

621.37/38(075.8)
Б 83

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И
НАУКИ УКРАИНЫ
СУМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ

В. Т. БАРАВОЙ

Конспект лекций
по курсу

«ЭЛЕКТРОНИКА И МИКРОСХЕМОТЕХНИКА»

Раздел «АНАЛОГОВАЯ ТЕХНИКА»

Б/К 14-86

для студентов и аспирантов
физико-технических специальностей

Утверждено на заседании кафедры
«Компьютеризованные системы
управления» как конспект лекций
по дисциплине «Электроника и
микросхемотехника».

Протокол № 1 от 3 января 2000

Сумы Изд-во СумГУ 2000

Сумський державний
університет
БІБЛІОТЕКА

СОДЕРЖАНИЕ

Предисловие.....	4
Вводная лекция.....	6
РАЗДЕЛ 1 Элементы электронной техники	
Лекция 1 Электронно-дырочный переход-основа построения полупроводниковых приборов.....	14
Лекция 2 Полупроводниковые диоды.....	28
Лекция 3 Специальные полупроводниковые диоды.....	43
Лекция 4 Биполярные транзисторы.....	60
Лекция 5 Униполярные (полевые) транзисторы.....	75
Лекция 6 Силовые полупроводниковые приборы.....	91
РАЗДЕЛ 2 Линейные каскады усиления	
Лекция 7 Электронные усилители.....	107
Лекция 8 Построение усилительных каскадов различных типов.....	123
РАЗДЕЛ 3 Аналоговые интегральные микросхемы	
Лекция 9 Операционные усилители.....	142
Лекция 10 Аналоговые компараторы напряжений.....	160
Лекция 11 Аналоговые перемножители напряжений.....	175
Лекция 12 Коммутаторы аналоговых сигналов.....	187
Перечень сокращений.....	207
Список условных обозначений.....	208
Список литературы.....	213

ПРЕДИСЛОВИЕ

Предлагаемый вниманию читателей курс лекций по электронике соответствует рабочей программе по дисциплине «Электроника и микросхемотехника». Первая часть дисциплины представляет собой конспект, состоящий из 12 лекций по аналоговой технике, вторая часть - конспект из 10 лекций по цифровой технике - будет написана позже.

Курс лекций написан для студентов специальности 7.09 1402 дневной формы обучения. Ведущей кафедрой по названной специальности является кафедра «Компьютеризованные системы управления».

Предложенная форма представления материала имеет определённые преимущества:

- объём каждой лекции в среднем рассчитан на два академических часа;

- количество лекций рассчитано на изучение дисциплины в течение семестра (18-19 недель);

- каждую лекцию можно изучать независимо от предыдущих, так как перекрёстных ссылок в книге практически нет.

Лекции тематически объединены в три раздела: первый раздел «Элементы электронной техники», второй раздел «Линейные каскады усиления», третий раздел «Аналоговые интегральные микросхемы».

Лекции содержат тщательно подобранные иллюстрации, которые можно использовать в качестве учебно-наглядных пособий. Многие лекции содержат справочные таблицы, дающие характеристики наиболее современным электронным элементам и устройствам.

Изучение данного курса предполагает наличие у читателей знаний по элементарной математике, некоторым разделам высшей математики и алгебры логики, основам теории электрических цепей и физике твёрдого тела.

Лекции не содержат ссылок на литературу, которую автор использовал при написании книги, однако для расширенного изучения отдельных разделов или тем в конце книги приводится список рекомендуемой авторами литературы.

Следует отметить, что по электронике написано много хороших книг, которые, с точки зрения авторов, имеют обычно два существенных недостатка. Во-первых, их объём не соответствует времени, отводимому на изучение материала, во-вторых, в них отсутствует материал (в том числе справочный) о последних достижениях в области силовой электроники и микросхемотехники.

Автор постарался устранить указанные недостатки, включив в книгу материал по самым современным силовым полупроводниковым приборам, последним разработкам аналоговых микросхем.

ВВОДНАЯ ЛЕКЦИЯ

В истории развития человечества произошло несколько информационных революций-преобразований общественных отношений из-за кардинальных изменений в сфере обработки информации. Следствием подобных преобразований являлось приобретение человеческим обществом нового качества.

Первая революция связана с изобретением **письменности**, что привело к гигантскому качественному и количественному скачкам. Появилась возможность передачи знаний от поколения к поколению.

Вторая революция (середина XVI в.) вызвана изобретением **книгопечатания**, которое радикально изменило индустриальное общество, культуру, организацию деятельности.

Третья революция (конец XIX в.) обусловлена изобретением **электричества**, благодаря которому появились телеграф, телефон, радио, позволяющие оперативно передавать и накапливать информацию в любом объёме.

Четвёртая революция (70-е гг. XX в.) связана с изобретением **микроспроцессорной технологии** и появлением **персонального компьютера**. На микроспроцессорах и интегральных схемах создаются компьютеры, компьютерные сети, системы передачи данных (информационные коммуникации). Этот период характеризует три фундаментальные инновации:

- миниатюризация всех узлов, устройств, приборов, машин;

- создание программно-управляемых устройств и процессов;

- переход от механических и электрических средств преобразования информации к электронным.

Электронная вычислительная машина, электронные схемы её периферийных и вспомогательных устройств - очень сложная единая **нелинейная** электрическая цепь, реализующая функции преобразования информации, совершенно не присущие её физическим свойствам. Необходимо помнить, что любой цифровой элемент реализован на **аналоговых приборах**, и свойства **аналоговых схем** во многом определяют функциональные возможности сложных цифровых устройств. Кроме того, вычислительные операции могут быть реализованы и в аналоговой форме представления информации, что (при ограниченных требованиях к точности) позволяет получить огромный выигрыш в производительности.

