определении связи между физическими параметрами и электрическими характеристиками транзисторов. Для этого транзистор представляют в виде электрической модели. Модель еще называют эквивалентной схемой или схемой замещения.

В электрической модели транзистор заменяют либо более простыми элементами (диодами, источниками токов, резисторами, конденсаторами), либо четырехполюсником.

Модели используют для расчета характеристик и параметров электронных схем и, что особенно важно, при разработке интегральных схем, когда по простым и точным моделям транзистора необходимо определить поведение сложной схемы.

Одни модели разработаны для статического, другие – для динамического режима работы транзистора. Статическим называют режим, когда транзистор работает при постоянных напряжениях на электродах и все параметры режима не изменяются во времени.

При подаче сигнала напряжение (ток) на одном электроде становится переменным во времени и транзистор находится в динамическом режиме работы.

6.6.2. Модель БТ по Эберсу-Моллу

Модель биполярного транзистора Эберса-Молла является наиболее распространенной, ее простейший вариант для $n-p-n$ -транзистора показан на рис. 6.7. Модель основывается на известных нам уравнениях для токов через переходы в активном и инверсном активном режимах работы БТ.

Эти уравнения отражают важнейшую особенность БТ. Эта особенность заключается в следующем. Инжектированный любым переходом носитель, пройдя через базовую область, проходит через другой переход, как при прямом, так и обратном

значении напряжения на нем. Следовательно, переходы не представляют барьера для подходящих к ним неосновных носителей базовой области, т.е. обеспечивается взаимодействие обоих переходов.

Суть модели Эберса-Молла – использовать принцип суперпозиции и рассматривать токи эмиттера и коллектора как сумму двух составляющих. При этом одна составляющая каждого тока зависит от напряжения на эмиттерном переходе, а вторая – от напряжения на коллекторном переходе.

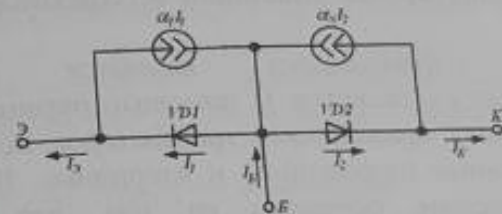


Рис 6.7. Эквивалентная схема идеализированного транзистора (модель Эберса-Молла)

Модель состоит из двух диодов и двух источников тока, включенных встречно. Каждый $p-n$ -переход представлен в виде диода, а их взаимодействие отражено генераторами токов. Диод VD1 моделирует свойства ЭП, а диод VD2 – КП. Источники тока управляются соответствующими диодами. Источники тока имеют очень большое сопротивление и поэтому «жестко» задают ток в цепи независимо от ее сопротивления.

Вольт-амперные характеристики диодов аппроксимируются формулами вида (3.4):

$$I_1 = I_{03} (e^{\frac{U_{03}}{\varphi_1}} - 1), \quad I_2 = I_{0K} (e^{\frac{U_{0K}}{\varphi_1}} - 1),$$

где I_{03} , I_{0K} – параметры модели, $\varphi_1 = kT/q$ имеющие смысл тепловых обратных токов переходов в условиях, когда другой диод закорочен.

В формулы (6.1) и (6.2) независимо от типа транзистора ($n-p-n$ или $p-n-p$) напряжения подставляются с плюсом при прямом включении диода и со знаком минус – при обратном.

Достоинством уравнений Эберса-Молла является то, что одна составляющая каждого тока зависит только от напряжения эмиттерного диода, а вторая — только от напряжения коллекторного диода.

Наиболее распространена методика определения параметров модели Эберса-Молла по измерениям зависимостей $I_K = f(U_{КЭ})$ в активном инверсном режиме работы и $I_Э = f(U_{ЭБ})$ в активном нормальном режиме работы транзистора.

6.6.3. Транзистор как линейный четырехполосник

Параметры транзисторов являются величинами, характеризующими их свойства. С помощью параметров можно рассчитывать схемы с применением транзисторов. Все параметры делят на собственные (первичные) и вторичные. Все системы вторичных параметров основаны на том, что транзистор рассматривается как четырехполосник, т.е. прибор, имеющий два входных и два выходных зажима, и на входе которого действует напряжение U_1 и ток I_1 , а на выходе — напряжение U_2 и ток I_2 (рис. 6.8).

Вторичные параметры справедливы только для данного режима транзистора и для малых амплитуд входного сигнала. Основными вторичными параметрами считаются гибридные параметры, обозначаемые буквой h (hybrid).

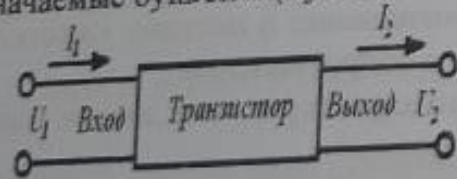


Рис. 6.8. Схема четырехполосника

В отношении четырех параметров U_1, U_2, I_1, I_2 можно написать два уравнения внутренних связей. В качестве независимых (задаваемых) переменных можно выбрать любые две из четырех величин. Этого будет достаточно для полного определения состояния четырехполосника, так как две другие величины могут быть определены из указанных уравнений.

Если транзистор управляется током, то в качестве независимых переменных выбирается входной ток I_1 и выходное напряжение U_2 . Тогда уравнения четырехполосника, т.е. линейная математическая модель транзистора, имеет вид:

$$\left. \begin{aligned} dU_1 &= \frac{\partial U_1}{\partial I_1} dI_1 + \frac{\partial U_1}{\partial U_2} dU_2 \\ dI_2 &= \frac{\partial I_2}{\partial I_1} dI_1 + \frac{\partial I_2}{\partial U_2} dU_2 \end{aligned} \right\}$$

Частные производные перед независимыми переменными для случая гармонических колебаний обозначают символами $h_{11}, h_{12}, h_{21}, h_{22}$ и называют h — параметрами. Параметры имеют различную размерность, и поэтому их система называется гибридной.

Наименование и смысл h — параметров:

1. **Входное сопротивление** (измеряется в Ом):

$$h_{11Э} = \Delta U_{ЭБ} / \Delta I_Б \quad \text{при} \quad U_{КЭ} = \text{const}$$

(6.3)

или входное дифференциальное сопротивление транзистора при коротком замыкании на выходе переменной составляющей напряжения ($dU_2 = 0$, режим «короткого замыкания»). Цифры в индексе означают, что оба приращения относятся к входной цепи, а буква указывает на схему включения с общим эмиттером (ОЭ).

В качестве примера приведем процедуру определения величины $h_{11Э}$. В соответствии с правилом графического дифференцирования для определения значения $h_{11Э}$ в заданной рабочей точке необходимо поступить следующим образом. Рабочая точка задается указанием значений напряжения на коллекторе $U_{КЭ}$ и тока коллектора $I_{КЭ}$. Используя эти данные, выбираем из семейства входных характеристик используемого транзистора заданную характеристику, и определяем значение тока базы в рабочей точке $I_{БЭ} = I_{Б4}$ (рис. 6.9).

На этой же характеристике отмечаем две вспомогательные точки E и D , расположенные симметрично, относительно точки A . Точки E и D выбираются произвольно и как можно дальше от точки A , но так, чтобы дуга DE имела примерно одинаковую

кривизну во всех промежуточных точках, т.е. дуга ДЕ должна выглядеть как дуга окружности.

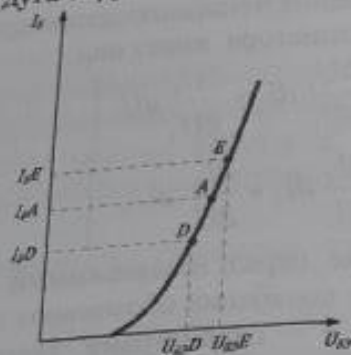


Рис. 6.9. Входная ВАХ БТ в схеме ОЭ

Подставляя соответствующие значения в формулу (6.3), получим значение параметра $h_{11Э}$:

$$h_{11Э} = (U_{бэЕ} - U_{бэD}) / (I_{бЕ} - I_{бD}).$$

2. Коэффициент обратной связи по напряжению (показывает, какая доля выходного переменного напряжения передается на вход транзистора вследствие обратной связи в нем)

$$h_{12Э} = \Delta U_{бэ} / \Delta U_{кэ} \quad \text{при} \quad I_б = \text{const}$$

(6.4),

или коэффициент обратной связи по напряжению при разомкнутом входе для переменной составляющей тока ($dI_1 = 0$, режим «холостого хода»).

3. Коэффициент усиления по току (показывает усиление переменного тока транзистором без нагрузки)

$$h_{21Э} = \Delta I_к // \Delta I_б \quad \text{при} \quad U_{кэ} = \text{const}$$

(6.5),

или дифференциальный коэффициент передачи по току при коротком замыкании на выходе по переменному току ($dU_2 = 0$, режим «короткого замыкания»).

4. Выходная проводимость (измеряется в сименсах)

$$h_{22Э} = \Delta I_к / \Delta U_{кэ} \quad \text{при} \quad I_б = \text{const}$$

(6.6),

или дифференциальная проводимость транзистора при разомкнутом входе для переменной составляющей тока ($dI_1 = 0$, режим «холостого хода»).

В основном БТ применяются для построения схем усилителей, генераторов и преобразователей электрических сигналов в широком диапазоне частот (0 ÷ 10 ГГц) и мощности (0,01 ÷ 100 Вт).

БТ по частоте делятся на следующие группы: низкочастотные - не более 3 МГц; средней частоты - 0,3 ÷ 30 МГц; высокочастотные - 30 ÷ 300 МГц; сверхвысокочастотные - более 300 МГц.

БТ по мощности делятся на следующие группы: маломощные - не более 0,3 Вт; средней мощности - 0,3 ÷ 1,5 Вт; большой мощности - более 1,5 Вт.

Разновидностью БТ являются *лавинные* транзисторы, предназначенные для формирования мощных импульсов наносекундного диапазона

6.6.4. Биполярные СВЧ-транзисторы. Особенности структуры и конструкции транзисторов различного назначения

Применение транзисторов для усиления колебаний на СВЧ частотах весьма желательно, так как по сравнению с другими полупроводниковыми и электровакуумными усилительными приборами они имеют меньший уровень собственных шумов, более высокий КПД и низкое напряжение питания.

Понятие «высокие и сверхвысокие частоты» в отношении электронных приборов является относительным, поскольку оно связано с инерционными свойствами конкретного типа

транзистора, а не с принятым делением на частоты электромагнитных колебаний.

Пусть на входе транзистора, работающего в активном режиме, действует малый сигнал с частотой f . Наиболее важным показателем качества транзистора является граничная частота (частота отсечки) $f_{ГР}$, определяемая как частота, на которой коэффициент усиления по току в схеме ОЭ $h_{21Э} = 1$. Предположим, что ток эмиттера скачком изменяется на малую величину $\Delta I_{Э}$ от постоянного значения. Ток коллектора (выходной ток) не может увеличиться мгновенно, он нарастает последовательно по мере движения носителей от эмиттера к коллектору. Поэтому вводится время задержки коллекторного тока $\tau_{кЭ}$ как интервал времени между моментом нарастания эмиттерного тока и моментом установившегося значения, равного $\alpha \Delta I_{Э}$. Граничная частота связана с этим временем задержки соотношением

$$f_{ГР} = 1 / (2\pi \tau_{кЭ}).$$

Точный расчет времени задержки $\tau_{кЭ}$ можно провести с использованием ЭВМ. Приближенный расчет проводится с учетом этапов последовательного движения электронов от эмиттера к коллектору через базу и коллекторный переход. Следовательно, время задержки равно сумме:

- времени перезарядки барьерной емкости эмиттерного перехода,

- среднего времени пролета электронов через базу и коллекторный переход,

- времени перезарядки барьерной емкости коллекторного перехода.

Поэтому, для повышения граничной частоты транзистора надо уменьшать толщину базы и толщину коллекторного перехода, увеличивать напряженность электрического поля в базе, подвижность носителей в базе и плотность тока.

В настоящее время все СВЧ БТ имеют планарную конструкцию, а большинство из них изготавливают из кремния со структурой *n-p-n*-типа.

Для уменьшения сопротивления базы в мощных транзисторах создают электроды особой конфигурации, при которой эмиттерная область состоит из нескольких участков. Каждый участок имеет небольшую площадь перехода, а суммарная площадь эмиттерного перехода получается такой, какая необходима для протекания большого эмиттерного тока.

Биполярные СВЧ транзисторы делятся на три группы: маломощные (как правило, маломощные), средней и большой мощности.

Маломощные транзисторы используются в основном во входных каскадах приемных устройств. От них требуется минимальное значение коэффициента шума $K_{ш}$ в сочетании с возможно большим усилением по мощности K_P . $K_{ш}$ представляет собой отношение мощности шумов на выходе реального транзистора к мощности шумов, возникающих на выходе нешумящего транзистора в результате усиления теплового шума сопротивления, подключенного ко входу транзистора.

Биполярный транзистор с более высокой граничной частотой $f_{ГР}$ имеет больший K_P и одновременно меньший коэффициент шума. Отсюда вытекает необходимость повышения $f_{ГР}$.

Повышение $f_{ГР}$ достигается путем уменьшения толщины базы до десятых долей микрометра; уменьшения емкости переходов путем уменьшения их площади; уменьшения толщины коллекторного перехода.

Лучшие образцы маломощных транзисторов характеризуются следующими свойствами: в диапазоне частот 4...8 ГГц $K_{ш}=2...4$ дБ, а $K_P=7...4$ дБ.

Транзисторы этого типа имеют в основном кремниевые планарно-эпитаксиальные и планарные структуры.

Транзисторы средней мощности применяются в каскадах предварительного усиления и автогенераторах, основным параметром является коэффициент усиления по мощности K_P .

Мощные СВЧ биполярные транзисторы используются в выходных каскадах передатчиков. Основным параметром мощных выходных транзисторов считаются выходная мощность $P_{ВЫХ}$ и КПД. Повышение $P_{ВЫХ}$ можно достичь путем увеличения рабочего

тока. При больших токах проявляются несколько физических эффектов, главный из которых — эффект вытеснения эмиттерного тока из центральной части к краям эмиттера. Этот эффект состоит в увеличении плотности тока на краях и уменьшении ее в центре эмиттерного перехода. Обычно базовый электрод окружает эмиттер. Вследствие этого ток базы протекает параллельно поверхности эмиттерного перехода и создает падение напряжения на сопротивлении базы. Поэтому прямое напряжение у краев эмиттерного перехода получается больше, чем в центре. Поскольку плотность тока инжекции зависит от напряжения по экспоненциальному закону, разность напряжений на краях и в центре, равная 60 мВ, приводит к различию на порядок в плотности тока. В этом случае площадь эмиттера используется по току неэффективно, в то время как емкость перехода, влияющая на частотные свойства, определяется полной площадью. Поэтому в мощных транзисторах эмиттер выполняется в виде гребенки, вставленной в соответствующую гребенку базового электрода.

Мощные БТ часто имеют встроенные внутри корпуса согласующе-трансформирующие входные LC-цепи. Они трансформируют входное и выходное сопротивления транзистора в сопротивление микрополосковых линий (обычно равное 50 Ом). Это позволяет включать СВЧ-транзисторы непосредственно в микрополосковый тракт без дополнительных согласующих устройств.

Контрольные вопросы к главе 6

1. Что такое биполярный транзистор?
2. Схематическое устройство и условно-графическое обозначение п-р-п транзистора.
3. Схематическое устройство и условно-графическое обозначение р-п-р транзистора.
4. Приведите определение способов включения транзисторов с общей базой, с общим эмиттером, с общим коллектором.
5. Поясните принцип действия БТ.

6. Поясните вид входных характеристик БТ.
7. Поясните вид выходных характеристик БТ.
8. Что такое активный режим работы биполярного транзистора?
9. Что такое коэффициент передачи тока?
10. Что называется коэффициентом передачи тока базы?
11. Система h-параметров биполярного транзистора.

ГЛАВА 7. УСИЛИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА НА БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

7.1. Основные свойства аналоговых усилительных устройств

Передача сообщений от отправителя (источника информации) к получателю происходит в виде *сигнала*, который представляет собой электрический процесс, несущий в себе передаваемое сообщение. Электронные устройства по способу формирования и передачи сигналов управления подразделяются на два класса: аналоговые и цифровые.

Электрический сигнал, представленный в аналоговой (непрерывной) форме, может принимать принципиально любые значения в каком-то диапазоне. Количество значений, которые может принимать сигнал, бесконечно велико. Отсюда название – непрерывная величина. В аналоговом электронном устройстве каждому конкретному значению реальной физической величины на входе датчика соответствует однозначное, вполне определенное значение выбранного электрического параметра постоянного или переменного тока. Это может быть напряжение или ток на участке электрической цепи, его частота или фаза.

В цифровых или дискретных электронных устройствах информация представляется с помощью набора напряжений, каждое из которых соответствует одной из цифр представляемой величины. В отличие от непрерывной величины количество значений дискретной величины всегда будет конечным. Подробная информация о цифровых электронных устройствах приводится в соответствующей главе учебника.

Устройства для обработки непрерывных сигналов имеет меньшее число элементов (каждая величина представляется одним, а не несколькими сигналами). Кроме того, устройства для обработки непрерывных сигналов обладают более высокой «квалификацией». Например, они могут интегрировать сигнал, выполнять любое его функциональное преобразование. Отсюда достоинства аналоговых электронных устройств являются:

теоретически максимально достижимые точность и быстродействие; простота устройства.

Однако аналоговые электронные устройства обладают и недостатками: низкая помехоустойчивость, сильная зависимость свойств устройства от температуры, времени (старение элементов), большие искажения при передаче на значительные расстояния, трудность длительного хранения результата.

7.2. Классификация и основные характеристики усилителей

Усилителем называется электронное устройство, предназначенное для усиления входного электрического сигнала по напряжению, току или мощности за счет преобразования энергии источника питания в энергию выходного сигнала.

Усилители можно условно подразделить на три типа: усилители напряжения, тока и мощности. Условность такого подразделения связана с тем, что любой усилитель в конечном итоге усиливает мощность.

По характеру усиливаемых сигналов различают усилители гармонических и импульсных сигналов. *По диапазону и абсолютному значению усиливаемых частот сигнала* – усилители постоянного тока (полоса частот от нулевой до верхней рабочей точки), переменного тока, высокой частоты, промежуточной и низкой частоты.

Основные показатели усилителей зависят от требований, предъявляемых к ним, и их конкретные значения.

Важнейшими характеристиками усилителя являются: коэффициент усиления, полоса пропускания (диапазон рабочих частот усилителя), входное и выходное сопротивления и др.

Коэффициент усиления – отношение выходного и входного сигналов. В зависимости от типа усиливаемой величины различают коэффициенты усиления:

$$\text{по напряжению} \quad K_U = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}}$$

по току $K_I = \frac{I_{ВЫХ}}{I_{ВХ}}$,

по мощности $K_P = \frac{P_{ВЫХ}}{P_{ВХ}} = K_U K_I$.

При каскадном соединении нескольких усилительных устройств произведение их коэффициентов усиления определяет общий коэффициент усиления системы.

В ряде случаев коэффициенты усиления выражают в логарифмических единицах – децибелах (дБ). Тогда коэффициент усиления по мощности

$$K_P [\text{дБ}] = 10 \lg (P_{ВЫХ}/P_{ВХ}).$$

Поскольку мощность пропорциональна квадрату тока или напряжения, для коэффициентов усиления по току и напряжению соответствующие коэффициенты запишутся следующим образом

$$K_I [\text{дБ}] = 20 \lg (I_{ВЫХ}/I_{ВХ});$$

$$K_U [\text{дБ}] = 20 \lg (U_{ВЫХ}/U_{ВХ}).$$

Рабочий диапазон частот (полоса пропускания усилителя) – полоса частот от нижней рабочей частоты f_n до высшей рабочей частоты f_v , в пределах которой коэффициент усиления не снижается ниже значения $1/\sqrt{2}$ от своего максимального значения K_{max} .

Если коэффициент усиления измеряется в децибелах, то значениям граничных частот усиления f_n и f_v соответствует уменьшение коэффициента усиления на 3 дБ.

Входное и выходное сопротивления являются важнейшими параметрами усилителей. Их значения всегда учитываются при согласовании усилителя, как с источником входного сигнала, так и с нагрузкой. Если учитывать только активные составляющие входного и выходного сопротивлений, то они определяются следующим образом:

$$R_{\text{вх}} = (U_1/I_1)_{R_{\text{н}} = \text{const}},$$

$$R_{\text{вых}} = (U_{\text{вых}} - U_{\text{выхк}})/I_{\text{вых}} = U_{2\text{х}}/I_{2\text{к}},$$

где $U_{2\text{х}}$ – напряжение холостого хода на выходе усилителя (сопротивление нагрузки $R_{\text{н}} = \infty$); $I_{2\text{к}}$ – ток короткого замыкания ($R_{\text{н}} = 0$).

7.3. Усилительный каскад по схеме с общим эмиттером

Усилители электрических сигналов в основном выполняют на биполярных или полевых транзисторах, а также на электронных лампах и приборах, имеющих на вольт-амперной характеристике участок с отрицательным дифференциальным сопротивлением, например, туннельные диоды. В любом усилителе принцип усиления один и тот же. Усиливаемый сигнал подается на вход усилителя и осуществляет управление процессом преобразования этой энергии. В результате выходной сигнал является функцией входного сигнала. Мощность выходного сигнала за счет энергии источника питания во много раз больше мощности усиленного сигнала. Мощность усиленных сигналов выделяется в нагрузку, которую включают в выходную цепь усилителя. Пассивные элементы усилителя служат для обеспечения нужного режима работы активного элемента и других целей.

В общем случае необходимость применения усилительных устройств возникает при условии, когда мощность источника сигнала недостаточна для нормального функционирования исполнительного устройства. Любое исполнительное устройство называется нагрузкой и обозначается на схемах через $R_{\text{н}}$. Нагрузкой могут быть громкоговорители, вход последующего усилительного устройства и т.д.

Источник входного сигнала, или датчик, производит первичное преобразование различных неэлектрических величин в электрический сигнал. Источником входных сигналов являются микрофон, детектор, фотоприемник, выход предыдущего усилительного устройства и т.д.

На рис. 7.1 представлена принципиальная схема усилителя на биполярном транзисторе в схеме включения с общим эмиттером (ОЭ).

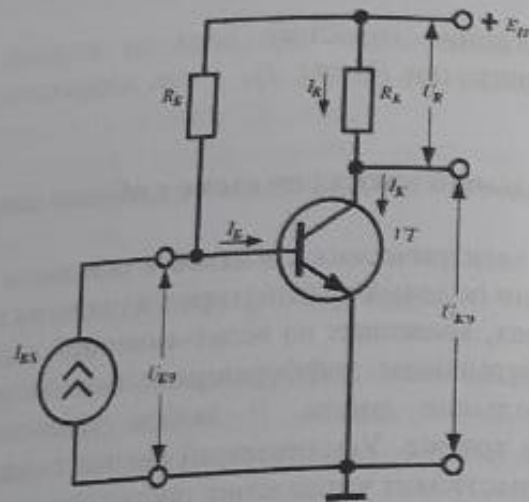


Рис. 7.1. Схема усилительного каскада на биполярном транзисторе в схеме включения с общим эмиттером (ОЭ)

В каскадах с транзисторами применяют обычно питание от одного источника питания. Этот источник обозначен через E_{Π} . Для установления нужного режима работы транзистора необходимо, чтобы между эмиттером и базой было постоянное напряжение в десятки доли вольта. Оно называется напряжением смещения базы. Для этого необходимо подать некоторое напряжение смещения от источника питания коллекторной цепи. Это делают с помощью резистора или делителя.

В нашей схеме постоянный ток базы $I_{Б0}$ проходит через резистор $R_{Б}$, на котором падает почти все напряжение E_{Π} . В режиме покоя (входной сигнал отсутствует) напряжение смещения на базе

$$U_{БЭ0} = E_{\Pi} - I_{Б0} R_{Б}, \quad (7.1)$$

где ток $I_{Б0}$ определяют по входной статической характеристике транзистора, исходя из требуемого положения начальной рабочей точки. Из (7.1) можно определить сопротивление резистора:

$$R_{Б} = (E_{\Pi} - U_{БЭ0}) / I_{Б0}. \quad (7.2)$$

Обычно $U_{БЭ0} \ll E_{\Pi}$, поэтому $R_{Б} \approx E_{\Pi} / I_{Б0}$. Значения $R_{Б}$ обычно составляют десятки килоом.

7.3.1. Графоаналитический расчет усилительного каскада на БТ (режим большого сигнала)

В режиме большого сигнала, переменные составляющие токов и напряжений соизмеримы с постоянными составляющими сигналов. Поэтому на свойства усилителя начинают сильно влиять связь параметров транзистора с режимами его работы и нелинейность основных характеристик. В связи с этим расчет усилителя не проводится с использованием малосигнальных моделей транзисторов, а графическим или графоаналитическим методом непосредственно по экспериментально определенным характеристикам конкретных транзисторов. Эти методы более точны, так как учитывают нелинейные свойства транзистора. Графоаналитический метод основан на построении передаточных характеристик. Рассмотрим графоаналитический расчет усилительного каскада, схема которого приведена на рис. 7.1.

БТ включен по схеме с ОЭ. Резистор $R_{Б}$ задает значение тока базы в режиме покоя (рабочая точка), т.е. задает класс усиления усилителя. Сопротивление $R_{К}$ (будем далее его называть нагрузкой) включено последовательно с промежутком коллектор-эмиттер транзистора и источником напряжения E_{Π} . Поэтому значения напряжений на нагрузке U_{R} и $U_{КЭ}$ жестко связаны соотношением:

$$U_{КЭ} + U_{R} = E_{\Pi}. \quad (7.3)$$

Очевидно, что в данной схеме ток через резистор I_R равен току коллектора I_K . Следовательно, ток коллектора должен удовлетворять системе уравнений:

$$I_K = f_1(U_{KЭ}); \quad (7.4)$$

$$I_K = f_2(U_R), \quad (7.5)$$

где $f_1(U_{KЭ})$ – функция, описывающая выходную характеристику транзистора при заданном токе базы I_B , а функция $f_2(U_R)$ представляет собой ВАХ резистора R_K , т.е. уравнение закона Ома.

Для расчета коэффициентов усиления каскада и других его параметров необходимо найти значение тока коллектора (выходного тока усилителя) и напряжения коллектора (выходное напряжение $U_{KЭ}$) по заданному значению входного тока (напряжения). Проведем расчет методом графического решения системы уравнений (7.4) и (7.5).

Уравнению (7.5) соответствует график выходных характеристик используемого транзистора (рис. 7.2).

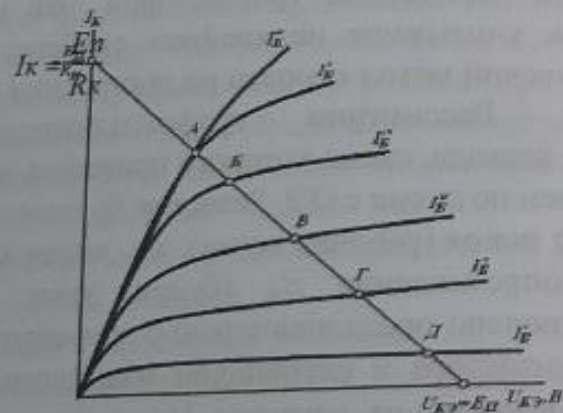


Рис. 7.2. Выходная ВАХ БТ и нагрузочная прямая

Наклонная прямая линия – график уравнения (7.3). Ее называют нагрузочной прямой. Нагрузочная прямая отсекает в системе координат $(I_K, U_{KЭ})$ отрезки на оси токов при $U_{KЭ}=0$ $I_K = E_{П}/R_K$, а на оси напряжений при $I_K=0$ $U_{KЭ}=E_{П}$. Точки

пересечения нагрузочной прямой с выходными характеристиками транзистора соответствуют решениям системы (7.4) и (7.5) и позволяют построить две необходимые статические передаточные характеристики усилителя: прямой передачи тока $I_K = \varphi_1(I_B)$ (рис. 7.3, а) и передачи напряжения $U_{KЭ} = \varphi_2(I_B)$ (рис. 7.3, б).

Передаточная функция и схема замещения

Передаточная функция и схема замещения являются основой для расчета транзисторного каскада по заданным его техническим характеристикам.

Статические передаточные характеристики усилителя дают наглядное представление об его основных свойствах и позволяют рассчитать как коэффициенты усиления, так и входное сопротивление. По этим характеристикам легко определить области линейного (ОБ), нелинейного (БА) усиления и область режима насыщения (правее точки А на рис. 7.3, а).

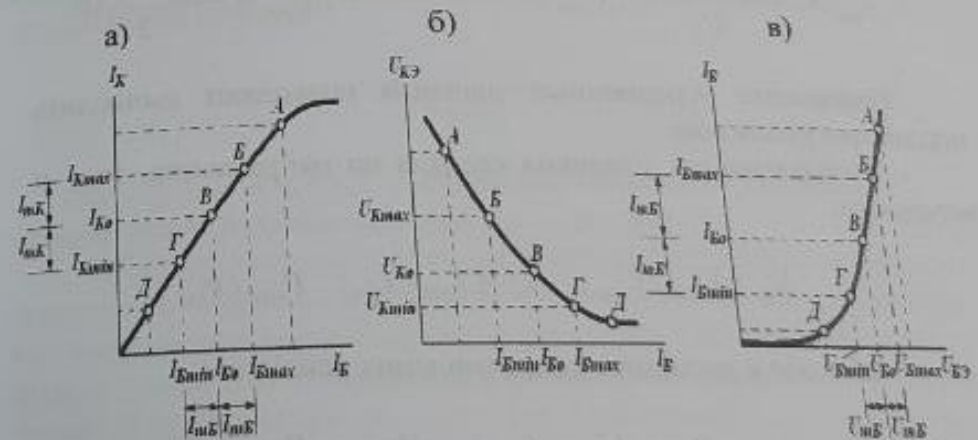


Рис. 7.3. Статические передаточные характеристики усилителя: прямой передачи тока $I_K = \varphi_1(I_B)$ (а), передачи напряжения $U_{KЭ} = \varphi_2(I_B)$ (б)

Статическая входная характеристика усилителя также отличается от статических входных характеристик транзистора, которые смещаются при изменении $U_{KЭ}$ параллельно самим себе.

Однако, при $U_{КЭ} > 0$ смещение незначительно и в практических расчетах в качестве входной характеристики усилителя используют входную характеристику транзистора, соответствующую среднему значению $U_{КЭ}$ на рабочем участке (рис. 7.3, в).

Значения выходного тока $I_{К0}$ и выходного напряжения $U_{КЭ0}$ в режиме покоя при заданном $I_{Б0}$ находятся по характеристикам прямой передачи тока (рис. 7.3, а) и прямой передачи напряжения (рис. 7.3, б) соответственно. При заданном значении изменения базового тока соответствующая рабочая точка будет перемещаться вверх и вниз с частотой ω по передаточным характеристикам. При этом амплитуда переменной составляющей выходного коллекторного тока составит $\pm I_{Км}$, а амплитуда переменной составляющей выходного напряжения $\pm U_{Км}$.

Усредненные значения $I_{Км}$, $U_{Км}$ и $U_{Бм}$ определяются по формулам:

$$I_{Км} = \frac{I_{К\max} - I_{К\min}}{2}; U_{Км} = \frac{U_{К\max} - U_{К\min}}{2}; U_{Бм} = \frac{U_{Б\max} - U_{Б\min}}{2}$$

Найденные усредненные значения позволяют вычислить параметры усилителя:
- коэффициенты усиления каскада по напряжению, току и мощности:

$$K_U = U_{Км} / U_{Бм}; K_I = I_{Км} / I_{Бм}; P_{ВЫХ} / P_{ВХ};$$

- входное и выходное сопротивления усилителя:

$$R_{ВХ} = U_{Бм} / I_{Бм}; R_{ВЫХ} \approx R_K.$$

7.3.2. Классы усиления усилительных каскадов

Входной сигнал, подлежащий усилению, может быть синусоидальным или импульсным. Импульсом называют кратковременное отклонение напряжения или тока от некоторого установившегося значения U_0 и I_0 соответственно. Поскольку

транзистор является нелинейным элементом, возможны искажения сигнала. Форма выходного сигнала может совпадать с формой входного сигнала (нет искажения сигнала) или не совпадать (есть искажения сигнала). Искажение сигнала зависит от его амплитуды, а также выбора точки (режима) покоя усилителя.

Режимом покоя называют такое состояние усилителя, когда входное напряжение $U_{ВХ}$ и напряжение питания $E_{П}$ постоянны. Очевидно, что в режиме покоя будут постоянны и токи транзисторов.

При заданной форме входного сигнала от выбора режима покоя зависит не только величина искажений, но и коэффициент полезного действия (КПД) усилителя. Дело в том, что вне зависимости от наличия или отсутствия входного сигнала в транзисторах расходуется энергия источника питания и рассеивается соответствующая мощность. КПД определяется как отношение мощности выходного сигнала к мощности, отбираемой от источника питания:

$$\eta = \frac{\frac{1}{2} U_{ВЫХ.м} I_{ВЫХ.м}}{E_{П} I_{СР}}, \quad (7.6)$$

где $I_{ВЫХ.м}$, $U_{ВЫХ.м}$ – амплитуды выходных величин, $E_{П}$ – напряжение источника питания, $I_{СР}$ – средний ток.

КПД нелинейных искажений усилительных каскадов можно оценить на основе их статических передаточных характеристик, т.е. зависимости установившихся значений тока (напряжения) на выходе усилителя от заданных значений тока (напряжения) на его входе. В зависимости от того, как расположена рабочая точка, различают несколько режимов работы или *классов усиления А, В, АВ и др.* Эти классы различаются максимальными значениями КПД и величинами нелинейных искажений.

Класс усиления А. В режиме усиления класса А рабочая точка в режиме покоя расположена в середине квазилинейного участка передаточной характеристики (рис. 7.4, а и б).

Транзистор работает в активном режиме и ток в выходной цепи транзистора протекает в течение всего периода изменения

напряжения входного сигнала. Нелинейные искажения минимальны ($K_f \leq 1\%$), так как обе полувольты входного сигнала находятся в пределах квазилинейного участка передаточной характеристики. Из-за большого тока покоя значения КПД в этом режиме низкий, и согласно формуле (7.6) менее 50%. В связи с малым значением η режим усиления класса А используют лишь в маломощных входных каскадах, для которых важен малый коэффициент K_f , а значение η не играет решающей роли.

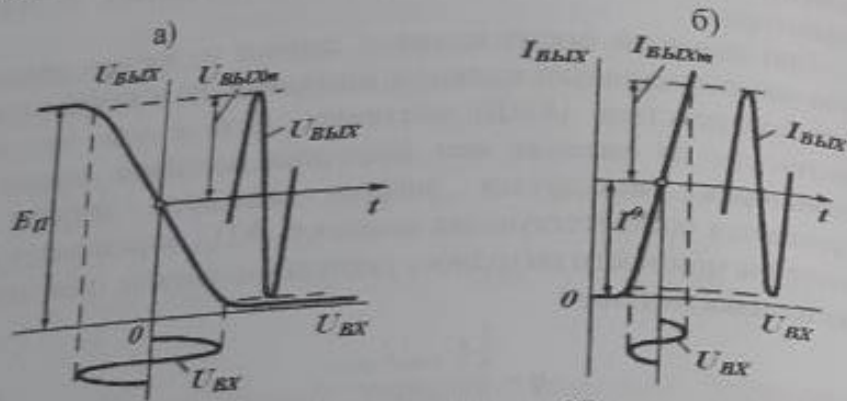


Рис. 7.4. Передаточная (а) и проходная (б) характеристики усилителя класса А

Класс усиления В. В этом режиме рабочая точка расположена на границе квазилинейного участка, которая соответствует запертому состоянию транзистора, когда он находится в режиме отсечки (рис. 7.5, а и б). Ток в выходной цепи транзистора протекает только в течение полупериода изменения напряжения входного сигнала. Поэтому выходное напряжение оказывается существенно несинусоидальным.

Расчеты показывают, что K_f в классе усиления В независимо от амплитуды сигнала составляет около 70%, а КПД каскада можно довести до 0,7. Поэтому класс усиления В предпочтительнее для использования в усилителях средней и большой мощности.

Для усиления как положительной, так и отрицательной полувольты входного сигнала применяют двухтактную схему, состоящую из двух усилителей, каждый из которых работает в классе усиления В. Один из них усиливает положительную полувольту, а другой — отрицательную. Пример реализации двухтактной схемы приведен в одном из последующих разделов. Большие искажения усиленного сигнала являются причиной того, что класс усиления В практически не используется в усилителях.

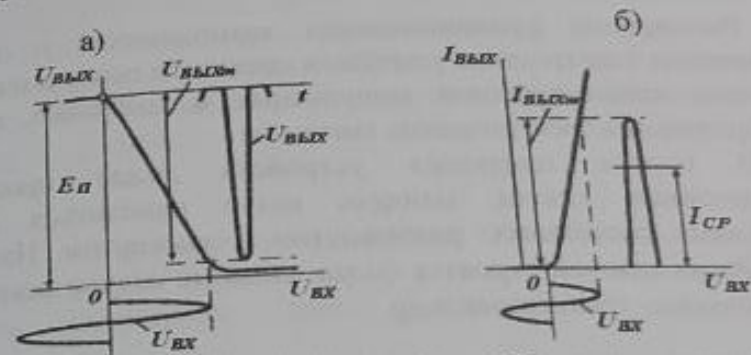


Рис. 7.5. Передаточная (а) и проходная (б) характеристики усилителя класса В

Класс усиления АВ. В режиме усиления класса АВ рабочая точка лежит не на границе отсечки, а в области прямых смещений эмиттерного перехода, но при токах, значительно меньших, чем в классе А. Особенности схемотехнического построения подобных каскадов будут рассмотрены в соответствующем разделе.

В микроэлектронике класс А используется редко из-за низкого КПД, а наиболее популярны двухтактные усилители классов В и АВ. Подробнее особенности этих классов усиления рассматриваются в последующих разделах.

Класс усиления D. Он используется в импульсных усилителях мощности. Класс D называют также ключевым режимом. Транзистор в этом режиме работы может находиться только в состоянии «включено» (режим насыщения биполярного транзистора) или «выключено» (режим отсечки биполярного

транзистора). Поэтому КПД такого усилительного каскада близок к единице.

Выходное напряжение усилителя, работающего в режиме класса D, всегда имеет форму прямоугольного импульса, а усиление входного сигнала происходит либо за счет изменения его длительности, либо фазы.

7.4. Импульсные усилители мощности

Расширение функциональных возможностей и областей применения электронных устройств связано, в первую очередь, с широким использованием импульсных и цифровых методов преобразования электрических сигналов.

В основе цифровых устройств лежат простейшие транзисторные ключи, которые могут находиться в двух устойчивых состояниях: разомкнутом и замкнутом. На основе простейших ключей строятся более сложные схемы: логические, бистабильные, триггерные и др.

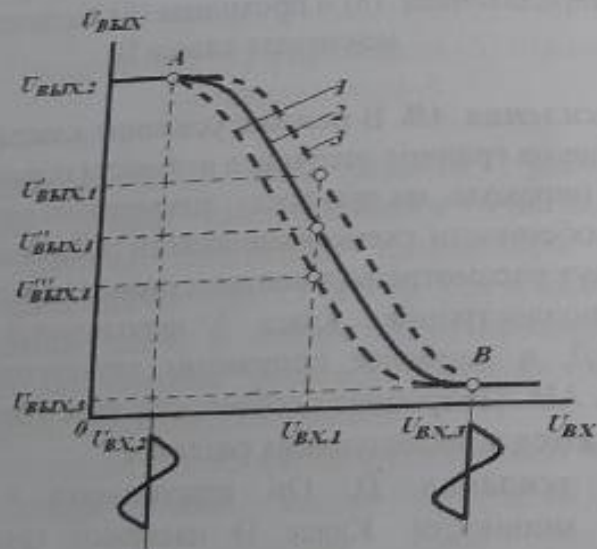


Рис. 7.6. Передаточные характеристики инвертирующих электронных схем.

Как аналоговые, так и цифровые схемы могут быть инвертирующими или неинвертирующими. В *инвертирующих*

схемах низким входным напряжениям соответствуют высокие выходные напряжения, а в *неинвертирующих* — низким входным соответствуют низкие выходные напряжения.