Физическими носителями информации о каких-либо событиях, состояниях объекта, командах управления являются **сигналы**, например, акустические, электрические, механические, световые.

В современных системах автоматики и управления используют в основном **электрические сигналы**, для которых характерны высокая скорость их обработки, простота формирования и передачи на длинные расстояния, широкий диапазон токов и

напряжений, простота преобразования электрической энергии в другие виды (тепловую, механическую, световую).

Цифровая обработка сигнала – это арифметическая обработка в реальном масштабе времени последовательности значений амплитуды сигнала, определяемых через равные промежутки времени. Примерами цифровой обработки являются:

- фильтрация сигналов;
- свёртка двух сигналов (смешение сигналов);
- вычисление значений корреляционной функции двух сигналов;
- усиление, ограничение или трансформация сигнала;
- прямое/обратное Фурье-преобразование сигнала.

Аналоговая обработка сигнала, традиционно используемая во многих радиотехнических устройствах, является во многих случаях более дешёвым способом достижения требуемого результата. Однако, когда необходима высокая точность обработки, миниатюрность устройства, стабильность его характеристик в различных температурных условиях функционирования, цифровая обработка оказывается единственным приемлемым решением.

Содержание информации, передаваемой с помощью этих сигналов, преобразуется в их электрические или временные параметры, а затем эти параметры преобразуется в физические воздействия

на объекты управления (нагрев, перемещение, вращение и т.д.) или в удобные для визуального считывания формы (перемещение стрелки измерительных приборов, цифры и символы информационных табло).

В процессе формирования, передачи и обработки электрические сигналы подвергаются различным преобразованиям: усилению, фильтрации для устранения искажений и защиты от помех, формируются по форме, амплитуде, длительности. Для всего этого используют электронные устройства, которые состоят из электронных элементов и пассивных электрических цепей (резисторов, конденсаторов, катушек индуктивности), предназначенных для связи отдельных электронных элементов, либо выполняющих самостоятельные функции преобразования электрических сигналов.

Характеристики электронных устройств определяются прежде всего характеристиками составляющих их электронных элементов. Благодаря их уникальным особенностям формирование, обработка, преобразование электрических сигналов могут осуществляться с частотой в десятки и сотни мегагерц. Уровень сигнала может быть усилен от долей микровольта до сотен вольт, а его мощность — от долей нановатт до сотен ватт. С помощью электронных цифровых и цифроаналоговых устройств над электрическими сигналами можно выполнять **арифметические** и **логические операции**, операции дифференцирования, интегрирования и преобразования практически по любому математическому закону.

Роль электронных устройств автоматики и телемеханики особенно возрастает в настоящее время в связи с широким применением микропроцессорной техники для переработки информационных сигналов, а также силовых полупроводниковых приборов для преобразования электрической энергии.

Электронные элементы современных электронных устройств выпускаются промышленностью двух видов: в виде отдельных дискретных компонентов (диодов, транзисторов, тиристоров и т.д.); в виде микросхем (интегральных схем), в которых в одном корпусе в один функциональный узел объединен ряд отдельных элементов, выполненных, как правило, на одном кристалле полупроводника.

Элементы первого вида применяются преимущественно в силовых цепях автоматики, которые менее сложны по схемотехнике, рассеивают большее количество теплоты, имеют большие габаритные размеры. Используются они также в слаботочных цепях для согласования отдельных микросхем, корректировки характеристик некоторых устройств и в случаях, когда применение микросхем по тем или иным причинам нецелесообразно.

Область использования элементов второго вида непрерывно расширяется. Они выполняют все более сложные функции, включают в себя все большее число отдельных электронных элементов. Вершиной современного развития электроники является создание в одном корпусе (на одном кристалле) программы

руемых электронных элементов – микропроцессорных наборов и микроЭВМ, применение которых открывает новый этап в развитии всех областей техники и в особенности автоматики.

Независимо от степени сложности микросхем и широты выполняемых ими функций основу их структуры составляют элементарные схемы, физические принципы и особенности работы которых наиболее просто и эффективно проявляются при моделировании микросхем с помощью отдельных дискретных электронных и электрических элементов. Это способствует более глубокому пониманию принципов построения электронных устройств любой степени сложности, позволяет более эффективно и полно использовать их качества, упрощает процесс настройки и поиск неисправностей.

Самые крупные научно-технические достижения осуществляются в значительной степени благодаря широкому использованию электронных средств измерения, обработки, управления. Особенно возросла роль электроники с развитием технологии **микросхемотехники**, которая позволяет уменьшить габаритные размеры, массу, автоматизировать процесс изготовления электронных устройств, значительно повысить надёжность электронных систем управления.

Микросхемотехника, являясь основой современной вычислительной и управляющей техники, привела к разработке и внедрению нового класса электронных устройств – микропроцессоров и однокристалльных мик-

роЭВМ, которые обеспечивают автоматизированное управление технологическими процессами, научными и экспериментальными исследованиями, а также отдельными объектами.

За более чем четвертьвековую историю микропроцессоры прошли поистине гигантский путь. Первый их тип Intel 4004 работал на частоте 705 КГц, содержал 2300 транзисторов и стоил около 200 долларов. Производительность его оценивалась в 60000 операций в секунду. На сегодняшний день рекордные показатели принадлежат микропроцессорам ALPHA 21264 фирмы DEC и составляют: 600 МГц, 15,2 млн. транзисторов, стоимость около 300 долларов, 2 млрд. операций в секунду соответственно.