В *транзисторных ключах* входные и выходные сигналы (напряжение) принимают только два значения: либо $U_{ВХ2}$ и $U_{ВЫХ2}$, либо $U_{ВХ1}$ и $U_{ВЫХ1}$. Как видно из рисунка, при любой форме передаточной характеристики между точками А и В, выходные сигналы остаются практически неизменными. Следовательно, схемы на их основе малочувствительны к ключи и цифровые схемы на их основе малочувствительны к разбросу параметров, их температурному и временному изменению, а также к шумам и помехам.

На рис. 7.6 показаны типичные передаточные характеристики инвертирующих схем.

Контрольные вопросы к главе 7

1. Что представляет собой аналоговый электрический сигнал?
2. Какое электронное устройство называется усилителем?
3. Условия применения усилительных устройств.
4. Важнейшие характеристики усилителя.
5. Графоаналитический расчет усилительного каскада на БТ?
6. Классы усиления усилительных каскадов.
7. Почему простейшие транзисторные ключи лежат в основе цифровых устройств?

ГЛАВА 8. ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

8.1. Общие сведения

Полевыми транзисторами (ПТ) называются полупроводниковые приборы, принцип работы которых основан на модуляции сопротивления токопроводящего канала под воздействием электрического поля, поперечного и продольного к направлению тока.

Понятие *полевые транзисторы* объединяет новый класс полупроводниковых приборов, которые по физическим эффектам, лежащих в основе управления носителями заряда, можно разделить на две группы:

- 1) с управляющим $p-n$ -переходом и барьером Шотки;
- 2) с изолированным затвором (МОП, МДП-транзисторы).

В транзисторе с управляющим переходом управление током осуществляется за счет изменения проводимости рабочей области (канала) в полупроводнике под действием напряжения, приложенного к обратному смещенному управляющему $p-n$ -переходу, граничащему с областью канала.

В МОП-транзисторе проводимость поверхностного канала в полупроводнике изменяется под действием напряжения, приложенного к металлическому электроду, изолированному от полупроводника тонким слоем окисла.

Во всех типах ПТ ток создается в результате дрейфового движения свободных носителей заряда, вызванного продольным электрическим полем. Проводящий слой, в котором создается рабочий ток ПТ, называют *каналом*. Электрод, от которого носители уходят в канал, называют *истоком*, а электрод, через который эти носители уходят из канала называют *стоком*. Исток, канал и сток имеют одинаковый тип электропроводности (n или p). Управляющее поперечное поле создается с помощью электрода, называемого *затвором*.

Типы полевых транзисторов

1. МДП транзисторы подразделяются на транзисторы со встроенным каналом и индуцированным каналом.

2. ПТ с барьером Шотки, в которых затвором является контакт металла с полупроводником.

3. ПТ с управляющим $p-n$ -переходом, в которых в качестве затвора используется полупроводник с противоположным типом проводимости по отношению к каналу. В результате между ними образуется $p-n$ -переход, который в рабочем режиме имеет обратное включение. Напряжение на затворе изменяет толщину обедненного слоя управляющего $p-n$ -перехода и тем самым поперечное сечение проводящей части канала, число носителей заряда в нем и, следовательно, ток в канале.

Применение полевых транзисторов

МДП – транзисторы являются основными элементами интегральных микросхем, особенно в сверхбольших (СБИС); микропроцессорах, микроконтроллерах, запоминающих устройствах большой информационной емкости, электронных часах, устройствах медицинской электроники и др.

Мощные МДП – транзисторы находят широкое применение в переключающих схемах. Транзисторы с управляющим переходом металл – полупроводник на арсениде галлия используются для создания сверхскоростных цифровых ИМС и в СВЧ – устройствах. Транзисторы с управляющим $p-n$ -переходом на кремнии используются в основном как низкочастотные дискретные приборы.

8.2. Транзисторы с управляющим $p-n$ -переходом

Устройство и принцип действия. На рис. 8.1 приведена структура разреза ПТ с управляющим $p-n$ -переходом с каналом n – типа (а), условные графические обозначения (б).

Транзистор с управляющим $p-n$ -переходом представляет собой подложку (пластину из монокристалла полупроводникового материала), имеющую электропроводность p -типа (рис.8.1). На

подложке создается эпитаксиальный слой n -типа. Методом диффузии формируются области затвора p^+ -типа, а методом металлизации – области истока (И) и стока (С), имеющие соответствующие выводы. Каналом является слой n -типа, заключенный между областью затвора и подложкой. Области p^+ и n образуют управляющий p - n -переход. От области p^+ -типа сделан третий вывод – затвор. При работе транзистора внешние напряжения прикладываются так, что между электродами стока и истока протекает электрический ток, а напряжение, приложенное к затвору, смещает электрический переход в обратном направлении. Для этого при работе транзистора напряжение $U_{зи}$ должно быть отрицательным. Это обусловлено тем, что при изменении напряжений $U_{зи}$ изменяется толщина обедненного слоя, а значит, толщина проводящей части канала, его электрическое сопротивление, а вместе с ним и ток стока.

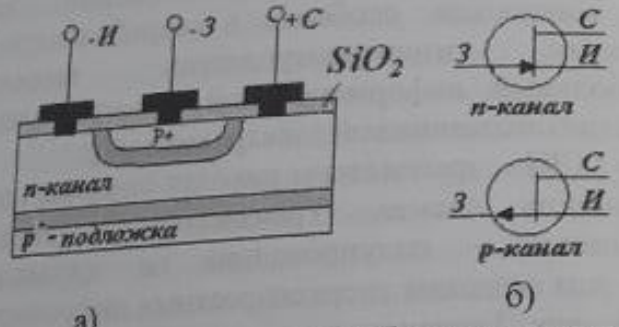


Рис. 8.1. Разрез структуры ПТ с управляющим p - n -переходом с каналом n -типа (а), условные графические обозначения (б)

На сток относительно истока подается положительное напряжение. С помощью напряжения на подложке можно также изменять параметры транзистора. Иногда подложка используется как второй затвор.

Важнейшие параметры транзистора – длина канала L , равная длине затвора, технологическая толщина канала d_0 , равная расстоянию между металлургическими границами двух p - n -

переходов, и ширина канала – размер в направлении, перпендикулярном чертежу.
Толщина проводящего канала равна расстоянию между обедненными слоями обоих p - n -переходов: $d = d_0 - \Delta_0$.

8.2.1. Схемы включения полевого транзистора

На рис.8.2 приведены схемы включения ПТ: с общим истоком (ОИ) (а), с общим стоком (ОС) (б) и с общим затвором (ОЗ) (в). Основной схемой включения является схема с ОИ.

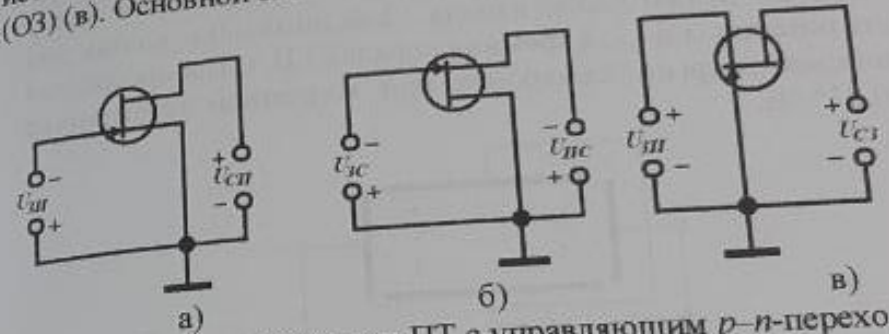


Рис. 8.2. Схемы включения ПТ с управляющим p - n -переходом с каналом n -типа: с общим истоком (ОИ) (а), с общим стоком (ОС) (б), с общим затвором (ОЗ) (в)

Рассмотрим принцип действия транзистора в схеме включения с общим истоком, структура которого приведена на рис.8.3. Полярность напряжений на рисунке соответствует транзистору с каналом n -типа. Исток обычно заземлен и относительно него измеряют напряжения на стоке и затворе.

Управляемый междуэлектродный промежуток исток-сток представляет собой узкий проводящий канал, сформированный в тонком слое однородного n -полупроводника, заключенного между двумя p^+ - полупроводниковыми слоями. Каждая p^+ - область образует затвор. С двух концов канала сделаны два вывода – электроды стока и истока. От p^+ - слоев сделан третий вывод – затвор. Внешние напряжения прикладывают так, что между электродами стока и истока протекает электрический ток, а напряжение, приложенное к затвору, смещает электрический p - n -

переход (в предложенной конструкции их два) в обратном направлении. Сопротивление канала зависит от напряжения на затворе. Это обусловлено тем, что размеры перехода увеличиваются с ростом приложенного к нему обратного напряжения, а размеры канала соответственно уменьшаются, что приводит к росту электрического сопротивления канала.

Ознакомимся более подробно физические процессы, происходящие в транзисторах этого типа. Величина потенциального барьера $p-n$ -перехода такова, что подавляющая масса электронов в канале не способна его преодолеть и может перемещаться только вдоль канала. Действительно, контактная разность потенциалов U_K в кремнии порядка 1 В, тогда как средняя кинетическая энергия электронов при комнатной температуре равна 0,025 эВ.

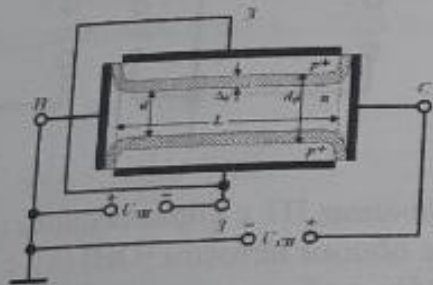


Рис.8.3. Структура и схема включения планарного ПТ с управляющим $p-n$ -переходом с каналом n -типа

При обратном включении перехода высота барьера лишь возрастает. При изменении напряжений $U_{зи}$ и $U_{си}$ изменяется толщина обедненного слоя, а значит, толщина проводящей части канала, его проводимость и ток стока. Интересно проследить за процессом изменения поперечного сечения канала при различных значениях $U_{зи}$ и $U_{си}$. Рис.8.4 поясняет принцип действия транзистора этого типа.

В отсутствии внешних напряжений, т.е. в состоянии равновесия ($U_{зи}=0, U_{си}=0$), площадь поперечного сечения канала под затворами одинакова по всей длине канала, ток через канал не течет ($I_c=0$). Толщины обедненных слоев $p-n$ -переходов, ограничивающих проводящий канал, в этом случае имеют

минимальные величины, определяемые контактной разностью потенциалов между областями n - и p -типов проводимости (рис.8.4,а).

Когда напряжение $U_{зи}$ ($U_{си}=0$) достигает значения, которое называют напряжением отсечки $U_{зи.отс}$, толщина канала становится равной нулю (рис.8.4,б). Слой p -полупроводника по всей своей длине оказывается занятым пространственным зарядом неподвижных положительных ионов доноров и практически полностью лишается свободных носителей заряда. Проводимость канала падает до нуля.

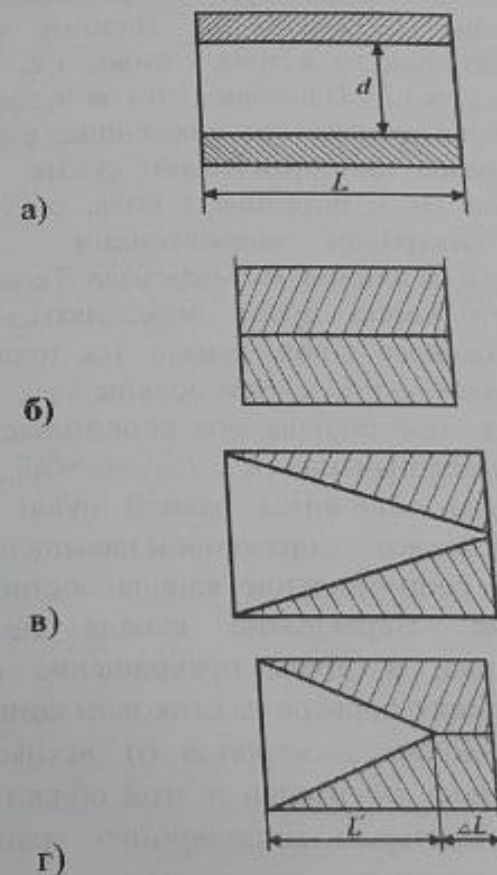


Рис.8.4. Профиль канала в состоянии: равновесия ($U_{зи}=0, U_{си}=0$) (а); отсечки ($U_{си}=0, U_{зи}=U_{зи.отс}$) (б); насыщения ($U_{си}=U_{си.нас}$) (в), при $U_{си} > U_{си.нас}$ (г)

Это означает, что при $U_{зи} = U_{зи.отс}$ на границах исток-опустошенный канал, опустошенный канал-сток должны образоваться электрические переходы со скачком потенциала равного $U_K = (kT/q) \ln(n_n/n_p)$. Таким образом, при $U_{зи} = U_{зи.отс}$ не только проводимость канала падает практически до нуля, но, что более важно, теперь ни один электрон не в состоянии войти в канал из истока вследствие образования потенциального барьера. Исток отсекается от канала.

Рассмотрим теперь более общий случай, когда $U_{си} > 0$ (рабочий режим). В канале появится продольное электрическое поле, и потенциал вдоль канала будет возрастать от значения $(U_K + U_{зи})$ до значения $(U_K + U_{зи} + U_{си})$. Поэтому через канал начнется дрейф электронов от истока к стоку, т.е. через канал будет протекать ток стока I_C . Напомним, что за нулевой уровень потенциала принят потенциал затвора, а потенциал в любой точке n -полупроводника равен алгебраической сумме контактной разности потенциалов U_K и потенциала поля, обусловленного приложенными к электродам напряжениями. Включение источника $U_{си}$ влияет и на ширину p - n -перехода. Теперь толщина канала у истокового конца будет определяться заданным значением $U_{зи}$, у стокового конца канала эта толщина будет определяться значением $U_{зи} + U_{си}$. Чем больше $U_{си}$, тем больше клиновидность канала, тем больше его сопротивление. Когда напряжение $U_{си}$ достигает значения $U_{си} = U_{зи.отс} = U_{си.нас}$ толщина стокового конца канала становится равной нулю (рис.8.4,в). Напряжение $U_{си.нас}$ называют напряжением насыщения.

При $U_{си} = U_{си.нас}$ сопротивление канала достигает своего наибольшего значения. Перекрытие канала не означает прекращение тока стока, а лишь прекращение его роста. Образование потенциального барьера на стоковом конце никак не сказывается на прохождении электронов от истока к стоку, поскольку явление переноса носителей в этой области подобны инжекции носителей эмиттером биполярного транзистора в обедненную область обратно смещенного коллекторного перехода.

Очевидно, что при $U_{си} > U_{си.нас}$ точка перекрытия канала смещается от стока в направлении к истоку и длина канала уменьшается на величину ΔL (рис.8.4,г). Эта особенность называется эффектом модуляции длины канала.

Начиная с момента перекрытия канала, ток стока достигает своего наибольшего значения и далее с ростом $U_{си}$ не должен изменяться. Однако с ростом $U_{си}$ длина канала несколько уменьшается, а это означает уменьшение сопротивления канала и возрастание тока стока.

8.2.2. Статическая стоковая характеристика ПТ

Семейство статических стоковых характеристик с затвором на p - n -переходе представлено на рис.8.5. Статическая стоковая характеристика – это зависимость тока стока I_C от напряжения сток – исток $U_{си}$ при заданном постоянном напряжении затвор – исток $U_{зи}$, т.е. $I_C = f(U_{си})$ при $U_{зи} = \text{const}$. Увеличение напряжения $U_{си}$ в интервале от 0 до $U_{си.нас}$ вызывает два эффекта, диаметрально противоположно влияющих на значение тока канала.

С одной стороны, с ростом $U_{си}$ растет дрейфовая скорость электронов в канале, а сила тока линейно зависит от скорости дрейфа. С другой стороны, увеличение $U_{си}$ вызывает рост клиновидности, т.е. сопротивления канала.

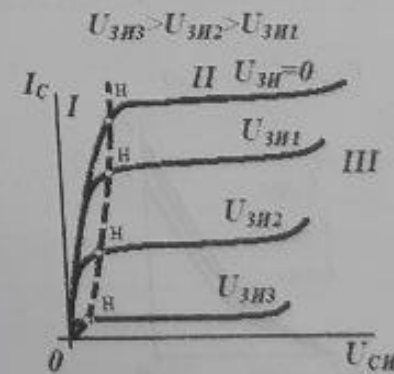


Рис.8.5. Семейство статических стоковых ВАХ ПТ с затвором на p - n -переходе

При фиксированном напряжении $U_{зи}$ ток канала сначала линейно увеличивается с ростом напряжения $U_{си}$, затем скорость роста уменьшается и при некотором напряжении $U_{си}$ рост прекращается. Это происходит при значении $U_{си}$ соответствующем смыканию канала около стока. Штриховая линия соответствует началу насыщения тока при различных значениях параметра $U_{зи}$. Дело в том, что при совместном действии напряжений затвора и стока перекрытие канала (насыщение тока стока) наступает при различных напряжениях на стоке: чем больше запирающее напряжение $U_{зи}$, тем меньше напряжение на стоке, соответствующее перекрытию канала.

Таким образом, на семействе стоковых характеристик можно выделить три области:

- ❖ линейную область I (изменение тока стока пропорционально изменению напряжения на стоке);
- ❖ область насыщения II (ток стока слабо зависит от напряжения на стоке);
- ❖ область пробоя III (ток стока резко возрастает при малых изменениях напряжения на стоке).

8.2.3. Статическая сток - затворная характеристика ПТ

Статическая сток - затворная или проходная характеристика - это зависимость тока стока от напряжения затвор-исток при постоянном напряжении сток-исток. Практически сток - затворная

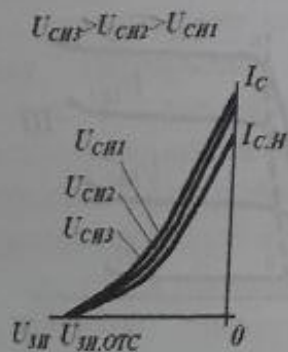


Рис. 8.6. Семейство статических сток - затворных ВАХ ПТ с затвором на p - n -переходе

характеристика в режиме насыщения оказывается пропорциональной параболе вида:

$$I_c = C(U_{зи.отс} - U_{зи})^2, \quad (8.1)$$

а в режиме плавного канала, т.е. при $U_{си} < U_{си.нас}$ эта характеристика линейна, так как она относится к однородному каналу, когда в нем нет перекрытия.

8.2.4. Дифференциальные параметры полевых транзисторов (для всех типов)

Как активный элемент цепи переменного тока полевой транзистор может быть охарактеризован двумя следующими основными параметрами.

Крутизна S сток - затворной характеристики, которая определяется по формуле

$$S = \Delta I_c / \Delta U_{зи} \quad \text{при } U_{си} = \text{const.} \quad (8.2)$$

Крутизна характеризует управляющее действие затвора. Например, $S = 3$ мА/В означает, что изменение напряжения затвора на 1 В создает изменение тока стока на 3 мА.

Второй параметр - **дифференциальное (внутреннее) сопротивление R_i** , которое выражается формулой

$$R_i = \Delta U_{си} / \Delta I_c \quad \text{при } U_{зи} = \text{const.} \quad (8.3)$$

Этот параметр представляет собой сопротивление транзистора между стоком и истоком (сопротивление канала) для переменного тока. На пологих участках выходных характеристик значение R_i достигает сотен килоом и оказывается во много раз больше сопротивления транзистора постоянному току R_0 .

Иногда пользуются еще третьим параметром - **коэффициентом усиления по напряжению**, который определяется по формуле

$$\mu = \Delta U_{си} / \Delta U_{зи} \quad \text{при } I_c = \text{const.} \quad (8.4)$$

Этот параметр показывает во сколько раз сильнее действует на ток стока изменение напряжения затвора по сравнению с изменением напряжения стока.

8.3. МДП-транзистор с индуцированным каналом

8.3.1. Устройство и принцип действия

МДП транзистор с индуцированным каналом является одним из самых распространенных видов современных полупроводниковых приборов.

Структура МДП-транзистора с индуцированным n -каналом показана на рис. 8.7 (а), а условные обозначения на рис. 8.7 (б).

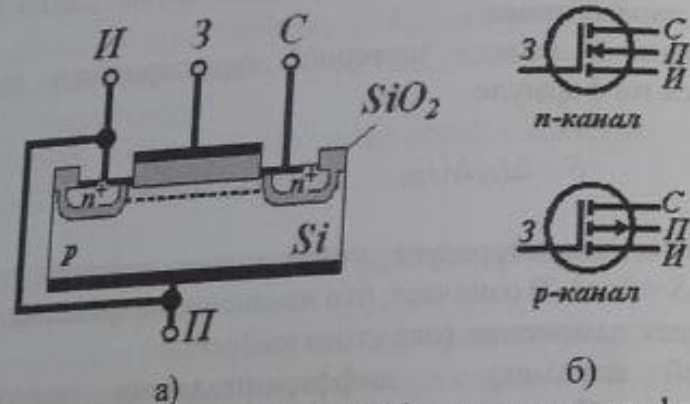


Рис. 8.7. Принцип устройства (а) и условное графическое обозначение МДП-транзистора с индуцированным каналом n - и p -типа (б).

Основу транзистора с изолированным затвором составляет *подложка*, выполненная из полупроводника n - или p -типа. В подложке создаются две области с противоположным типом проводимости.

Эти области вместе с подсоединенными к ним электродами называются *истоком* И и *стоком* С.

Верхняя поверхность подложки покрыта тонким слоем диэлектрика, обладающего необходимыми электрофизическими параметрами. Но наибольшее практическое применение нашли

два типа: диэлектрик на основе окисла кремния и двухслойный диэлектрик на основе окисла кремния и нитрида кремния. Транзисторы с диэлектриком на основе окислов кремния принято называть МОП-транзисторами (металл-окисел-полупроводник). При использовании слоистых диэлектриков транзисторы называют МДП-транзисторами (металл-диэлектрик-полупроводник). На слой диэлектрика наносится металлический электрод, называемый *затвором* З.

На границах истока и стока с подложкой p -типа образуются два перехода. При подаче напряжения $U_{СИ}$ любой полярности один из переходов окажется включенным в обратном направлении и ток стока практически равен нулю. Для появления тока между истоком и стоком необходимо изменить тип проводимости в приповерхностном слое с p -типа на n -тип.

Рассмотрим физические процессы образования инверсных слоев в МДП-транзисторе и просто МДП-структуре (без истока), обратив главное внимание на *время образования инверсных слоев*. В МДП-структуре при подаче на затвор напряжения, превышающее пороговое напряжение $U_{зи} \geq U_{зипор}$, электроны, накапливающиеся в инверсном слое, возникают в результате тепловой генерации электронно-дырочных пар в обедненном слое, который сам образуется практически мгновенно (за время диэлектрической релаксации). При этом, генерируемые дырки уносятся электрическим полем из обедненного слоя в глубь подложки, а электроны остаются в инверсном слое. Ток тепловой генерации электронов очень медленный процесс. Поэтому инверсный слой формируется за время от 1 мкс до 10 с. При таких больших временах не может идти речь о быстродействии такой структуры.

В МДП-транзисторе при подаче на затвор напряжения $U_{зи} \geq U_{зипор}$, *инверсный слой образуется за время пролета электронов от истока к стоку*. Сами электроны в приповерхностном слое появились в результате их инжекции из истока. В результате время формирования инверсного слоя в зависимости от длины канала может составлять от 0.01 до 100 мкс. При подаче на затвор положительного напряжения (подложка p -типа) электроны

приповерхностного слоя притягиваются к поверхности, а дырки отталкиваются вглубь полупроводника. С дальнейшим ростом $U_{зи}$ канал продолжает обогащаться электронами, что приводит к росту тока стока.

Напряжение на затворе, при котором индуцируется канал, называют *пороговым напряжением*.

Быстродействие МДП – транзистора определяется его крутизной S , связанной с граничной частотой $f_{гр}$, следующим выражением:

$$f_{гр} = \frac{1}{2\pi} \frac{S}{C_{зи}} \quad (8.5)$$

Здесь $C_{зи}$ – емкость металлического затвора относительно слоя истока.

Крутизна находится из соотношения:

$$S = \mu_n C_0 \frac{B}{L} (U_{зи} - U_{пор}), \quad (8.6)$$

где μ_n – подвижность электронов в канале;

C_0 – удельная емкость диэлектрика;

$U_{зи}$ – напряжение между затвором и истоком;

$U_{пор}$ – пороговое напряжение;

L, B – длина и ширина канала соответственно.

Из (8.6) следует, что быстродействие можно повысить двумя путями:

1. Уменьшить длину канала L .
2. Применить материал с более высокой подвижностью электронов μ_n .

Как сказано выше, альтернативные материалы (GaAs, SiC) с более высокой подвижностью электронов не нашли широкого применения, уступив свое место кремнию.

8.3.2. Статические стоковые характеристики МДП-транзистора

Рассмотрим вольт-амперные характеристики МДП-транзистора с индуцированным каналом n -типа. Канал существует, когда напряжение затвора $U_{зи}$ больше порогового

напряжения $U_{пор}$. Если $U_{зи} > U_{пор}$, но мало, канал практически имеет одинаковое сечение по всей своей длине от истока к стоку. В этом случае дрейфовый ток можно вычислить по формуле

$$I_c = \mu_n C_0 (B/L) (U_{зи} - U_{пор}) U_{си} \quad (8.7)$$

Следовательно, при малых напряжениях $U_{си}$ ток стока линейно зависит от $U_{си}$.

Когда напряжение стока $U_{си}$ становится сравнимым с напряжением затвора $U_{зи}$ величину тока стока можно найти, используя формулу:

$$I_c = \mu_n C_0 (B/L) [(U_{зи} - U_{пор}) U_{си} - U_{си}^2 / 2]. \quad (8.8)$$

На рис.8.8. показано семейство стоковых характеристик МДП – транзистора с индуцированным n – каналом, т.е. зависимость $I_c = f(U_{си})$ при различных значениях $U_{зи} = \text{const}$.

Статические стоковые характеристики имеют максимальный наклон в начале координат, где токи можно определить по (8.7) для случая однородного канала. При $U_{си} > (U_{зи} - U_{пор})$ ток стока остается постоянным, т.е. величина тока насыщается. Штриховой линией соединены точки характеристик, соответствующие абсциссам $U_{си} = U_{си \text{ нас}}$. Значения $U_{си \text{ нас}}$ зависят от напряжения на затворе $U_{зи}$. Ток стока при $U_{си} = U_{си \text{ нас}}$ составляет:

$$I_{c \text{ нас}} = \mu_n B C_0 (U_{зи} - U_{пор})^2 / 2L \quad (8.9)$$

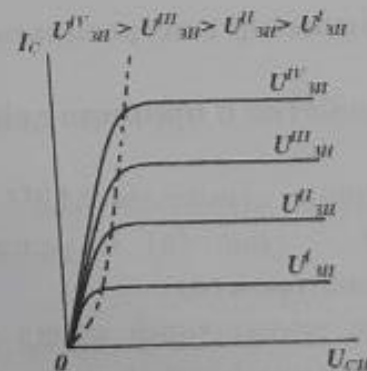


Рис.8.8. Статические стоковые характеристики МДП-транзистора с индуцированным каналом n -типа

Помимо стоковых характеристик широко используются сток – затворные (передаточные) характеристики транзистора $I_c = f(U_{зи})$ при постоянном напряжении $U_{си} = \text{const}$ (рис. 8.8).

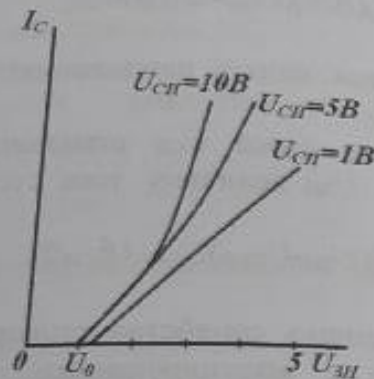


Рис. 8.9. Сток – затворные (передаточные) характеристики транзистора

При значениях $U_{си}$, соответствующих пологой области выходных характеристик $U_{си} > U_{си \text{ нас}}$, передаточные характеристики квадратичны: токи стока в этой области определяются формулой (8.9) и пропорциональны $(U_{зи} - U_{пор})^2$. Нижняя характеристика на рис. 8.9 при $U_{си} = 1 \text{ В}$ соответствует малому напряжению ($U_{си} < U_{си \text{ нас}}$), т.е. режиму плавного (однородного) канала, когда в нем нет перекрытия.

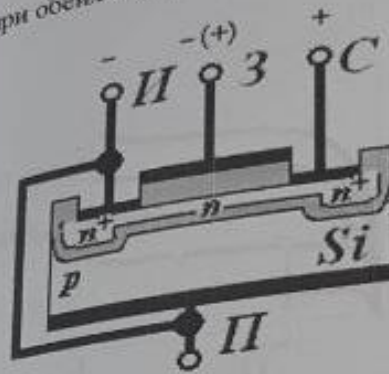
8.4. МДП-транзистор с встроенным каналом

8.4.1. Устройство и принцип действия

На рис. 8.10. показаны структура МДП – транзистора со встроенным каналом n – типа (а) и условные графические изображения таких транзисторов (б).

В этом транзисторе проводящий канал между истоком и стоком существует («встроен»). Канал реализуется в виде тонкого приповерхностного слоя с помощью ионного легирования.

МДП – транзисторы со встроенным каналом могут работать при обеих полярностях напряжения на затворе.



n -канал



p -канал

б)

а)
Рис. 8.10. Устройство (а) и условное графическое обозначение МДП-транзистора с встроенным каналом n - и p -типа (б)

Если при $U_{зи} = 0$ приложить напряжение $U_{си}$, то через канал потечет ток электронов, который называют начальным током стока $I_{с \text{ нач}}$. При подаче на затвор напряжения, отрицательного относительно истока, в канале создается поперечное электрическое поле, под влиянием которого электроны выталкиваются из канала. Канал обедняется электронами, сопротивление его увеличивается, и ток стока уменьшается. Чем больше отрицательное напряжение затвора, тем меньше этот ток. Такой режим транзистора называют *режимом обеднения*. Напряжение $U_{зи}$, при котором ток стока уменьшается до нуля (режим отсечки) называется *напряжением отсечки* $U_{зи \text{ отс}}$.

Если же на затвор подать положительное напряжение, то под действием поля, созданного этим напряжением, из областей истока и стока, а также из кристалла в канал будут приходить электроны, его проводимость будет увеличиваться, и ток стока возрастает. Этот режим называют *режимом обогащения*.

Рассмотренные процессы иллюстрируются статической сток – затворной характеристикой $I_c = f(U_{зи})$ при $U_{си} = \text{const}$ и

семейством стоковых характеристик $I_C = f(U_{СИ})$ при $U_{ЗИ} = \text{const}$, приведенных на рис. 8.11.

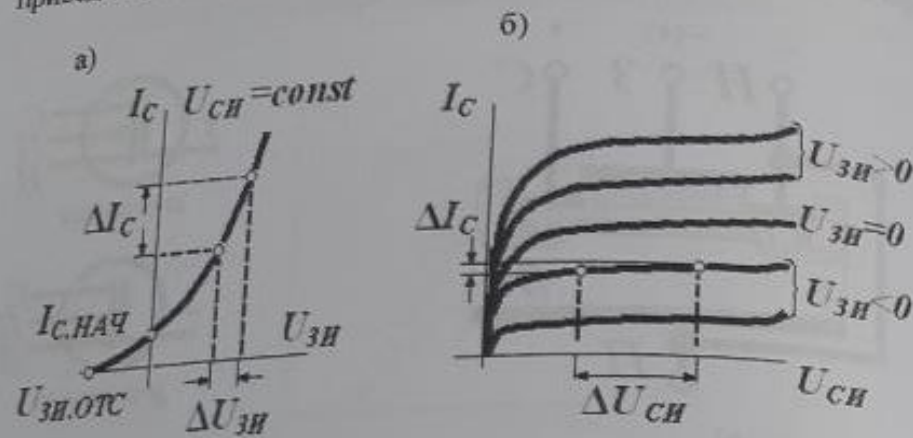


Рис. 8.11. Семейство стоковых характеристик (б) и сток-затворных характеристик (а) МДП-транзистора со встроенным n -каналом

8.5. ПТ с барьером Шоттки

(с управляющим переходом типа металл-полупроводник)

Рассмотрим ПТ на арсениде галлия (GaAs). Такие транзисторы с момента своего появления в 1971 г. заняли важное место в полупроводниковой СВЧ-электронике.

Основными преимуществами приборов на GaAs являются более высокая скорость электронов, обеспечивающая большее быстродействие, и хорошие изолирующие свойства, позволяющие уменьшить паразитные емкости и упростить процесс изготовления. Полевые транзисторы на основе GaAs могут иметь затворы типа p - n -перехода и затворы на основе барьера Шоттки - контакта металл - полупроводник.

Принцип работы ПТ с барьером Шоттки аналогичен ПТ с управляющим p - n -переходом. Теория ПТШ такая же, как у ПТ с p - n -переходом. Остаются применимыми основные соотношения и формулы.

8.6. Математические модели полевых транзисторов

Основное уравнение ПТ с p - n -затвором неудобно для инженерных расчетов из-за наличия членов в степени $3/2$. Поэтому на практике для всех типов ПТ используется аппроксимация ВАХ единого вида.

Так, для МДП-транзисторов с индуцированным каналом значение тока стока в режиме шлавного канала можно определить из следующего выражения

$$I_C = B[(U_{ЗИ} - U_0)U_{СИ} - \frac{1}{2}U_{СИ}^2]. \quad (8.10)$$

Здесь B - удельная крутизна МДП-транзистора

$$B = \frac{ZC_0\mu}{L}. \quad (8.11.)$$

Таким образом, чем меньше длина канала L , больше подвижность носителей заряда μ , емкость диэлектрика под затвором C_0 и ширина канала Z , тем больше ток стока.

Согласно (8.10) ток стока при некотором $U_{ЗИ} = \text{const}$ достигнет своего максимального значения $I_{C.нас}$ при напряжении сток - исток, удовлетворяющем равенству

$$U_{СИ.нас} = (U_{ЗИ} - U_0).$$

Отсюда ток стока в режиме насыщения будет равен

$$I_{C.нас} = \frac{B}{2}(U_{ЗИ} - U_0)^2. \quad (8.12.)$$

При $U_{СИ} > U_{СИ.нас}$ длина канала уменьшается (эффект модуляции длины канала), крутизна B согласно (2) растет. В этом случае

$$I_{C.нас} = \frac{B}{2}(U_{ЗИ} - U_0)^2[1 + g(U_{СИ} + U_{СИ.нас})]. \quad (8.13)$$

Для большинства транзисторов $g = 10^{-2} \div 0,5 \cdot 10^{-3}$, т.е. ток стока незначительно растет с ростом $U_{СИ}$.

Выражения (8.11), (8.12) и (8.13), справедливые для транзисторов с длинным каналом, позволяют определить ток стока при любых соотношениях $U_{зи}$, $U_{си}$, U_0 и найти статические характеристики транзистора.

Длинным называется канал с $L > 3$ мкм. Расчет процессов в МДП-транзисторах с коротким каналом очень сложен. Основные результаты расчета и эксперимента сводятся к следующему. Замедляется рост тока при увеличении напряжения $U_{си}$, уменьшается напряжение насыщения $U_{си,нас}$, пороговое напряжение становится зависимым от $U_{си}$.

Выражения (8.10), (8.12) и (8.13) справедливы и для транзисторов с p -и затвором и МДП-транзисторов со встроенным каналом, если вместо $(U_{зи} - U_0)$ подставить $(U_{зи,отс} - U_{зи})$. При этом параметр B аналогичен удельной крутизне МДП-транзистора с индуцированным каналом и определяется геометрическими размерами канала

$$B = \frac{4\epsilon_0 \epsilon \mu Z}{3d_0 L}$$

8.7. Температурная зависимость характеристик полевых транзисторов

Ток ПТ определяется концентрацией основных носителей. Однако известно, что концентрация основных носителей в полупроводнике почти не зависит от температуры. Поэтому и свойства ПТ слабо изменяются с изменением температуры.

Основными параметрами ПТ, зависящими от температуры, являются: напряжение отсечки и пороговое напряжение. Исследования показали, что для любого типа ПТ существует такое значение тока стока, при котором его величина не зависит от температуры.

Итак, полевые транзисторы имеют большую температурную стабильность по сравнению с биполярными транзисторами. Основными преимуществами полевого транзистора являются его большое входное сопротивление по постоянному току и высокая технологичность. Высокая технологичность обуславливает

широкое применение полевых транзисторов в цифровых интегральных схемах.

8.8. Нанозлектронные и СВЧ-транзисторы

8.8.1. Кремниевые МДП-транзисторы

В процессе развития микроэлектроники совершенствование МДП-транзисторов происходило по двум основным направлениям: повышение быстродействия и снижение порогового напряжения. Снижение порогового напряжения необходимо для понижения рабочих напряжений и уменьшения рассеиваемой мощности в каждом транзисторе, что способствует повышению степени интеграции.

Повышение быстродействия транзисторов возможно несколькими путями. Например, изготавливать транзистор не из кремния, а из GaAs – материала с более высокой подвижностью электронов. Однако кремний по-прежнему остается основным материалом электроники. Поэтому электронная промышленность выпускает кремниевые МДП-транзисторы с наноструктурой, которые остаются основными активными элементами ИМС микропроцессоров и микросхем памяти.

Транзисторы с размерами вдоль одной из пространственных координат от 0,1 до 100 нм ($1 \text{ нм} = 10^{-9} \text{ м}$) являются нанотранзисторами, так как при таких размерах начинает проявляться квантово-механическое описание электронов – электрон, оставаясь частицей, подобен волне (принцип де Бройля).

Изготавливаются эти транзисторы по технологии «кремний на диэлектрике» (КНД).

Данная технология все шире используется всеми ведущими электронными фирмами при создании ИМС, работающих в диапазоне частот 10 – 100 ГГц и при напряжении питания в доли вольта. Кремниевые МДП-транзисторы используются для производства современных и массовых микропроцессоров серии Pentium и Athlon компаниями AMD и Intel.

И что особенно необходимо отметить – при уменьшении длины канала вплоть до 6 нм, МДП – транзистор сохраняет основное свойство, необходимое для реализации логических функций. А именно – токи, протекающие в транзисторе в его открытом и закрытом состояниях, должны различаться не менее чем в 10^8 раз. Известно, что для любого набора переменных логическая функция может принимать значение 0 или 1. Для представления этих чисел в цифровых системах достаточно иметь электронные схемы, которые могут принимать два состояния, четко различающихся значением какой-либо электрической величины – напряжения или тока.

На рис. 8.12 представлена конструкция кремниевого трехзатворного нанотранзистора. Канал длиной L с трех сторон покрыт слоем подзатворного диэлектрика. Отсюда и происходит его название.

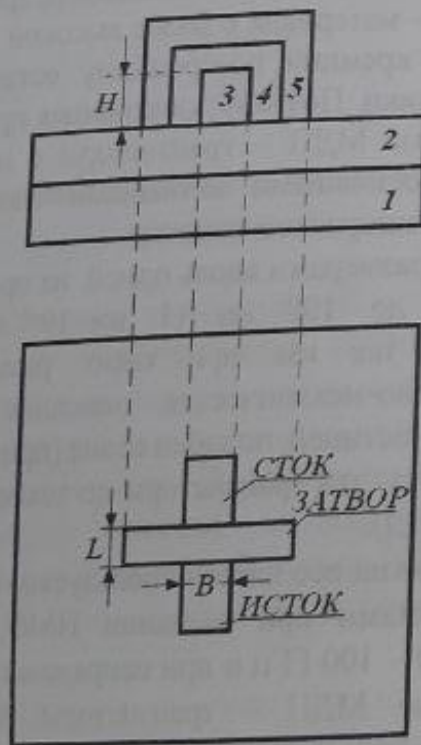


Рис. 8.12. 1 – исходная кремниевая подложка; 2 – слой SiO_2 ; 3 – канал (L -длина, B -ширина, H -толщина); 4 – подзатворный диэлектрик ($high-k$); 5 – металлический затвор

Материалом диэлектрика в МДП-нанотранзисторах вместо SiO_2 служит диэлектрик с высокой диэлектрической проницаемостью ($high-K$). К ним относятся такие материалы, как Al_2O_3 , ZrO_2 , HfO_2 .

Канал транзистора выполнен в форме бруска 3 с шириной B на толстом слое диэлектрика 3 (SiO_2). Материал металлического затвора 5 представляет собой специальный металлический сплав, состав которого держится в секрете.