Изучение такой интенсивно развивающейся и наукоемкой предметной области, как электроника и микропроцессорная техника, в частности, — задача весьма интересная и сложная, требующая постоянного совершенствования и пополнения получаемых знаний и знакомства со смежными научно-техническими областями. Для эффективного решения прикладных задач любой современный специалист, профессионально связанный с вычислительной техникой, должен иметь адекватное представление о состоянии и перспективах развития ее элементной базы.

Электроника — это наука (или искусство) о построении разнообразных по функциям и целям электронных узлов и устройств. При этом функции, реализуемые схемами, могут накладываться весьма

специфические ограничения на пути достижения поставленных целей. В этом плане можно говорить о **схемотехнике**, например, промышленной автоматики, силовой или промышленной электроники, радиотехнической схемотехнике. Несомненно, специфической областью схемотехники является и схемотехника компьютера.

Расширение сферы использования электроники — главная особенность научно-технического прогресса на современном уровне. Электроника классифицируется по назначению на различные виды: **промышленная электроника** (применение электроники в промышленности, на транспорте, в электроэнергетике); **радиотехника** (применение электроники в радиотехнике и телевидении); **компьютерная электроника** (применение электроники в компьютерной технике). Все они являются важнейшими составными частями электроники, рассматриваемой в широком смысле.

В свою очередь, в промышленную электронику, обеспечивающую разнообразные виды техники электронными устройствами, входят: **информационная электроника**, связанная с измерением, контролем, управлением объектами и технологическими процессами; **энергетическая электроника**, предназначенная для преобразования вида электрического тока для целей электропривода, электрической тяги, электротермии, электроэнергетики и т.д. Мощному развитию электроники способствовало и создание в 1948 г. транзистора, и разработка полупроводниковых приборов.

РАЗДЕЛ I

ЭЛЕМЕНТЫ ЭЛЕКТРОННОЙ ТЕХНИКИ

ЛЕКЦИЯ 1. Электронно-дырочный переход — основа построения полупроводниковых приборов.

Вопросы лекции

1 Физические процессы в р-п-переходе. Параметры р-п-перехода.

2 Реакция р-п-перехода на прямое и обратное включение внешнего напряжения, вольт-амперная характеристика р-п-перехода.

В природе существуют проводники и диэлектрики. Полупроводники кремний, германий, селен, индий и др. занимают промежуточное положение между ними. Для сравнения: удельное сопротивление проводника составляет $\rho = 10^{-6} - 10^{-4}$ Ом·см, полупроводника — $\rho = 10^{-4} - 10^{10}$ Ом·см, диэлектрика — $\rho = 10^{10} - 10^{15}$ Ом·см. Особенность полупроводника состоит в том, что он изменяет свои свойства под воздействием электрического поля, облучения светом и ионизационными частицами, а также при введении (легировании) примесей.

Например, при введении в чистый германий индия (**акцепторная примесь**) представляется возможным получить полупроводник р-типа, который обладает дырочной проводимостью, где основными носителями электричества являются дырки, а неосновными-

электроны. Концентрация примеси может составлять $N_p = 10^{18} \text{ см}^{-3}$.

Полупроводник n-типа можно получить при введении в чистый германий мышьяка (донорная примесь), основными носителями в этом случае являются электроны, неосновными-дырки. Такой полупроводник обладает электронной проводимостью. Концентрация донорной примеси может составлять $N_n = 10^{15} \text{ см}^{-3}$. Таким образом, наличие примесей определяет вид проводимости полупроводника.

При соединении полупроводниковых кристаллов p-типа и n-типа в месте контакта появляется электронно-дырочный переход, или p-n-переход, который представляет собой тонкий слой (микроны) между двумя частями этих кристаллов. Важно отметить, что свойства p-n-перехода определяют свойства полупроводника. Устройство p-n-перехода показано на рис. 1.1.

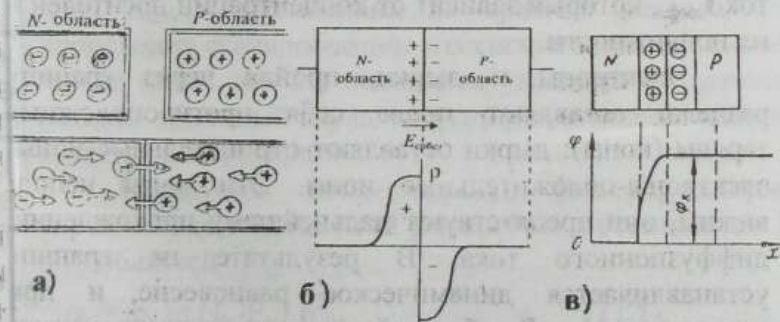


Рисунок 1.1-Устройство p-n-перехода: перемещение зарядов (а), распределение плотности объёмного заряда (б), изменение напряжённости электрического поля (в)

Одна часть этого перехода легирована донорной примесью и имеет электронную проводимость (N-область). Другая часть, легированная акцепторной примесью, имеет дырочную проводимость (P-область). Концентрация электронов в одной части и концентрация дырок в другой существенно различаются. Кроме того, в обеих частях имеется небольшая концентрация неосновных носителей.

Из-за различной концентрации носителей в соседних областях полупроводника начинается **диффузионное** движение носителей. Электроны из N-области стремятся проникнуть в P-область, где концентрация электронов значительно ниже. Аналогично, дырки из P-области перемещаются в N-область. В результате встречного движения противоположных зарядов возникает диффузионный ток $I_{\text{диф}}$, который зависит от концентрации носителей и их подвижности.

Электроны и дырки, пройдя через границу раздела, оставляют после себя противоположные заряды (ионы): дырки оставляют отрицательные ионы, электроны — положительные ионы. Эти ионы неподвижны, они препятствуют дальнейшему прохождению диффузионного тока. В результате на границе устанавливается динамическое равновесие, и при замыкании N- и P-областей ток в цепи не протекает. Динамика перемещения носителей электричества через p-n-переход показана на рис. 1.1 а.

Таким образом, в приграничном слое образуется обеднённая основными носителями область, т. н. **запирающий слой** р-п-перехода. Распределение плотности объёмного заряда в р-п-переходе приведено на рис. 1.1 б.

Неподвижные ионы создают в р-п-переходе собственное электрическое поле $E_{\text{собст}}$, вектор которого направлен из области N в область P.

Одновременно это электрическое поле заставляет неосновные носители перебрасываться в соседние области, в которых они становятся основными. Возникает ток **дрейфа** $I_{\text{др}}$. Явление переброса неосновных носителей называется **экстракцией**.

При отсутствии внешнего напряжения ($U_{\text{вн}} = 0$) процессы диффузии и экстракции уравновешены, т.е.

$$I_{\text{диф}} + I_{\text{др}} = 0.$$

Напряжённость собственного электрического поля $E_{\text{собст}}$ максимальна на границе раздела, где происходит скачкообразное изменение знака объёмного заряда (рис. 1.1 в). На некотором удалении от границы раздела объёмный заряд отсутствует, и полупроводник является нейтральным.

Образуется потенциальный барьер φ_k , который определяется **контактной разностью потенциалов** N- и P- областей

$$\varphi_k = \varphi_T \ln N_n \cdot P_p / n_i^2, \quad (1.1)$$

где $\varphi_T = K \cdot T / q$ – тепловой потенциал,

K – постоянная Больцмана, равная $1,38 \cdot 10^{-28}$ Дж/К;

T – абсолютная температура, К;

q – заряд электрона;

N_n и P_p – концентрация электронов и дырок в N-и P-областях;

n_i – концентрация носителей в нелегированном полупроводнике.

Пример. При абсолютной температуре $T = 300^\circ \text{K}$ тепловой потенциал φ_T составляет 0,026 В. Определим контактную разность потенциалов φ_k по формуле (1.1) при известных концентрациях примесей. Получим значения: для германия $\varphi_k = 0,36 \text{В}$, а для кремния $\varphi_k = 0,83 \text{В}$.

Из формулы (1.1) и приведённого примера видно, что контактная разность потенциалов зависит от концентрации примесей в N-и P-областях, кроме того контактная разность потенциалов у кремния значительно выше, чем у германия. Этим можно объяснить более широкое использование полупроводниковых приборов на основе кремния.

К параметрам p-n-перехода относят ширину p-n-перехода и ёмкость p-n-перехода.

Ширина перехода δ будет тем уже, чем выше концентрация примесей, кроме того, величина δ зависит от величины приложенного напряжения и определяется

$$\delta = \sqrt{(2 \varepsilon \varepsilon_0 / q) (1/N_n + 1/P_p) (\varphi_k - U_{\text{вн}})}, \quad (1.2)$$

где ε – относительная диэлектрическая постоянная полупроводника;

ε_0 – электрическая постоянная полупроводника;

$U_{\text{вн}}$ – внешнее приложенное напряжение.

Анализ формулы (1.2) показывает, что при $U_{\text{вн}} > 0$ величина δ уменьшается, сопротивление р-п-перехода уменьшается и через него протекает максимальный ток (р-п-переход открыт); при $U_{\text{вн}} < 0$ ширина перехода увеличивается, все процессы обратны (р-п-переход закрыт); при $(\phi_k - U_{\text{вн}}) = 0$ ширина р-п-перехода равна нулю.

Полупроводниковый р-п-переход имеет ёмкость, которая в общем случае определяется как отношение приращения заряда на переходе к приращению падения напряжения на нём, т.е. $C = dq/du$. Ёмкость перехода зависит от значения и полярности внешнего приложенного напряжения.

При обратном напряжении $U_{\text{обр}}$ на переходе эта ёмкость называется **барьерной** и определяется по формуле

$$C_{\text{бар}} = C_{\text{бар}}(0) / \sqrt{1 - (U_{\text{обр}} / \phi_k)}, \quad (1.3)$$

где $C_{\text{бар}}(0)$ - значение барьерной ёмкости при $U_{\text{вн}} = 0$, которое зависит от площади р-п-перехода и свойств полупроводникового кристалла.

Зависимость барьерной ёмкости от приложенного напряжения приведена на рис. 1.2.

Кроме барьерной ёмкости, различают ещё **диффузионную ёмкость**, которая зависит от значения прямого тока $I_{\text{пр}}$ и времени жизни τ_p неосновных носителей. Эта ёмкость даёт такой же сдвиг фазы между напряжением и током, что и обычная ёмкость. Значение диффузионной ёмкости определяется по формуле

$$C_{\text{диф}} = (I_{\text{пр}} / \varphi_{\tau}) \cdot \tau_{\text{р}}. \quad (1.4)$$

Полная ёмкость перехода при прямом напряжении определяется суммой барьерной и диффузионной ёмкости. При обратном напряжении диффузионная ёмкость отсутствует, и полная ёмкость состоит только из барьерной ёмкости.