8.8.2. Полевые транзисторы на гетероструктурах

Полевой транзистор с индуцированным каналом является одним из самых распространенных видов современных полупроводниковых приборов. Известно, что быстродействие такого транзистора прямо пропорционально его крутизне, которая определяется из соотношения (8.6). Из этой формулы следует, что увеличить крутизну S можно, при заданных C_0 и L , путем повышения подвижности μ_n электронов в канале.

Подвижность носителей заряда в канале ограничивается их рассеянием (отклонением от направленного движения) при взаимодействии с поверхностными дефектами и ионами легирующей примеси. Исключение таких потерь достигается в транзисторах, канал которых выполнен на гетеропереходах. *Гетеропереходом* называют переход, образованный между двумя полупроводниками с различной шириной запрещенной зоны.

Полупроводниковые гетероструктуры явились основой для создания самых высокочастотных транзисторов, лазеров, а также интегральных схем (чипов). В 2000 году Ж.И. Алферову и Г. Кремеру за развитие полупроводниковых гетероструктур для высокоскоростной оптоэлектроники была присуждена Нобелевская премия по физике.

В таких транзисторах кремний, как материал канала, заменяется на материалы соединений группы A_3B_5 , в частности полупроводники с основой на арсениде галлия. В этих материалах электроны имеют значительно более высокую подвижность, чем в кремнии.

Следующим шагом повышения подвижности является исключение рассеяния на ионах легирующей примеси путем увеличения расстояния между носителями и ионами примеси. Для этого используется специальная структура называемая структурой с модулированным легированием. Общая схема такой структуры на гетеропереходе имеет вид, показанный на рис. 8.13.

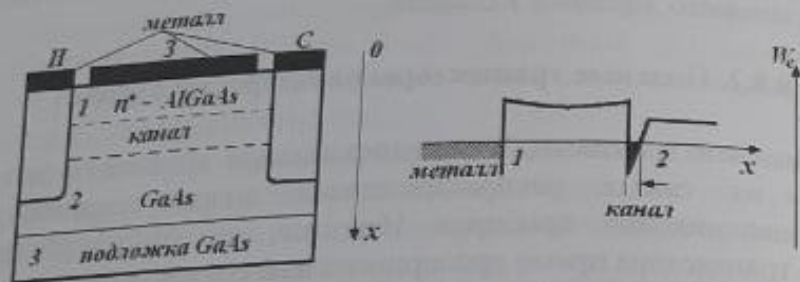


Рис. 8.13. Структура (а) и зонная диаграмма (б) полевого транзистора с гетеропереходом. W_e – энергия электрона

В транзисторе легируется донорной примесью только широкозонный полупроводник n^+ - AlGaAs (область 1), тогда как узкозонный GaAs (область 2), в котором формируется канал, остается нелегированным.

При такой структуре область канала и область легирующих примесей пространственно разделены и подвижность электронов значительно повышается. Такие транзисторы получили название транзисторы с высокой подвижностью носителей или НЕМТ (High Electron Mobility Transistor).

8.8.3. Приборы с зарядовой связью

МДП транзистор по своей сути является конденсатором, одной обкладкой которого является металлический затвор, другой – полупроводниковая подложка. Если близко расположить МДП-конденсаторы, то между ними возможен обмен зарядами. При соответствующей конструкции, управляя напряжением, подаваемым к таким конденсаторам, можно накапливать заряды,

перемещать их, разделять, объединять, что обычно и происходит в электропреобразовательных приборах. Таким образом, используя эти возможности, был создан современный прибор, осуществляющий аналоговую и цифровую обработку информации при помощи связанных между собой МДП-конденсаторов, названный прибором с зарядовой связью.

Простейший прибор с зарядовой связью (ПЗС) (рис. 8.14) представляет собой кристалл полупроводника, например p – типа, покрытый тонким слоем диэлектрика D , на который нанесена система металлических управляющих электродов в количестве 12 штук (1-12). В результате образовались 12 МДП-структур. Ширина каждого электрода $10 \div 12$ мкм, промежуток между ними $2 \div 4$ мкм.

Современные ПЗС представляют собой схемы с большой степенью интеграции. Первые ПЗС насчитывали всего семь конденсаторов, в современных число элементов превышает миллион.

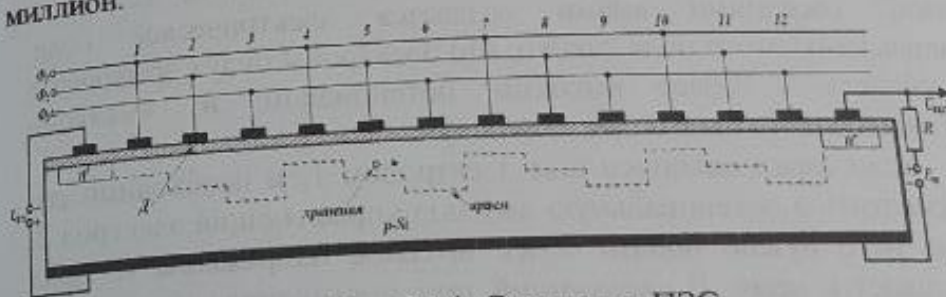


Рис. 8.14. Структура ПЗС.

При подаче на все электроды порогового напряжения U_0 на границе диэлектрика и полупроводника создается обедненная область, которую называют еще потенциальной ямой. При изменении напряжения на отдельном электроде до напряжения хранения $U_{xp} > U_0$, под этим электродом обедненная область более «глубокая», чем на остальной поверхности полупроводника. В потенциальной яме можно накопить разное количество электронов. Накопленные электроны образуют электронный пакет. Следовательно, МДП-структура может служить элементом, запоминающим на некоторое время информацию,

соответствующую заряду в потенциальной яме. Электронный пакет и является динамической неоднородностью. В процессе хранения электронного пакета под данным электродом (затвором) появляются дополнительные электроны, обусловленные термогенерацией носителей. Если допустимое изменение заряда составляет 1 %, то время хранения не превышает нескольких секунд. Поэтому ПЗС является *прибором динамического типа*. Заряды, первоначально накопленные и связанные с конкретной потенциальной ямой, могут передвигаться вдоль поверхности полупроводника путем перемещения потенциальной ямы с помощью изменения напряжения на затворах в строгой последовательности.

Для переноса заряда в нужном направлении каждый электрод в трехфазной схеме управления подключен к одной из тактовых шин (фаз) Φ_1, Φ_2, Φ_3 . Следовательно, один элемент ПЗС состоит из трех ячеек МДП-структур. Если напряжения, поданные на соседние электроды ПЗС прибора, различаются по величине, между соседними ямами создается электрическое поле. Направление этого поля таково, что электроны будут дрейфовать в область с более высоким потенциалом: из «мелкой» потенциальной ямы в более «глубокую».

Если заряд накоплен под электродом 1, и необходимо его переместить в потенциальную яму под управляющий электрод 2, то на него нужно подать более высокое напряжение и заряд перетекает к нему. В следующий такт повышенное напряжение подается на следующий электрод, к которому и перетекает заряд. В трехтактной системе переноса заряда к шине Φ_1 подключаются электроды 1,4,7,10 и т.д., к шине Φ_2 – электроды 2,5,8,11 и т.д., к шине Φ_3 – электроды 3,6,9,12 и т.д.

Функционирование прибора происходит путем воздействия на тактовые шины внешнего циклически изменяющегося напряжения. Частота изменения этого напряжения выбирается исходя, во-первых, из времени хранения заряда в потенциальной яме при наличии тепловой генерации, во-вторых, из условия конечного временем перетекания объемного заряда из одной потенциальной ямы в другую.

С учетом этих ограничений реальная частота современных ПЗС лежит в диапазоне от десятков килогерц до десятков мегагерц.

Уникальные свойства ПЗС:

- информация передается без промежуточных преобразований заряда (тока) в потенциал и обратно, как это происходит в цепочке связанных транзисторных элементов;
- они могут выполнять любые, кроме генерации сигналов, операции, связанные в основном с накоплением и преобразованием информации.

Сферы применения ПЗС:

- фоточувствительные ПЗС (ФПЗС), преобразующие излучение в электрический сигнал;
- аналоговая обработка информации – линии задержки, фильтры;
- запоминающие устройства ПЗС (ЗУ).

В настоящее время наибольшее развитие и практическое применение нашли ФПЗС в телевидении. Они заменили электронно-лучевые трубки (ЭЛТ).

Контрольные вопросы к главе 8

1. Дайте определение полевым транзисторам.
2. Изобразите устройство и поясните принцип действия ПТ с р-п-переходом.
3. Изобразите устройство и поясните принцип действия МДП-транзистора с индуцированным каналом.
4. Изобразите устройство и поясните принцип действия МДП-транзистора с встроенным каналом.
5. Приведите условные графические обозначения ПТ разных типов и структур.
6. Приведите и охарактеризуйте вид передаточных характеристик ПТ.
7. Приведите и охарактеризуйте вид выходных характеристик ПТ.
8. Определение крутизны S по характеристикам ПТ.

9. Определение динамического сопротивления по выходным характеристикам ПТ.

10. Какая математическая модель используется для инженерных расчетов устройств на МДП-транзисторах?

11. Поясните устройство и принцип действия кремниевого МДП-транзистора.

12. В чем заключается технология КНД?

13. Поясните принцип действия транзисторов на гетероструктурах с высокой подвижностью электронов.

14. Поясните принцип работы приборов с зарядовой связью (ПЗС).

15. Назовите основные сферы применения ПЗС.

ГЛАВА 9. ТИРИСТОРЫ (ПЕРЕКЛЮЧАЮЩИЕ ПРИБОРЫ)

9.1. Общие сведения

Тиристором называют электропреобразовательный полупроводниковый прибор с тремя или более $p-n$ -переходами, в вольт – амперной характеристике которого имеется участок с отрицательным дифференциальным сопротивлением.

Приборами с отрицательным дифференциальным сопротивлением называют такие устройства, вольт – амперная характеристика которых содержит участок АВ, отличающийся падением напряжения при росте тока (рис. 9.1).

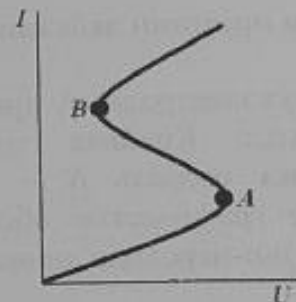


Рис.9.1. ВАХ электронного прибора, содержащего участок АВ с отрицательным дифференциальным сопротивлением

При работе тиристор может находиться в двух устойчивых состояниях – закрытом и открытом. В закрытом состоянии сопротивление тиристора высокое и он пропускает малый ток. В открытом состоянии сопротивление тиристора мало и через него протекает большой ток. Отсюда название прибора (тира - дверь). Тиристоры широко используют в радиолокации, устройствах радиосвязи, автоматике как прибор с отрицательной проводимостью, управляемые токовые ключи, пороговые элементы, преобразователи энергии, а также триггеры, не потребляющие энергии в исходном состоянии.

В зависимости от числа выводов тиристоры делятся на диодные (*динисторы*), триодные (*триисторы*) и *тетродные*, имеющие соответственно два, три и четыре вывода от четырехслойной *p-n-p-n* структуры. Контакт к внешнему *p*-слою называется *анодом* (А), а к внешнему *n*-слою – *катодом* (К). Области *n*- и *p*-типа, расположенные между анодом и катодом, называются *базами*, а выводы от них образуют *управляющие электроды*. Диодные и триодные тиристоры пропускают рабочий ток только в одном направлении, что ограничивает возможности их применения для регулирования переменного тока. В цепях переменного тока двухсторонний ключ используется симистор (симметричный тиристор). Симистор называют также *триаком*. Симистор имеет структуру *p-n-p-n-p* и содержит один или два управляющих электрода.

9.2. Устройство и принцип действия динистора

Динистор – это двухэлектродный прибор диодного типа, имеющий три *p-n*-перехода. Крайняя область *P* называется анодом, а другая крайняя область *N* – катодом. Структура динистора и стандартное графическое обозначение динистора приведена на рис. 9.2. Три *p-n*-перехода динистора обозначены как J_1 , J_2 и J_3 .

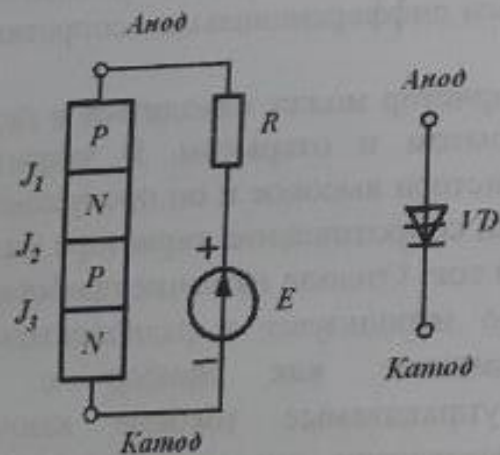


Рис.9.2. Структура и стандартное графическое обозначение динистора.

Вольт-амперная характеристика динистора

Если к аноду *P* подключить плюс источника питания *E*, а к катоду *N* – минус, то переходы J_1 и J_3 окажутся открытыми, а переход J_2 – закрытым. Его называют коллекторным переходом.

Так как коллекторный переход смещен в обратном направлении, то до определенного значения напряжения почти все приложенное напряжение падает на нем. Так как переходы J_1 и J_3 смещены в прямом направлении, из них в соседние области инжектируются носители заряда: дырки – из анодной области, электроны – из катодной области. Они движутся через переход J_2 в противоположных направлениях, создавая общий ток *I*. При увеличении внешнего напряжения ток в цепи сначала меняется незначительно. При дальнейшем возрастании напряжения по мере увеличения ширины перехода J_2 , все большую роль начинают играть носители заряда, образовавшиеся вследствие ударной ионизации.

Носители заряда, появившиеся в областях вследствие инжекции и лавинного размножения, приводят к уменьшению сопротивления всех областей тиристора, и падение напряжения на приборе становится незначительным. На вольт-амперной характеристике (рис.9.3) этому процессу соответствует участок с отрицательным дифференциальным сопротивлением. После переключения ВАХ тиристора аналогична ветви ВАХ диода, смещенного в прямом направлении.

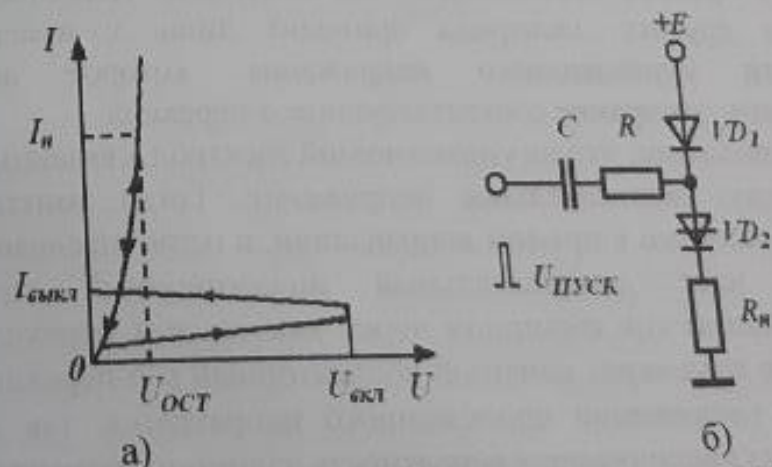


Рис.9.3. ВАХ динистора (а) и схема его включения (б)

Здесь:

- $U_{вкл}$ – напряжение включения динистора;
- $U_{ост}$ – остаточное падение напряжения на открытом динисторе;
- I_H – ток нагрузки;
- $I_{выкл}$ – ток выключения динистора;
- VD_1 – полупроводниковый диод;
- VD_2 – динистор;
- R_H – сопротивление нагрузки;
- R – ограничивающее сопротивление;
- C – разделительный конденсатор;
- $U_{пуск}$ – управляющий импульс.

9.3. Устройство и принцип действия тиристора

Практическое включение динистора в открытое состояние может быть реализовано при кратковременном превышении напряжения включения или подаче импульса напряжения с крутым фронтом. Это является недостатком динистора. На практике наиболее широкое применение нашел способ включения путем введения в одну из базовых областей основных носителей через дополнительный электрод, называемой *управляющим*.

Такой прибор с управляющим выводом получил название триодного тиристора или тринистора. Управляющий вывод может быть сделан от одного из *p-n*-переходов, что дает возможность управлять прямым током одного из эмиттеров. Использование того или другого электрода приводит лишь к изменению полярности управляющего напряжения, которое должно обеспечивать отпираание соответствующего перехода.

Предположим, что на управляющий электрод, связанный с *p*-базой подано положительное напряжение. Тогда эмиттерный переход J_3 включен в прямом направлении, в цепи управляющего электрода идет дополнительный инжекционный ток I_y . Дополнительный ток инжекции через эмиттерный переход J_1 к возрастанию тока через запертый коллекторный *p-n*-переход. Это аналогично увеличению приложенного напряжения, так как в обоих случаях увеличивается вероятность лавинного размножения

носителей заряда. Поэтому, изменяя ток, можно менять напряжение, при котором происходит переключение тиристора, и тем самым управлять моментом его включения. Семейство вольт-амперных характеристик тиристора приводится ниже.

Для того чтобы запереть тиристор, нужно уменьшить рабочий ток до значения $I < I_{yл}$ путем понижения питающего напряжения, либо задать в цепи управляющего электрода импульс тока противоположной полярности.

Структура и условное графическое обозначение тиристора с катодным (а) и анодным (б) управлением приводятся на рис. 9.4.

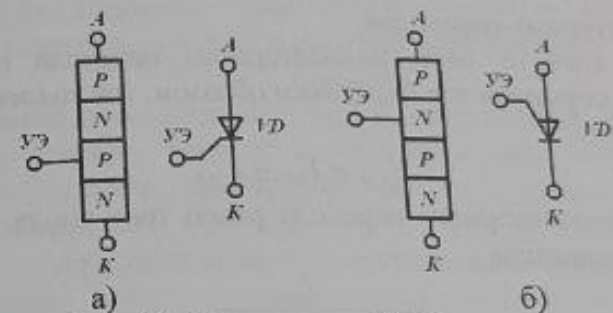


Рис. 9.4. Структура и УГО тиристора

Простейшая схема включения триодного тиристора показана на рис. 9.5. На этой схеме дано условное графическое обозначение тиристора с выводом от *n*-области. Подобный тиристор называют *тиристором с управлением по катоду*.

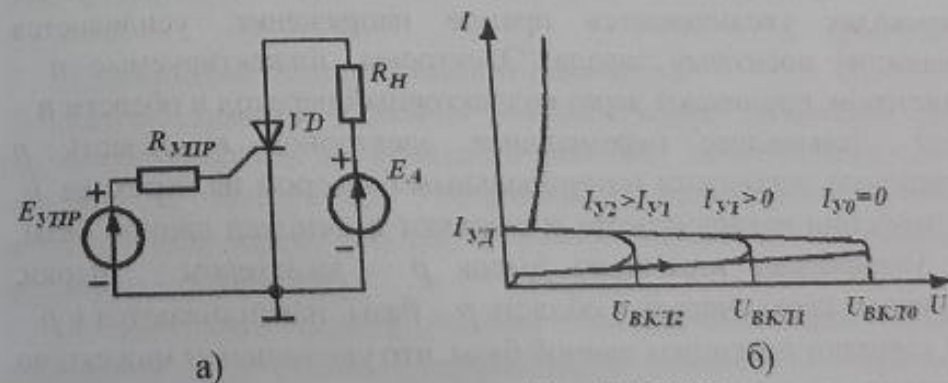


Рис. 9.5. Схема включения (а) и ВАХ (б) тиристора.

Своеобразный вид вольт-амперной характеристики тиристора определяется следующими процессами в его структуре.

Предположим, что $U_y = 0$, т.е. тиристор представляет собой диодистор. При подаче на анод положительного напряжения E_A коллекторный переход J_2 оказывается включенным в обратном направлении, а эмиттерные переходы J_1 и J_3 – в прямом. Возникает инжекция носителей заряда из эмиттерных переходов, которые создают ток коллекторного перехода.

$$I'_{кп} = \alpha_1 I_a + \alpha_2 I_a,$$

где α_1, α_2 – соответственно коэффициенты передачи тока первого и второго эмиттерных переходов.

Кроме того, в цепи коллекторного перехода проходит собственный обратный ток $I_{обр}$. Таким образом, ток коллекторного перехода

$$I_{кп} = I'_{кп} + I_{обр}.$$

Но ток коллекторного перехода равен току анода. Отсюда анодный ток тиристора

$$I_a = \frac{I_{обр}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} \quad (9.1)$$

Пока ток анода, а, следовательно, и токи через эмиттерные переходы, порядка микроампера коэффициенты α_1, α_2 очень малы и $\alpha_1 + \alpha_2 \ll 1$. Поэтому на участке 0-1 ток анода примерно равен обратному току коллекторного перехода $I_{обр}$.

С повышением анодного напряжения на эмиттерных переходах увеличивается прямое напряжение, усиливается инжекция носителей заряда. Электроны, инжектируемые n – эмиттером, проникают через коллекторный переход в области n – базы. Дальнейшее перемещение электронов в область p ограничено невысоким потенциальным барьером на переходе J_3 . Поэтому они накапливаются и снижают потенциал данной базы, что увеличивает инжекцию дырок p – эмиттером. Дырки, проникая в свою очередь в область p – базы, накапливаются в p – базе, снижают потенциал данной базы, что увеличивает инжекцию электронов n – эмиттером. Таким образом, в тиристоре возникает

положительная обратная связь, которая приводит к самопроизвольному лавинному увеличению анодного тока.

Пока суммарный коэффициент передачи тока $\alpha_1 + \alpha_2 < 1$, тиристор находится в области 1, т.е. остается закрытым. При анодном напряжении $U_{вкл}$ значение $\alpha_1 + \alpha_2 \approx 1$ и ток тиристора, согласно (9.1) резко возрастает.

Тиристор переходит в неустойчивый режим, где он обладает отрицательным дифференциальным сопротивлением и далее скачком – в режим, где проводимость тиристора очень велика, а падение напряжения на нем мало. Тиристор переходит в открытое состояние, а величина тока в этом режиме определяется сопротивлением нагрузки R_H и напряжением питания:

$$I_a \approx U_{ак} / R_H$$

Коллекторный переход, как и эмиттерные переходы в указанном режиме, смещен в прямом направлении. Поэтому суммарное падение напряжения на включенном тиристоре составляет около 1 В.

При подаче отрицательного напряжения на анод тиристора коллекторный переход оказывается смещенным в прямом направлении, а оба эмиттерных перехода – в прямом направлении. ВАХ в этом режиме является характеристикой двух последовательно соединенных электронно-дырочных переходов, включенных в обратном направлении. С превышением некоторой величины обратного напряжения $U_{проб}$ происходит электрический пробой эмиттерных переходов и ток тиристора резко возрастает.

Управление переключением тиристора

Единственным способом переключения диодистора из закрытого состояния в открытое и наоборот является изменение значения и направления напряжения внешнего источника, приложенного между анодом и катодом прибора. Это является недостатком диодистора.

В триодных тиристорах для переключения используется дополнительный вывод (управляющий электрод) от одной из центральных областей структуры (p – или n – типа). В зависимости

от того, какая база сделана управляющей, различают триисторы с *анодным* и *катодным управлением*. Базовый вывод дает возможность управлять током близлежащего эмиттера. Для отпираания триистора подают напряжение такой полярности, которая обеспечит отпираание перехода J_1 . В этом случае через этот переход начинает течь также дополнительный *управляющий ток* I_y . Чем больше ток I_y , тем больше инжекция из управляющего эмиттерного перехода и коэффициент α_1 , тем при меньшем анодном напряжении обеспечивается выполнение равенства $\alpha_1 + \alpha_2 \cong 1$, при котором триистор включается. С ростом I_y растет I_y , а, следовательно, уменьшается напряжение включения $U_{вкл}$.

9.4. Устройство и принцип действия симистора

Симистор — это симметричный тиристор, который предназначен для коммутации в цепях переменного тока. У симисторов вольт-амперные характеристики одинаковы в I и III квадрантах (рис.9.7). Они выполнены на основе пятислойных структур. Симисторы при подаче на управляющий электрод $U_{\text{Э}}$

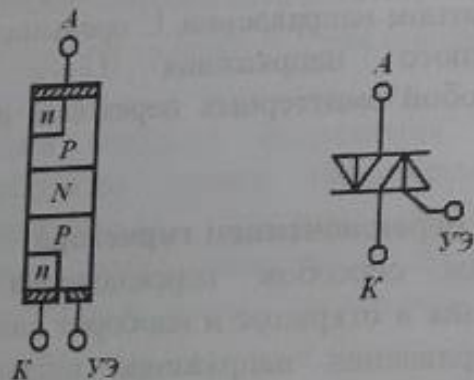


Рис.9.6. Структура симметричного тиристора и его УГО

сигнала одной полярности включаются как в прямом, так и в обратном направлениях. Он может использоваться для создания реверсивных выпрямителей или регуляторов переменного тока.

Структура симметричного тиристора и его условное обозначение представлены на рис. 9.6.

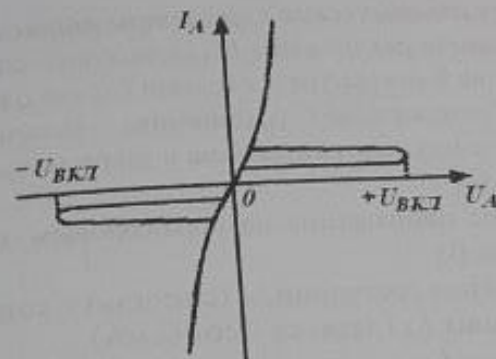


Рис.9.7. ВАХ симистора.

Симисторы предназначены для управления нагрузкой, защиты цепей от перегрузок, управления асинхронными трехфазными электродвигателями, коммутации напряжения на электролюминесцентных индикаторах с большой площадью свечения.

9.5. Переходные процессы, параметры и система обозначения (маркировка) тиристоров

Тиристоры используются в различных радиоэлектронных устройствах и устройствах автоматики как управляемые ключи. Тиристоры применяют также в генераторах импульсного, пилообразного напряжения или генераторах синусоидальных колебаний, где они подключают с заданной частотой источник питания к колебательному контуру.

Тиристоры изготавливают из кремния. Кремниевые переходы при обратном включении имеют малые токи, высокую температурную устойчивость, что обеспечивает стабильность параметров тиристоров.

Статический и динамический (переходный) режимы работы тиристоров характеризуются в справочниках большим числом следующих параметров.

Основные статические параметры тиристоров

1. Напряжение переключения $U_{прк}$ (десятки – сотни В).
2. Напряжение в открытом состоянии $U_{ос}$ (от одного до 3 В).
3. Обратное напряжение $U_{обр}$ (единицы – тысячи В).
4. Постоянное прямое напряжение в закрытом состоянии $U_{зс}$ (единицы – сотни В).
5. Запирающее напряжение на управляющем электроде $U_{уз}$ (единицы – десятки В).
6. Ток в открытом состоянии $I_{ос}$ (сотни мА – сотни А).
7. Ток удержания $I_{уд}$ (десятки – сотни мА).
8. Обратный ток $I_{обр}$ (доли мА).
9. Отпирающий ток управления $I_{у.от}$ (десятки мА).
10. Рассеиваемая мощность P (единицы – десятки Вт).

Динамические параметры тиристоров

Для применения тиристоров в цепях переменного тока и импульсных цепях важно знать следующие динамические параметры:

1. Скорость нарастания напряжения в закрытом состоянии (десятки – сотни В/мкс).
2. Время включения $t_{вкл}$ – время с момента подачи отпирающего импульса до момента, когда напряжение на тиристоре уменьшится до 0,1 своего начального значения (мкс – десятки мкс).
3. Время выключения $t_{выкл}$ – минимальное время, в течение которого к тиристору должно прикладываться запирающее напряжение (десятки – сотни мкс).

Маркировка тиристоров

Все тиристоры выполняются на основе кремния, поэтому первым элементом в их обозначении всегда является буква К. Вторым элементом обозначения для динисторов является буква Н, а для тринисторов – буква У.

Тиристоры делятся на три основные группы: малой мощности (допустимое значение прямого тока не более 0,3 А,

третий элемент обозначения – цифра 1), средней мощности (допустимое значение прямого тока не более 10 А, третий элемент обозначения – цифра 2) и большой мощности (обозначение здесь существенно сложное). Наибольшее значение основного напряжения у тиристоров большой мощности до 2500 В, а наибольшее значение постоянного тока – 1000 А.

Четвертый и пятый символы – цифры (от 1 до 99), указывают порядковый номер разработки приборов.

Шестой символ – буква, делит приборы на группы по каким-либо параметрам прибора: напряжение включения, остаточное напряжение или по другому параметру.

Например, маркировка КН102А-Н означает: кремниевый динистор, постоянный ток анода до 0,3 А, порядковый номер разработки 02, напряжение включения 20-150 В, остаточное напряжение не более 1,5 В.

Контрольные вопросы к главе 9

1. Что называется тиристором?
2. В чем состоит принцип действия тиристора?
3. В чем состоит отличие работы тиристора от динистора?
4. Объясните условия образования лавинообразного тока через тиристор.
5. В чем заключаются особенности процессов включения и выключения тиристора?

ГЛАВА 10. КОМПОНЕНТЫ ОПТОЭЛЕКТРОНИКИ И ТЕХНИЧЕСКИЕ СРЕДСТВА ОТОБРАЖЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ

10.1. Общие сведения о компонентах оптоэлектроники

Колебания с длиной волны меньше 1 мм относятся к оптическому диапазону. В оптическом диапазоне различают три поддиапазона - инфракрасный ($\lambda = 1 \text{ мм} \dots 0,7 \text{ мкм}$), видимый ($\lambda = 0,7 \dots 0,4 \text{ мкм}$) и ультрафиолетовый ($\lambda = 0,4 \dots 0,05 \text{ мкм}$).

Оптоэлектроника - научно-техническое направление, основанное на использовании одновременно как оптических, так и электрических методов передачи, обработки, приема, хранения и отображения информации. Основная задача современной оптоэлектроники - миниатюризация и интеграция элементов на основе твердотельной, главным образом полупроводниковой технологии. Это миниатюрные источники элементов на фотоприемники, оптроны, т.е. устройства, в которых светодиодный излучатель связан с твердотельным фотоприемником оптически, но развязан электрически.

Оптоэлектроника занимается созданием оптических аналогов аналоговых интегральных схем, а также волоконно-оптических систем связи, обеспечивающие огромную пропускную способность канала передачи информации, высокую надежность, помехозащищенность и экономичность.

В оптоэлектронике функции управления, преобразования и связи выполняет световой луч. Это дает ряд преимуществ перед чисто электронными устройствами. В первую очередь в них обеспечивается практически полная гальваническая развязка между входной и выходной цепями. Оптоэлектронные устройства имеют широкую полосу пропускания и преобразования сигналов, большое быстродействие и высокую информационную емкость оптических каналов связи (до $10^{13} - 10^{15}$ Гц). В оптических цепях информацию переносят электрически нейтральные фотоны, на которые практически не влияют помехи, вызванные

электрическими и магнитными полями. Поэтому информационные сигналы не искажаются. С другой стороны, оптоэлектронные компоненты имеют плохую температурную и временную стабильность характеристик, сравнительно больше потребляют электрическую мощность, сложности изготовления универсальных устройств и др. Вследствие этого компоненты оптоэлектроники используются в той области, где их применение более целесообразно.

10.2. Управляемые источники света

В управляемых источниках света яркость является однозначной функцией входного электрического сигнала. В основе работы управляемых источников света лежит одно из известных физических явлений.

Например, в газоразрядных источниках излучения используется явление свечения, наблюдаемое при протекании электрического тока через ионизированный газ. Газоразрядные лампы имеют невысокую временную стабильность параметров и значительные габариты. Их миниатюризация ограничена, но используются в составе некоторых устройств отображения информации.

В настоящее время наиболее перспективными считаются электролюминесцентные управляемые источники света.

Люминесценция - это световое излучение вещества, превышающее тепловое излучение при той же температуре и имеющее длительность, значительно превышающую периоды излучения в оптическом диапазоне спектра (более 10^{-10} с).

Для возникновения люминесценции в каком-либо теле, в том числе и в полупроводнике, необходимо привести его с помощью внешних источников энергии в возбужденное состояние, т.е. в состояние, при котором его внутренняя энергия превышает равновесную при данной температуре.

Если источником внешней энергии является свет, то наблюдается **фотолюминесценция**. При возбуждении тела быстрыми электронами (или другими частицами) возникает

катодолюминесценция. При воздействии электрического поля или тока появляется *электролюминесценция*. При воздействии электрического поля на полупроводники, называемые люминофорами, возникает ударная ионизация их атомов электронами, ускоренными электрическим полем, а также эмиссия электронов из центров захвата. В результате концентрация свободных носителей заряда превысит равновесную, и полупроводник окажется в возбужденном состоянии.

10.3. Светодиоды

Возбуждение электрическим током может происходить в тех полупроводниках, где созданы электрические переходы. Избыточная концентрация носителей заряда в них обеспечивается или за счет инжекции неосновных носителей заряда при прямом включении, или за счет лавинного и туннельного пробоев, возникающих при обратном включении. Однако такие приборы менее эффективны.

Принцип действия светодиода. При прямом включении диода происходит инжекция носителей заряда через электронно-дырочный переход. Дырки из *p*-области и электроны из *n*-области движутся навстречу друг другу и при попадании в область перехода рекомбинируют. Этот процесс в большинстве полупроводников (Si, Ge) осуществляется через примесные центры (ловушки), расположенные вблизи середины запрещенной зоны, и является безизлучательным, т.е. с выделением фонона (тепловой энергии). Однако в некоторых полупроводниковых материалах, называемых *прямозонными*, рекомбинация сопровождается излучением фотона, энергия которого почти равна ширине запрещенной зоны полупроводника ΔW , т.е.:

$$h\nu = hc/\lambda \approx \Delta W.$$

Подставляя в эту формулу постоянные величины, можно определить ширину запрещенной зоны ΔW (в электрон-вольтах), необходимую для излучения с той или иной длиной волны λ (в микрометрах):

$$\Delta W \approx 1.23 \lambda.$$

Из этого соотношения следует, что для излучения видимого света с длиной волны от 0.38 до 0.78 мкм полупроводник должен иметь $\Delta W > 1.7$ эВ. Для светодиодов видимого диапазона применяют главным образом GaP и SiC, а также некоторые тройные соединения, называемые твердыми растворами, состоящие из галлия, мышьяка и фосфора (GaAsP) или галлия, алюминия и мышьяка (GaAlAs) и др. Внесение в полупроводник некоторых примесей позволяет получить свечение различного цвета. Светодиоды инфракрасного (ИК) излучения изготавливаются преимущественно из арсенида галлия GaAs. Они применяются в фотореле, различных датчиках и входят в состав некоторых оптронов.

Параметры светодиодов

К основным параметрам светодиодов относятся:

1. Сила света, измеряемая в канделах, и указываемая для определенного значения прямого тока.
2. Яркость B , равная отношению силы света к площади светящейся поверхности. Она составляет десятки – сотни кандел на квадратный сантиметр.
3. Постоянное прямое напряжение (2 - 3 В).
4. Цвет свечения и длина волны, соответствующие максимальному световому потоку.
5. Максимальный допустимый постоянный прямой ток. Обычно он составляет десятки миллиампер.
6. Диапазон температур окружающей среды, при которых светодиод может нормально работать.
7. Коэффициент полезного действия.
8. Долговечность.

По технологии производства светодиоды можно разделить на две группы: гибридные, получаемые нанесением полупроводника на изоляционную подложку, и монолитные, получаемые из монокристалла полупроводника. Более распространены гибридные светодиоды, которые при меньших затратах полупроводникового материала позволяют получить в несколько раз больший знак по размерам и дешевле монолитных.

Для излучения видимого света с длиной волны от 0,38 до 0,78 мкм полупроводник должен иметь должен иметь ширину запрещенной зоны $> 1,7$ эВ. Поэтому для современных фотодиодов необходимы светодиоды из фосфида галлия, карбида кремния, удовлетворяющих этому условию. Для светодиодов инфракрасного излучения используют арсенид галлия, имеющий ширину запрещенной зоны 1,42 эВ. Излучающие полупроводники называются прямозонными.

В современных осветительных светодиодах используют соединение галлия с азотом и алюминием (GaAlN).

10.4. Полупроводниковые приемники излучения

Работа различных полупроводниковых приемников излучения фототиристора, фоторезистора, фотодиода и фототранзистора основана на использовании *внутреннего фотоэффекта*, который состоит в том, что под действием излучения в полупроводниках происходит генерация электронно-дырочных пар. Эти дополнительные носители увеличивают электрическую проводимость или фотопроводимость. При наличии электрического потенциала с появлением электронно-дырочных пар появляется электрический ток, обусловленный движением электронов в зоне проводимости и дырок в валентной зоне.

10.4.1. Фоторезисторы

Фоторезистор – полупроводниковый фотоэлектрический прибор с двумя выводами, сопротивление которого изменяется под действием падающего излучения.

Фоторезистор представляет собой диэлектрическую пластину, на которую нанесен тонкий слой полупроводника с контактами по краям. Полярность источника питания не играет роли.

Если облучения нет, т.е. при $\Phi = 0$, сопротивление фоторезистора порядка $10^6 - 10^7$ Ом и называется *темновым*. В

основе принципа действия фоторезистора лежит эффект фотопроводимости, т.е. изменения сопротивления полупроводника при освещении. При возбуждении ширины запрещенной зоны полупроводника, в нем генерируются избыточные носители заряда и его сопротивление уменьшается. Для фоторезистора применяют полупроводники с нужными свойствами. Так, например, сернистый свинец наиболее чувствителен к инфракрасным, а сернистый кадмий – к видимым лучам.

Фоторезисторы имеют линейную вольт-амперную характеристику и нелинейную энергетическую характеристику $I = f(\Phi)$ при $U = \text{const}$.

Параметрами фоторезистора являются токовая и вольтовая чувствительность, постоянная времени нарастания и спада фототока, темновое сопротивление и др.

В сравнении с другими приборами резисторные оптопары обладают такими достоинствами, как линейность и симметричность выходной характеристики, отсутствие фото-ЭДС, высокое значение темнового сопротивления, широкий динамический диапазон изменения сопротивления, высокое значение коммутируемого выходного напряжения.

Существенными недостатками резисторной оптопары являются: весьма значительная инерционность, резкая зависимость параметров от температуры, их временная нестабильность, значительная потребляемая мощность.

Тем не менее, резисторные оптопары остаются практически незаменимыми элементами очень многих электронных схем, особенно линейных.

Для маркировки фоторезистора применяются два вида маркировки: старый и новый. Старая маркировка состоит из трех символов. Первый символ составляют буквы ФС, что означает фотосопротивление. Второй символ – буква, указывающая тип светочувствительного материала: А – сернистый свинец, К – сернистый кадмий, Д – селенид кадмия. Третий символ – цифра, обозначающая тип конструктивного выполнения. В новой

маркировке буквы ФС заменены на СФ — сопротивление фоточувствительное, а тип светочувствительного материала обозначается цифрой, например СФ2-4.

10.4.2. Фотодиоды

Фотодиодом называется фотоэлектрический прибор с одним *p-n*-переходом. Фотодиод может включаться в схему как с внешним источником питания (фотодиодный режим или режим фотопреобразователя), так и без него (фотовольтаический режим или режим фотогенератора).

Фотодиоды представляют собой полупроводниковые диоды, в которых используется внутренний фотоэффект. Световой поток управляет обратным током фотодиода. Под воздействием света на *p-n*-переход и прилегающие к нему области происходит генерация пар носителей заряда, проводимость диода возрастает и обратный ток увеличивается. Такой режим работы называется *фотодиодным*. Если светового потока нет, то через фотодиод протекает обычный начальный обратный ток I_0 , который называют *темновым*. Под действием светового потока ток в диоде возрастает (рис. 10.1), и характеристика располагается выше.

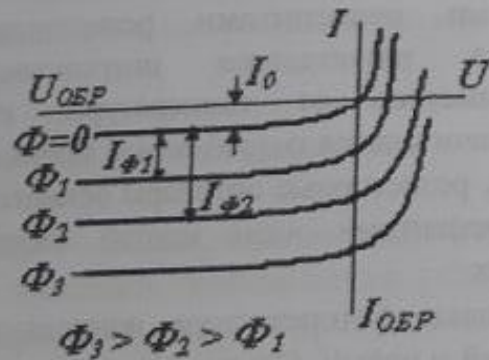


Рис. 10.1. ВАХ фотодиода для различных значений светового потока

В режиме фотопреобразователя в цепь фотодиода включают внешний источник питания, обеспечивающий обратное смещение *p-n*-перехода.

В режиме фотогенератора фотодиод сам является источником фото-ЭДС, значение которой пропорционально интенсивности светового потока. Типовое значение фото-ЭДС составляет 0,5...0,55 В. Маркировка фотодиода содержит буквы ФД (фотодиод) и цифру (порядковый номер разработки, например ФД-3).

Имеется несколько разновидностей фотодиодов. У *лавинных фотодиодов* происходит лавинное размножение носителей в *p-n*-переходе и за счет этого в десятки раз возрастает чувствительность. В *фотодиодах с барьером Шотки* имеется контакт полупроводника с металлом. Это диоды с повышенным быстродействием. Улучшенными свойствами обладают *фотодиоды с гетеропереходами*.

10.4.3. Фототранзисторы

Фототранзистор по сравнению с фотодиодом имеет значительно более высокую интегральную чувствительность (интегральная чувствительность — отношение фототока к вызвавшему его потоку белого света).

Биполярный фототранзистор представляет собой обычный транзистор, но в корпусе его сделано прозрачное «окно», через которое световой поток воздействует на область базы.

Фотоны вызывают в базе генерацию пар носителей. Они диффундируют к коллекторному переходу, в котором происходит их разделение, так же, как и в фотодиоде. Дырки под действием поля коллекторного перехода идут из базы в коллектор и увеличивают ток коллектора. А электроны остаются в базе и повышают прямое напряжение эмиттерного перехода, что усиливает инжекцию дырок в этом переходе. За счет этого дополнительно увеличивается ток коллектора. В транзисторе типа *n-p-n* все происходит аналогично.

Интегральная чувствительность у фототранзистора в десятки раз больше, чем у фотодиода, и может достигать сотен миллиампер на люмен.

Выходные характеристики фототранзистора аналогичны выходным характеристикам для включения транзистора по схеме

с общим эмиттером, но различные кривые соответствуют различным значениям светового потока, а не тока базы.

10.4.4. Фототиристоры

Триодные тиристоры управляются напряжением, подаваемым на один из управляющих электронов. При действии света на область p -базы в этой области генерируются электроны и дырки, которые диффундируют к обоим переходам. Электроны, попадая в область перехода J_2 (рис.9.2), находящегося под обратным напряжением, уменьшают его сопротивление. За счет этого происходит перераспределение напряжения, приложенного к тиристоры: напряжение на переходе J_2 несколько уменьшается, а напряжения на других переходах несколько увеличиваются. Но тогда усиливается инжекция в переходах J_1 и J_3 , к переходу J_2 приходят инжектированные носители, его сопротивление снова уменьшается и происходит дополнительное перераспределение напряжения, еще больше усиливается инжекция в переходах J_1 и J_3 , ток лавинообразно нарастает, т.е. тиристор отпирается.

Фототиристоры могут успешно применяться в различных автоматических устройствах в качестве бесконтактных ключей для включения значительных напряжений и мощностей. Важные достоинства фототиристоров – малое потребление мощности во включенном состоянии, малые габариты, отсутствие искрения, малое (доли секунды) время включения.

Элементы и композиционные материалы, используемые для создания фотоприемников различных длин волн, приводятся в таблице 10.1.

Таблица 10.1.

Материал	Диапазон принимаемых длин волн λ , нм
Кремний	400 – 1000
Германий	600 - 1600
GaAs	800 - 1000
InGaAs	1000 – 1700
InGaAsP	1100 - 1600

10.5. Оптроны

Оптроны являются основным компонентом оптоэлектроники. Простейший оптрон представляет собой четырехполосник, состоящий одновременно из светоизлучателя и фотоприемника, конструктивно связанных между собой через оптическую среду (световод). Прямая оптическая связь от излучателя к фотоприемнику исключает все виды электрической связи между этими элементами.

Световод должен обладать большим коэффициентом преломления, так как соответствующий коэффициент преломления материала источников света велик и составляет, например для GaAs $n = 3,6$. В оптоэлектронике применяется также волоконная оптика. Работа элементов волоконной оптики основана на том, что свет передается по отдельному тонкому волокну, не выходя за его пределы вследствие полного внутреннего отражения. Собранные в один жгут волокна передают световые лучи независимо друг от друга.

Под действием входного электрического сигнала светодиод генерирует световое излучение, а фотоприемник генерирует ток под действием освещения. В качестве излучателя оптопары могут быть использованы инфракрасный излучающий диод, светоизлучающий диод, люминесцентный излучатель или полупроводниковый лазер. В настоящее время наибольшее распространение получил инфракрасный излучающий диод из-за простоты его конструкции, управления и высокого КПД. В качестве приемника оптопары находят применение рассмотренные выше фотозлектрические приборы: фототранзистор, фотодиод и др.

На рис.10.2 приведено схемное изображение оптронов, состоящих из:

- светодиода и фотодиода (а),
- фототранзистора (б),
- фототиристора (в),
- фоторезистора (г).

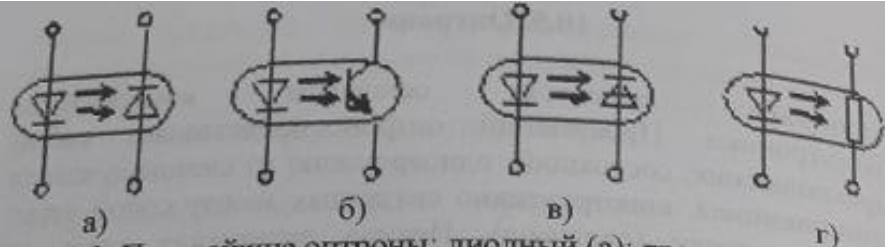


Рис. 10.2. Простейшие оптроны: диодный (а); транзисторный (б); тиристорный (в); резисторный (г)

В диодном оптроне источником света служит светодиод из арсенида галлия, а фотоприемником – кремниевый фотодиод. Оptron используется в качестве ключа и может коммутировать ток с частотой $10^6 - 10^7$ Гц.

Транзисторный опtron благодаря большей чувствительности фотоприемника экономичнее диодных. Однако быстродействие их меньше, максимальная частота коммутации не больше 10^5 Гц.

Кремниевый фототиристор позволяет увеличить импульс выходного тока до 5 А.

Резисторный опtron по сравнению с другими видами оптронов имеет более широкий динамический диапазон входных сигналов и меньшие значения темновых токов.

Оptron используется как элемент гальванической развязки в цифровых и импульсных устройствах, устройствах передачи аналоговых сигналов, системах автоматики для бесконтактного управления высоковольтными источниками питания и др.

В настоящее время оптроны являются основным элементом оптоэлектронных устройств, позволяющих разорвать нежелательные контуры заземления и подавить помехи в цифровых цепях. Хотя оптроны не имеют строго линейной характеристики, т.е. сигнал на выходе не обязательно линейно зависит от сигнала на входе, тем не менее, их достоинства широко используются в таких линейных устройствах, как схемы датчиков, источники питания, аппаратура контроля за состоянием больных, самонастраивающиеся устройства управления и т.п.

10.6. Компоненты устройств отображения информации. Общие сведения

Все устройства отображения информации используются в основном для индикации, визуализации и документирования. Устройства отображения информации применяются в системах, где информацию требуется представить в форме, удобной для визуального восприятия. Известно, что до 80% информации воспринимается человеком через органы зрения. Развитие систем программного управления, автоматического сбора и обработки информации, вычислительной техники привело к созданию разнообразных приборов, воспроизводящих информацию в виде, удобном для зрительного восприятия. Их строят на основе различных оптических приборов, электронно-лучевых трубок (ЭЛТ), ламп накаливания, светодиодов, жидкокристаллических индикаторов (ЖКИ).

В основе действия наиболее распространенных индикаторных приборов лежат электролюминесценция, процессы в газовом разряде, светоизлучающие процессы в полупроводнике, оптические процессы в жидких кристаллах.

В малогабаритных цифровых устройствах (встраиваемые микроконтроллерные системы) индикацию алфавитно-цифровой информации чаще всего выполняют на ЖКИ и светодиодах. Основное достоинство ЖКИ – низкое энергопотребление, что обуславливает их широкое использование в цифровых приборах с автономным питанием. Недостатки ЖКИ – относительно малый срок службы, узкий температурный диапазон, низкое быстродействие – ограничивают их область применения. Светодиоды имеют следующие достоинства: низкое напряжение питания, хорошую контрастность изображения, использование разных цветов, большой угол наблюдения и срок службы, высокое быстродействие, возможность интеграции с управляющими и дешифрующими ИМС.

Главный недостаток светодиодов – относительно большой потребляемый ток, который зависит от площади оптического

элемента. Уменьшение среднего тока потребления достигается импульсным питанием светодиодов.

10.7. Полупроводниковые и электролюминесцентные индикаторы

Полупроводниковые индикаторы изготавливают на основе светоизлучающих диодов. В светодиодах с различным цветом свечения используются различные полупроводниковые материалы. Например, для излучения красного цвета (длина волны $\lambda = 590 - 760$ нм) используется активный материал Ga_(1-x)Al_xAs с диапазоном излучаемых длин волн 610 – 870 нм.

Промышленностью выпускаются отдельные светодиоды (индикаторы единичные), с помощью которых можно высветить точку, и знаковосинтезирующие индикаторы (ЗСИ), в которых изображения получают с помощью сочетания независимо управляемых преобразователей электрического сигнала в свет. Среди них различают семисегментные ЗСИ (индикаторы цифровые, буквенно-цифровые), с помощью которых можно высветить букву или цифру; матричные ЗСИ (индикаторы графические) и др.

Широкое использование светодиодов для отображения состояния цифровых устройств объясняется многими причинами. Во-первых, для их включения требуется напряжение, меньшее напряжения питания управляющих светодиодами и интегрированных с ними ИМС, во-вторых, потребляемые токи лежат в пределах токов нагрузки этих логических элементов.

При этом удобно использовать светодиодные семисегментные индикаторы. Они представляют собой набор из семи или восьми светодиодов, размещенных в одном корпусе и соединенных анодами или катодами. В корпусе индикатора встраиваются специальные световоды, которые преобразуют свечение точечного светодиода в светящуюся полоску.

Семисегментные индикаторы управляются преобразователями кодов путем преобразования входных двоичных кодов в выходные двоично-десятичные и наоборот.

Такие индикаторы находят применение в схемах многоразрядной десятичной индикации. На схемах обозначаются буквами X/Y. Например, микросхема $\kappa 155\text{ПП5}$ (рис. 10.3) представляет преобразователь двоично-десятичного кода, в код семисегментного индикатора.

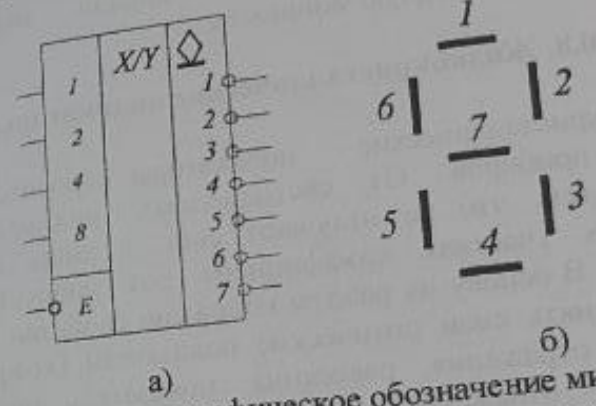


Рис. 10.3. Условно-графическое обозначение микросхемы преобразователя (а) и обслуживаемой ею индикатора (б) где: 1, 2, 4, 8 – информационные входы; 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7 – выходы для управления светодиодным семисегментным индикатором.

В электролюминесцентных ЗСИ используется свечение, возникающее в люминофорах, помещенных в сильное электрическое поле. ЗСИ этого типа представляют с собой группу конденсаторов, у которых одна из обкладок выполнена прозрачной, а другая – непрозрачной, между обкладками помещен люминофор. При приложении к обкладкам конденсатора электрического напряжения люминофор начинает светиться. При этом, если прозрачный электрод выполнен в виде некоторой формы, то зона свечения повторит ее. Совокупность светящихся участков создает требуемое изображение. Цвет свечения зависит от состава люминофора. Конфигурация излучаемых сегментов, элементов и организация их управления не отличается от полупроводниковых ЗСИ. Яркость свечения зависит от величины напряжения и частоты изменения.

Для питания электролюминесцентных ЗСИ используется переменное напряжение 160 – 250 В, частотой 300 – 4000 Гц. Потребляемая мощность составляет сотые – десятые доли Вт, обеспечивающие яркость 20 – 65 кд/м².

При помощи люминесцентных ЗСИ можно создавать информационные поля большой площади, многоцветные приборы, затрачивая малую мощность.

10.8. Жидкокристаллические индикаторы

Жидкокристаллические индикаторы относятся к числу пассивных приборов. От светодиодных индикаторов они отличаются тем, что не излучают свет, а лишь меняют на определенных участках коэффициент его пропускания или поглощения. В основу их работы положено свойство некоторых веществ изменять свои оптические показатели (коэффициенты поглощения, отражения, рассеяния, показатель преломления, спектральное отражение или пропускание, оптическую анизотропию, оптическую разность хода, оптическую активность) под влиянием внешнего электрического поля. Вследствие модуляции падающего света изменяется цвет участка, к которому приложено электрическое поле, и на поверхности вещества появляется рисунок требуемой конфигурации.

В качестве веществ, имеющих подобные свойства, используют жидкие кристаллы, относящихся к числу диэлектриков. В них сохраняется определенный порядок в расположении молекул (как кристалл), и текучесть (как жидкость).

Типовая элементарная ячейка ЖК прибора для отображения информации состоит из двух прозрачных стеклянных пластин, между которыми помещены ЖК. С внутренней стороны пластин расположены электроды. Их количество и расположение достаточно для реализации требуемого изображения. Если ячейка работает на просвет, то электроды на обеих пластинах выполняются прозрачными. При работе на отражение задний электрод выполняют непрозрачным. Для работы в условиях низкой освещенности создается подсветка. Для этого в ЖК-

индикаторах, работающих на просвет, за задней пластиной размещают источник света, а у индикаторов, работающих на отражение, источник света размещают спереди или сбоку. Индикаторы имеют форму тонкой пластины, к краям которой подведены выводы электродов. Электроды выполняют в виде тонких, почти не видных на стекле токопроводящих полосок.

Широко используются цифровые, буквенно-цифровые и ЖК-индикаторы сегментного типа. В них прозрачные электроды выполнены в виде сегментов, от которых сделаны отдельные выводы. Непрозрачный электрод изготавливают единым с одним выводом. При подаче напряжения на общий электрод и выбранные прозрачные сегментные электроды под соответствующим сегментом появляется полоса, цвет которой резко отличается от окружающего фона. Сочетание этих полос образует требуемую цифру, букву или знак. Меняя сегменты, подключенные к источнику напряжения, изменяют отображаемые цифры, буквы или мнемосхемы.

ЖК-индикаторы просты по конструкции, дешевы, имеют низкое энергопотребление, обеспечивают хорошую контрастность изображения, хорошо совместимы с микросхемами управления. Их *недостатки*: необходимость иметь подсветку при работе в темноте, узкий температурный диапазон (от -15 до +55 °С), изменение параметров в течение срока хранения и при работе.

Область применения – экономичные устройства и системы с цифровым, буквенным, графическим или мнемоническим отражением информации.

Контрольные вопросы к главе 10

1. Какие электронные приборы одновременно содержит оптоэлектронный прибор?
2. Поясните принцип действия фотоэлектрического прибора.
3. На каком эффекте основана работа различных полупроводниковых приемников излучения?
4. Поясните принцип действия фотодиода.
5. Поясните принцип действия светодиода.

6. Каким параметром в основном отличается фототранзистор от фотодиода? Объясните почему?

7. Что такое оптопара?

8. Какие излучатели могут быть использованы в оптопаре?

9. Какие приемники излучения используются в оптопарах?

10. Принцип действия фоторезистора.

11. На каких физических свойствах и явлениях основан принцип действия различных индикаторных приборов?

12. Каков принцип действия жидкокристаллического индикатора?

ГЛАВА 11. КВАНТОВЫЕ ПРИБОРЫ

11.1. Физические основы квантовых приборов

Квантовыми приборами называются устройства, служащие для генерации, усиления или преобразования электромагнитных колебаний оптического и СВЧ-диапазона, действие которых основано на вынужденном излучении или на нелинейном взаимодействии излучения с веществом.

Вынужденное (индуцированное) излучение – это процесс испускания электромагнитных волн возбужденными атомами и другими квантовыми системами под действием внешнего (вынуждающего) излучения. Частота, фаза, поляризация и направление испускаемого и вынуждающего излучения совпадают.

Квантовой системой называется атом, молекула, газ, кристалл твердого тела или жидкость, состояния которых дискретны (квантованы), т.е. составляют строго определенный для данной системы набор состояний с дискретными значениями внутренней энергии в каждом из этих состояний. Разрешенные значения энергии элементарных частиц и всей квантовой системы называются энергетическими уровнями.

Совокупность большого числа тождественных по своим свойствам квантовых систем называют *ансамблем*. Ансамблем квантовых систем является газ, кристалл твердого тела или жидкость и являющихся рабочим веществом квантового прибора. В квантовых приборах усиление или генерирование электромагнитных колебаний основано на взаимодействии электромагнитного поля с рабочим веществом.

11.2. Принцип работы лазера

Для эффективного использования света в технике связи и в других областях науки и технике надо добиться синхронного и

синфазного (одинакового по фазе) излучения атомов. Такое излучение называется *когерентным*. Пусть имеется цепочка атомов, вытянутых в прямую линию. Если все эти атомы находятся в возбужденном состоянии, то внешний фотон, ударив в крайний атом по направлению вдоль цепочки, вызовет излучение фотона (квант света) из этого атома, причем излученный фотон и ударивший фотон. Таким образом, будут двигаться уже два одинаковых фотона. Один из этих фотонов ударит в следующий атом, который дает излучение еще одного такого же фотона. Начинается движение уже трех одинаковых фотонов. И т.д. В результате световой поток усиливается в огромное число раз. Движущиеся фотоны имеют одинаковую энергию и одинаковое направление движения, т.е. излучение будет когерентным.

Очевидно, что если число возбужденных атомов равно числу невозбужденных, то усиления света не получится, так как число поглощенных фотонов будет равно числу фотонов, излученных возбужденными атомами. Следовательно, для усиления и генерации света необходимо, чтобы число возбужденных атомов, было больше числа атомов, находящихся в основном, невозбужденном состоянии. Такое состояние квантового ансамбля называется *инверсией (обращением) населенностей энергетических уровней*.

Распределение по разрешенным энергиям атомных и молекулярных квантовых систем в условиях термодинамического равновесия описывается статистикой Ферми - Дирака. Важнейшим статистическим параметром является населенность энергетического уровня - число квантовых систем в ансамбле, обладающих энергией W .

Например, населенность уровня W в ансамбле атомных квантовых систем на основании статистики Максвелла - Больцмана будет равна:

$$N = Ae^{-\frac{W}{kT}}, \quad (11.1)$$

где A - статистический параметр, T - температура среды.

Как следует из (11.1) населенность уровней в квантовом ансамбле при термодинамическом равновесии убывает с ростом энергии уровней, что можно записать в виде следующей формулы:

$$\frac{N_n}{N_m} = \exp \left[-\frac{W_n - W_m}{kT} \right]. \quad (11.2)$$

Но тогда из (11.2) следует, что всякое вещество в термодинамическом равновесии не может усиливать электромагнитные колебания, т.к. в каждом элементе объема среды будет поглощаться больше фотонов, чем их генерируется в этом объеме. Усиление будет иметь место, если $N_n > N_m$, т.е. населенность верхнего активного уровня больше населенности нижнего уровня.

Итак, состояние квантового ансамбля с $N_n > N_m$ называется *инверсией (обращением) населенностей уровней*. Физическая среда, в которой достигается инверсия населенностей уровней, называется *активной средой*.

Чтобы усиление света происходило в течение необходимого промежутка времени, надо все это время сохранять инвертированное состояние вещества. Для этого необходимо к данному активному или рабочему веществу подводить энергию, вызывающую возбуждение атомов. Такой процесс называется *накачкой*.

Рассмотренный принцип создания усилителя света получил название *лазер* - от начальных букв английских слов *light amplification by stimulated emission of radiation*, означающих «усиление света с помощью вынужденного излучения».

Квантовый усилитель света можно превратить в генератор, если осуществить в нем положительную обратную связь, при которой часть энергии излучения с выхода возвращается на вход и снова усиливается.

11.3. Функциональная схема оптического квантового генератора

Принцип работы лазера, называемого иначе оптическим квантовым генератором, заключается в следующем.

В пространстве, заполненном активной средой, между двумя плоскими зеркалами, одно из которых полупрозрачное, движется поток излучаемых атомами фотонов от одного конца к другому. Большая часть этого потока проходит через полупрозрачное зеркало и излучается во внешнее пространство в виде когерентного луча, а небольшая часть потока отражается, движется обратно, усиливаясь по пути, затем отражается, снова движется обратно и т.д. Конечно, какой-то внешний источник энергии должен поддерживать инверсное состояние активной среды, и тогда через полупрозрачное зеркало все время будет излучаться когерентный поток фотонов.

Система двух или нескольких зеркал, в пространстве между которыми могут существовать стоячие или бегущие электромагнитные волны оптического диапазона, называется *открытым* или *оптическим резонатором*. Простейший оптический резонатор, состоящий из двух плоских зеркал, называется *интерферометром Фабри - Перо*.

11.4. Основные типы лазеров

В настоящее время существует множество лазеров разного типа. Они различаются активной средой и способом накачки. В качестве активной среды используются твердые, жидкие и газообразные вещества.

Твердотельные лазеры. Активная среда – диэлектрический кристалл или специальное стекло. Лазер на рубине (оксид алюминия с примесью ионов хрома) дает излучение темно-красного цвета с длиной волны около 0,69 мкм. Для твердотельных лазеров применяют оптическую накачку.

Жидкостные лазеры. Активная среда – растворы органических красителей или специальные жидкости, активированные ионами редкоземельных элементов. Они позволяют получать излучение с длиной волны от 0,3 до 1,3 мкм, т.е. от ультрафиолетового до инфракрасного.

Газовые лазеры. Активная среда – газ, смесь нескольких газов или смесь газа с парами металла. В зависимости от того,

состояния каких частиц используются для получения инверсии населенностей, различают атомные, ионные и молекулярные лазеры.

Газовые лазеры являются наиболее распространенным в настоящее время типом лазеров. Они излучают на волнах от ультрафиолетового до инфракрасного диапазона (0,15...699,5 мкм).

Волоконные лазеры. Резонатор в таких лазерах построен на базе оптического волокна, внутри которого полностью или частично генерируется излучение. При полностью волоконной реализации такой лазер называется *цельноволоконным*, при комбинированном использовании волоконных и других элементов в конструкции лазера он называется *гибридным*.

11.5. Полупроводниковые лазеры

Хотя полупроводниковые лазеры являются твердотельными, их принято выделять в особую группу. Полупроводниковые лазерные диоды являются источником излучения в передающих оптоэлектронных модулях, применяемых в волоконно-оптических системах связи.

Два главных конструктивных отличия есть у лазерного диода по сравнению со светодиодом. Первое, лазерный диод имеет встроенный оптический резонатор. Наибольшее распространение получили 4 основных типа лазерных диодов: с резонатором Фабри - Перо; с распределенной обратной связью; с распределенным брэгговским отражением; с внешним резонатором. Второе, лазерный диод работает при значительно больших значениях токов накачки, чем светодиод, что позволяет получить режим индуцированного излучения. Именно такое излучение обладает высокой когерентностью, благодаря чему лазерные диоды по сравнению со светодиодами имеют значительно меньшую ширину спектра излучения (1–2 нм у лазерного диода против 30–50 нм у светодиода).

В полупроводниковых лазерах используется инверсия населенностей, получаемая в полупроводниках с одним или более

p-n-переходами. В полупроводнике инверсию населенностей можно выполнить двумя способами.

Первый способ заключается в том, что в *p-n*-переходе используются вырожденные полупроводники, т.е. полупроводники с настолько большой концентрацией соответствующей примеси, что в *n*-области электронами заполнена не только валентная область, но и область около дна зоны проводимости, а в *p*-области электроны в зоне проводимости отсутствуют практически полностью, как и в области около потолка валентной зоны, заполненной дырками. Концентрация примесей при этом должна быть не меньше 10^{20} см^{-3} .

При прямом включении *p-n*-перехода происходит встречная инжекция электронов из *n*-области и дырок из *p*-области. В результате в области *p-n*-перехода появляется узкий участок, где одновременно наблюдается практически полное заселение электронами зоны проводимости и дырками валентной зоны, т.е. эта часть структуры становится активной, т.к. выполняется условие инверсии населенностей.

Первичные спонтанные фотоны имеют энергию

$$\Delta W_0 < h\nu < (W_{Fn} - W_{Fp}), \quad (11.3)$$

где ΔW_0 – ширина запрещенной зоны материала полупроводника, W_{Fn} , W_{Fp} – уровни Ферми в *n*- и *p*-областях.

Спонтанные фотоны вызывают вынужденное излучение. Однако для получения самовозбуждения необходимо обеспечить многократное прохождение излучения через среду с инверсией населенности, т.е. обеспечить положительную обратную связь. Для этого создаются две грани, сколотые по кристаллографической оси кристалла, выполняющие роль зеркал резонатора. Две другие грани делаются шероховатыми для того, чтобы исключить излучение в направлениях, не совпадающих с главным. Такая структура тоже называется резонатором Фабри-Перо.

Еще три типа лазерных диодов получили наибольшее распространение: с распределенной обратной связью; с

распределенным брэгговским отражением; с внешним резонатором.

В лазерных диодах с распределенной обратной связью (DFB резонаторы и с распределенным брэгговским отражением (DBR лазер) резонатора Фабри-Перо, в которой добавлена плоская пространственная модуляционная структура. В DFB лазерах периодическая структура совмещена с активной областью, а в DBR лазерах периодическая структура вынесена за пределы активной области. Периодическая структура влияет на условия распространения и характеристики излучения. Основное преимущество – высокая стабильность одномодовости, т.е. исключается появление побочных максимумов (многомодовость).

В лазерных диодах с внешним резонатором можно плавно изменять длину волны излучения с диапазоном настройки в 30 нм.

Первые полупроводниковые инжекционные лазеры с резонатором Фабри-Перо, созданные на основе описанной конструкции с использованием *p-n*-переходов в полупроводниковых соединениях одного типа (гомопереходов), имели невысокие генерационные и эксплуатационные параметры – большой пороговый ток от 20 до 100 кА/см, малый срок службы, низкий КПД. Это связано с большими оптическими потерями и низкой квантовой эффективностью процесса лазерной генерации. Большие оптические потери вызывались тем, что излучение, возникающее в активной области, распространялось в соседние неактивные области и поглощалось в них. Низкая квантовая эффективность процесса лазерной генерации в основном связана с тем, что значительная часть электронов, попадающих в активную область, за счет высокой скорости проскакивала активную область, не прорекомбинировав с дырками, т.е. не участвует в процессе генерации.

Современные полупроводниковые лазеры создаются на основе двухсторонней гетероструктуры (ДГС). В результате пороговая плотность тока снизилась до $1 \dots 3 \text{ кА/см}^2$, что позволило реализовать непрерывный режим с достаточно большим ресурсом работы. Напомним, что в первых полупроводниковых

инжекционных лазерах плотность порогового тока накачки составляли от 20 ... 100 кА/см².

Важной экономической и технической проблемой является использование ВОЛС для кабельного телевидения, сетей передачи данных, телефонов и пр. Для этих целей требуются лазеры, обладающие повышенной надежностью и малой себестоимостью. В этой связи представляют интерес наноэлектронные лазеры, изготавливаемые на основе так называемых квантоворазмерных слоев, работающие в спектральном диапазоне 1000-1100 нм. Минимальное значение порогового тока в 3 мА, при котором начинается лазерное излучение, достигнуто на таких лазерах с длиной волны излучения 980-1020 нм.

На рис.11.1 показана структура лазера на квантовой яме в виде двойной гетероструктуры (ДГС), ее энергетическая диаграмма и распределение показателя преломления n . В этой структуре активная область представляет собой тонкий слой узкозонного полупроводника, оказавшегося между двумя широкозонными.

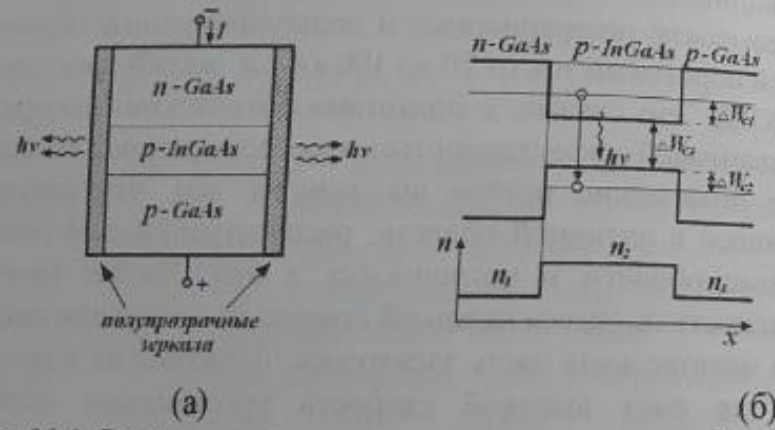


Рис.11.1. Схема инжекционного гетеролазера с двойной гетероструктурой (а), энергетическая диаграмма и показатель преломления (б)

Зеркала резонатора получают путем скалывания или полировки двух боковых граней, перпендикулярных плоскости перехода. Две другие грани делаются шероховатыми для того, чтобы исключить излучение в других направлениях. Эта структура и есть резонатор Фабри – Перо.

Активным слоем служит материал с меньшей шириной запрещенной зоны и большей диэлектрической постоянной (большой показатель преломления n). Области рекомбинации светового излучения и инверсии населенности полностью совпадают и сосредоточены в среднем слое. Работа лазера происходит следующим образом. При прямом включении n - p перехода электроны из n -GaAs инжектируются в активный слой, создавая в нем инверсную населенность. Далее, переходя из зоны проводимости в валентную зону, они излучают кванты электромагнитного излучения, частота которых равна:

$$h\nu = \Delta W_{33} + W_{C1} + W_{C2}. \quad (11.4)$$

Благодаря потенциальным барьерам на границах гетеропереходов отсутствуют рекомбинационные потери в пассивных областях и электронно - дырочная плазма заключена в квантовой яме среднего слоя. Генерируемое излучение сконцентрировано в активной области прибора вследствие заметной разницы показателей преломления активной и неактивной областей. Известно, что если показатели преломления слоев удовлетворяют условию:

$$n_2 > n_1 \geq n_3,$$

то электромагнитное излучение распространяется в направлении, параллельном границам раздела слоев (волноводный эффект). Вследствие этого потери излучения в пассивных областях пренебрежимо малы.

При достаточно малой толщине активного слоя он начинает вести себя как квантовая яма. Как известно свободные электроны в твердом теле перемещаются по любому из трех направлений. В том случае, когда толщина активного слоя становится сравнимой с длиной волны де Бройля, электроны могут двигаться только в одном направлении. Такие структуры называются квантовыми ямами. Тогда лазер на квантовой яме можно перестраивать, управляя параметрами энергетического спектра за счет изменения толщины активного слоя. При уменьшении размеров ямы минимальная энергия электронов W_{C1} и W_{C2} увеличиваются и

тогда согласно (11.4) увеличивается и частота излучения лазера. Подбирая ширину квантовой ямы, получим лазер для ВОЛС с $\lambda = 1,6$ мкм. Кроме того, на квантовых ямах созданы светодиоды со спектром от инфракрасного до голубого света. Важным преимуществом лазеров на квантовых ямах является их экономичность. Они питаются меньшим током и дают больше света на единицу потребляемой мощности. До 60% электрической мощности ими преобразуется в свет.

Контрольные вопросы к главе 11

1. На каких физических свойствах и явлениях основан принцип действия различных квантовых приборов?
2. Какие системы называются квантовыми системами?
3. Какое электромагнитное излучение называется когерентным?
4. Какое состояние квантового ансамбля называется инверсией (обращением) населенностей энергетических уровней?
5. Какой процесс называется вынужденным излучением?
6. Что в переводе на русский язык означает понятие «лазер»?
7. Какие функции выполняет оптический резонатор?
8. Назовите типы лазеров, различающихся активной средой.
9. По какой конструктивной особенности лазерный диод отличается от светодиода?
10. Поясните принцип работы лазера.
11. Какого типа лазеры используются в настоящее время?
12. Назовите три типа лазерных диодов, получивших в настоящее время наибольшее распространение.
13. Приведите схему инжекционного гетеролазера с двойной гетероструктурой.

ГЛАВА 12. АНАЛОГОВЫЕ УСТРОЙСТВА

12.1. Общие сведения, основные понятия и определения

Все процессы в природе (первичная информация) протекают по непрерывному закону, и рецепторный аппарат человека, принимающий информацию, работает как аналоговый преобразователь. Поэтому, начальный и конечный этапы преобразования сигналов являются аналоговыми. Обработку же этой информации сегодня выгоднее вести в цифровой форме. Следовательно, любая система, использующая цифровые методы обработки информации, должна содержать устройства взаимного преобразования аналоговых и цифровых сигналов. Их называют аналогово-цифровым (АЦП) и цифро-аналоговым (ЦАП) преобразователями. Наконец, имеется круг задач, в которых важным является быстродействие устройства и простота его реализации, а не высокая точность преобразования. Аналоговые устройства в этом случае незаменимы.

Исходные данные, результаты и другая информация, перерабатываемая электронными устройствами, в том числе и персональными компьютерами, представляется чаще всего в виде электрических сигналов.

Существует две формы представления информации (физических величин): аналоговая (непрерывная) и цифровая (дискретная). В первой величина представляется *в виде одного сигнала*, пропорционального этой величине, во второй - *в виде последовательности нескольких сигналов*, каждый из которых соответствует одной из цифр заданной величины.

Электронные устройства, предназначенные для приема, преобразования и передачи сигналов в аналоговой форме, называются. При этом теоретически формирование и передача сигнала осуществляется с максимально возможной точностью и быстродействием. Кроме того, при своей относительной простоте

АЭУ могут выполнять любое функциональное преобразование сигнала.

Однако АЭУ присущи следующие недостатки:

- низкая помехоустойчивость, когда в результате добавления к сигналу различных помех, или изменения параметров устройства при изменении температуры и воздействии других дестабилизирующих факторов, он отличается от первоначального;

- большие искажения при передаче сигнала на большие расстояния;

- трудность длительного хранения информации;

- низкое значение КПД.

Поэтому при помощи АЭУ решаются те задачи, где не требуется хранить и обрабатывать большие объемы информации за минимальное время. При этом особо отметим, что информация в АЭУ описывается системами дифференциальных уравнений.

Классификация аналоговых устройств. Технологический прогресс в равной мере отражается на развитии как цифровых, так и аналоговых (цифроаналоговых) устройств. Вместе с этим динамично увеличивается многообразие аппаратурных задач и функций, решаемых как аналоговыми, так и цифроаналоговыми устройствами.

Поэтому из соображений схемотехнической унификации и удобства проектирования сложных аналоговых электронных устройств всё многообразие реальных аналоговых функций сводится к небольшому их числу, как это делается в цифровой технике. Так, для реализации в цифровых системах разнообразных логических функций постулируются основные операции дизъюнкции, конъюнкции и инверсии. Электронные схемы, выполняющие эти простейшие логические операции, представляют минимальный элементный базис.

Считается, что в цифровой технике этот схемотехнический базис фиксирован и изменению не подлежит, вследствие чего ресурсы микронной технологии тратятся на увеличение функциональной сложности аппаратуры, путем увеличения степени интеграции микросхем.

В аналоговой схемотехнике к таким основным (простым) функциям относятся следующие пять основных аналоговых функций (ОАФ): усиление, сравнение, ограничение, перемножение, частотная фильтрация.

Основная цель схемотехники аналоговых интегральных схем – использование ресурсов технологии для достижения рекордных уровней таких показателей, как точность, быстродействие, энергопотребление, эксплуатационные параметры.

1. Функция **усиления** – увеличение напряжения (или тока) точно в K_U раз в неограниченной полосе частот без нелинейных искажений сигнала за счет преобразования энергии источника питания в энергию выходного сигнала. Таковую функцию приближенно реализует операционный усилитель (ОУ).

2. Функция **сравнения** позволяет сопоставить величины U_1 и U_2 с некоторой точностью Δ . Этим напряжениям присваиваются булевы символы TRUE, FALSE. Эту функцию реализует идеальный компаратор (compare – сравнивать – глагол, от которого произошло название «компаратор»).

3. Функция **ограничения** преобразует зависимость $U_2 = f(U_1)$ в функцию, состоящую из трех участков. Ограничитель используется для изменения формы сигнала.

4. Функция **перемножения** определяет результат $U_{\text{вых}}$ умножения аналоговой величины U на другую величину V :

$$U_{\text{вых}} = kUV,$$

где k – масштабный коэффициент, не зависящий от U и V .

5. Функция **частотная фильтрация** реализует выделение требуемого диапазона частот из полного спектра, подвергаемого преобразованию. К традиционным фильтрам в виде LC-контуров, пьезокварцевым или электромеханическим резонаторам микроэлектроника добавила специфические устройства фильтрации в виде активных RC-цепей и устройств на основе поверхностных волн и приборов с зарядовой связью. Условные обозначения идеализированного полосового фильтра, а также проходных фильтров высоких и низких частот показаны на рис. 12.1, ж – и.

Задача источника тока – поддерживать неизменной величину выходного тока при изменениях нагрузки и выходного (питающего) напряжения в микросхемах самого различного функционального назначения, как аналоговых, так и цифровых.

Источники тока в разной литературе называют генераторами стабильного тока (ГСТ), стабилизаторами тока или эталонами тока.

Наиболее простая схема реализации ГСТ представлена на рис. 12.2. В этой схеме в цепь тока I_1 включен БТ $VT1$ в диодном включении и служит генератором напряжения, питающего переход эмиттер – база транзистора $VT2$, включенного последовательно с управляемой цепью R_H .

Поскольку в транзисторе $VT2$ задается не ток базы, а напряжение эмиттер – база, то его свойства соответствуют схеме включения с ОБ. В этом включении в активном режиме ток коллектора практически не зависит от напряжения на коллекторе. Поэтому при любой нагрузке R_H и произвольном $E_{П2}$ ток I_2 будет определяться опорным напряжением $U_{ЭБ2}$. Покажем, что ток I_2 практически равен току I_1 , определяемому значениями $E_{П1}$ и R .

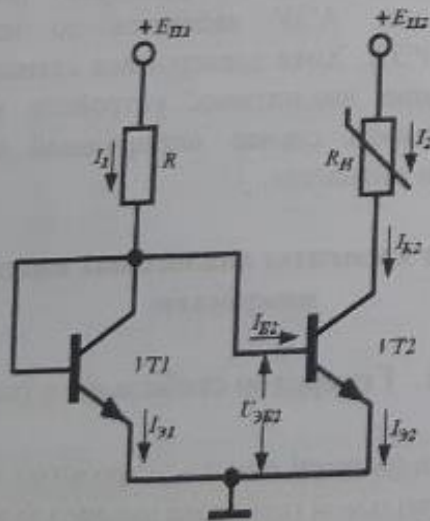


Рис. 12.2. Простейшая схема ГСТ

Токи $I_{Э1}$ и $I_{Э2}$ с большой точностью аппроксимируются выражением:

$$I_{Э} = I_0 \exp(U_{ЭБ} / \phi_T),$$

где I_0 – тепловой ток насыщения обратного смещенного эмиттерного перехода. А так как параметры транзисторов $I_{Э0}$, ϕ_T полностью идентичны, то из очевидного условия $U_{ЭБ1} = U_{ЭБ2}$ следует, что:

$$I_{Э1} = I_{Э2}.$$

(12.2)

Нетрудно заметить, что:

$$I_1 = I_{Э1} + I_{Б2}, \quad I_2 = I_{К2} = I_{Э2} - I_{Б2}.$$

Следовательно, учитывая (12.2),

$$I_2 = I_1 - 2I_{Б2}.$$

(12.3)

Ток базы меньше тока коллектора в 50 ÷ 100 раз. Поэтому с достаточной для инженерных расчетов точностью можно считать, что входной I_1 и выходной I_2 токи равны. Следовательно, выходной ток I_2 в цепи R_H , какой бы она не была, будет повторять величины входного тока, так и по направлению. Что касается величины входного тока, то она с достаточно большой точностью равна $I_1 = (E_{П1} - 0.6) / R$.