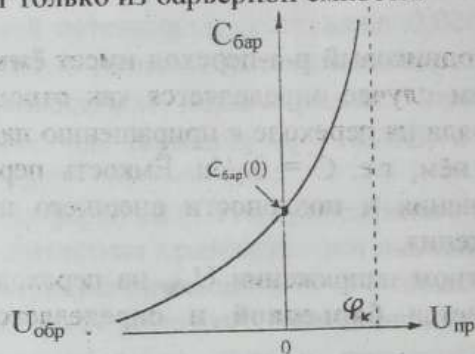


Рисунок 1.2- Зависимость барьерной ёмкости от напряжения на p-n-переходе

Поведение p-n-перехода зависит от полярности приложенного внешнего напряжения. При этом различают прямое и обратное включение p-n-перехода.

Прямое включение p-n-перехода приведено на рис. 1.3а. В этом случае направление действия внешнего электрического поля $E_{\text{внеш}}$ противоположно действию электрического поля p-n-перехода $E_{\text{собст}}$. Высота потенциального барьера уменьшается, т. к. $\varphi_{\text{к2}} = \varphi_{\text{к}} - U_{\text{пр}}$.

Основные носители приближаются к контакту полупроводников р- и п-типа, частично компенсируя объёмные пространственные заряды. Ширина обеднённого слоя р-п-перехода и его сопротивление протеканию диффузионного тока уменьшаются.

Ток $I_{\text{диф}}$ через переход увеличивается, а ток $I_{\text{др}}$ — уменьшается. Вблизи р-п-перехода появляется большое число неосновных носителей. Процесс введения носителей заряда через р-п-переход в область, где они являются неосновными носителями при понижении высоты потенциального барьера, называется **инжекцией**. При этом из N-области в P-область инжектируются электроны, а из P-области в N-область — дырки. Область полупроводника, которая инжектирует носители заряда, называют **эмиттером**, а область, в которую инжектируются носители заряда, — **базой**.

При увеличении $U_{\text{пр}}$ ($U_{\text{пр}} > 1В$) потенциальный барьер в р-п-переходе исчезает, дрейфовый ток $I_{\text{др}}$ стремится к нулю и через р-п-переход будет протекать диффузионный ток $I_{\text{диф}} = I_{\text{пр}}$ (ток основных носителей).

Неосновные носители, введённые в р-п-переход за счёт явления инжекции, частично рекомбинируют с основными носителями соответствующих областей.

Проведём краткий анализ прямого включения р-п-перехода.

1 Высота потенциального барьера падает, т.к. электрическое поле полупроводника и электрическое поле внешнего источника питания противоположны.

2 Ширина р-п-перехода уменьшается, т.к. совер-

шается приток основных носителей к обеднённому слою, где они частично компенсируются.

3 Возникает явление инжекции, т.е. накопления неосновных носителей около р-п-перехода.

4 Резко уменьшается сопротивление р-п-перехода вследствие уменьшения сопротивления протекания диффузионного тока.

Обратное включение р-п-перехода показано на рис. 1.36. В этом случае внешнее электрическое поле совпадает с полем р-п-перехода. Потенциальный барьер р-п-перехода возрастает и становится равным

$$\varphi_{к2} = \varphi_{к} + U_{обр}.$$

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

Для неосновных носителей потенциальный барьер отсутствует, и они будут втягиваться полем создаваемым внешним напряжением $U_{обр}$ в р-п-переход и выводиться через него в область, где они

будут основными носителями. Этот процесс, как уже указывалось, называется экстракцией.

При обратном включении преобладающую роль играет дрейфовый ток, который имеет небольшую величину (ток неосновных носителей). Этот ток называют **обратным током насыщения р-п-перехода** и обозначают $I_0 = I_{обр}$.

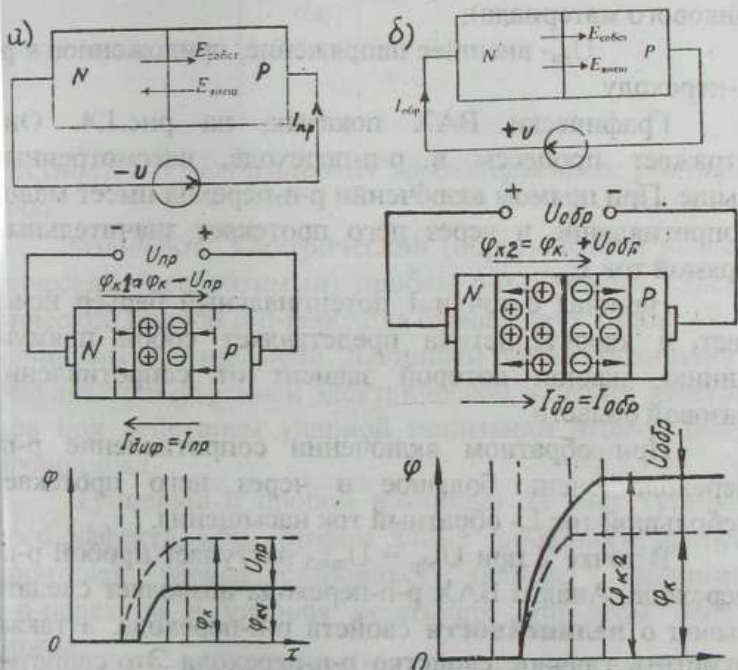


Рисунок 1.3-Физические процессы в полупроводниковых приборах при прямом включении (а) и при обратном включении (б)

Вольт-амперная характеристика р-п-перехода- зависимость тока через р-п-переход от величины и полярности приложенного напряжения. Аналитически она определяется формулой Эберса-Молла

$$I = I_0 (e^{U_{\text{вн}}/\varphi_T} - 1), \quad (1.4)$$

где I_0 - обратный ток насыщения р-п-перехода (определяется физическими свойствами полупроводникового материала);

$U_{\text{вн}}$ - внешнее напряжение, приложенное к р-п-переходу.