Стабильность тока I_1 обеспечивается использованием стабилизированного источника питания $E_{П1}$. Тем самым обеспечивается независимость тока I_2 от напряжения источника питания $E_{П2}$ и параметров цепи R_H .

Однако в этой схеме ГСТ не обеспечивается достаточная температурная стабилизация тока I_2 , так как ток базы $I_{Б2}$ довольно в сильной степени зависит от температуры. Для обеспечения температурной стабильности тока I_2 используются более сложные схемы.

Например, на рис. 12.3 приведена трехтранзисторная схема (токовое зеркало Уилсона), в которой управляющие транзисторы

$VT1$ и $VT2$ включены так, что токи их баз взаимно противоположны.

Легко видеть, что

$$I_1 - I_{B2} + I_{E1} = I_{C1}, \quad I_2 + I_{E2} - I_{E1} = I_{C2}.$$

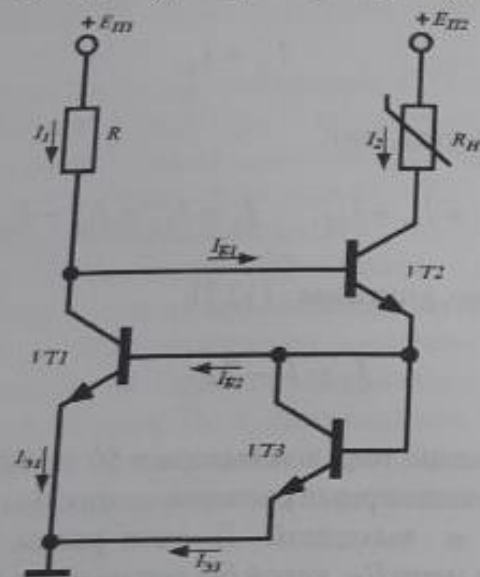


Рис.12.3. Схема токового зеркала Уилсона

Транзисторы $VT1$ и $VT2$ конструктивно идентичны. Режим их работы отличается только тем, что напряжение коллектор–база транзистора $VT1$ равно напряжению эмиттер–база транзистора $VT2$, т.е. мало, тогда как напряжение коллектор–база транзистора $VT2$ определяется разностью падений напряжения на резисторе R и в цепи R_H и может, следовательно, быть заметно большим. Однако, ток базы весьма слабо зависит от напряжения коллектор–база, так что $I_{B1} = I_{B2}$. Токи же эмиттеров $I_{E1} = I_{E3}$ одинаковы в силу тех же причин, что и в случае схемы рис.12.2. Следовательно:

$$I_2 = I_1 - 2(I_{B2} - I_{E1}) = I_1.$$

Из приведенного выражения видно, что в схеме на рис.12.3 повторяемость входного и выходного токов значительно выше, чем в схеме на рис.12.2.

12.2.2. Схема сдвига уровня постоянного напряжения

Интегральные многокаскадные усилители постоянного тока строятся по схемам с непосредственными связями между каскадами (без применения конденсаторов). При этом на базу каждого каскада поступает не только полезный сигнал, но и возрастающая постоянная составляющая напряжения с коллектора предыдущего каскада. Для устранения указанного явления используются схемы сдвига уровня постоянного напряжения, называемые также *трансляторами уровня*. Схемы сдвига должны устранять постоянную составляющую на входе очередного каскада и без изменений передать переменную составляющую – сигнал.

Простейшей схемой сдвига уровня является эмиттерный повторитель. Действительно, у него уровень выходного (эмиттерного) потенциала ниже уровня базового потенциала на величину U^* , а сигнал передается с коэффициентом $K_U \approx 1$.

Величина U^* называется напряжением открытого перехода. Дело в том, что в нормальном токовом режиме, когда прямые токи лежат в диапазоне $I = 10^{-3} \div 10^{-4}$ А, напряжение на кремниевом переходе U меняется всего в пределах $0,65 \div 0,7$ В и его можно считать постоянным и рассматривать как параметр. Для него вводится специальное обозначение U^* . Принято при комнатной температуре считать $U^* = 0,7$ В.

Когда необходимо сместить уровень на величину не кратную U^* , то используется универсальная схема сдвига уровня с использованием ГСТ, показанная на рис.12.4.

ГСТ включен в цепь транзистора VT , база которого непосредственно соединяется с выходом предшествующего каскада. Так как ток эмиттера VT задан ГСТ, то напряжение на эмиттерном переходе этого транзистора будет автоматически устанавливаться таким, чтобы обеспечивать протекание тока I_0 . Следовательно, каким бы ни был потенциал точки А, потенциал точки В будет равен:

$$U_B = U_A - U_{E\Phi} - RI_0. \quad (12.4)$$

При заданном значении U_A значение $U_{БЭ}$ однозначно соответствует значению I_0 и, следовательно, можно выбрать такое значение R , чтобы U_B имело также заранее заданное значение.

Нетрудно убедиться в том, что в схеме сигнал на выходе устройства (точка В) повторяет сигнал на входе (точка А). Действительно, на основании (12.4),

$$\Delta U_A = \Delta U_B - \Delta U_{БЭ},$$

поскольку $I_0 = \text{const}$. Но как было сказано, изменение потенциала базы не может вызвать изменения значения $U_{БЭ}$, поскольку потенциал эмиттера транзистора практически мгновенно следует за изменением потенциала базы. Следовательно, $\Delta U_{БЭ} = 0$ и $\Delta U_A = \Delta U_B$.

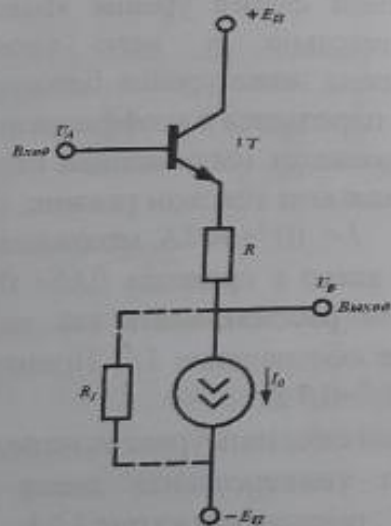


Рис. 12.4. Универсальная схема сдвига уровня напряжения

12.3. Обратная связь в аналоговых ИМС

Коэффициенты усиления и другие параметры усилительного каскада сильно зависят не только от изменения температуры, но и от других внешних возмущающих воздействий. К ним относятся изменение напряжения питания, изменение сопротивления нагрузки и т.п. Эти изменения принято характеризовать понятием — дрейф нуля усилителя.

Внешние возмущения, изменяя токи покоя, выводят усилитель из заданного режима работы. Это особенно опасно для режима класса А, так как может вывести транзистор в нелинейную область его характеристик, что вызовет увеличение коэффициента нелинейных искажений. По этой причине вопрос стабилизации режима покоя является одним из главных при проектировании усилителя.

Существует три основных метода стабилизации режима покоя усилительного каскада. Методы *термокомпенсации* и *параметрической стабилизации* компенсируют только один из дестабилизирующих факторов. Универсальным методом стабилизации параметров не только одиночного каскада, но и многокаскадного усилителя является метод *введения цепей обратной связи*.

Обратная связь специально вводится в усилитель для улучшения его характеристик и параметров.

Обратной связью (ОС) называется передача энергии из выходной цепи усилителя во входную цепь. Выходной сигнал может поступать на вход усилителя полностью или только частично. Обратную связь, охватывающую один каскад, называют *местной*, а охватывающую весь многокаскадный усилитель — *общей*.

В общем случае сигнал ОС может либо суммироваться с входным сигналом, либо вычитаться из входного сигнала усилителя. В зависимости от этого соответственно различают *положительную* и *отрицательную* ОС. ОС называется *положительной*, если фазы входного сигнала усилителя и сигнала ОС совпадают. ОС называется *отрицательной*, если фазы входного сигнала усилителя и сигнала ОС отличаются на угол π , т.е. находятся в противофазе.

Введение отрицательной ОС повышает стабильность коэффициента усиления усилителя и другие его параметры при изменении условий работы транзистора. Кроме того, отрицательная ОС позволяет расширить полосу пропускания, снижает уровень нелинейных искажений и др.

12.4. Усилительный каскад с ООС по току нагрузки

На рис.12.5 приведена схема усилительного каскада с местной ООС. Отрицательная ОС, предназначенная для стабилизации режима покоя транзистора при изменении его температуры, организована включением резистора R_3 в эмиттерную цепь усилителя. Ток эмиттера, протекая по резистору R_3 , создает падение напряжения, равное $U_3 = I_3 R_3$. Оно действует навстречу входному напряжению $U_{вх}$. Поэтому входной сигнал, действующий на эмиттерном переходе, уменьшится и станет равным $U_{кз} = U_{вх} - I_3 R_3$. Тем самым убеждаемся, что данный каскад охвачен последовательной ООС по току нагрузки.

В усилителях на дискретных компонентах для устранения снижения K_U в каскад вводится конденсатор C_3 , который для переменного тока (т.е. для сигнала) устраняет ООС, шунтируя R_3 . При этом параметры каскада определяются по тем же эквивалентным схемам замещения.

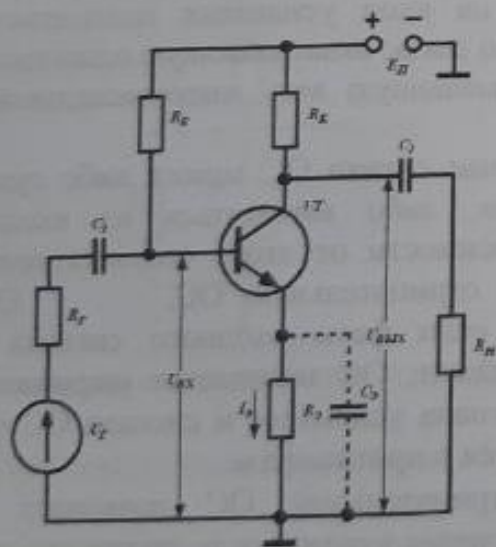


Рис.12.5. Схема усилительного каскада с местной ООС

12.5. Усилительный каскад с общим коллектором (Эмиттерный повторитель)

Усилительный каскад с общим коллектором называют также эмиттерным повторителем.

Принципиальная схема эмиттерного повторителя показана на рис. 12.6. Эмиттерный повторитель является каскадом с глубокой (100% - ной) последовательной ООС, так как выходной сигнал и сигнал ОС равны между собой.

Коллектор транзистора в схеме усилительного каскада по переменному току заземлен (т.е. соединен с общей шиной каскада) через источник питания $E_{п}$, сопротивление которого очень мало. При этом входное напряжение включено между базой и коллектором, а выходное снимается непосредственно с эмиттера транзистора. Таким образом, вывод коллектора является общей точкой входной и выходной цепей и схему можно считать схемой включения с ОК.

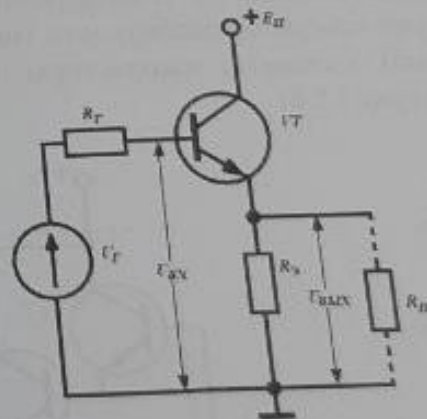


Рис.12.6. Принципиальная схема эмиттерного повторителя

Выходное напряжение в каскаде ОК совпадают с входным по фазе. Так, например, при поступлении положительного приращения входного напряжения ток базы увеличивается, вызывая возрастание тока эмиттера. Это приводит к увеличению падения напряжения на сопротивлении R_3 , с которого снимается выходное напряжение. При подаче же отрицательного

приращения входного напряжения выходное напряжение также получит отрицательное приращение.

Таким образом, выходной сигнал повторяет входной и по амплитуде и по фазе. Поэтому усилительный каскад ОК называют **эмиттерным повторителем**. Несмотря на то, что коэффициент усиления K_U близок к единице, повторитель относится к классу усилителей, так как обеспечивает значительное усиление по току.

Из сказанного следует, что каскад эмиттерного повторителя наиболее удобен для согласования высокоомных источников сигнала с низкоомной нагрузкой ($R_{вх}$ – велико, $R_{вых}$ – мало, K_I – велик).

Часто возникает задача увеличения $R_{вх}$. В дискретной схемотехнике этого добиваются путем увеличения сопротивления резистора $R_э$, либо использованием транзистора с большим значением β . Однако первый способ ограничен тем, что для сохранения прежнего тока в режиме покоя пришлось бы повышать напряжение источника питания $E_{п}$. В интегральной схемотехнике вместо $R_э$ используют генератор стабильного тока I_0 в эмиттерной цепи (рис.12.7), либо составные транзисторы, построенные по схеме Дарлингтона (рис.12.8).

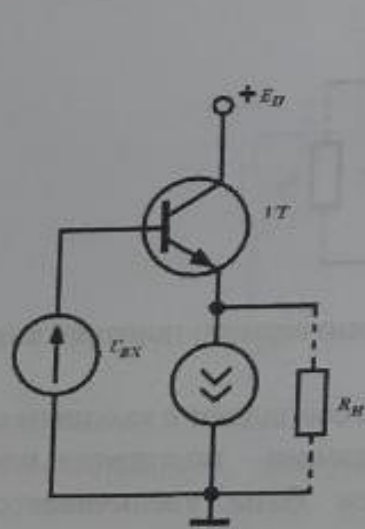


Рис.12.7. Схема эмиттерного повторителя с ГСТ

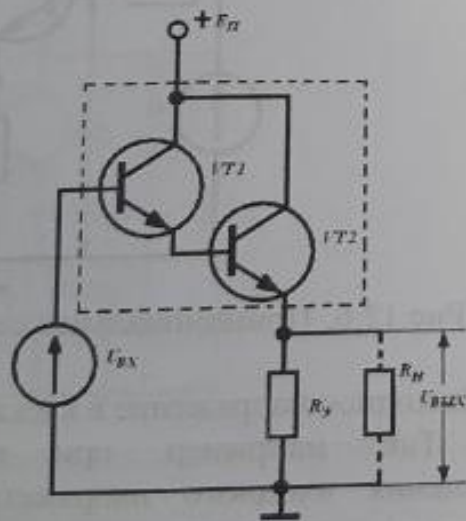


Рис.12.8. Схема эмиттерного повторителя на составных транзисторах

Составные транзисторы. Анализируя выражения для коэффициентов усиления каскадов и их входных сопротивлений, можно заключить, что их максимальные значения определяются дифференциальным коэффициентом передачи тока транзистора в схеме с общим эмиттером $h_{21э} = \beta$. Реальные значения $h_{21э}$ определяются технологией изготовления и структурой транзистора и обычно не превышают нескольких сотен. Исключение составляют специализированные супербета транзисторы, применяемые в основном во входных каскадах операционных усилителей.

Решить проблему увеличения $h_{21э}$ можно путем комбинации из нескольких (обычно двух) транзисторов, соединенных между собою так, что их можно рассматривать как единое целое. Применительно к транзисторам одного типа проводимости такие схемы были впервые предложены Дарлингтоном и поэтому называются **парой Дарлингтона** или **составными транзисторами**.

Рассмотрим пару Дарлингтона, выполненную на двух *n-p-n* транзисторах (рис.12.9.), где Б, Э, К – выводы составного транзистора.

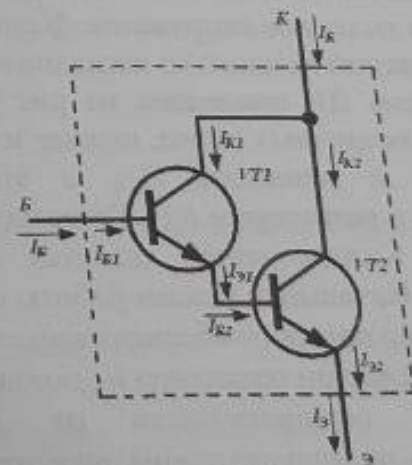


Рис.12.9. Пара Дарлингтона

Таким образом, в составном транзисторе суммарный коэффициент передачи тока равен произведению коэффициента передачи отдельных транзисторов. Если β_1 и β_2 имеют одинаковые значения, например 100, то расчетный коэффициент $\beta = \beta_1 \cdot \beta_2$ составит 10^4 . Однако, при одинаковых VT1 и VT2 коэффициенты β_1 и β_2 будут равны друг другу только при равенстве коллекторных токов I_{K1} и I_{K2} . Но $I_{K2} \gg I_{K1}$, так как $I_{Э1} \gg I_{Э2}$. Поэтому $\beta_1 \ll \beta_2$ и практически $\beta = \beta_1 \cdot \beta_2$ не превышает нескольких тысяч.

12.6. Дифференциальные усилители

Рассмотренные усилительные каскады с ООС, обладая высокой стабильностью работы, малым дрейфом нуля (при низком коэффициенте усиления по напряжению), остаются незащитными к действию различного рода помех, которые приводят к появлению ложного выходного сигнала.

Дифференциальный усилитель (ДУ) сохраняет большой коэффициент усиления сигнала при большом коэффициенте подавления помех.

ДУ представляет собой такое объединение двух каскадов (плеч), в котором выходное напряжение формируется как разность выходных напряжений каждого из каскадов в отдельности.

Типовая схема ДУ приведена на рис.12.10, а). Усилитель содержит два симметричных плеча, первое из которых состоит из транзистора VT1 и резистора R_{K1} , а второе - образовано транзистором VT2 и резистором R_{K2} . Резистор $R_Э$ является общим для обоих плеч. Каждое плечо является каскадом с общим эмиттером с ООС. Начальный режим работы схемы определяется током I_0 , постоянство которого обеспечивается ГСТ, являющегося электронным эквивалентом резистора $R_Э$ большого номинала.

Питание ДУ осуществляется от двух источников, напряжения которых по модулю равны друг другу. Использование второго источника ($-E_П$) позволяет снизить потенциалы эмиттеров транзисторов VT1 и VT2 до потенциала общей шины. Это дает

возможность работать как с положительными, так и с отрицательными входными сигналами.

Предположим, что оба плеча абсолютно симметричны, т.е. $R_{K1} = R_{K2}$, и параметры транзисторов VT1 и VT2 одинаковы. В этом случае при равных входных сигналах $U_{ВХ1}$ и $U_{ВХ2}$ токи транзисторов VT1 и VT2 возрастут. В результате появится приращение тока $\Delta I_Э$, но оно поровну распределится между плечами ДУ и коллекторные потенциалы изменятся одинаково. Следовательно, и в этом случае $U_{ВЫХ} = 0$. Такие сигналы называются *сифазными*.

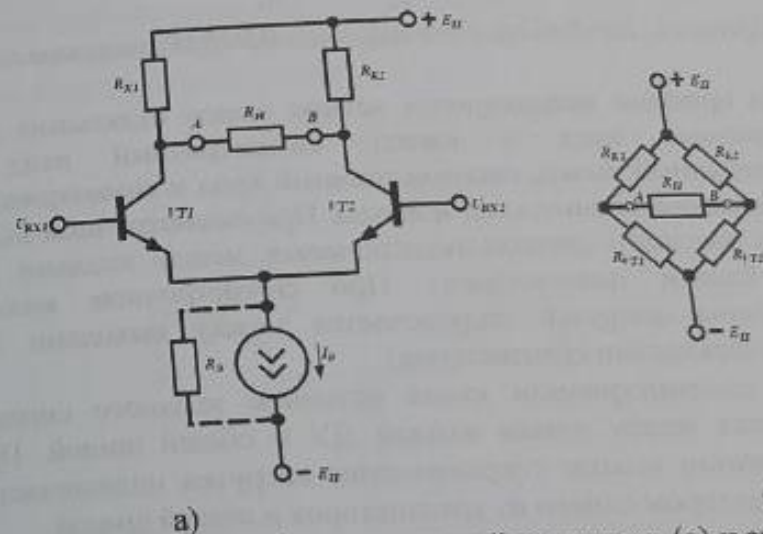


Рис.12.10. Дифференциальный усилитель (а) и его схема замещения (б)

Пусть теперь напряжение $U_{ВХ1}$ увеличивается, а $U_{ВХ2}$ уменьшается. Тогда эмиттерный и коллекторный токи транзистора VT1 получают положительное приращение, а соответствующие токи транзистора VT2 - отрицательное приращение. В результате появится выходное напряжение:

$$U_{ВЫХ} = \Delta I_{K1} \cdot R_{K1} - (-\Delta I_{K2} \cdot R_{K2}).$$

На общем эмиттерном резисторе R_3 изменение эмиттерных токов даст приращение:

$$\Delta U_3 = R_3(\Delta I_{31} - \Delta I_{32}),$$

которое и есть сигнал ООС.

Если ДУ идеально симметричен, то $|\Delta I_{31}| = |\Delta I_{32}|$ и $\Delta U_3 = 0$.

Следовательно, потенциал эмиттеров остается неизменным и ООС для дифференциального сигнала отсутствует. Поэтому для коэффициента усиления по напряжению справедливо выражение, ранее полученное для каскада с ОЭ без обратной связи:

$$K_U = \frac{\alpha R_K I_3}{\varphi_T} = -\frac{h_{21} R_K}{h_{11}}.$$

При $\alpha \approx 1$, $R_K = 5 \text{ кОм}$, $I_3 = 1 \text{ мА}$, $\varphi_T = 0,025 \text{ В}^{-1}$ получим $K_U = 200$.

На практике используются четыре схемы включения ДУ: симметричные вход и выход, симметричный вход и несимметричный выход, несимметричный вход и симметричный выход, несимметричные вход и выход. При симметричном входе источник входного сигнала подключается между входами ДУ (между базами транзисторов). При симметричном выходе сопротивление нагрузки подключается между выходами ДУ (между коллекторами транзисторов).

При несимметричном входе источник входного сигнала подключается между одним входом ДУ и общей шиной. При несимметричном выходе сопротивление нагрузки подключается между коллектором одного из транзисторов и общей шиной.

Коэффициент усиления ДУ не зависит от способа подачи входного сигнала, т.е. не зависит от того, симметричный или несимметричный вход.

При несимметричном выходе сопротивление нагрузки подключается одним концом к коллектору одного транзистора, а другим – к общей шине. В этом случае K_U оказывается в 2 раза меньше, чем при симметричном выходе.

Если при несимметричном входе и выходе входной сигнал подан на вход того же плеча, с выхода которого снимается выходной сигнал ДУ, то в этом случае работает на усиление лишь

одно плечо. Здесь на выходе получаем инвертированный сигнал. Когда входной сигнал подан на вход одного плеча ДУ, а выходной сигнал снимается с выхода другого плеча, то на выходе получаем неинвертированный сигнал с тем же K_U , что и в первом случае. Если снимать выходной сигнал всегда с одного заданного выхода, то входам ДУ присваиваются название «инвертирующий» и «неинвертирующий».

На рис.12.11 приведен пример каскада с несимметричными входом и выходом. При этом напряжение неиспользуемого входа, как правило, фиксируют на неизменном уровне, например, соединяют с общей шиной. Если входной сигнал подается на $U_{ВХ1}$, то на выходе получаем неинвертированный сигнал. Значит, $U_{ВХ1}$ является неинвертирующим входом. Очевидно, что второй вход $U_{ВХ2}$ является инвертирующим.

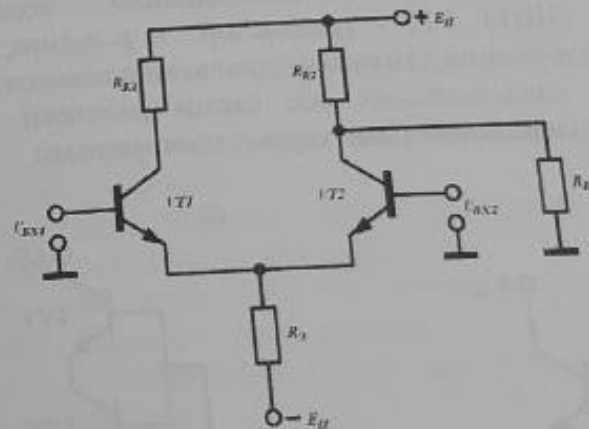


Рис.12.11. ДУ с несимметричными входом и выходом

12.7. Двухтактные усилительные каскады

Выходные усилители мощности в многокаскадных усилителях предназначены для получения в низкоомной нагрузке требуемой мощности выходного сигнала. Если выходным каскадом является эмиттерный повторитель на транзисторе $n-p-n$ -типа, то ток покоя не может втекать в схему, если же используется

транзистор $p-n-p$ -типа, то ток не может вытекать. В результате в повторителе ток покоя имеет большую величину

Однотактные выходные каскады типа эмиттерного повторителя работают в режиме класса А и из-за низкого КПД используются при небольших выходных мощностях. Поэтому в двухтактных схемах усиления, обеспечивающие только работу транзисторов в режимах класса В и АВ.

Двухтактные усилительные каскады используются в качестве выходного каскада усилителей. Цель использования таких каскадов - увеличение КПД, а ток каскада в режиме покоя (т.е. в отсутствии сигнала) должен быть близким к нулю.

На рис.12.12,а показана двухтактная схема класса В, выполненная на комплементарных транзисторах (КБТ), а на рис.12.12,б - выполненная на инжекционно-вольтаических транзисторах (ИВТ). $VT1$ - транзистор $n-p-n$ -типа, а $VT2$ - транзистор $p-n-p$ -типа. Нагрузка R_H включена в эмиттерную цепь транзисторов, следовательно, обе схемы работают в режиме повторителей напряжения (эмиттерные повторители).

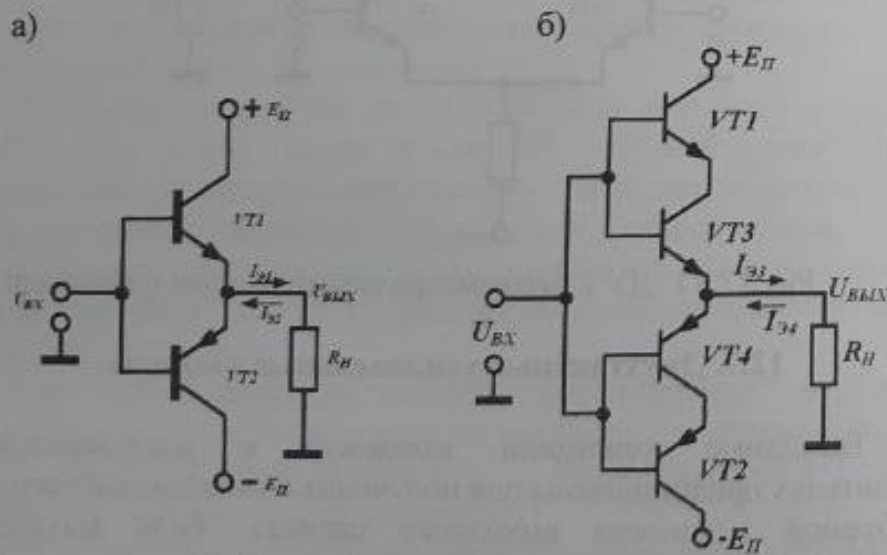


Рис. 12.12. Двухтактная схема класса В на КБТ (а) и ИВТ (б).

Транзистор $VT1$ открыт при положительных значениях сигнала, а транзистор $VT2$ - при отрицательных. При нулевом входном напряжении коллекторного тока нет и мощность не рассеивается.

Контрольные вопросы к главе 12

1. Каковы основные признаки аналоговых электронных устройств?
2. Для чего предназначены аналоговые электронные устройства (АЭУ)?
3. Какие недостатки присущи АЭУ?
4. Назовите пять основных аналоговых функций (ОАФ).
5. Дайте определение аналоговой функции усиления.
6. Для чего предназначена схема источника (генератора) тока?
7. Каким основным преимуществом обладает токовое зеркало Уилсона?
8. Для чего используется схема сдвига уровня в многокаскадных усилителях?
9. Почему усилительный каскад с общим коллектором называют также эмиттерным повторителем?
10. Поясните, почему для увеличения дифференциального коэффициента передачи тока транзистора в схеме с общим эмиттером $h_{21Э} = \beta$ используется пара Дарлингтона и другие виды составных транзисторов?
11. Что представляет собой дифференциальный усилитель (ДУ)?
12. Основное преимущество дифференциального усилителя по сравнению с остальными типами усилителей.
13. Какие четыре схемы включения ДУ используются на практике?

ГЛАВА 13. ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

13.1. Общие сведения

Операционным усилителем (ОУ) называют интегральный усилитель постоянного тока, предназначенный для осуществления математических операций в аналоговых вычислительных машинах.

ОУ применяются для выполнения основных аналоговых функций: усиления, ограничения, перемножения, частотной фильтрации, генерирования, стабилизации сигналов в аналоговых и цифровых устройствах. Для этого ОУ охватывают цепью глубокой ОС. Именно в совокупности с цепями ОС ОУ выполняет вышеуказанные, откуда и происходит его название.

Сущность отрицательной обратной связи ОУ легко понять, используя структуру, представленную на рис.13.1. Часть выходного напряжения возвращается через цепь обратной связи на вход усилителя. Если напряжение обратной связи вычитается из входного напряжения, обратная связь называется отрицательной.



Рис.13.1. Структура операционного усилителя

Допустим, что входное напряжение изменилось от нуля до некоторого положительного значения $U_{ВХ}$. В первый момент выходное напряжение $U_{ВЫХ}$, а следовательно, и напряжение обратной связи $\alpha U_{ВЫХ}$ также равны нулю. При этом напряжение, приложенное к входу операционного усилителя, составит $U_0 = U_{ВХ}$. Так как это напряжение усиливается усилителем с большим

коэффициентом усиления K_U , то величина $U_{ВЫХ}$ быстро возрастет до некоторого положительного значения и вместе с ней возрастет величина $\alpha U_{ВЫХ}$. Это приведет к уменьшению напряжения U_0 , приложенного к входу усилителя. Тот факт, что выходное напряжение воздействует на входное напряжение, причем в сторону, противоположную изменениям входной величины, и есть проявление отрицательной обратной связи. После достижения устойчивого состояния выходное напряжение ОУ:

$$U_{ВЫХ} = K_U U_0 = K_U (U_{ВХ} - \alpha U_{ВЫХ}).$$

Решив это уравнение относительно $U_{ВЫХ}$, получим

$$K = U_{ВЫХ} / U_{ВХ} = K_U / (1 + \alpha K_U).$$

При $\alpha K_U \gg 1$ коэффициент усиления ОУ, охваченного обратной связью, составит

$$K \cong 1/\alpha. \quad (13.1)$$

Таким образом, из соотношения (13.1) следует, что коэффициент усиления ОУ с обратной связью определяется почти исключительно только обратной связью и мало зависит от параметров самого усилителя. В простейшем случае цепь обратной связи представляет собой резистивный делитель напряжения. При этом схема с ОУ работает как линейный усилитель, коэффициент усиления которого определяется только коэффициентом ослабления цепи обратной связи.

Варианты применения ОУ с различными обратными связями приводятся в соответствующих параграфах.

На рис.13.2, а дано используемое в технической литературе обозначение ОУ без выводов для подключения общей шины и внешних элементов, а на рис.13.2, б его стандартное графическое обозначение. Кроме выводов для подключения напряжения питания здесь обозначены выводы частотной коррекции формирующих требуемый вид АЧХ усилителя.

ОУ имеет два входа: **инвертирующий** (обозначен знаком «-»), **неинвертирующий** (обозначен знаком «+»). Если неинвертирующий вход ОУ соединен с общей шиной и сигнал подан на инвертирующий вход, то выходной сигнал окажется сдвинутым на 180° , т.е. произойдет инвертирование сигнала. Если с общей шиной соединен инвертирующий вход, а сигнал подан на

неинвертирующий, то выходной сигнал окажется в одной фазе с входным сигналом.

Для обеспечения работы ОУ как с положительными, так и с отрицательными входными сигналами используют двухполярный источник питания ($\pm 3V \dots \pm 20V$). Средний вывод этого источника, как правило, является общей шиной для входных и выходных сигналов и в большинстве случаев не подключается к ОУ.

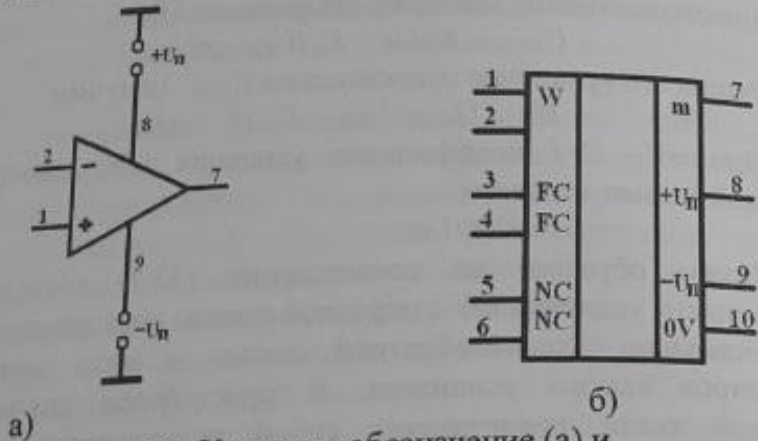


Рис. 13.2. Условное обозначение (а) и стандартное графическое обозначение (б) ОУ

На рис. 13.3 приведена структурная схема трехкаскадного ОУ первого поколения. Она включает в себя входной, согласующий и выходной каскады.

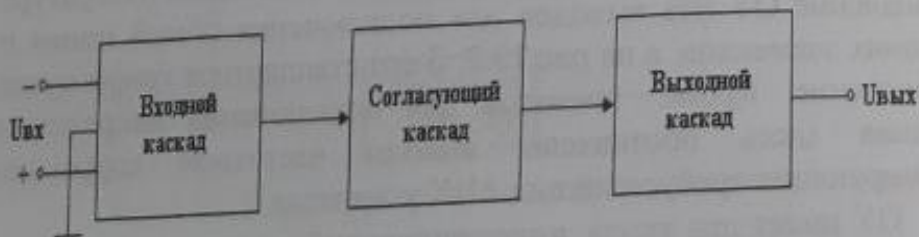


Рис. 13.3. Функциональная схема трехкаскадного ОУ
Входной каскад построен по схеме ДУ с резисторной нагрузкой. Согласующий каскад усилителя также является дифференциальным усилителем, но с использованием транзисторов с противоположным типом проводимости (p-n-p)

типа), что позволяет сдвинуть напряжение на выходе выходного каскада в режиме покоя практически до нуля.

Выходной каскад образует двухтактный усилитель мощности на комплементарных транзисторах.

13.2. Идеальный операционный усилитель

По нескольким причинам ОУ невозможно использовать непосредственно для усиления сигнала. Одна из них – коэффициент усиления изменяется от экземпляра к экземпляру и очень сильно зависит от условий работы, в первую очередь от температуры среды. Влияние этой и других причин удается устранить путем добавления в ОУ внешних цепей ОС. ОУ имеет два входа – инвертирующий и неинвертирующий. Использование инвертирующего входа позволяет осуществлять ООС выхода со входом, использование неинвертирующего входа – ПОС. Меняя характер и структуру ОС, можно придать ОУ свойства самых различных функциональных устройств: высокостабильного усилителя напряжения или тока, генератора различных форм колебаний, интегратора, дифференциатора, сумматора, сравнивающего устройства, триггера и т.д.

В настоящее время имеется несколько сот типовых схем использования ОУ. Эта функциональная универсальность ОУ делает его основным базовым устройством аналоговой интегральной схемотехники.

Для уяснения принципа действия схем на ОУ и их приближенного анализа вводится понятие идеального ОУ. Идеальным называется ОУ, имеющий следующие свойства:

а) бесконечно большой дифференциальный коэффициент усиления по напряжению $K_{U0} = \infty$ (в реальных ОУ от 1 тыс. до млн.);

б) нулевое напряжение смещение нуля $U_{см}$, т.е. при равенстве входных напряжений на обоих входах выходное напряжение равно нулю (у реальных ОУ $U_{см}$, приведенное к входу, находится в пределах от 5 мкВ до 50 мВ);

в) нулевые входные токи (в реальных ОУ от сотых долей пА до единиц мкА);

г) нулевое выходное сопротивление (у реальных маломощных ОУ от десятков Ом до единиц кОм);

д) коэффициент усиления синфазного сигнала равен нулю;

е) потенциалы входов ОУ всегда равны друг другу. Оно вытекает из свойства а), согласно которому разность сигналов на входе $U_2 = U_2 - U_1 \rightarrow 0$, т.е. независимо от величины сигналов на входах $U' = U''$. Величину U_2 называют виртуальным нулем.

Нижеприведенные формулы и их доказательства, полученные в предположении, что ОУ идеален, хорошо подтверждаются на практике.

ГЛАВА 14. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ АНАЛОГОВЫХ СИГНАЛОВ НА ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

ОУ является основой аналоговой схемотехники и в настоящее время находит широкое применение при разработке различных аналоговых и импульсных электронных устройств. Связано это с тем, что используя в цепи прямой и обратной передачи его сигналов безинерционные линейные и нелинейные цепи, а также инерционные линейные цепи можно получать узлы с требуемым алгоритмом преобразования входного сигнала. Далее приводятся типовые электронные устройства, построенные с использованием ОУ, имеющего идеальные электрические параметры.

14.1. Высокостабильный инвертирующий усилитель

Как известно, высокая стабильность предполагает стабильность нуля и температурную независимость коэффициента усиления. Для выполнения последнего условия необходимо организовать отрицательную обратную связь (ООС). Для получения инвертирующего усилителя входной сигнал и сигнал обратной связи должны подаваться на один и тот же инвертирующий вход. В результате цепь ООС получается параллельной.

Принципиальная схема высокостабильного инвертирующего усилителя приведена на рис.14.1. ООС осуществляется включением между выходом и входом резистора R_{OC} .

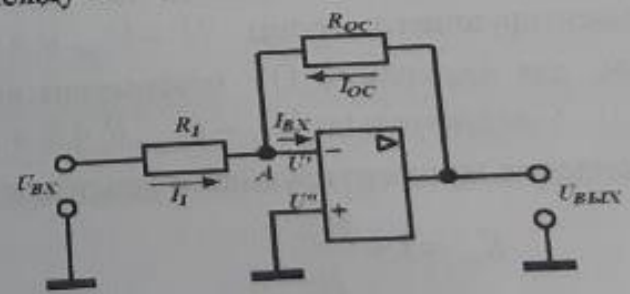


Рис.14.1. Высокостабильный инвертирующий усилитель.

При инвертирующем включении неинвертирующий вход ОУ соединяется с общей шиной. В результате выходное напряжение по отношению к входному находится в противофазе сигнала по напряжению этой схемы в зависимости от соотношения сопротивлений резисторов может быть как больше, так и меньше единицы.

Рассчитаем теперь коэффициент усиления устройства, используя свойства идеального ОУ. По правилам Кирхгофа $I_1 + I_2 - I_{BX} = 0$.

Согласно свойству в) идеального ОУ входной ток $I_{BX} = 0$, а согласно свойству е) потенциал точки А равен нулю, поскольку равен нулю потенциал неинвертирующего входа, подключенного к общей шине. Отсюда:

$$I_1 = \frac{U_{BX}}{R_1}, \quad I_2 = \frac{U_{ВВХ}}{R_{OC}}$$

Следовательно,
$$K_U = \frac{U_{ВВХ}}{U_{BX}} = -\frac{R_{OC}}{R_1}$$

Важно знать, что приводимые формулы и их доказательства, полученные в предположении, что ОУ идеален, хорошо подтверждаются на практике.

14.2. Неинвертирующий усилитель

Принципиальная схема неинвертирующего усилителя приведена на рис.14.2. Входной сигнал поступает на неинвертирующий вход ОУ, а на инвертирующий вход подается сигнал ОС. Для идеального ОУ входной ток $I_{BX} = 0$, поэтому потенциал инвертирующего входа $U^1 = U_{ВВХ} R_1 / (R_1 + R_{OC})$. С другой стороны, для идеального ОУ потенциалы входов равны друг другу $U^1 = U^0$. Следовательно $U_{ВХ} = U_{ВВХ} R_1 / (R_1 + R_{OC})$, откуда коэффициент усиления неинвертирующего усилителя равен

$$K_U = 1 + \frac{R_{OC}}{R_1}$$

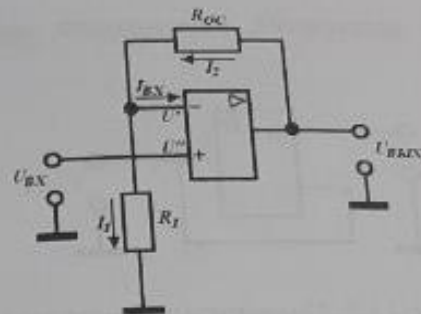


Рис.14.2. Неинвертирующий усилитель

Неинвертирующее включение ОУ используется в тех случаях, когда необходимо согласовать источник сигнала, обладающий высоким внутренним сопротивлением, с устройством обработки сигнала, имеющим низкое входное сопротивление. При этом будет сохраняться фаза сигнала.