Графически ВАХ показана на рис.1.4. Она отражает процессы в р-п-переходе, рассмотренные выше. При прямом включении р-п-переход имеет малое сопротивление и через него протекает значительный прямой ток $I_{\text{пр}}$.

Начиная с точки 1 потенциальный барьер исчезает, и характеристика представляет собой прямую линию, наклон которой зависит от сопротивления базовой области.

При обратном включении сопротивление р-п-перехода очень большое и через него протекает небольшой ток I_0 - обратный ток насыщения.

В точке 2 при $U_{\text{обр}} = U_{\text{проб}}$ наступает пробой р-п-перехода. Анализ ВАХ р-п-перехода позволяет сделать вывод о **нелинейности** свойств р-п-перехода, а также отметить главное свойство р-п-перехода **Это свойство односторонней проводимости.**

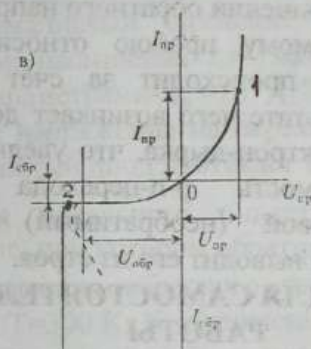


Рисунок 1.4-Вольт-амперная характеристика p-n-перехода

Различают электрический (обратимый) и неэлектрический (необратимый) пробой p-n-перехода. Электрический пробой p-n-перехода бывает двух типов: лавинный и туннельный. Лавинный пробой возникает в результате внутренней электрической эмиссии электронов под действием ударной ионизации атомов полупроводника.

Туннельный пробой возникает за счёт туннельного эффекта, при котором длина свободного пробега носителей заряда становится больше ширины p-n-перехода и ударная ионизация при этом невозможна.

Электрический пробой называют обратимым, так как p-n-переход может находиться в режиме пробоя

значительное число раз, сохраняя при этом свои свойства при уменьшении обратного напряжения.

К необратимому пробое относится тепловой пробой, который происходит за счёт нагрева р-п-перехода, в результате чего возникает дополнительная генерация пар электрон-дырка, что увеличивает обратный ток. Проводимость р-п-перехода резко падает. Наступает тепловой (необратимый) пробой р-п-перехода, который выводит его из строя.

ЗАДАНИЯ ДЛЯ САМОСТОЯТЕЛЬНОЙ РАБОТЫ

- 1 Дайте определение р-п-переходу.
- 2 Как получить донорную примесь?
- 3 Как получить акцепторную примесь?
- 4 Поясните сущность процессов, происходящих в р-п-переходе.
- 5 Вследствие каких причин возникает контактная разность потенциалов?
- 6 Поясните устройство р-п-перехода.
- 7 Виды ёмкости, возникающие в полупроводниковом кристалле.
- 8 Приведите вольт-амперную характеристику р-п-перехода.
- 9 Что такое прямое включение р-п-перехода?
- 10 Поясните процессы, протекающие при прямом включении.
- 11 Приведите электрические схемы включения р-п-перехода.

Задачи

1 Германиевый сплавной p-n-переход имеет обратный ток насыщения $I_0 = 1 \text{ мкА}$, а кремниевый с такими же параметрами- $I_0 = 10^{-8} \text{ А}$. Вычислить и сравнить прямые напряжения на переходах при $T = 293 \text{ К}$, если через каждый диод протекает ток 100 мА .

2 Для идеального p-n-перехода определить: а) напряжение, при котором обратный ток будет достигать 90% значения обратного тока насыщения при температуре $T = 300 \text{ К}$; б) отношение тока при прямом напряжении, равном $0,05 \text{ В}$, к току при том же значении обратного напряжения.

3 В некотором идеальном p-n-переходе обратный ток насыщения $I_0 = 10^{-14} \text{ А}$ при $T = 300 \text{ К}$ и $I_0 = 10^{-9} \text{ А}$ при $T = 125^\circ \text{ С}$. Определить напряжения на p-n-переходе в обоих случаях, если прямой ток равен 1 мА .

4 Обратный ток насыщения диода с барьером Шотки равен 2 мкА . Диод соединён последовательно с резистором и источником постоянного напряжения смещения $E = 0,2 \text{ В}$ так, что на диод подаётся прямое напряжение. Определить сопротивление резистора, если падение напряжения на нём равно $0,1 \text{ В}$. Диод работает при температуре $T = 300 \text{ К}$.

5 Германиевый диод, имеющий обратный ток насыщения $I_0 = 25 \text{ мкА}$, работает при прямом напряжении, равном $0,1 \text{ В}$, и температуре $T = 300 \text{ К}$. Определить сопротивление диода постоянному току R_0 и дифференциальное сопротивление $r_{\text{диф}}$.

ЛЕКЦИЯ 2 Полупроводниковые диоды

Вопросы лекции

- 1 Выпрямительные полупроводниковые диоды.
- 2 Полупроводниковые выпрямители напряжения.