14.3. Повторитель напряжения

Это усилитель, охваченный цепью последовательной ООС по выходному напряжению с коэффициентом передачи $\alpha = 1$, т.е. 100%-ной ООС. Свойства повторителя напряжения подобны свойствам эмиттерного или истокового повторителя и для него выполняются условия

$$\begin{aligned} U_{ВВХ} &= U_{ВХ}; \\ R_{ВХ\text{ ООС}} &= R_{ВХ} (1 + K_U); \\ R_{ВВХ\text{ ООС}} &= R_{ВВХ} / (1 + K_U); \end{aligned}$$

При увеличении глубины ООС ($R_{OC} \rightarrow 0, R_1 \rightarrow \infty$) коэффициент усиления K_U будет уменьшаться и станет равным единице $K_U = 1$.

Такой усилитель называют повторителем напряжения. Схема повторителя приведена на рис.14.3. В повторителе реализуется максимальное входное и минимальное выходное сопротивления. Повторитель на ОУ, как и любой другой повторитель

(эмиттерный или истоковый), используется как согласующий каскад.

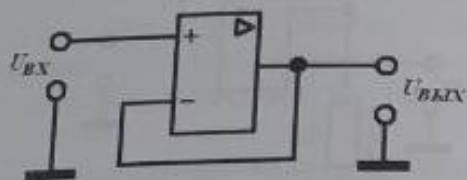


Рис. 14.3. Повторитель напряжения

14.4. Сумматор инвертирующий

Сумматор предназначен для формирования напряжения, равного усиленной алгебраической сумме нескольких входных сигналов, т.е. выполняет математическую операцию суммирования. При этом входной сигнал инвертируется. В качестве примера на рис. 14.4 приведена схема трехвходового инвертирующего сумматора.

Считая ОУ идеальным ($I_{вх}=0$, $U=U'$), получим для инвертирующего входа согласно первому закону Кирхгофа:

$$I_1 + I_2 + I_3 + I_{oc} = 0, \quad \frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} + \frac{U_3}{R_3} = -\frac{U_{вых}}{R_{oc}},$$

откуда выходное напряжение равно:

$$U_{вых} = -\frac{R_{oc}}{R_1} U_1 - \frac{R_{oc}}{R_2} U_2 - \frac{R_{oc}}{R_3} U_3,$$

т.е. сигнал на выходе равен инверсии от алгебраической суммы входных сигналов, взятых со своими масштабными коэффициентами.

В частном случае при $R_1=R_2=R_3=R_{oc}=R$

$$U_{вых} = -(U_1 + U_2 + U_3).$$

Это выражение справедливо для любого числа входных сигналов произвольного вида.

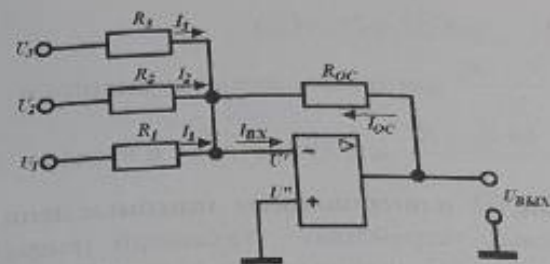


Рис. 14.4. Схема трехвходового инвертирующего сумматора

14.5. Сумматор неинвертирующий с усилением

Схема данного устройства с тремя входами приведена на рис. 14.5. Входные сигналы подаются на неинвертирующий, а сигнал ОС через R_{oc} на инвертирующий вход. Согласно первому закону Кирхгофа $I_1 + I_2 + I_3 = 0$, т.к. в идеальном ОУ $I_{вх}=0$.

Следовательно,

$$\frac{U_1 - U'}{R} + \frac{U_2 - U'}{R} + \frac{U_3 - U'}{R} = 0.$$

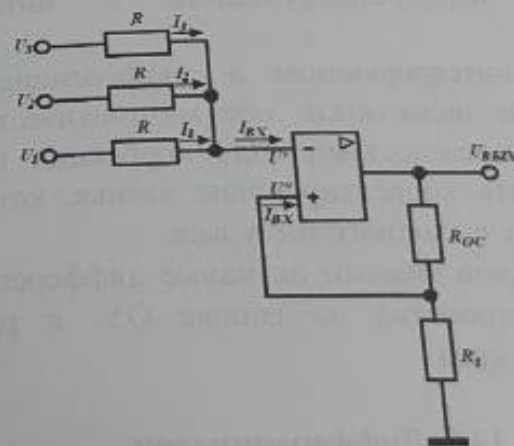


Рис. 14.5. Сумматор неинвертирующий с усилением
Потенциал входа U' найдем из условия, что в идеальном ОУ потенциалы входов равны, т.е.

$$U' = U'' = \frac{U_{вых} \cdot R_1}{R_{oc} + R_1}.$$

Отсюда $U_{\text{вых}} = K(U_1 + U_2 + U_3)$,

где $K = \frac{1 + R_{\text{ос}}/R_1}{3}$ для трехходового сумматора и
 $K = \frac{1 + R_{\text{ос}}/R_1}{n}$ для сумматора с n входами.

Включение ОУ в инерционные линейные цепи ОС

В импульсных устройствах задающий генератор часто вырабатывает импульсы прямоугольной формы определенной длительности и амплитуды. Для правильного функционирования различных элементов в общем случае требуются импульсы отличной от прямоугольной формы, имеющие заданные длительность и амплитуду.

Преобразование импульсов задающего генератора можно осуществлять с помощью четырехполосников, которые могут быть пассивными и активными. Применяя различные виды четырехполосников можно осуществлять такие преобразования, как дифференцирование, интегрирование, укорочение импульсов, изменение амплитуды и полярности и др. Операции дифференцирования и интегрирования выполняются соответственно дифференцирующими и интегрирующими цепями.

Пассивные интегрирующие и дифференцирующие цепи имеют следующие недостатки: обе математические операции реализуются с погрешностями. Для коррекции погрешностей необходимо вводить корректирующие звенья, которые сильно снижают амплитуду выходного импульса.

Этих недостатков лишены активные дифференцирующие и интегрирующие устройства на основе ОУ, к рассмотрению которых мы и переходим.

14.6. Дифференциатор

Схема простейшего дифференциатора выполненного на ОУ, приведена на рис.14.6. Данная схема является инвертирующим усилителем, в цепь ОС которого включено RC звено. Согласно первому закону Кирхгофа $I_1 + I_2 = 0$. Так как $U' = U'' = 0$, то

мгновенное значение заряда конденсатора $Q(t) = CU_{\text{вх}}$, а ток $I_1 = dQ/dt = C(dU_{\text{вх}}/dt)$. В свою очередь, ток $I_2 = U_{\text{вых}}(t)/R_{\text{ос}}$.

Отсюда $C \frac{dU_{\text{вх}}}{dt} + \frac{U_{\text{вых}}}{R_{\text{ос}}} = 0$ или $U_{\text{вых}}(t) = -R_{\text{ос}}C \frac{dU_{\text{вх}}}{dt}$.

Таким образом, данное устройство выполняет операцию дифференцирования входного напряжения и умножения его на коэффициент пропорциональности, равный постоянной времени $\tau = R_{\text{ос}}C$. Форма выходного напряжения при подаче на вход прямоугольного импульса приведена на рис.14.7.

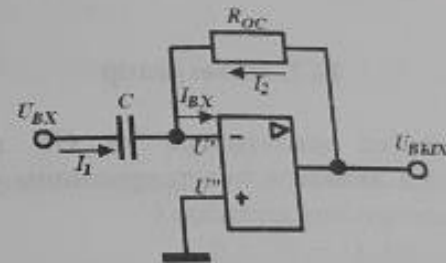


Рис.14.6. Дифференциатор

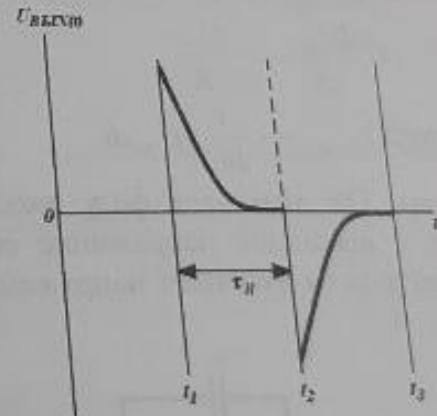


Рис.14.7. Временная диаграмма выходного напряжения дифференциатора

Длительность импульсов на выходе определяется как

$$\tau_H \approx (3+4)\tau = (3+4)R_{\text{ос}}C.$$

В общем случае форма выходного напряжения зависит от соотношения τ_H и τ . В момент времени t_1 входное напряжение приложено к резистору R_{oc} , так как напряжение на конденсаторе скачком измениться не может. Затем напряжение на конденсаторе возрастает по экспоненциальному закону, а напряжение на резисторе, т.е. выходное напряжение, снижается по экспоненциальному закону и становится равным нулю в момент t_2 , когда зарядка конденсатора закончится. Когда входное напряжение становится равным нулю, конденсатор начинает разряжаться через резистор. Таким образом, формируется импульс обратной полярности.

14.7. Интегратор

Схема простейшего интегратора на ОУ приведена на рис.14.8. Данная схема является инвертирующим усилителем, в цепь ОС которого включен конденсатор C .

По прежнему $I_{BX} = 0$, $U' = U'' = 0$.

$$I_1 + I_2 = 0.$$

$$I_2 = dQ/dt = C(dU_{ввх}/dt); \quad I_1 = U_{вх}(t)/R.$$

$$C \frac{dU_{ввх}}{dt} = -\frac{U_{вх}}{R}.$$

$$\text{Отсюда } U_{ввх} = -\frac{1}{RC} \int U_{вх} dt.$$

Таким образом, ОУ изменяет фазу входного сигнала на выходе на угол π , а выходное напряжение есть произведение определенного интеграла от входного напряжения по времени на коэффициент $1/\tau = 1/RC$.

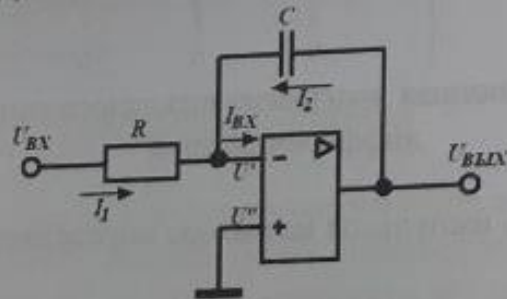


Рис.14.8. Интегратор

Временная диаграмма выходного напряжения при подаче на вход интегратора последовательности прямоугольных импульсов с длительностью τ_H показана на рис.14.9.

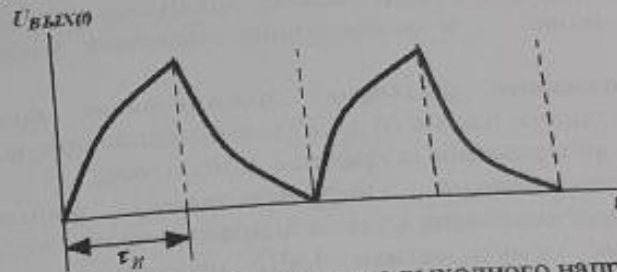


Рис.14.9. Временная диаграмма выходного напряжения интегратора

14.8. Активные фильтры (общие сведения)

В электронике часто оказывается необходимым выделить сигнал заданной частоты из всей совокупности информационных и паразитных сигналов, поступающих на вход устройства. Для этой цели служат различные частотно-избирательные схемы, которые принято называть **фильтрами**.

Электрические частотные фильтры являются четырехполосниками, ослабление которых в некоторой полосе частот мало, а в другой полосе частот – велико.

Частоты колебаний, пропускаемых фильтром без заметного ослабления, образуют **полосу пропускания** (полосу прозрачности) фильтра. Полоса пропускания является основным параметром фильтра. Как и в усилителях, она определяется по уровню падения коэффициента передачи $K(f)$ в $1/\sqrt{2}$ раз (на 3 дБ). Частоты колебаний, подавляемых фильтром, образуют **полосу непрозрачности**. Частота, отделяющая полосу пропускания от полосы непрозрачности, называется **граничной частотой** или **частотой среза** $f_{ср}$.

В зависимости от расположения полосы пропускания на шкале частот фильтры делятся на:

- **фильтры низких частот**, пропускающие колебания с частотой от нуля до $f_{ср}$ и ослабляющие колебания более высоких частот;

- **фильтры высоких частот**, пропускающие колебания с частотой выше $f_{ср}$ и ослабляющие колебания менее высоких частот;

- **полосовые фильтры**, пропускающие колебания в некоторой полосе частот от f_1 до f_2 и ослабляющие колебания с частотами, выходящими за пределы этой полосы;

- **режекторные (заградительные) фильтры**, не пропускающие колебания в узком диапазоне частот от f_1 до f_2 .

Типовые характеристики ЛАЧХ перечисленных фильтров приведены на рис. 14.10.

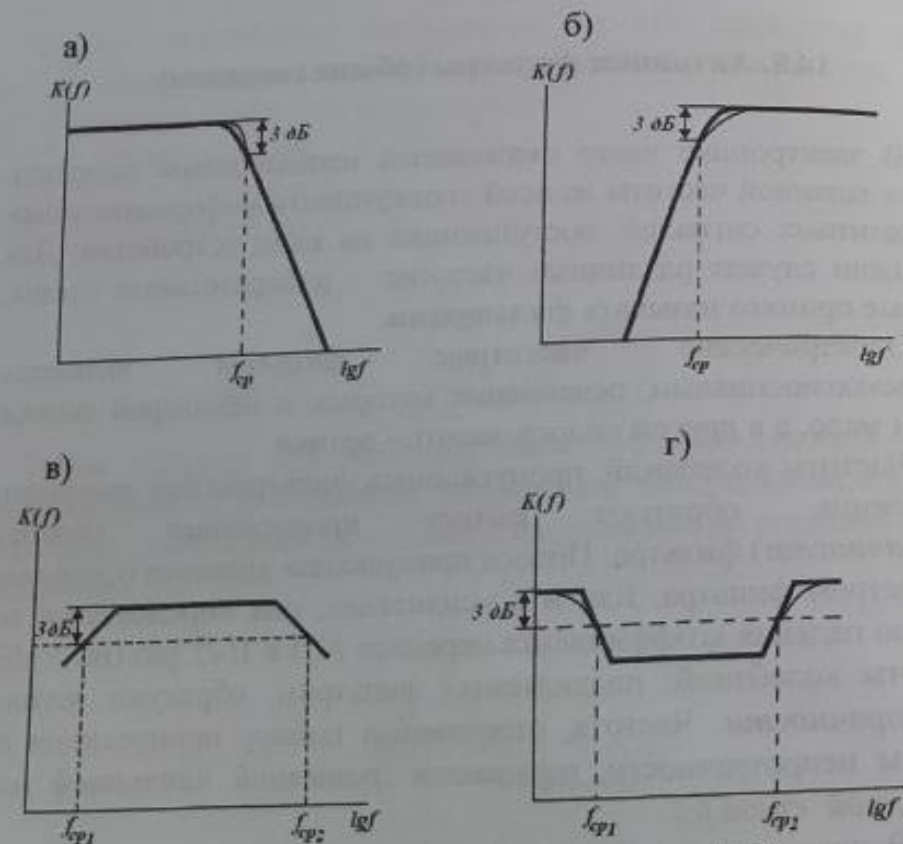


Рис. 14.10. ЛАЧХ фильтров низкой (а), высокой (б) частот, полосового (в) и режекторного (г) фильтров.

Основой любого фильтра является RC – или LC – цепь, которая представляет собой пассивную часть всего электронного устройства, т.е. является пассивным фильтром. Именно пассивный фильтр выделяет сигналы заданных частот из всего их спектра, а остальная часть электронного устройства производит аналоговую операцию по усилению или генерации этого сигнала.

Простейший пассивный фильтр нижних частот (ФНЧ) представляет собой однозвенную RC – цепь. Следовательно, ЛАЧХ фильтра подобна ЛАЧХ усилительного каскада с заменой коэффициента усиления K_u на коэффициент передачи $K(f)$. Однозвенную RC – цепь называют фильтром первого порядка. Он характеризуется скоростью спада (лучшей избирательностью) фильтра с большей скоростью спада (лучшей избирательностью) используют последовательное включение нескольких RC – цепей. В двухзвенном фильтре (фильтр второго порядка) скорость спада ЛАЧХ составляет 40 дБ/дек, в трехзвенном фильтре (фильтр третьего порядка) – 60 дБ/дек. На каждый порядок фильтра приходится один конденсатор. Однако, самостоятельное применение пассивных многозвенных фильтров ограничено большими потерями сигнала в нем. Кроме того, пассивным фильтрам присущи большая масса и объем особенно при работе в низкочастотной области.

Пассивные фильтры имеют широкое распространение, но в настоящее время интенсивно вытесняются активными (ARC-фильтры), кварцевыми, магнитоstrictionными, переключающими конденсаторами, цифровыми (с использованием ЭВМ) и др.

14.9. Активные фильтры на основе ОУ

Активные фильтры или избирательные усилители содержат как пассивные (в основном резисторы и конденсаторы), так и активные (обычно ОУ) элементы. Активные фильтры, в отличие от пассивных, усиливают полезный сигнал, имеют малую массу и объем, изготавливаются методами интегральной технологии, легки в настройке, в том числе и при каскадных

включениях. Активные фильтры имеют и недостатки: они потребляют энергию от источников питания и не могут быть использованы на частотах свыше десятков МГц (что в основном определяется предельной частотой f_1 ОУ).

На рис. 14.11, а) приведена принципиальная схема активного RC -фильтра низкой частоты (ФНЧ) второго порядка неинвертирующего ОУ. Найдем коэффициент передачи фильтра при подаче на вход синусоидального сигнала. Поскольку все элементы схемы линейны, а токи и напряжения меняются синусоидально, то представим все напряжения и токи в виде комплексных чисел.

Считая ОУ идеальным ($I_{BX} = 0$, $\dot{U}' = \dot{U}''$), получим для неинвертирующего входа согласно первому закону Кирхгофа $\dot{I}_1 = \dot{I}_2 + \dot{I}_0$. Здесь:

$$\dot{I}_1 = \frac{U_{вх} - \dot{U}_1}{R_1}, \quad \dot{I}_2 = \frac{\dot{U}_1 - \dot{U}'_1}{R_2}, \quad \dot{I}_0 = (\dot{U}_1 - \dot{U}_{вых}) j\omega C_1.$$

Учитывая, что $\frac{\dot{U}_1 - \dot{U}'_1}{R_2} = \dot{U}'_1 j\omega C_2$, получим, что коэффициент передачи схемы равен:

$$\dot{K}(p) = \frac{\dot{U}_{вых}}{U_{вх}} = \frac{1}{p^2 + p \frac{C_2(R_1 + R_2)}{R_1 R_2 C_1 C_2} + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (14.1)$$

Здесь $p = j\omega$. Порядок фильтра определяется максимальной степенью p в данном выражении. При построении таких фильтров обычно выбирают $C_1 = C_2 = C$, а $R_1 = R_2 = R$. Тогда выражение (14.1) запишется в виде:

$$K(p) = \frac{1}{(1 + p\tau)^2},$$

где $\tau = RC$.

Изменяя в данном устройстве значение τ , можно менять ширину его полосы пропускания. При этом коэффициент передачи в полосе пропускания будет постоянным и равным $K_{У0}$, поскольку

сопротивление емкостей, велики и они не оказывают влияние на работу ФНЧ.

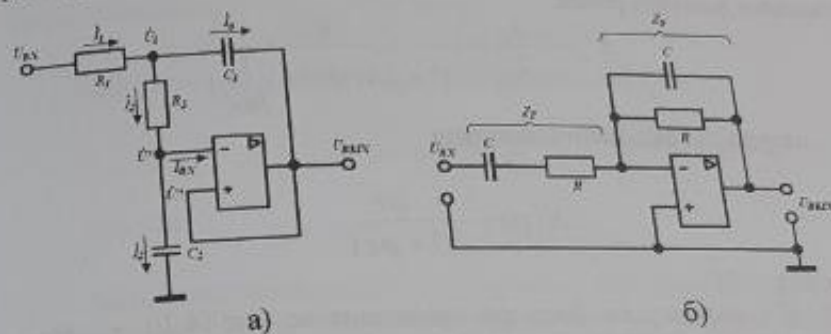


Рис. 14.11. Схема активного RC (а) и полосового фильтра (б)

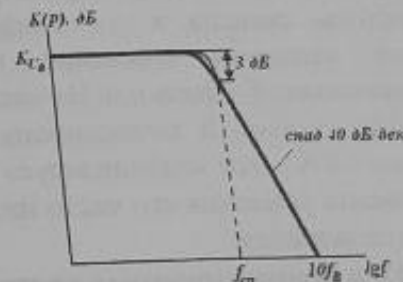


Рис. 14.12. ЛАЧХ ФНЧ второго порядка

Полоса пропускания этого фильтра $\Delta f = 0 \div f_B$, где величина $f_B = 1/2\pi RC$. Частоту f_B называют частотой среза $f_{ср}$. При сигнале, частота которого превышает f_B , часть входного сигнала шунтируется уменьшенным сопротивлением конденсатора C_1 . При очень больших частотах ($f \geq 10 f_B$) сигналы не проходят на выход ОУ, полностью шунтируясь минимальным сопротивлением конденсатора C_2 .

Схема простого полосового активного фильтра показана на рис. 13, 17, б. Обозначим импеданс входной цепи через Z_I , а цепи ОС через Z_0 . В результате получаем, что схема полосового фильтра подобна схеме инвертирующего усилителя, приведенной на

рис. 14.4. Однако, как входная цепь, так и цепь последовательной ООС, частото зависима. Тогда комплексный коэффициент усиления фильтра равен:

$$K_v = \frac{Z_o}{Z_r} = \frac{R}{(1 + j\omega\tau)R(1 + \frac{1}{j\omega\tau})}$$

откуда коэффициент передачи:

$$K(p) = \frac{p\tau}{(1 + p\tau)^2}$$

где $\tau = RC$.

ЛАЧХ полосового фильтра приведена на рис. 14.10, в. На частоте среза $f_{CP} = 1/2\pi RC$ коэффициент ОС $\alpha = 0$, а при частотах сигнала, отличных от f_{CP} , $\alpha \approx 1$. Из соотношения $K_{ООС} = K_U / (1 + \alpha K_U)$ следует, что при $\alpha = 1$ для активного фильтра $K_U \approx 1$. По мере приближения частоты сигнала к f_{CP} коэффициент передачи уменьшается, что вызывает снижение ООС, т.е. α , а следовательно, повышение K_U фильтра. На частоте f_{CP} ООС будет отсутствовать и $K(f) = K_{ООС}$. В полосопропускающем фильтре используется только ООС, что стабилизирует его работу. Из-за большого коэффициента усиления его часто называют *частотно-избирательным усилителем*.

Включение ОУ в безинерционные нелинейные цепи ОС

14.10. Логарифмический усилитель

В таком усилителе выходное напряжение пропорционально логарифму от его входного напряжения.

Для получения логарифмической характеристики в цепь ООС ОУ включают диод или БТ, включенный по схеме с ОБ. Схемы логарифмического усилителя с диодом и БТ приведены на рис. 14.13, а) и б) соответственно.

По-прежнему, из свойств идеального ОУ следует, что $I_{ВХ} = 0$, $U' = U'' = 0$. Поэтому $I_1 = I_2$. Для схемы рис. 14.13, а:

$$I_1 = U_{ВХ} / R, \quad I_2 = I_0 [\exp(U / \varphi_T) - 1] \approx I_0 [\exp(U / \varphi_T)],$$

где $\varphi_T = kT/q$, а U — напряжение на диоде. Очевидно, что для данной схемы $U = U_{ВЫХ}$. Отсюда $U_{ВЫХ} = -\varphi_T [\ln(U_{ВХ} / R) - \ln I_0] = -\varphi_T \ln[U_{ВХ} / (RI_0)]$.

Для схемы на рис. 14.13, б) по аналогии получим:

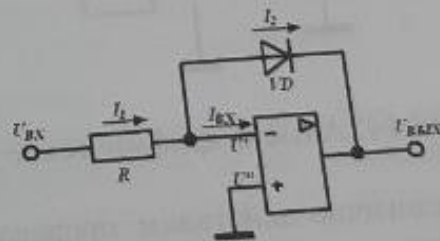
$$I_1 = U_{ВХ} / R, \quad I_2 = I_x = I_{30} [\exp(U_{ВХ} / \varphi_T) - 1] \approx I_{30} \exp(U_{ВХ} / \varphi_T).$$

Откуда

$$U_{ВЫХ} = -\varphi_T \ln[U_{ВХ} / (RI_{30})].$$

Максимальное выходное напряжение для приведенных схем не превышает 0,6 В. Логарифмические усилители формируют на выходе напряжения только одной полярности. При положительном входном напряжении на выходе формируется отрицательное напряжение. Для получения положительного напряжения на выходе схемы на рис. 14.13, а) необходимо включить диод в обратном направлении и изменить полярность входного напряжения. Аналогичный эффект в схеме на рис. 14.13, б) можно получить, если применить транзистор $p-n-p$ -типа.

а)



б)

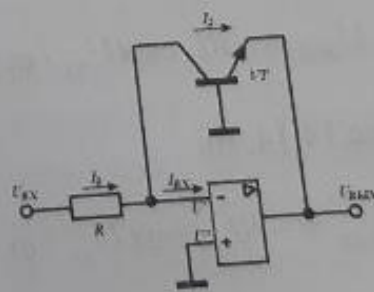


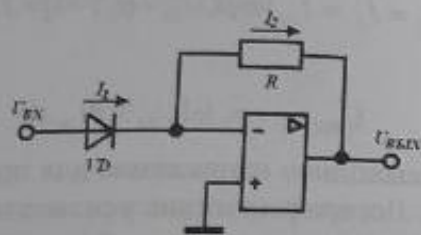
Рис. 14.13. Схема логарифмического усилителя с диодом (а) и БТ

(б)

14.11. Антилогарифмический (экспоненциальный) усилитель

Для получения антилогарифмического усилителя в рассмотренных выше схемах диод (транзистор) усилителя необходимо поменять местами (рис. 14.14, а) и б).

а)



б)

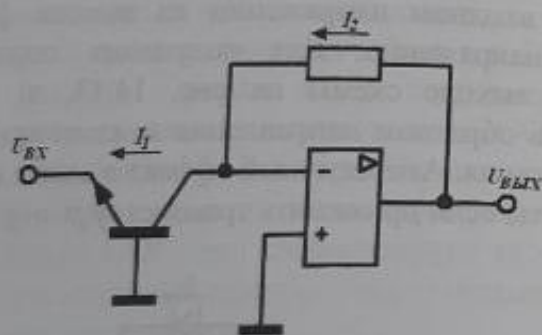


Рис. 14.14. Антилогарифмические усилители.

Поступив аналогично действиям, проделанным для схем на рис. 14.13, а) и б), можно записать для схемы на рис. 14.14, а):

$$U_{ВЫХ} = -RI_0 \exp(U_{ВХ} / \varphi_T) ,$$

и для схемы на рис. 14.14, б):

$$U_{ВЫХ} = -RI_{30} \exp(U_{ВХ} / \varphi_T) .$$

Логарифмический и антилогарифмический усилители применяются для реализации математических операций умножения и деления.

Действительно, чтобы умножить числа, достаточно сложить их логарифмы. Для умножения трех чисел необходимо предварительно подать каждое из них на вход своего логарифмического усилителя, а затем подать на входы трехвходового сумматора (рис. 14.14).

14.12. Компаратор

Компаратор выполняет функцию сравнения двух и более сигналов между собой, либо одного входного сигнала с некоторым наперед заданным эталонным уровнем напряжения.

На рис. 14.15, а) показана схема компаратора, в котором входные сигналы сравниваются с эталонным уровнем напряжения равным нулю. Для этого неинвертирующий вход ОУ соединим с общей шиной, потенциал которой принимается равным нулю. Поэтому такое устройство называют схемой *детектора нуля* или *нуль-индикатором*.

Пусть на инвертирующий вход усилителя подано переменное напряжение $U_{ВХ} = U_m \sin \omega t$ с амплитудой $|U_m| > |U_{ВЫХ. \max}| / K_{УО}$ (режим большого сигнала).

Временные диаграммы, поясняющие работу компаратора в этом случае, приведены на рис. 14.15, б), в). Из диаграмм видно, что пока входное напряжение отвечает условию $|U_m \sin \omega t| < |U_{ВЫХ. \max}| / K_{УО}$, выходное напряжение пропорционально входному напряжению, т.е. $|U_{ВЫХ}| = K_{УО} |U_{ВХ}|$. На интервалах, когда входное напряжение превышает значение $|U_{ВЫХ. \max}| / K_{УО}$, выходной сигнал компаратора остается постоянным и равным $|U_{ВЫХ}| = |U_{ВЫХ. \max}|$.

Таким образом, приходим к выводу, что при положительном напряжении выходное напряжение стандартно и равно $-U_{ВЫХ. \max}$, а при отрицательном входном напряжении – также стандартно и равно $+U_{ВЫХ. \max}$. Так как входной сигнал носит аналоговый

характер, а выходной – цифровой ($-U_{ВЫХ\max}$ – логический ноль, $+U_{ВЫХ\max}$ – логическая единица), то можно сказать, что компаратор выполняет роль элемента связи между аналоговыми и цифровыми устройствами, т.е. является простейшим *аналого – цифровым преобразователем*.

Входной сигнал может быть любой формы. Но при $|U_{ВХ}| < |U_{ВЫХ\max} / K_{УО}|$ (режим малого сигнала), выходной сигнал в любой момент времени действия входного сигнала пропорционален входному сигналу, т.е. $|U_{ВЫХ}| = |K_{УО} U_{ВХ}|$. Здесь $U_{ВЫХ\max}$ и $K_{УО}$ являются справочными параметрами конкретного ОУ.

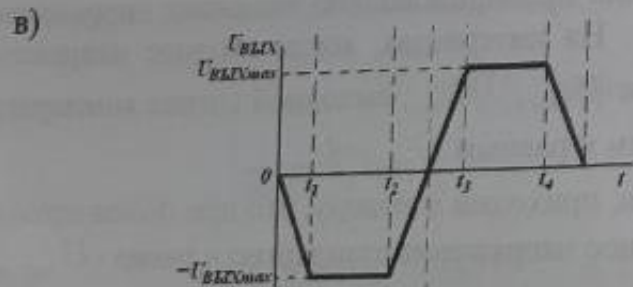
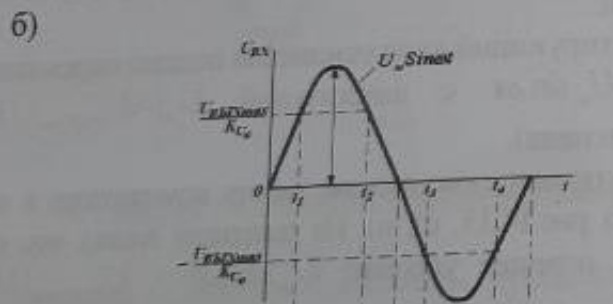
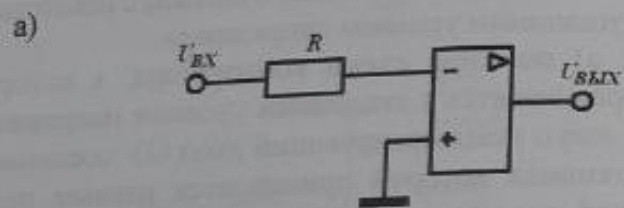


Рис.14.15. Схема детектора нуля (а) и временные диаграммы (б,

в)

В режиме большого сигнала на интервалах времени, когда входное напряжение превысит значение $|U_{ВЫХ\max} / K_{УО}|$, выходной сигнал компаратора будет оставаться постоянным и равным $|U_{ВЫХ\max}|$.

Величину $U_{ВХ} = |U_{ВЫХ\max} / K_{УО}|$, при которой выходное напряжение фиксируется на уровнях $\pm U_{ВЫХ\max}$, называют *чувствительностью* компаратора Δ . Ее легко оценить, поделив выходное напряжение $U_{ВЫХ\max}$ на коэффициент усиления $K_{УО}$:

$$\Delta = U_{ВЫХ\max} / K_{УО}$$

Например, если $U_{ВЫХ\max} = 10$ В, а $K_{УО} = 10^5$, то $\Delta = 10^{-4}$ В. Это означает, что выходное напряжение фиксируется на уровнях $\pm U_{ВЫХ\max}$ при отклонении входного напряжения всего на 10^{-4} В от эталонного напряжения, в данном случае от нуля.

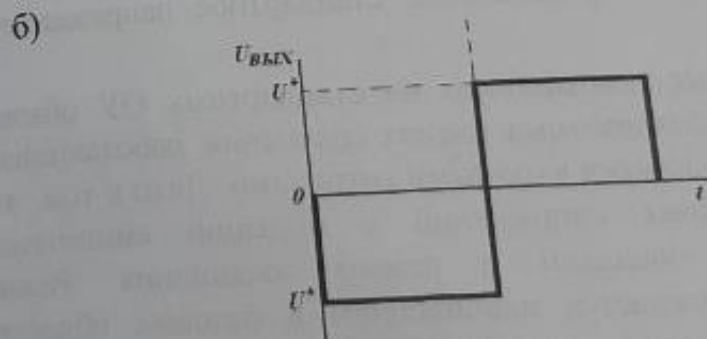
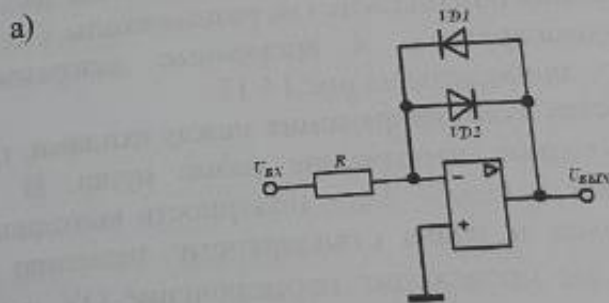


Рис.14.16. Схема компаратора (а) и его временная диаграмма (б)

В тех случаях, когда требуется иметь на выходе стандартные напряжения меньших $|U_{ВВХ.мах}|$, используется схема компаратора, приведенная на рис.14.16, а). При положительном напряжении на выходе компаратора появится отрицательное напряжение на открытом диоде $VD2$. Как известно, напряжение на открытом диоде — величина практически постоянная, равная U^* . Следовательно, выходное напряжение равно $-U^*$ независимо от значения $U_{ВХ}$. Напомним, что для кремниевых диодов $U^* = 0,7$ В. При отрицательном входном напряжении отпирается диод $VD1$, выходное напряжение делается равным $+U^*$ и тоже не зависит от $U_{ВХ}$. Временные диаграммы этого компаратора показаны на рис. 14.16, б). Что касается чувствительности компаратора, то она резко возрастает и при том же значении $K_{V0} = 10^5$ составляет $\Delta \approx 7$ мкВ.

Если вместо одиночных диодов $VD1$ и $VD2$ использовать последовательные диодные цепочки, то выходное напряжение компаратора будет соответственно больше. При сравнении двух (и более) входных напряжений они подаются на разные входы. Схема такого устройства (компаратора) и временные диаграммы, поясняющие его работу, приведены на рис.14.17.

В моменты равенства нулю напряжения между входами, т.е. при $U_{ВХ1} = U_{ВХ2}$, выходное напряжение равно нулю. В промежутки времени, когда $U_{ВХ1} > U_{ВХ2}$, полярность выходного напряжения положительна и равна стандартному значению $+U_{ВВХ.мах}$. При $U_{ВХ1} < U_{ВХ2}$ происходит переключение ОУ и на выходе установится отрицательное стандартное напряжение $-U_{ВВХ.мах}$.

Рассмотренные компараторы на стандартных ОУ обычно используются в высокоточных схемах сравнения, работающих с медленно изменяющимися входными сигналами. Дело в том, что в режиме сравнения напряжений с большой амплитудой транзисторы ОУ попадают в режим насыщения. Режим насыщения сопровождается накоплением в базовых областях избыточного заряда неосновных носителей. Рассасывание этого заряда требует значительного времени, что и снижает быстродействие компараторов.

Поэтому в цифровой технике используется интегральные компараторы типа 521СА1-521СА4 с быстродействием от 200 до 15нс. При их разработке применяют специальные схемотехнические решения, когда транзисторы не попадают в режим насыщения.

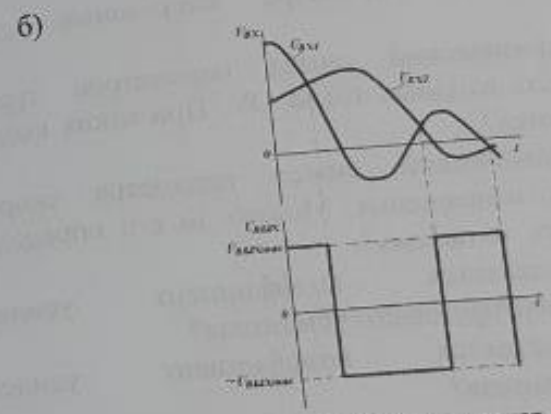
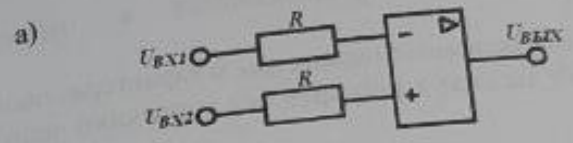


Рис.14.17. Однопороговая схема сравнения двух напряжений (а) и ее временные диаграммы (б)

Контрольные вопросы к главам 13 и 14

1. Что называется ОУ?
2. Каковы основные функциональные узлы ОУ?
3. Какими параметрами характеризуются реальные ДК? Что такое синфазные и парафазные составляющие входного сигнала?
4. Для каких целей используются эмиттерные повторители, как соотносятся их входное и выходное сопротивления?
5. Как реализуются схемы сдвига уровней в многокаскадных усилителях?

6. Опишите схемы, принцип действия, режимы и основные характеристики выходных усилительных каскадов.
7. Опишите принцип работы и характеристики ГСТ на биполярных и полевых транзисторах.
8. Дайте определение идеального ОУ.
9. Приведите схемы включения ОУ.
10. Какие требования предъявляются к параметрам «идеального» ОУ?
11. Перечислите основные параметры и характеристики ОУ.
12. Почему ОУ не могут работать без коррекции частотной характеристики?
13. Поясните смысл параметра напряжение сдвига (смещения) ОУ.
14. Поясните физический смысл параметров средний входной ток и разность входных токов ОУ. При каких входных сигналах они измеряются?
15. Поясните физический смысл параметра скорость нарастания выходного напряжения. Можно ли его определить, зная АЧХ ОУ? Если нет, то почему?
16. Чем определяется коэффициент усиления высокостабильного инвертирующего усилителя?
17. Чем определяется коэффициент усиления неинвертирующего усилителя?
18. Что реализуется в повторителе напряжения?
19. Чему равно выходное напряжение трехходового сумматора?
20. Чему равно выходное напряжение вычитателя?
21. Для чего служит прецизионный аттенуатор?
22. Какие недостатки имеют пассивные интегрирующие и дифференцирующие цепи?
23. Как реализуется дифференцирующее устройство на основе ОУ?
24. Как реализуется интегрирующее устройство на основе ОУ?
25. Перечислите виды фильтров.

26. Чем отличаются активные фильтры от пассивных фильтров?
27. Какие свойства имеет логарифмический усилитель на основе ОУ?
28. Какие свойства имеет антилогарифмический усилитель на основе ОУ?
29. Какую функцию выполняет компаратор напряжения?

ГЛАВА 15. ЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ В ЦИФРОВЫХ УСТРОЙСТВАХ

15.1. Дискретные электронные устройства

Во всех электронных устройствах в качестве основной формы представления информации служат электрические сигналы. При использовании в качестве носителя информации напряжения постоянного тока возможны две формы представления численного значения какой-либо переменной X :

1. В виде одного сигнала – напряжения постоянного тока, которое сравнимо с величиной X (аналогично ей).

Например, при $X = 1845$ единиц на вход вычислительного устройства можно подать напряжение 1,845 В (масштаб представления 0,001 В/ед.) или 9,225 В (масштаб представления 0,005 В/ед.).

2. В виде нескольких сигналов – нескольких напряжений постоянного тока, которые, например, сравнимы с числом единиц в X , числом десятков в X , числом сотен в X и т.д.

Первая форма представления информации называется *аналоговой* или *непрерывной*. Величины, представленные в такой форме, могут принимать принципиально любые непрерывные значения, в каком-то диапазоне.

Вторая форма представления информации называется *дискретной*. Величины в дискретной форме представляются с помощью конечного набора напряжений.

В связи с этим, электронные устройства по способу формирования и передачи сигналов управления подразделяются на аналоговые и дискретные.

В вычислительных электронных устройствах применяются цифровые методы обработки информации. Для этого первичная аналоговая информация подвергается двум важнейшим операциям: квантованию и кодированию.

Квантованием называется процесс замены непрерывного сигнала $x(t)$ его значениями в отдельных точках. Квантование может проводиться по времени и/или уровню. После квантования исходный аналоговый сигнал в электронных устройствах предстает в виде *последовательности* электрических импульсов различной формы. *Электрическим импульсом* называют кратковременное отклонение напряжения $U(t)$ или тока $I(t)$ от некоторого установившегося значения U_0 и I_0 , соответственно. После квантования сигнал принимает не все возможные, а лишь вполне определенные значения, называемые *дискретными*.

В отличие от непрерывной величины количество значений дискретной величины конечно и, следовательно, часть информации будет потеряна. Для приема, преобразования и передачи электрических сигналов, полученных путем квантования аналогового сигнала, предназначены *дискретные электронные устройства* (ДЭУ). В связи со спецификой квантованных сигналов транзисторы в ДЭУ используют в режиме ключа (транзистор либо открыт, либо закрыт). Как результат – рассеиваемая в них мощность минимальна. Это повышает КПД устройства. Кроме того, меньшее тепловыделение снижает перегрев транзисторов, а следовательно, уменьшает нестабильность их параметров. И, наконец, помехоустойчивость ДЭУ выше, чем АЭУ, т.к. при передаче импульсов сокращается время, в течение которого помеха может повлиять на сигнал, а сам цифровой сигнал имеет конечную (а не бесконечную, как аналоговый) разницу между цифровыми состояниями.

По типу квантования ДЭУ подразделяются на три группы: *импульсные, релейные и цифровые*.

В *импульсных электронных устройствах* (ИЭУ) исходный сигнал квантуется по времени и преобразуется в последовательность импульсов, как правило, неизменной частоты. Процесс преобразования исходного аналогового сигнала в последовательность импульсов называют *импульсной модуляцией*. Последовательность импульсов имеет четыре параметра: амплитуду импульса, длительность импульса, частоту импульсов и фазу импульсов (положение импульсов относительно

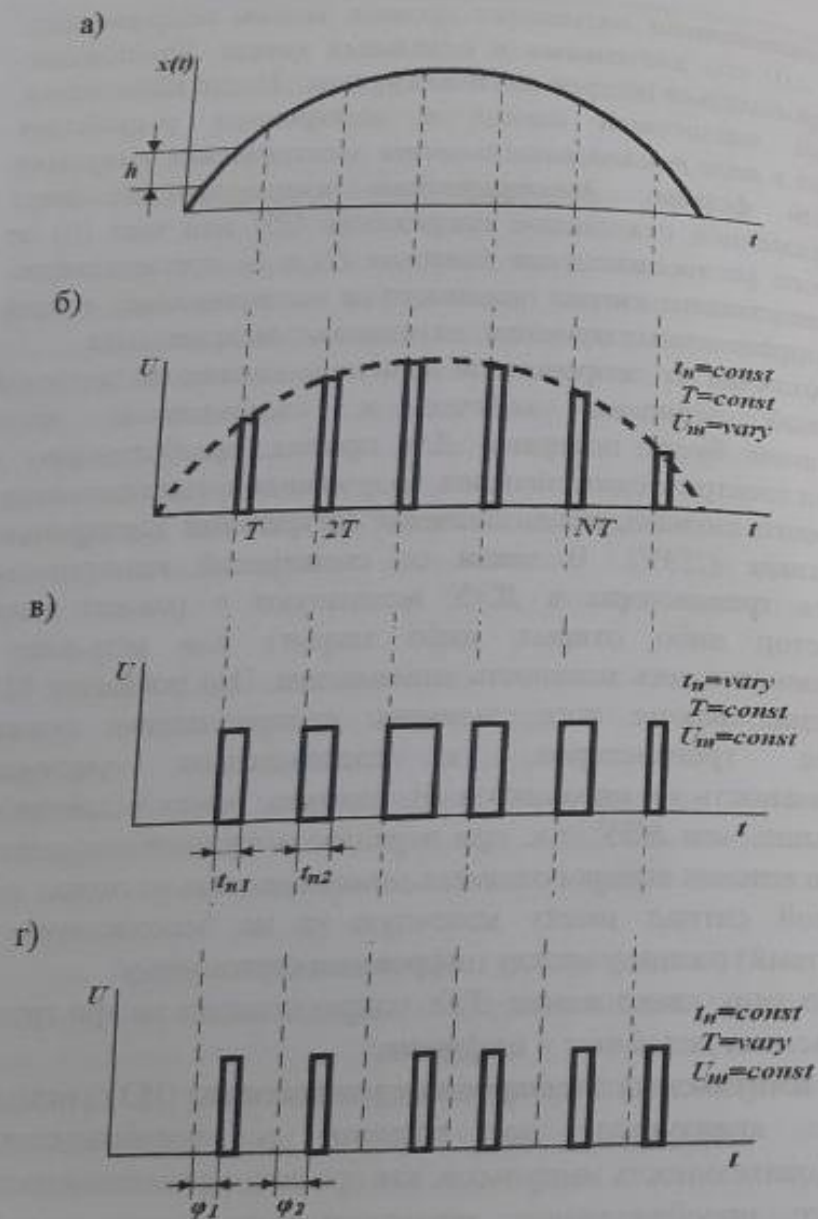


Рис. 15.1. Виды импульсной модуляции: исходная аналоговая величина (а); последовательность амплитудно-модулированных импульсов (б); последовательность широтно-модулированных импульсов (в) и последовательность фазомодулированных импульсов (г)

тактовых моментов времени). Поэтому различают четыре вида модуляции:

- амплитудно – импульсная модуляция (АИМ);
- широтно – импульсная модуляция (ШИМ);
- частотно – импульсная модуляция (ЧИМ);
- фазо – импульсная модуляция (ФИМ).

На практике часто используется комбинация АИМ, ШИМ и ФИМ. Наглядное представление об этих видах импульсной модуляции дает рис. 15.1.

ИЭУ уступают аналоговым устройствам в точности и быстродействии и характеризуются большой сложностью реализации импульсного модулятора.

Релейные электронные устройства (РЭУ) квантуют исходный аналоговый сигнал в ступенчатую функцию. При этом высота каждой из ступенек пропорциональна некоторой наперед заданной величине h (см. рис. 15.1, а). РЭУ по сравнению с ИЭУ проще по своему устройству вследствие отсутствия импульсного модулятора. РЭУ обладают большим быстродействием и применяются в основном для преобразования энергии, а не информации. Такие РЭУ называют *силовой электроникой*.

В *цифровых электронных устройствах* (ЦЭУ) происходит квантование исходного аналогового сигнала, как по времени, так и по величине. После квантования сигнал представляет собой последовательность импульсов, отличающихся друг от друга одним или более вышеуказанных параметров.

Оказалось, что любой проквантованный сигнал можно представить условными комбинациями, составленными из небольшого количества элементарных сигналов (например, точка, тире и пауза в коде Морзе). Такое представление квантованного сигнала называется *кодированием*. Кодирование позволяет представить различные сообщения (буквы, отдельные звуки, цвета, команды и т.п.) в определенной стандартной форме, например в форме двоичных символов.

15.2. Структура и назначение цифровых устройств и систем

Устройства, предназначенные для формирования, преобразования и передачи кодов, соответствующих реальным значениям физических переменных, называют *цифровыми устройствами*. Очевидно, что для передачи цифровой информации потребуется больше времени, по сравнению с аналоговой. Поэтому, при прочих равных условиях количество информации, передаваемой цифровым способом, минимально.

В то же время ЦЭУ присущи следующие преимущества:

- высокая помехоустойчивость;
- возможность длительного хранения информации без ее

потери;

- высокий КПД;
- малое число типовых базовых электронных устройств;
- совместимость с интегральной технологией.

В цифровых устройствах преобразование информации осуществляется путем выполнения определенной последовательности арифметических и логических операций.

Структурными элементами современных компьютеров, сложных устройств автоматики, а также устройств цифровых систем связи являются *цифровые интегральные схемы*.

Цифровая интегральная схема (ЦИС) – это интегральное электронное устройство, служащее для заданного преобразования информации, представленной цифровыми сигналами, т.е. такими сигналами, когда несущая сигнал физическая величина принимает только два значения. Если в определение ЦИС включить то наиболее существенное, что представляет сам процесс преобразования информации в цифровом коде, и то главное в устройстве, что обеспечивает такое преобразование, то это определение будет выглядеть следующим образом:

- цифровая интегральная схема – это такая интегральная схема электрорадиоэлементов и компонентов, которая преобразует некоторое множество x входных двоичных переменных в заранее определенное множество y выходных двоичных переменных.

По своему функциональному назначению ЦИС подразделяют на логические интегральные схемы, на схемы хранения информации (элементы памяти), на вспомогательные и специальные интегральные схемы.

Логические интегральные схемы или логические элементы предназначены для логического преобразования информации, представленной в виде двоичных чисел. Это основные «строительные кирпичи» компьютеров и других цифровых систем. Они составляют 70-80 % элементного состава этих устройств. Логические интегральные схемы, в свою очередь, можно подразделять на:

- схемы или элементы, реализующие логические функции так называемого основного функционально полного набора (ОФПН);
- схемы, реализующие одиночные универсальные логические функции, обладающие функциональной полнотой;
- схемы, реализующие несколько логических функций или так называемые функциональные элементы;
- схемы, реализующие желаемые функции (адаптивные элементы).

Функциональные элементы, несущие большое функциональное содержание, соответствующее сложным логическим функциям, строятся на основе базовых логических элементов, реализующих функции ОФПН или универсальные функции.

Адаптивные элементы – это программируемые элементы, важнейшим суперкомпонентом которых в настоящее время можно считать микропроцессоры. В перспективе можно говорить о полностью адаптивных элементах, обеспечивающих реализацию функций, определяемых условиями внешней среды.

Схемы хранения информации (элементы памяти) предназначены для запоминания и временного хранения двоичной информации. Специальной организацией таких схем можно обеспечить запись и считывание информации, стирание и регенерацию считанной информации, а также индикацию хранимой информации. Такие элементы называют *триггерными* и

осуществляются они также на основе базовых логических элементов.

Вспомогательные интегральные схемы или *элементы* предназначены для усиления, формирования, задержки, генерирования электрических сигналов. К таким элементам относятся: генераторы тактовой частоты; блокинг-генераторы; усилители-формирователи; эмиттерные повторители; одновибраторы; мультивибраторы; ограничители и т.п.

Специальные интегральные схемы (элементы) предназначены для физического преобразования сигналов. К ним относятся различного рода индикаторы, преобразователи аналогового сигнала в цифровой и обратно, специальные схемы согласования цепей и т.п.

Цифровые микросхемы позволяют собирать устройства, способные решать *любые задачи* науки и техники. Для этого устройство должно уметь выполнить законченный процесс обработки информации, включающий ее прием, хранение, необходимые преобразования и выдачу. Такие устройства, называемые *цифровыми системами*, состоят из различных функциональных узлов и блоков, собранных из отдельных базовых микросхем малой степени интеграции, либо изготовленных в виде СИС, либо входящих в состав БИС и СБИС.

В цифровых системах производится обработка информации путем выполнения над ней определенной последовательности операций, задаваемой соответствующим алгоритмом.

Цифровая система может выполнять определенный набор операций, содержащей от нескольких десятков до нескольких сотен различных операций, каждая из которых задается соответствующей командой. В набор операций входят арифметические и логические операции, операции ввода и вывода (пересылки) информации, операции передачи информации между различными частями системы и др.

15.3. Основы построения цифровых устройств обработки данных

В цифровой технике используются схемы, имеющие два состояния, обозначаемые нулем и единицей или словами «истинно» и «ложно». Когда требуется обработать или запомнить какие-то числа, то они представляются в виде определенных комбинаций единиц и нулей. Тогда для описания алгоритмов работы цифровых устройств необходим соответствующий математический аппарат. Такой математический аппарат называется *булева алгебра* или *алгебра логики*. Его разработал ирландский математик Д. Буль.

Алгебра-логика оперирует двумя логическими выражениями - «истинно» и «ложно». Это условие называется законом «исключения третьего». Для того, чтобы связать эти понятия с цифрами, используемых в двоичной системе счисления, логическое выражение «истинно» обозначают знаком 1 (логическая единица), логическое выражение «ложно» - знаком 0 (логический ноль). Их называют константами булевой алгебры.

В общем случае логические выражения являются функциями логических переменных (аргументы) $x_1, x_2, x_3, \dots, x_n$, каждая из которых может принимать значения 0 или 1. Если число логических переменных n , то можно получить 2^n логических комбинаций из 0 и 1. Например, при $n=1$: $x=0$ и $x=1$; при $n=2$: $x_1x_2=00, 01, 10, 11$. Для каждого набора переменных логическая функция y может принимать значение 0 или 1. Поэтому для n переменных можно образовать 2^n различных логических функций, например при $n=2$ их 16, при $n=3$ - 256, а при $n=4$ - 65536 функций.

Любую логическую функцию n переменных можно образовать при помощи соответствующей комбинации трех простейших логических функций:

- *логическое отрицание* (инверсия, операция НЕ), обозначаемое знаком «-» над соответствующей переменной;

- *логическое сложение* (дизъюнкция, операция ИЛИ), обозначаемое знаком «+»;

- логическое умножение (конъюнкция, операция И), обозначаемое знаком « \cdot ».

Набор простейших логических функций, с помощью которого можно выразить любые другие сложные логические функции, называется функционально полным, или логическим базисом. Таким образом, набор функций И, ИЛИ, НЕ является одним из логических базисов.

Минимальной элементной базой также могут служить:

- набор логических элементов Пирса, выполняющий операцию ИЛИ-НЕ (НЕ-ИЛИ);

- набор логических элементов Шеффера, выполняющий операцию И-НЕ.

На практике, с целью сокращения номенклатуры элементов и других соображений, чаще всего пользуются элементной базой, выполняющей операцию И-НЕ, или ИЛИ-НЕ.

Логические функции и операции могут иметь различные формы представления: алгебраическое, табличное, словесное и условное графическое (на схемах). Для задания логической функции требуется указать значения этой функции при всех возможных наборах значений ее аргументов. Таблица значений функции называется *таблицей истинности*.

В нижеследующих таблицах (15.1., 15.2. и 15.3) даны алгебраическое и табличное представления указанных логических операций для двух переменных x_1, x_2 . Отметим, что операции сложения и умножения справедливы для произвольного числа переменных.

Таблица 15.1. Таблица истинности операции инверсии

Таблица 15.2. Таблица истинности операции дизъюнкции

Таблица 15.3. Таблица истинности операции конъюнкции

x	$y = \bar{x}$
0	1
1	0

x_1	x_2	$y = x_1 + x_2$
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

x_1	x_2	$y = x_1 \cdot x_2$
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

15.4. Работа полупроводниковых приборов в ключевом режиме

15.4.1. Типовая схема ключа на биполярном транзисторе

Электронный ключ является главным элементом цифровых (логических) устройств и выполняет логическую операцию НЕ. Электронный ключ включается в цепь нагрузки и осуществляет ее периодическое замыкание и размыкание при воздействии внешнего управляющего сигнала. Ключ может находиться в двух стационарных состояниях: замкнутом и разомкнутом. При этом выходной сигнал ключа имеет два заметно отличающихся дискретных значения. Это свойство ключа позволило использовать его в качестве основного элемента логических схем, реализующих функции булевой алгебры.

Ключ состоит из двух элементов: переключательного (ПЭ) и нагрузочного (НЭ). Обобщенная структурная схема ключа приведена на рис.15.2. ПЭ должен иметь два устойчивых состояния: разомкнутое и замкнутое. Этим условиям удовлетворяют биполярный транзистор и различные виды полевых транзисторов. НЭ выполняет функции ограничения тока, потребляемого схемой от источника питания.

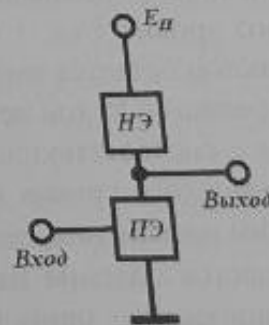


Рис.15.2. Структурная схема электронного ключа (инвертора)

На рис.15.3 показана схема простейшего транзисторного ключа. Он представляет собой усилительный каскад на биполярном транзисторе, включенным по схеме с ОЭ,

работающий в ключевом режиме. Ключ предназначен для работы с сигналами положительной полярности. Управляемой является коллекторная цепь с источником питания $E_{П}$ и нагрузкой в виде резистора R_K . В управляющую (базовую) цепь включен источник управляющего сигнала $U_{ВХ}$ и последовательное сопротивление R_B . Если ключ выполнен на кремниевом транзисторе $n-p-n$ -структуры (рассматриваемый нами случай), то транзистор практически закрыт при положительном потенциале на базе до 0,6 В.

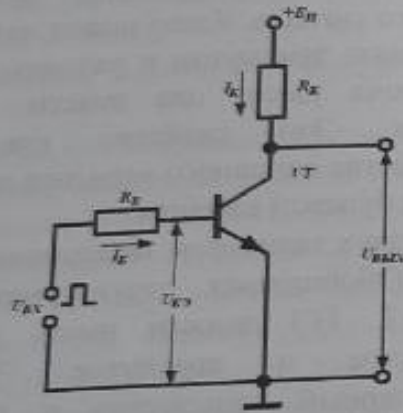


Рис. 15.3. Схема транзисторного ключа

При подаче на вход ключа, выполняющего роль логического элемента, сигнала низкого уровня $U_{ВХ} = U^0$, соответствующего логическому нулю, транзистор остается закрытым, коллекторный ток равен нулю, т.е. через резистор R_K ток не проходит и на выходе напряжение $U_{ВЫХ} = +E_{П}$, т.е. соответствующего логической 1.

При подаче на вход высокого уровня напряжения $U_{ВХ} = U^1$ транзистор перейдет в режим насыщения, появится коллекторный ток и на резисторе R_K создается падение напряжения, примерно равное $E_{П}$, а на выходе напряжение примерно равно нулю, т.е. $U_{ВЫХ} = U^0$. Как видим, этот логический элемент является инвертором – выполняет операцию отрицания.

15.4.2. Ключи на полевых транзисторах

В интегральном исполнении с целью уменьшения занимаемой площади на кристалле вместо резистора, в качестве нагрузочного элемента используется МДП – транзистор с тем же типом канала, называемый динамической нагрузкой.

Ключ на одностипных МДП – транзисторах. Схема такого ключа, выполненного на МДП – транзисторах с индуцированным n – каналом показана на рис. 15.4.

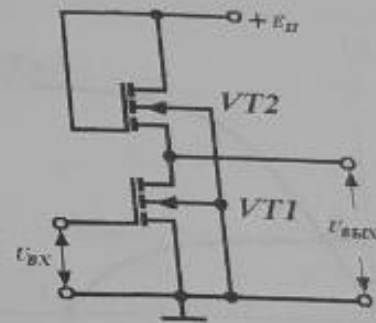


Рис. 15.4. МДП – транзисторный ключ с динамической нагрузкой

Динамической нагрузкой ключа, очевидно, является транзистор $VT2$, у которого затвор соединен со стоком.

Ключи на МДП – транзисторах, как и на БТ, в статическом режиме характеризуются остаточным током (в закрытом состоянии) и остаточным напряжением (в открытом состоянии).

Ключ работает следующим образом. Если на затвор $VT1$ подано напряжение $U_{ВХ} = U_{ЗИ1} < U_{01}$ (U_{01} – пороговое напряжение транзистора $VT1$), то он, а вместе с ним и ключ, закрыты. В закрытом состоянии через ключ протекает остаточный ток $I_{ост}$, равный обратному току стокового $p-n$ -перехода $VT1$. Его величина составляет не более $I_{ост} = 10^{-9} - 10^{-10}$ А. Поэтому выходное напряжение близко к своему максимальному значению: $U_{ВЫХ} = E_{П}$ (точка А на рис.15.5). Остаточное напряжение $U_{ост}$ определим

графо – аналитическим и аналитическим методами. Для этого достаточно иметь стоковую характеристику транзистора $VT1$, снятую при $U_{зи1} = E_{п}$ (кривая 2) и построить нагрузочную линию транзистора $VT2$ по следующей формуле (кривая 1).

$$I_{с2} = \frac{B_2}{2} (U_{си2} - U_{с2})^2.$$

Точка В пересечения нагрузочной линии с выходной характеристикой определяет рабочие значения остаточного выходного напряжения $U_{ост}$ и тока насыщения ключа $I_{сн}$.

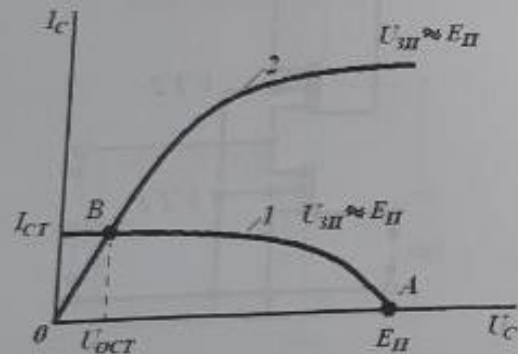


Рис. 15.5. Расположение рабочих точек на стоковой характеристике

Недостатком транзисторных ключей на одностипных МДП – транзисторах является тот факт, что во включенном состоянии транзистора через ключ протекает постоянный ток в статическом режиме.

Ключ на комплементарных МДП – транзисторах. Этот ключ свободен от указанного выше недостатка, а его схема приведена на рис. 15.6. В качестве ПЭ используется n – канальный МДП – транзистор, НЭ является p – канальный МДП – транзистор. Входной сигнал подается к затворам обоих транзисторов одновременно. Схема работает следующим образом. Если $U_{вх} = 0$, то $U_{зи1} = 0$, и следовательно, n – канальный $VT1$ закрыт. В то же самое время при $U_{вх} = 0$ напряжение на затворе $VT2$ $U_{зи2} = U_{вх} - E_{п} = -E_{п} < 0$.

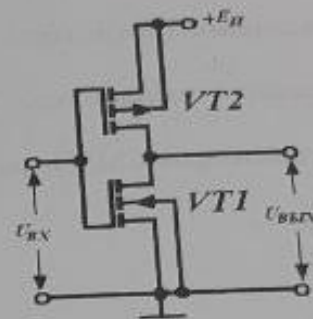


Рис. 15.6. Ключ на КМДП-транзисторах

Тогда выходное напряжение практически равно напряжению питания:

$$U_{ввх} = E_{п} - |U_{си2}| \approx E_{п}.$$

Пусть теперь $U_{вх} = E_{п}$. Тогда $U_{зи1} > U_{о1}$, а $U_{зи2} = 0$. Значит, теперь n – канальный $VT1$ открыт, а p – канальный $VT2$ заперт. При этом ток в общей цепи по-прежнему равен $I_{ост}$. Остаточное напряжение на выходе ключа составляет 2 – 3 мкВ.

Малое остаточное напряжение является важным преимуществом комплементарных ключей. Другой важной особенностью этих ключей является то, что они практически не потребляют мощность в обоих состояниях.

Контрольные вопросы к 15 главе

1. Какие формы представления информации существуют?
2. Что такое квантование?
3. На какие группы подразделяются дискретные электронные устройства по типу квантования?
4. Что такое кодирование сигнала?
5. Структура и назначение цифровых устройств.
6. Дайте определение цифровым интегральным схемам.
7. Какие схемы используются в цифровой технике?
8. Что такое булева алгебра или алгебра-логика?
9. Дайте определение электронному ключу.

10. Ключи на биполярных транзисторах: схема и принцип работы.

11. Ключи на полевых транзисторах: схема и принцип работы.

12. Ключи на комплементарных МДП-транзисторах: схема и принцип работы.

ГЛАВА 16. БАЗОВЫЕ ЛОГИЧЕСКИЕ ЭЛЕМЕНТЫ ЦИФРОВЫХ МИКРОСХЕМ

16.1. Элементная база цифровых микросхем

Функциональные узлы и блоки цифровых устройств строятся из элементов, выполняющих простейшие логические операции. Чаще всего это операции И – НЕ либо ИЛИ – НЕ. В процессе развития микросхемотехники было разработано несколько типов элементов, имеющих подходящие значения параметров и удобных для реализации в интегральном исполнении. Эти логические элементы служат элементной базой современных цифровых микросхем.

Логическими элементами (ЛЭ) называют электронные схемы, предназначенные для логического преобразования информации, представленной в виде двоичных чисел.

Набор двоичных функций, который обеспечивает представление любой другой функции посредством суперпозиции функций этого набора, называют *функционально полным набором* (ФПН). ФПН образуют конъюнкция и инверсия, дизъюнкция и инверсия, запрет и константа единицы, запрет и инверсия, неравнозначность и импликация, а также две одиночные функции – стрелка Пирса и штрих Шеффера.

При построении цифровых интегральных схем (ЦИС) используют только такие ЛЭ, которые реализуют функции ФПН. Эти логические элементы называют *базовыми*. Наиболее часто ЦИС строятся на основе базовых логических элементов, реализующих функцию И – НЕ (логический элемент Шеффера) или функцию ИЛИ – НЕ (логический элемент Пирса).

ЛЭ выпускаются различными фирмами в виде серий. Под *серией* понимают совокупность ИМС, которые могут выполнять различные функции, имеют единое конструктивно – технологическое исполнение и предназначены для совместного применения. Тем не менее, в каждой серии имеется базовый ЛЭ,

который является основой других схем данной серии (ЛЭ, триггеров, счетчиков, регистров и т.п.).

В настоящее время при разработке ЦИС наибольшее распространение получили базовые ЛЭ:

- транзисторно – транзисторной логики (ТТЛ);
- эмиттерно – связанной логики (ЭСЛ);
- интегрально – инжекционной логики (И²Л);
- логики на однотипных МДП – транзисторах (МДПЛ);
- логики на комплементарных МДП – транзисторах (КМДПЛ).

Схемные варианты базовых ЛЭ принято называть *транзисторными логиками*. Тип логики определяется по типу применяемых электронных ключей и способу организации связи между элементами. Ни один из указанных типов ЛЭ не может в полной мере отвечать всем основным требованиям схемотехники по быстродействию, потребляемой мощности, плотности упаковки и технологичности. Поэтому выбор той или иной базовой схемы при реализации ИС зависит от технических требований заказчика и условий их эксплуатации.

16.2. Основные параметры логических элементов

Для выполнения заданной логической операции произвольной сложности входные сигналы должны последовательно пройти по длинной цепочке логических элементов, каждый из которых нагружен на n подобных ЛЭ и имеет m информационных входов (рис. 16.1). Число одновременно работающих ЛЭ в СБИС достигает несколько сотен тысяч.

При этом необходимо, чтобы каждый ЛЭ безошибочно выполнял свои функции и обеспечивал неискаженное преобразование. Поскольку индивидуальное согласование и регулировка ЛЭ в процессе изготовления, наладки и эксплуатации цифровых интегральных схем (ЦИС) и цифровых устройств исключены, то необходимо, чтобы сами ЛЭ обладали следующими фундаментальными свойствами.

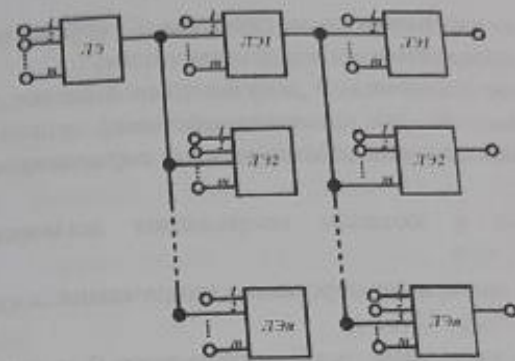


Рис. 16.1. Фрагмент логической цепи.

1. *Совместимостью уровней сигналов 0 и 1 по выходам и входам.* Только в этом случае работоспособность цепочки обеспечивается без применения специальных элементов для согласования уровней сигнала.

2. *Достаточной нагрузочной способностью по входу и выходу.* Это необходимо для того, чтобы ЛЭ мог работать при поступлении нескольких входных сигналов и одновременно управлять несколькими ЛЭ. Нагрузочную способность ЛЭ принято характеризовать коэффициентом разветвления по выходу $K_{РАЗ}$ и коэффициентом объединения по входу $K_{ОБ}$. $K_{ОБ}$ равен тому предельно допустимому числу входов элемента, а $K_{РАЗ}$ равен тому предельно допустимому числу однотипных ЛЭ, подключенных к выходу элемента, при которых форма и амплитуда сигнала гарантируют безошибочную работу элемента.

3. *Способностью формировать (квантовать) сигнал.* Для функционирования ЦИС необходимо, чтобы сигнал, проходя через каждый ЛЭ, имел стандартные (асимптотические) амплитуду и длительность.

4. *Достаточной помехоустойчивостью.* Под помехоустойчивостью понимается свойство нечувствительности ЛЭ к помехам, если только эти помехи не превышают определенного уровня. В противном случае помехи производят ложный перевод ЛЭ из одного состояния в другое.

Параметры и формирующие свойства ЛЭ определяются по их статическим и динамическим характеристикам.

Нормативно-технической документацией на все виды ЦИС (комбинационные и последовательностные) устанавливается следующая единая система *статических параметров* и правил их определения:

- выходные и входные напряжения логического 0 и логической 1 (U^0, U^1);
- входные и выходные пороговые напряжения логического 0 и логической 1 ($U^0_{пор}, U^1_{пор}$);
- входные и выходные токи логического 0 и логической 1 ($I^0_{вх}, I^1_{вх}, I^0_{вых}, I^1_{вых}$);
- токи потребления в состоянии логического 0 и логической 1 ($I^0_{пот}, I^1_{пот}$);
- потребляемая мощность ($P_{пот}$);
- порог зоны переключения логического 0 ($U^0_{пор}$);
- порог зоны переключения логической 1 ($U^1_{пор}$);
- минимальный логический перепад ($U_L = U^1 - U^0$).

Кроме того, к статическим параметрам относятся помехоустойчивость логического 0 и логической 1, а также коэффициент объединения по входу $K_{об}$ и коэффициент разветвления по выходу $K_{раз}$, определение которых были даны выше.

К основным *динамическим параметрам* ЛЭ, определяемым по осциллограммам входного и выходного импульсов, относятся:

- $t^{1,0}$ – время перехода из состояния логической 1 в состояние логического 0;
- $t^{0,1}$ – время перехода из состояния логического 0 в состояние логической 1;
- $t_{зад}^{1,0}$ – время задержки включения – интервал времени, измеренный по уровням 0,1 входного импульса и 0,9 выходного;
- $t_{зад}^{0,1}$ – время задержки выключения – интервал времени, измеренный по уровням 0,9 входного импульса и 0,1 выходного;
- $t_{зад,р}^{1,0}$ – время задержки распространения сигнала при включении – интервал времени, определяемый по уровням 0,5 входного и выходного импульсов;

$t_{зад,р}^{0,1}$ – время задержки распространения сигнала при выключении – интервал времени, определяемый по уровням 0,5 входного и выходного импульсов.

Уровень развития технологии и схемотехники отражают *интегральные параметры ЛЭ*. Основными интегральными параметрами является работа переключения $A_{п}$ и уровень интеграции N .

Работа переключения определяется как произведение средней потребляемой элементом мощности на среднее время переключения

$$A_{п} = P_{пот} \cdot t_{зд,р,ср}$$

По мере совершенствования технологии работа переключения непрерывно снижается, примерно на полтора порядка за десятилетие. По этому параметру можно производить сравнение различных типов ИС. Например, при одинаковых значениях $A_{п} = \text{const}$ элемент обладает либо высоким быстродействием при сравнительно большом значении потребляемой мощности, либо, наоборот, очень низким значением потребляемой мощности при сравнительно низком быстродействии.

16.3. Элементы транзисторно – транзисторной логики

Транзисторно – транзисторные логические элементы (ТТЛ) широко распространены в технике из-за большого быстродействия, высокой помехоустойчивости, умеренного потребления энергии, хорошей нагрузочной способности и малой стоимости.

Элемент ТТЛ с простым инвертором. Электрическая схема ТТЛ с простым инвертором приведена на рис.16.2. Элемент состоит из ключа – инвертора на транзисторе VT1, управляемого переключателем тока I_0 на многоэмиттерном транзисторе (МЭТ) с двумя логическими входами. МЭТ – специфический компонент ЛЭ ТТЛ – типа. МЭТ представляет собой совокупность транзисторных структур, имеющих общую базу и общий коллектор. Число входов (эмиттеров) стандартных схем $K_{об} \leq 8$. В составе элемента ТТЛ – типа МЭТ может работать либо в

инверсном режиме, либо в режиме насыщения. Структура и технология изготовления МЭТ такова, что коэффициент усиления по току $\beta_{и}$ очень мал и типичные значения лежат в пределах 0,01 - 0,05.

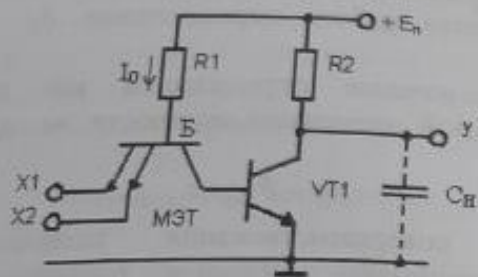


Рис. 16.2. ЛЭ TTL с простым инвертором

Прежде чем перейти к механизму работы TTL и других типов ЛЭ на БТ, остановимся на элементарных соотношениях, необходимых для анализа в целом.

Учитывая, что транзисторы в ЛЭ работают в режиме ключа, при анализе используется понятие открытого или закрытого $p-n$ -перехода. Напомним, что если прямой ток перехода лежит в диапазоне $I = 10^{-3} \div 10^{-4}$ А, то такой диапазон называют *нормальным токовым режимом*. При этом напряжение U на кремниевом переходе меняется всего в пределах $0,70 \div 0,68$ В. В другом диапазоне токов $I = 10^{-5} \div 10^{-6}$ А (этот диапазон называют *микро-режимом*) соответствующие значения напряжения составляют $0,57 \div 0,52$ В.

Таким образом, в зависимости от диапазона токов прямые напряжения несколько различаются, но их можно считать постоянным и рассматривать как параметр *открытого перехода*. Для этого параметра вводится специальное обозначение U^* . При комнатной температуре в нормальном режиме $U^* = 0,7$ В, а в микрорежиме $U^* = 0,5$ В. Если прямое напряжение всего на 0,1 В меньше напряжения U^* , переход считается *практически закрытым*, поскольку токи при таких напряжениях в десятки раз меньше номинальных.

Для получения высокого быстродействия транзисторы работают в нормальном токовом режиме. Поэтому при анализе статического режима схемы приняты следующие упрощения:

- если через $p-n$ -переход протекает прямой ток, то переход открыт и напряжение на переходе равно $U^* = 0,7$ В;
- если напряжение на переходе равно обратное, либо прямое, но меньше U^* , то переход закрыт, и ток через него считается равным нулю;

Если транзистор в режиме насыщения, то напряжение на промежутке коллектор - эмиттер равно $U_{кэ.нас}^* = 0,3 \div 0,4$ В. Перейдем к рассмотрению механизма работы ЛЭ TTL. Согласно способу включения потенциал базы МЭТ (точка Б) всегда выше потенциала его коллектора. Следовательно, коллекторный переход (КП) МЭТ будет всегда находиться в состоянии прямого смещения. Что касается эмиттерного перехода (ЭП) этого транзистора, то их включение зависит от потенциалов эмиттеров относительно общей шины.

Допустим, что потенциалы всех входов имеют максимальную величину, равную напряжению питания. Очевидно, что это и есть уровень логической 1, т.е. $U^1 = E_{п}$. Тогда все ЭП окажутся включенными в обратном направлении, так как потенциал базы (точки Б) за счет падения напряжения на $R1$ окажется ниже потенциала эмиттеров. Весь комплект параллельно работающих транзисторов, входящих в МЭТ, окажется в инверсном включении. Поскольку, как было сказано, коэффициент $\beta_{и}$ мал, то ток эмиттеров при расчетах принимают равным нулю, а весь ток I_0 протекает через последовательно включенные КП МЭТ и ЭП VT1 на корпус. Величина тока I_0 ограничивается только значением сопротивления резистора $R1$ и равна:

$$I_0 = (E_{п} - 2U^*) / R1$$

Сопротивление $R1$ подбирают таким, чтобы ток коллектора МЭТ, а значит и ток базы VT1 имел значение, соответствующее условию насыщения транзистора VT1. Транзистор VT1 открывается и выходное напряжение становится равным $U_{кэ.нас}^*$. Это значение и есть уровень логического нуля, т.е. $U^0 = U_{кэ.нас}^* \leq$

0,4 В. Значит, при логической 1 на всех входах, на выходе получается логический 0.

Допустим теперь обратное. Пусть потенциалы входов (эмиттеров) равны нулю или близки к этому значению: $U_x = U^0 = 0$. Тогда все ЭП будут смещены в прямом направлении, как и КП. Все транзисторы МЭТ перейдут в режим насыщения. В этом случае ток I_0 может протекать как через открытые ЭП, так и через открытый КП МЭТ. При протекании тока через ЭП транзистора МЭТ напряжения на этих переходах одинаковы и равны $U^* = 0,7$ В. Следовательно, потенциал базы МЭТ равен $+0,7$ В. При параллельно соединенных ЭП их можно рассматривать как один ЭП, имеющий вдвое большую площадь.

Прямой ток через КП транзистора МЭТ практически равен нулю, так как последовательно с ним включен ЭП транзистора VT1. Чтобы протекал ток по этой цепи, потенциал базы МЭТ должен составлять $2U^* = 1,4$ В. Следовательно транзистор VT1 закрыт, остаточные токи эмиттера и коллектора можно считать равными нулю, а выходное напряжение близко к E_n , т.е. представляет уровень логической единицы $U^1 = E_n$. Очевидно, что ток I_0 определяется следующим выражением:

$$I_0 = (E_n - U^*) / R1$$

Если логический 0 подан только на один вход, а на другие поданы логические 1, то транзистор VT1 все равно окажется закрытым. Таким образом, логическая 1 на выходе будет иметь место, если логический 0 подан хотя бы на один из входов. Логический 0 на выходе имеет место тогда и только тогда, когда на всех входах имеет место логическая 1. Таким образом, данная схема реализует логическую операцию 2И - НЕ, где цифра 2 означает число входов ЛЭ.

Рассмотренный базовый элемент ТТЛ обладает небольшой нагрузочной способностью и сравнительно малым быстродействием. Обусловлено это следующими обстоятельствами. Значение сопротивления резистора $R2$ должно быть *большим* (несколько кОм) для обеспечения режима насыщения VT1 в открытом состоянии. Но тогда уровень логической 1 при закрытом состоянии транзистора становится

сильно зависящим от сопротивления нагрузки Z_n . Под Z_n понимаются комплексное сопротивление n подобных ЛЭ, подключенных к выходу данного ЛЭ. В состоянии логического 0 (открытый транзистор VT1) уровень выходного напряжения также в значительной мере зависит от сопротивления нагрузки, вследствие сравнительно низкого значения коэффициента передачи по току системы МЭТ - VT1. Связано это с тем, что при инверсном включении коэффициент передачи тока β_n в МЭТ существенно меньше 1, тогда как в активном режиме он близок к 1. Все это и определяет низкое значение нагрузочной способности ЛЭ этого типа.