Полупроводниковым диодом называют прибор, который имеет два вывода и содержит один или несколько р-п-переходов. Все полупроводниковые диоды можно разделить на две группы: выпрямительные и специальные. **Выпрямительные** диоды, как следует из самого названия, предназначены для выпрямления переменного тока. В зависимости от частоты и формы переменного напряжения они делятся на низкочастотные, высокочастотные и импульсные.

К специальным полупроводниковым диодам относятся приборы, в которых используются особые свойства р-п-переходов: управляемая полупроводниковая ёмкость - варикапы и варакторы; зенеровский и лавинный пробой - стабилитроны; туннельный эффект - туннельные и обращённые диоды; фотоэффект - фотодиоды; фотонная рекомбинация носителей зарядов - светодиоды; многослойные диоды - диодисторы. Кроме того, к диодам относят некоторые типы приборов с тремя выводами, такие, как тиристоры и двухбазовые диоды.

Конструктивно **выпрямительные диоды** делятся на плоскостные и точечные, а по технологии изготовления - на сплавленные, диффузионные и эпитаксиальные.

Плоскостные диоды благодаря большой площади $p-n$ -перехода используются для выпрямления больших токов. Точечные диоды имеют малую площадь перехода и соответственно предназначены для выпрямления малых токов. Для увеличения напряжения лавинного пробоя используются выпрямительные столбы, состоящие из ряда последовательно включённых диодов.

Выпрямительные диоды большой, средней и малой мощности представлены на рис.2.1. Материалом для таких диодов обычно служит кремний или германий. Кремниевые диоды выдерживают значительные обратные напряжения, в то же время прямое падение напряжения на них больше, чем на германиевых диодах при одинаковых токах нагрузки.

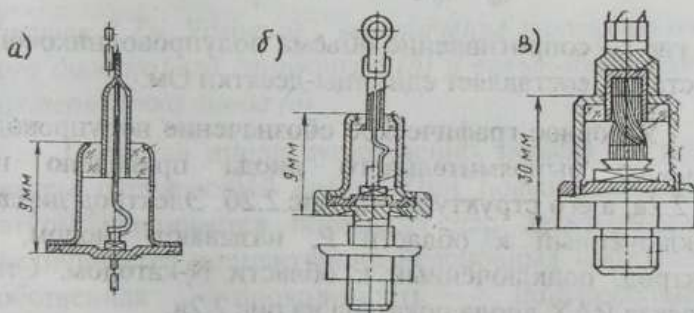


Рисунок 2.1-Конструкции диодов: маломощных германиевых- Д7А-Д7Ж(а), кремниевых средней мощности- ДР01-Д205(б), мощных кремниевых -типа ВЛ-200(в)

Германий применяется не так часто из-за сильной температурной зависимости обратного тока. В зависимости от технологии изготовления кремниевые диоды используются для различных частотных диапазонов. Например, сплавные диоды используются для выпрямления тока с частотой до 5кГц, диффузионные диоды могут работать на повышенной частоте, эпитаксиальные диоды с металлической подложкой (с барьером Шоттки) могут использоваться на частоте до 500кГц. Арсенидгаллиевые диоды способны работать в диапазоне частот до нескольких МГц.

При большом токе через р-п-переход значительное напряжение падает в объёме полупроводника и пренебречь им нельзя. С учётом этого формула ВАХ выпрямительного диода имеет вид

$$I_{np} = I_0 e^{(U_{np} - I r_g) / \phi_T},$$

где r_g - сопротивление объёма полупроводникового кристалла, составляет единицы-десятки Ом.

Условное графическое обозначение полупроводникового выпрямительного диода приведено на рис.2.2а, а его структура - на рис.2.2б. Электрод диода, подключённый к области Р, называют анодом, а электрод, подключённый к области N, - катодом. Статическая ВАХ диода показана на рис.2.2в.

Рабочим участком ВАХ является линейный (омический) участок характеристики при прямом включении (участок 1-3 рис.2.2в). Наклон характеристики на этом участке определяется сопротивлением

базовой области γ_6 . Для практических расчётов прямую ветвь ВАХ аппроксимируют ломаной линией (участки 0-4, 4-3 рис.2.2в).

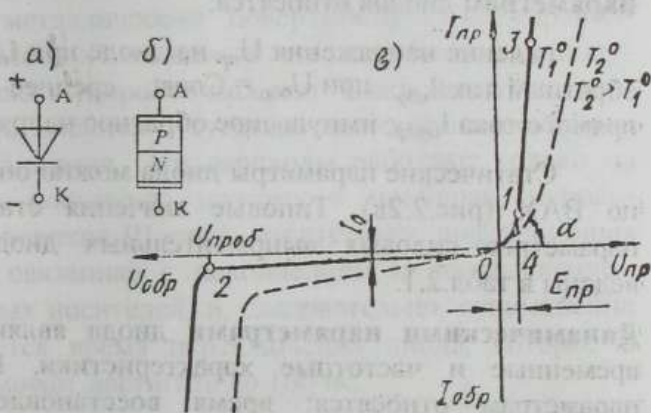


Рисунок 2.2 – Условное обозначение полупроводникового диода (а), его структура (б) и вольт-амперная характеристика диода (в)

Свойства диода существенно зависят от температуры окружающей среды. При повышении температуры усиливается генерация пар электрон-дырка, увеличивается концентрация неосновных носителей и собственная проводимость полупроводника. На рис. 2.2 в изображены две характеристики ВАХ для различных температур ($T_2^0 > T_1^0$). При увеличении температуры обратный ток растёт и р-п-переход теряет

основное свойство- свойство односторонней проводимости.