Быстродействие ЛЭ определяется его динамическими параметрами, определяемых крутизной фронтов нарастания и спада входного и выходного напряжений. Поскольку каждый ЛЭ представляет собой некоторую RC систему, то крутизна изменения напряжений в ней будет в основном определяться длительностью времени заряда и разряда емкости C_n ЛЭ. Емкость C_n - это емкость $p-n$ -переходов и совокупная емкость соединений, выводов и т.д. Таким образом, при анализе быстродействия мы обязаны рассматривать подключенный к выходу данного элемента другой элемент как RC - нагрузку. В схеме рис.14.7 при переходе ЛЭ из состояния логического 0 на входе в состояние логической 1 транзистор VT1 закрывается. Поэтому зарядка нагрузочной емкости происходит через резистор $R2$. Поскольку сопротивление $R2$ велико, то и постоянная времени заряда $\tau_1 = R2 \cdot C$ значительна. При обратном переключении ЛЭ разряд нагрузочной емкости происходит через насыщенный транзистор VT1. Но поскольку коэффициент передачи по току β_n небольшой, то и постоянная времени разряда τ_r также имеет значительную величину.

Из-за перечисленных недостатков схема, показанная на рис.16.2, не нашла широкого применения. Ее используют в основном в микросхемах с открытым коллектором (рис.16.3) для включения внешних элементов индикации.

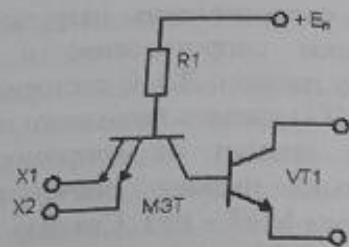


Рис. 16.3. Схема расширителя по ИЛИ серии ТТЛ.

Элементы ТТЛ со сложным инвертором. ЛЭ ТТЛ со сложным инвертором получили наибольшее распространение. Одна из таких схем приведена на рис. 16.4.

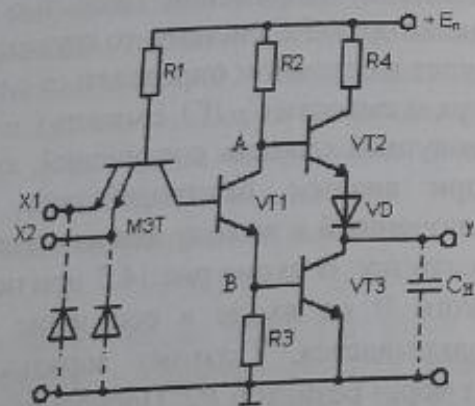


Рис. 16.4. ЛЭ ТТЛ со сложным инвертором.

Элемент И-НЕ может быть представлен последовательным соединением трех каскадов:

входного многоэмиттерного транзистора МЭТ с резистором R1, реализующих логическую операцию И;

фазорасщепителя на транзисторе VT1, резисторах R2 и R3;

двухтактного выходного усилителя на транзисторах VT2 и VT3, резисторе R4 и диоде VD. Транзисторы VT2 и VT3 открываются попеременно (в разные такты), что и определило название выходного каскада как двухтактный каскад.

Рассмотрим порядок работы схемы. Как и в ТТЛ с простым инвертором при действии на одном из входов логического нуля транзистор VT1 закрыт. В результате транзистор VT2 оказывается открытым, а VT3 - закрытым. Нагрузочная емкость C_H в отличие от схемы рис. 16.2 теперь заряжается через резистор R4 с малым сопротивлением (150 Ом) и открытые транзистор VT2 и диод VD. Резистор R4 предохраняет транзистор VT2 и диод VD от перегрузки при случайном замыкании выхода на землю. С другой стороны, он предотвращает появление кратковременных мощных импульсов тока в момент переключения выходного каскада, когда транзистор VT2 уже откроется, а транзистор VT3 еще не закроется. Мощные импульсы тока могут привести к появлению импульсной помехи. При переключении элемента, когда VT2 закрывается, а VT3 открывается, разряд нагрузочной емкости C_H происходит через малое сопротивление насыщенного транзистора VT3. Этим обеспечивается повышение быстродействия элемента. Диод VD выполняет функцию сдвига уровня потенциала и обеспечивает надежное запирающее транзистора VT2, когда на выходе напряжение U^0 .

Изображенные пунктиром на рис. 16.4 во входных цепях диоды называются *антизвонными* и предназначены для ограничения амплитуды отрицательных сигналов (помех), отраженных от концов несогласованных линий. Делясь между двумя переходами (*p-n*-переходом диода и эмиттерным переходом МЭТ), такой сигнал не сможет вызвать ложного переключения ЛЭ.

В настоящее время разработано большое количество модификаций базовых элементов ТТЛ. Каждая модификация отличается параметрами или дополнительными возможностями.

Например, использование в выходном каскаде дополнительного составного транзистора с большим коэффициентом усиления по току повышает нагрузочную способность (рис. 16.5).

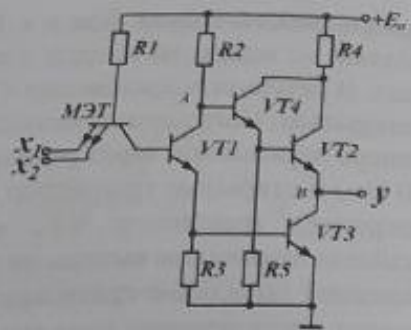


Рис. 16.5. ЛЭ ТТЛ с повышенной нагрузочной способностью

Принцип работы схемы такой же. Составной транзистор (транзисторы $VT4$ и $VT2$) образуют динамическую нагрузку инвертора $VT3$. Такое решение позволяет примерно вдвое снизить номиналы всех резисторов и тем самым повысить быстродействие и нагрузочную способность. Наличие между точками А и В двух последовательно включенных переходов транзисторов делает излишним диод VD.

В схеме на рис. 16.6 увеличение быстродействия элементов

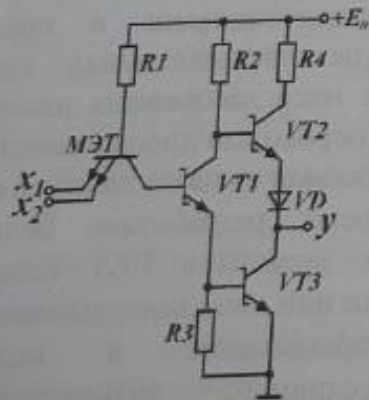


Рис. 16.6. Быстродействующий ЛЭ ТТЛ с диодами и транзисторами Шоттки

ТТЛ достигается путем использования диодов и транзисторов Шоттки (ТТЛШ). Они позволяют существенно уменьшить либо полностью исключить время рассасывания избыточного заряда в базах транзисторов и тем самым снизить величину задержки

высключения. Выигрыш в быстродействии приводит к ухудшению статических параметров ТТЛШ. В частности уменьшается пороговое напряжение и увеличивается $U^0_{ВЫХ}$, что снижает помехоустойчивость по сравнению с обычной схемой. ТТЛШ является элементной базой БИС.

Элемент ТТЛ с открытым коллектором. Он предназначен для согласования логических схем с внешними исполнительными и индикаторными устройствами, например, светодиодными индикаторами, лампами накаливания, обмотками реле и т.д.

На рис. 16.7 представлена схема элемента индикации с использованием лампы накаливания (ЛН) на основе ЛЭ И - НЕ с открытым коллектором.

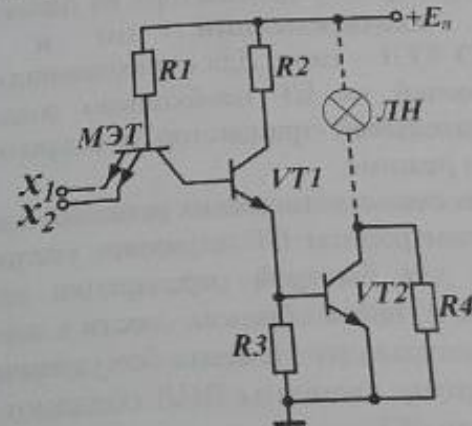


Рис. 16.7. ЛЭ ТТЛ И - НЕ с открытым коллектором

Лампа накаливания является нагрузкой в цепи коллектора $VT2$ и служит в качестве визуального индикатора логического состояния. Индикатор светится, если на всех входах действуют уровни U^1 . Индикатор не светится, если на одном и нескольких входах действует уровень U^0 . Резистор $R4$ обеспечивает защиту транзистора $VT2$: в холодном состоянии сопротивление нити накаливания ЛН мало и при включении $VT2$ в цепи коллектора появляется скачок тока, который может превысить допустимый ток.

Промышленностью выпускаются несколько разновидностей серий элементов ТТЛ – типа (стандартные 133, 155; с высоким быстродействием 130, К131; микроомная 134; с диодами Шоттки 530, К531; микроомная с диодами Шоттки К555).

16.4. Элементы эмиттерно-связанной логики

Причиной появления ЛЭ эмиттерно – связанной логики (ЭСЛ) явилось желание повысить быстродействие цифровых устройств. В ЛЭ ТТЛ – типа переключательный транзистор либо закрыт, либо открыт и работает в режиме насыщения, когда в базе БТ накапливается значительный избыточный заряд неосновных носителей. Поэтому переход транзистора из одного состояния в другое процесс долговременный, что и ограничивает быстродействие ЛЭ ТТЛ – типа. Для существенного уменьшения инерционности ключей на БТ необходимо создание схем, в которых переключательный транзистор в открытом состоянии остается в активном режиме.

Одним из таких схемотехнических решений и является ЭСЛ. Ненасыщенный режим работы БТ позволяет увеличить рабочие токи, необходимые для быстрой перезарядки нагрузочных и паразитных емкостей, и, таким образом, свести к минимуму время включения переключательного элемента без увеличения времени выключения БТ. Поэтому элементы ЭСЛ обладают наибольшим быстродействием среди ЛЭ.

Основу элемента ЭСЛ составляет переключатель тока (рис.16.8). Он, подобно дифференциальному усилителю, состоит из двух симметричных плеч, каждое из которых содержит транзистор и резистор. В общей эмиттерной цепи действует генератор стабильного тока (ГСТ) I_0 .

В отличие от ДУ один из входов подключен к источнику постоянного напряжения U_0 , называемого опорным. Величина тока I_0 соответствует нормальному активному токовому режиму работы транзистора и составляет в базовых схемах ЭСЛ значительную величину $I_0 = 0,5 \div 2$ мА. Из-за наличия ГСТ при любых значениях потенциалов баз напряжения на эмиттерных

переходах автоматически устанавливаются такими, что сумма токов всегда равна:

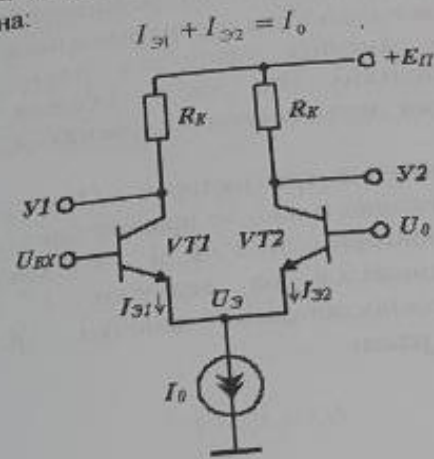


Рис.16.8. Переключатель тока

Схема симметрична, поэтому при равенстве потенциалов баз на обоих БТ ($U_{BX} = U_0$) через каждое плечо течет ток $I_0 / 2$.

Пусть опорное напряжение $U_0 = 1,2$ В. Если U_{BX} уменьшить на величину $\Delta \leq 0,1$ В, то, как мы уже знаем, ток $I_{Э1}$ уменьшится до 1%, а ток $I_{Э2}$ увеличится до 99% от I_0 .

Значит при входном сигнале $U_{BX} \leq U_0 - \Delta$ (логический ноль) транзистор $VT1$ будет заперт, а через транзистор $VT2$ будет протекать полный ток I_0 .

Если, наоборот, увеличить U_{BX} на величину $\Delta \geq 0,1$ В, ток $I_{Э1}$ увеличится до 99%, а ток $I_{Э2}$ уменьшится до 1% от I_0 . Значит при входном сигнале $U_{BX} \geq U_0 + \Delta$ (логическая единица) транзистор $VT2$ можно считать запертым, а весь ток I_0 протекает через транзистор $VT1$. Получили идеальный переключатель тока. Его недостатком является малый логический перепад, так как область переключения определяется изменением входных сигналов от опорного значения U_0 на величину $U_{Л} = U_{BX}^+ - U_{BX} = 2\Delta \approx 0,3$ В. Соответственно оказывается низкой и помехоустойчивость. Однако именно за счет малого логического перепада, а также

отсутствия режима насыщения время переключения токового переключателя достаточно мало и не превышает 3 нс.

Чтобы переключатель тока превратить в логический элемент ЭСЛ необходимо заменить левое его плечо параллельным соединением нескольких (по числу входов) транзисторов. Электрическая схема двухвходового элемента ЭСЛ показана на рис. 16.9.

Отпирание любого из транзисторов $VT1$ и $VT2$ (или вместе) приводит к переключению тока I_0 из правого плеча схемы в левое.

Эмиттерные повторители $VT4$ и $VT5$ смещают уровни коллекторных потенциалов на величину U^* , тем самым, обеспечивая работоспособность цепочки ЭСЛ. Уровень логической единицы равен

$$U^1 = E_{\pi} - U^*$$

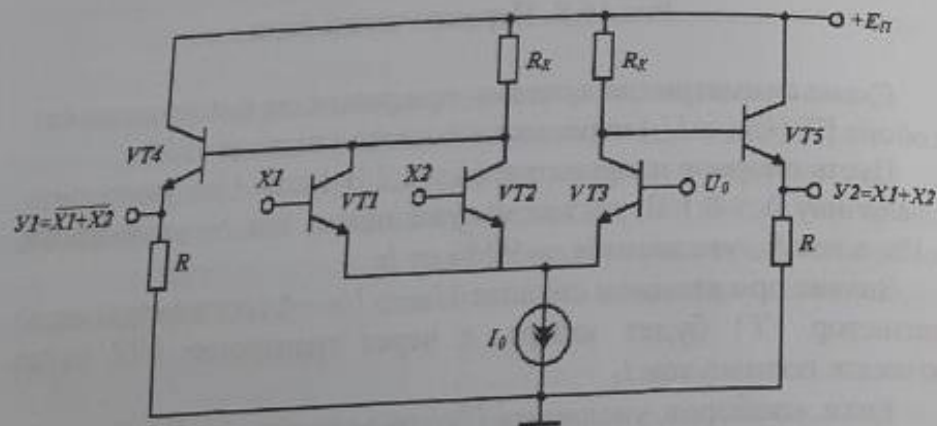


Рис. 16.9. Двухвходовый ЛЭ ЭСЛ

Транзистор $VT3$ вместе с повторителем $VT5$ тоже выполняет логическую функцию. Когда $X1=X2=U_0$ транзистор $VT3$ открыт, а значит на выходе $Y2$ получается напряжение логического нуля U^0 .

Пусть теперь на один из входов, например $X1$ подан потенциал логической единицы. Тогда транзистор $VT1$ откроется, а транзистор $VT3$ закроется. В результате на выходе $Y1$ будет напряжение логического нуля, а на выходе $Y2$ – логическая

единица. Ситуация не изменится если потенциал логической единицы подан на оба входа. Двухвходовый ЛЭ ЭСЛ по выходу $Y1$ выполняет логическую операцию: $Y1 = \overline{X1 + X2}$, а по выходу $Y2$ – логическую операцию: $Y2 = X1 + X2$.

Отметим, что введение эмиттерных повторителей на выходе увеличило логический перепад до 0,7 В и повысило помехоустойчивость примерно до 0,3 В. Кроме того, благодаря малому выходному сопротивлению эмиттерного повторителя повышается нагрузочная способность схемы и ускоряется перезаряд нагрузочной емкости.

16.5. Логические элементы на комплементарных МДП-транзисторах

Недостатком транзисторных ключей на одностипных МДП-транзисторах является тот факт, что во включенном состоянии обоих транзисторов (нагрузочный транзистор всегда находится во включенном состоянии) через ключ протекает постоянный ток. Вследствие этого постоянная составляющая тока является бесполезной и лишь приводит к перегреву транзисторного ключа.

От указанного недостатка свободен ключ, выполненный на комплементарных МДП-транзисторах, т.е. на транзисторах с каналами противоположного типа проводимости. Ключ на комплементарных МДП-транзисторах в статическом режиме работы практически не потребляет мощность от источника питания. Мощность, отбираемая от источника питания, расходуется только в динамическом режиме при переключении из одного состояния в противоположное, т.е. имеет минимально возможное значение. Мощность, потребляемая такими ключами в статическом режиме, составляет десятки нановатт, а быстродействие обеспечивает работу на частотах до 10 МГц и более. Среди ЦИС на МДП – транзисторах ЛЭ на комплементарных МДП-транзисторах (КМДПТЛ) обладают наибольшей помехоустойчивостью. Еще одной исключительной особенностью ЦИС на КМДП-транзисторах является высокая эффективность использования источника питания: логический

перепад почти равен напряжению источника питания. Такие ЦИС не чувствительны к изменениям напряжения питания. В элементах на КМДП-транзисторах полярности и уровни входных и выходных напряжений совпадают, что позволяет ЛЭ связывать между собой в цепочки непосредственно, т.е. без устройств сдвига уровня.

На КМДП-транзисторах легко реализуются логические операции ИЛИ-НЕ и И-НЕ. Логическая операция И-НЕ реализуется последовательным включением входных транзисторов, а операция ИЛИ-НЕ - их параллельным включением. При этом на каждый вход требуется два транзистора, образующие ключ - инвертор.

На рис.16.10 приведены принципиальные электрические схемы ЛЭ на комплементарных КМДП-транзисторах (КМДПТЛ), реализующих операцию И-НЕ (а) и ИЛИ-НЕ (б).

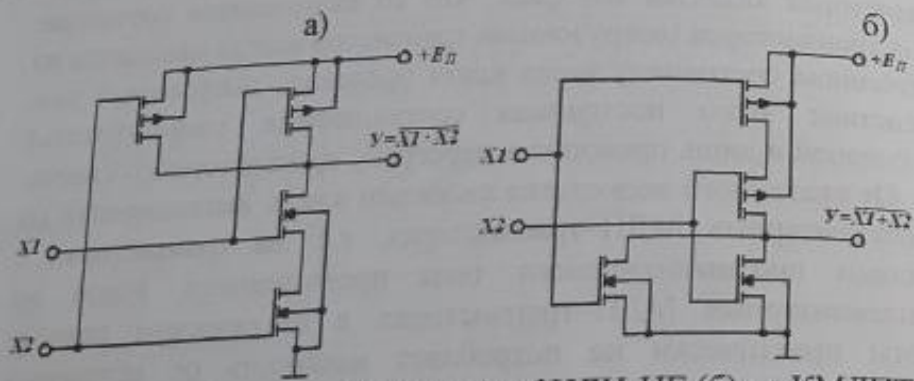


Рис.16.10. Элементы И-НЕ (а) и ИЛИ-НЕ (б) на КМДПТЛ

В схеме И-НЕ нагрузочные транзисторы включают параллельно друг другу (рис.16.10, а), а в схеме ИЛИ-НЕ - последовательно (рис.16.10, б). По такому принципу строят не только двухвходовые элементы, схемы которых показаны на рис.16.10, но также и элементы с большим количеством входов.

Схема И-НЕ, приведенная на рис. 16.10, а), работает следующим образом. При $U_{ВХ} > U_{ПОР}$ на всех входах переключаемые (n - каналные) транзисторы открыты, выходное напряжение равно U^0 . При других напряжениях на

входах закрывается один из последовательно соединенных переключаемых транзисторов. В этом состоянии выходное напряжение равно $U^1 = E_{п}$.

Схема ИЛИ-НЕ, приведенная на рис.16.10, б) работает следующим образом. Когда на входах схемы напряжение $U_{ВХ} < U_{ПОР}$, где $U_{ПОР}$ - пороговое напряжение n -каналных транзисторов, то переключаемые n -каналные транзисторы закрыты, т.к. в них отсутствует канал. В p -каналных транзисторах образуются каналы, т.к. их затворы будут иметь отрицательный потенциал относительно подложки, примерно равный: $U_{ВХ} - E_{п} \approx -E_{п}$, что превышает (по модулю) пороговое напряжение. Однако через каналы протекают ничтожно малые токи запертых транзисторов. Поэтому падение напряжения на каналах практически равно нулю и выходное напряжение логической единицы равно: $U^1 = E_{п}$.

Если входное напряжение на затворе хотя бы одного из переключаемых транзисторов превышает его пороговое значение: $U_{ВХ} > U_{ПОР}$, то в этом транзисторе образуется канал, а в соответствующем нагрузочном транзисторе канал исчезает, т.е. этот транзистор запирается. Напряжение на выходе схемы равно остаточному напряжению, т.е. практически нулю. Поэтому можно считать, что уровень логического нуля равен: $U^0 = 0$. Соответственно логический перепад составляет: $U_{л} = E_{п}$.

В статическом состоянии элементы на КМДП - транзисторах энергию не потребляют, так как одна из групп транзисторов закрыта и практически не потребляет тока. При этом ничтожно малым оказывается и ток открытых транзисторов, так как через них протекают ничтожные токи закрытых транзисторов. Поэтому мощность потребления ЦИС получается минимальной и в основном определяется энергией, расходуемой на перезарядку емкостей.

Быстродействие элементов КМДПТЛ заметно выше, чем у элементов МДПТЛ. Повышение быстродействия связано с тем, что в отличие от элементов МДПТЛ в элементах КМДПТЛ на ширину канала не накладывается ограничения, и она берется достаточно большой, чтобы обеспечить необходимую

проводимость открытых транзисторов, через которые перезаряжаются паразитные емкости.

Промышленностью выпускаются несколько разновидностей серий на КМДП – транзисторах, в том числе 164, К176, К564, 764, 765. Эти серии обладают функциональной и технической полнотой, т.е. обеспечивают выполнение любых арифметических и логических операций, а также хранение, вспомогательные и специальные функции.

16.6. Перспективы развития цифровых интегральных схем

Развитие микроэлектроники привело в начале 70-х годов к появлению узкоспециализированных БИС, содержащих сотни и тысячи логических элементов и выполняющих одну или ограниченное число функций. Разнообразие типов цифровой аппаратуры требовало расширения номенклатуры БИС. А это неприемлемые затраты. Выходом из этого положения явилась разработка и крупносерийное производство небольшого комплекта БИС, выполняющих разнообразные функции, зависящие от внешних управляющих сигналов. Совокупность таких БИС образуют микропроцессорные комплекты и позволяют строить разнообразную цифровую аппаратуру любой сложности. Важнейшим суперкомпонентом комплекта БИС является микропроцессор (МП). МП является универсальной стандартной БИС, функции которой определяются заданной программой.

Микроэлектроника развивается путем уменьшения характерных размеров элементов ИМС. Данное развитие происходило и происходит до сих пор в полном соответствии с *законом Г. Мура*. Согласно этому закону, число транзисторов в микросхеме, следовательно, и производительность ИМС, должны были удваиваться каждые 18 месяцев, начиная с 1965 г, и каждые 24 месяца с 1975 г.

Производителям микросхем удается поддерживать этот экспоненциальный рост плотности размещения транзисторов в микросхеме на протяжении десятков лет. Первый компьютерный микропроцессор корпорации Intel, выпущенный в 1971 году,

содержал 2300 транзисторов, В 1989 в процессоре их было уже 1 200 000, в 2000 году – 42 миллиона, в 2007 году – 820 миллионов транзисторов и т.д.

Однако серьезным барьером на пути дальнейшей миниатюризации транзисторов явилась утечка электрического тока при работе МДП-транзистора. Чем меньше транзистор, тем больше ток утечки и выше тепловыделение.

Все полевые транзисторы содержат специальный изолирующий слой – тонкую диэлектрическую пленку под затвором, то есть электродом, управляющим «включением» и «выключением» транзистора. Свойства диэлектрика затвора оказывают решающее влияние на работу транзистора. До 2007 года в качестве основного материала для диэлектрика затвора использовался диоксид кремния (SiO_2), что было обусловлено его технологичностью и возможностью систематического улучшения характеристик транзисторов по мере уменьшению их размеров. В том же 2007 году в транзисторах, производящихся корпорацией Intel, толщина слоя диэлектрика затвора из SiO_2 составляла всего 1,2 нанометра – то есть сопоставима с пятью атомарными слоями. Дальнейшее уменьшение толщины диэлектрика затвора привело бы к появлению туннельного эффекта с исчезновением управляющих свойств затвора.

Чтобы найти выход из кризиса, нужно было увеличить толщину изолирующего слоя, но изготавливать этот более толстый слой из другого диэлектрического материала с более высоким коэффициентом диэлектрической проницаемости (high-k) для сохранения принципа взаимодействия затвора и канала. В январе 2007 года корпорация Intel впервые выполнила изолирующий слой не из диоксида кремния, а из материала на основе гафния, металла, превосходящий кремний по электрическим свойствам и позволивший снизить ток утечки в десять раз. В 2015 г. транзистор уменьшился до размеров вируса, его рабочая частота сравнилась с частотой колебаний атомов в решетке кристалла, а число транзисторов в одной ИМС достигла одного триллиона.

1. С помощью какого набора простейших логических функций можно выразить любые другие функции?
2. Какой набор логических функций является минимальной элементной базой?
3. Какой базовый элемент входит в состав любого логического устройства?
4. Какими четырьмя фундаментальными свойствами обладают логические элементы (ЛЭ)?
5. Какие базовые логические элементы получили наибольшее распространение?
6. Каким фундаментальным свойством отличается ЛЭ ТТЛ со сложным инвертором от ЛЭ ТТЛ с простым инвертором?
7. Каким фундаментальным свойством отличается ЛЭ ЭСЛ от ЛЭ ТТЛ?
8. Какую логическую операцию выполняет ЛЭ ТТЛ?

Список литературы

Основная литература

1. Ткаченко Ф. А. Электронные приборы и устройства: учебник для студ. вузов / Ф. А. Ткаченко. – Минск, М.: Новое знание: ИНФРА-М, 2011. – 682 с.
2. Хандогин М. С. Электронные приборы: учеб. пособие для студ. вузов / М. С. Хандогин, В. Б. Рожанский, С. В. Дробот. – Минск: БГУИР, 2011. – 310 с.
3. Шишкин Г. Г. Электроника: учебник для вузов / Г. Г. Шишкин, А. Г. Шишкин. – М.: Дрофа, 2009. – 703 с.
4. Булычев А. Л. Электронные приборы / А. Л. Булычев, П. М. Лямин, Е. С. Тулинов. – Минск: Высш. шк., 1999. – 414 с.
5. Электронные, квантовые приборы и микроэлектроника: учеб. пособие для вузов / Ю. Л. Бобровский [и др.]; под ред. Н. Д. Федорова. – М.: Радио и связь, 1998. – 560 с.
6. Пасынков В. В. Полупроводниковые приборы / В. В. Пасынков, Л. К. Чиркин. – СПб.: Лань, 2003. – 480 с.
7. Гуртов В. А. Твердотельная электроника: учеб. пособие для вузов / В. А. Гуртов. – М.: Техносфера, 2005. – 408 с.
8. Гусев В. Г. Электроника и микропроцессорная техника / В. Г. Гусев, Ю. М. Гусев. – М.: Высш. шк., 2004. – 622 с.
9. Опадчий Ю. Ф. Аналоговая и цифровая электроника: учебник для вузов / Ю. Ф. Опадчий, О. П. Глудкин, А. И. Гуров. – М.: Горячая линия – Телеком, 2005. – 768 с.
10. Игумнов Д. В. Полупроводниковые усилительные устройства / Д. В. Игумнов, Г. П. Костюнина. – М.: Радио и связь, 1997. – 268 с.
11. Павлов В. Н. Схемотехника аналоговых электронных устройств / В. Н. Павлов, В. Н. Ногин. – М. Горячая линия – Телеком, 2001. – 320 с.
12. Фролкин В. Т. Импульсные и цифровые устройства / В. Т. Фролкин, Л. Н. Попов. – М.: Радио и связь, 1992 – 336 с.
13. Пихтин А. Н. Оптическая и квантовая электроника / А. Н. Пихтин. – М.: Высш. шк., 2001. – 573 с.
14. Терехов В. А. Задачник по электронным приборам / В. А.

Терехов. – СПб.: Лань, 2003. – 288 с.

15. Арипов Х.К., Алимова Н.Б., Абдуллаев А.М., Бустанов Х.Х., Обьедков Е.В., Тошматов Ш.Т. «Электроника». Учебник. Т. «Фан ва технология» нашриёти, 2011, 456 стр.

16. Андреев И.С., Арипов Х.К., Абдуллаев А.М., Махсудов Ж.Т., Рахматов Ш.Б., Тошматов Ш.Т. Полупроводниковые приборы многослойной структуры: транзисторы и тиристоры. Монография. – Т.: «Aloqachi», 2019. 276 стр.

Дополнительная литература

1. Алексенко А. Г. Микросхемотехника / А. Г. Алексенко, И. И. Шагурин. – М.: Радио и связь, 1990. – 496 с.

2. Игумнов Д. В. Полупроводниковые устройства непрерывного действия / Д. В. Игумнов, Г. П. Костюнина. – М.: Радио и связь, 1990. – 255 с.

3. Шука А. А. Электроника / А. А. Шука. – СПб.: БХВ, 2005. – 580 с.

4. Петров К. С. Радиоматериалы, радиокомпоненты и электроника / К. С. Петров. – СПб.: Питер, 2003. – 540 с.

5. Разевиг В. Д. Система сквозного проектирования электронных устройств Design Lab 8.0 / В. Д. Разевиг. – М.: Солон-Р., 2000. – 704 с.

6. Карлашук, В. И. Электронная лаборатория на IBM PC: Программа Electronics Workbench и ее применение / В. И. Карлашук. – М.: Солон-Р, 1999. – 512 с.

7. Хрулев А. К. Диоды и их зарубежные аналоги. В 3 т. / А. К. Хрулев, В. П. Черепанов. – М.: Радио Софт, 1998.

8. Галкин В. И. Полупроводниковые приборы: транзисторы широкого применения: справочник / В. И. Галкин, А. Л. Булычев, П. М. Лямин. – Минск.: Беларусь, 1995. – 383 с.

9. Нефедов А. В. Интегральные микросхемы и их зарубежные аналоги: справочник. В 12 т. / А. В. Нефедов. – М.: КУБК-а, Радио Софт, 1996–2001.

Перечень компьютерных программ, наглядных и других пособий, методических указаний и материалов, технических средств обучения, оборудования для выполнения лабораторных работ

1. MATHCAD (программное обеспечение).

Интернет ресурсы

1. www.gov.uz. – правительственный портал Республики Узбекистан.

2. www.tuit.uz.

3. www.ziyoNET.uz.

4. www.edu.uz.

ОГЛАВЛЕНИЕ

	Предисловие.....	3
ГЛАВА 1.	ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ ЭЛЕКТРОННЫХ ПРИБОРАХ.....	
1.1.	Четыре поколения электронных приборов и устройств.....	6
1.2.	Классификация электронных приборов.....	6
ГЛАВА 2.	ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ПОЛУПРОВОДНИКОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ.....	9
2.1.	Материалы электронной техники и их электрофизические свойства.....	12
2.2.	Элементы зонной теории твердого тела.....	12
2.3.	Собственные полупроводники.....	13
2.4.	Примесные полупроводники.....	16
2.5.	Равновесная концентрация свободных носителей заряда.....	16
ГЛАВА 3.	КОНТАКТНЫЕ ЯВЛЕНИЯ В ПОЛУПРОВОДНИКАХ.....	17
3.1.	Электрические переходы.....	21
3.2.	Электронно-дырочный переход в равновесном состоянии.....	21
3.3.	Прямое включение <i>p-n</i> -перехода.....	22
3.4.	Обратное включение <i>p-n</i> -перехода.....	26
ГЛАВА 4.	ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ДИОДЫ.....	28
4.1.	Общие сведения.....	31
4.2.	Выпрямительные диоды.....	31
4.3.	Импульсные диоды.....	32
4.4.	Стабилитроны и стабилитроны.....	36
4.5.	Варикапы.....	38
4.6.	Диоды с барьером Шотки.....	40
4.7.	Туннельные и обращенные диоды.....	42
4.8.	Система обозначения полупроводниковых диодов.....	43
ГЛАВА 5.	СВЧ-ДИОДЫ.....	46
5.1.	Общие сведения.....	48
5.2.	Классификация диодов СВЧ диапазона.....	48

5.3.	<i>P-i-n</i> -диод.....	52
5.4.	Лавинно-пролётный диод.....	53
5.4.1.	Структура и статические характеристики ЛПД.....	53
5.4.2.	Принцип действия генератора на ЛПД с <i>n⁻-p-i-p⁺</i> -структурой.....	55
5.5.	Диоды Ганна.....	56
ГЛАВА 6.	БИПОЛЯРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ.....	60
6.1.	Принцип действия биполярных транзисторов. Режимы работы.....	60
6.1.1.	Общие сведения.....	60
6.2.	Режимы работы БТ.....	62
6.3.	Схемы включения БТ.....	62
6.4.	Токи электродов в транзисторе.....	64
6.5.	Статические характеристики биполярных транзисторов.....	66
6.5.1.	Входная характеристика БТ в схеме включения с ОБ.....	66
6.5.2.	Выходные характеристики БТ в схеме с ОБ.....	67
6.5.3.	Входная характеристика БТ в схеме включения с ОЭ.....	68
6.5.4.	Семейство выходных характеристик БТ в схеме ОЭ.....	69
6.6.	Математические модели и эквивалентные схемы БТ.....	70
6.6.1.	Общие сведения.....	70
6.6.2.	Модель БТ по Эберсу-Моллу.....	70
6.6.3.	Транзистор как линейный четырехполосник.....	72
6.6.4.	Биполярные СВЧ-транзисторы. Особенности структуры и конструкции транзисторов различного назначения.....	75
ГЛАВА 7.	УСИЛИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА НА БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ.....	80
7.1.	Основные свойства аналоговых усилительных устройств.....	80
7.2.	Классификация и основные характеристики усилителей.....	81

7.3.	Усилительный каскад по схеме с общим эмиттером.....	83
7.3.1.	Графоаналитический расчет усилительного каскада на БТ (режим большого сигнала).....	85
7.3.2.	Классы усиления усилительных каскадов.....	88
7.4.	Импульсные усилители мощности.....	92
ГЛАВА 8.	ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ	94
8.1.	Общие сведения.....	94
8.2.	Транзисторы с управляющим $p-n$ -переходом.....	95
8.2.1.	Схемы включения полевого транзистора.....	97
8.2.2.	Статическая стоковая характеристика ПТ.....	101
8.2.3.	Статическая сток - затворная характеристика ПТ.....	102
8.2.4.	Дифференциальные параметры полевых транзисторов.....	103
8.3.	МДП-транзистор с индуцированным каналом.....	104
8.3.1.	Устройство и принцип действия.....	104
8.3.2.	Статические стоковые характеристики МДП-транзистора.....	106
8.4.	МДП-транзистор с встроенным каналом.....	108
8.4.1.	Устройство и принцип действия.....	108
8.5.	ПТ с барьером Шоттки.....	110
8.6.	Математические модели полевых транзисторов.....	111
8.7.	Температурная зависимость характеристик полевых транзисторов.....	112
8.8.	Нанозлектронные и СВЧ-транзисторы.....	113
8.8.1.	Кремниевые МДП - транзисторы.....	113
8.8.2.	Полевые транзисторы на гетероструктурах.....	115
8.8.3.	Приборы с зарядовой связью.....	116
ГЛАВА 9.	ТИРИСТОРЫ (ПЕРЕКЛЮЧАЮЩИЕ ПРИБОРЫ)	121
9.1.	Общие сведения.....	121
9.2.	Устройство и принцип действия динистора.....	122
9.3.	Устройство и принцип действия тиристора.....	124
9.4.	Устройство и принцип действия симистора.....	128

9.5.	Переходные процессы, параметры тиристоров.....	129
ГЛАВА 10.	КОМПОНЕНТЫ ОПТОЭЛЕКТРОНИКИ И ТЕХНИЧЕСКИЕ СРЕДСТВА ОТОБРАЖЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ	132
10.1.	Общие сведения о компонентах оптоэлектроники.....	132
10.2.	Управляемые источники света.....	133
10.3.	Светодиоды.....	134
10.4.	Полупроводниковые приемники излучения.....	136
10.4.1.	Фоторезисторы.....	136
10.4.2.	Фотодиоды.....	138
10.4.3.	Фототранзисторы.....	139
10.4.4.	Фототиристоры.....	140
10.5.	Оптроны.....	141
10.6.	Компоненты устройств отображения информации.....	143
10.7.	Полупроводниковые и электролюминесцентные индикаторы.....	144
	Жидкокристаллические индикаторы.....	146
10.8.	КВАНТОВЫЕ ПРИБОРЫ	149
ГЛАВА 11.	Физические основы квантовых приборов	149
11.1.	Принцип работы лазера.....	149
11.2.	Функциональная схема оптического квантового генератора.....	151
11.3.	Основные типы лазеров.....	152
11.4.	Полупроводниковые лазеры.....	153
11.5.	АНАЛОГОВЫЕ УСТРОЙСТВА	159
ГЛАВА 12.	Общие сведения, основные понятия и определения	159
12.1.	Общие сведения, основные понятия и определения.....	159
12.2.	Базовые элементы аналоговых интегральных микросхем.....	163
12.2.1.	Генератор стабильного тока.....	163
12.2.2.	Схема сдвига уровня постоянного напряжения.....	167
12.3.	Обратная связь в аналоговых ИМС.....	168
12.4.	Усилительный каскад с ООС по току нагрузки.....	170

12.5.	Усилительный каскад с общим коллектором (эмиттерный повторитель).....	171
12.6.	Дифференциальные усилители.....	174
12.7.	Двухтактные усилительные каскады.....	177
ГЛАВА 13.	ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ	180
13.1.	Общие сведения.....	180
13.2.	Идеальный операционный усилитель.....	183
ГЛАВА 14.	ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ АНАЛОГОВЫХ СИГНАЛОВ НА ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ	185
14.1.	Высокостабильный инвертирующий усилитель.....	185
14.2.	Неинвертирующий усилитель.....	186
14.3.	Повторитель напряжения.....	187
14.4.	Сумматор инвертирующий.....	188
14.5.	Сумматор неинвертирующий с усилением.....	189
14.6.	Дифференциатор.....	190
14.7.	Интегратор.....	192
14.8.	Активные фильтры (общие сведения).....	193
14.9.	Активные фильтры на основе ОУ.....	195
14.10.	Логарифмический усилитель.....	198
14.11.	Антилогарифмический (экспоненциальный) усилитель.....	200
14.12.	Компаратор.....	201
ГЛАВА 15.	ЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ В ЦИФРОВЫХ УСТРОЙСТВАХ	208
15.1.	Дискретные электронные устройства.....	208
15.2.	Структура и назначение цифровых устройств и систем.....	212
15.3.	Основы построения цифровых устройств обработки данных.....	215
15.4.	Работа полупроводниковых приборов в ключевом режиме.....	217
15.4.1.	Типовая схема ключа на биполярном транзисторе.....	217

15.4.2.	Ключи на полевых транзисторах.....	219
ГЛАВА 16.	БАЗОВЫЕ ЛОГИЧЕСКИЕ ЭЛЕМЕНТЫ ЦИФРОВЫХ МИКРОСХЕМ	223
16.1.	Элементная база цифровых микросхем.....	223
16.2.	Основные параметры логических элементов.....	224
16.3.	Элементы транзисторно-транзисторной логики.....	227
16.4.	Элементы эмиттерно-связанной логики.....	236
16.5.	Логические элементы на комплементарных МДП-транзисторах.....	239
16.6.	Перспективы развития цифровых интегральных схем.....	242
	Список литературы.....	245

Х.К. Арипов, А.М. Абдуллаев, А.А. Туляганов

ЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ

Учебник

Ташкент - "METHODIST NASHRIYOTI" - 2024

Muharrir: Bakirov Nurmuhammad

Texnik muharrir: Tashatov Farrux
Musahhah: Hazratqulova Ruxshona
Dizayner: Ochilova Zarnigor

Bosishga 1.06.2024. da ruxsat etildi.
Bichimi 60x90. "Times New Roman" garniturasida.
Ofset bosma usulida bosildi.
Shartli bosma tabog'i 16. Nashr bosma tabog'i 16..
Adadi 300 nusxa.

"METHODIST NASHRIYOTI" MCHJ matbaa bo'limida chop etildi.
Manzil: Toshkent shahri, Shota Rustaveli 2-vagon tor ko'chasi, 1-uy.



+99893 552-11-21

Nashriyot roziligisiz chop etish ta'qiqlanadi.

ISBN 978-9910-03-173-1