Диоды обычно характеризуются набором статических и динамических параметров. К статическим параметрам диодов относятся:

падение напряжения $U_{пр}$ на диоде при $I_{пр} = \text{Const}$; обратный ток $I_{обр}$ при $U_{обр} = \text{Const}$; среднее значение прямого тока $I_{пр.ср}$; импульсное обратное напряжение.

Статические параметры диода можно определить по ВАХ (рис.2.2в). Типовые значения статических параметров силовых выпрямительных диодов приведены в табл.2.1.

Динамическими параметрами диода являются его временные и частотные характеристики. К таким параметрам относятся: время восстановления $t_{вс}$ обратного напряжения; время нарастания прямого тока; предельная частота диода f_{max} .

Выпрямительные диоды подразделяются на диоды малой мощности ($I_{пр.ср} < 0,3\text{А}$), средней мощности до 10 А и большой мощности-свыше 10 А.

Таблица 2.1- Статические параметры силовых диодов

Тип диода	Технология изготовления	$I_{обр}$, мА (при $U_{обр}$, В)		$U_{обр}$, В (при $I_{обр}$, А)	
		1	2	1	2
Д247	Сплавной	3,0	500	1,5	10
КД213	Диффузионный	0,2	200	1,0	10
КД2998	Эпитаксиальный	20,0	35	0,6	30

В качестве примера рассмотрим высокочастотные диоды с барьером Шоттки, которые широко используются для выпрямления малых токов.

В этих диодах вместо р-п-перехода используется контакт металлической поверхности с полупроводником. Металл напыляют на высокоомном полупроводнике с п-проводимостью. Важнейшей его особенностью является отсутствие инжекции неосновных носителей заряда. Эти переходы работают только на основных носителях, поэтому в приборах, использующих переход Шоттки, отсутствует диффузионная емкость, связанная с накоплением и рассасыванием неосновных носителей, и, следовательно, существенно уменьшается время переключения диода, которое в среднем может достигать до 100 нс.

Диоды с барьером Шоттки отличаются от диодов р-п-переходом по следующим параметрам: более высокое прямое падение напряжения, что объясняется малым числом носителей заряда, принимающих участие в образовании прямого тока за счёт выделения тепловой энергии; имеют более низкое обратное напряжение; более высокий ток утечки; почти полностью отсутствует заряд обратного восстановления.

Преимущества диода Шоттки становятся особенно заметными при выпрямлении малых напряжений. Например, 45-вольтовый диод Шоттки имеет прямое падение напряжения 0,4 – 0,6 В, а при том же токе диод р-п-переходом - 0,5 - 1,0 В. В среднем применение ди-

одов Шоттки в выпрямителе позволяет уменьшить потери энергии примерно на 10-15%. Максимальная рабочая частота диода Шоттки превышает 200 кГц при токе до 30 А. Условное обозначение диода Шоттки представлено на рис. 2.2 а.

Высокое быстродействие и малое падение напряжения на открытом переходе позволяют широко использовать диоды Шоттки в цифровой схемотехнике, например, в ТТЛ-логике в качестве сверхскоростных импульсных диодов. К достоинству диода Шоттки можно отнести и то, что технология его изготовления совместима с производством интегральных схем.

Название переход получил в честь немецкого физика В. Шоттки обнаружившего образование потенциального барьера в приконтактной области металла и полупроводника в 1930 году.

Импульсные диоды предназначены для преобразования импульсных сигналов (например, используются в детекторах видеосигналов, в ТВ).

В основном это точечные диоды, но могут быть плоскостные диоды с малой площадью р-п-перехода. Особенностью импульсных диодов является специфичность р-п-перехода: в открытом состоянии он обладает эффектом накопления неосновных зарядов, затем их рассасыванием. При протекании $I_{пр}$ через р-п-переход вблизи его создается концентрация неосновных носителей электричества, которая значительно больше концентрации неосновных носителей в области

p-n-перехода. При этом чем больше растет $I_{пр}$, тем больше концентрация неосновных носителей и тем больше $I_{обр}$ в момент изменения напряжения.

Схема включения импульсного диода показана на рис.2.3а, а график переключения диода представлен на рис.2.3 б.

При подаче положительной части импульса $U_{пр}$ диод откроется и на выходе схемы будет просматриваться положительная часть импульса. Через нагрузку потечет ток $I_{пр}$.

При подаче на вход схемы обратного напряжения диод запирается не мгновенно, а по экспоненте: в первый момент времени $I_{обр}$ резко растет, а затем спадает до установившегося значения. Это связано со спецификой p-n-перехода,

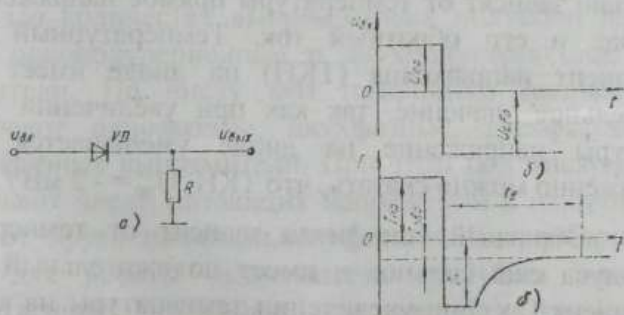


Рисунок 2.3 - Схема включения импульсного диода (а), графика на диод прямого и обратного напряжений (б)

Параметрами импульсных диодов являются: время восстановления $t_{\text{вос}}$ обратного напряжения (до 150 нс), прямое импульсное напряжение и прямой импульсный ток. Время $t_{\text{вос}}$ является основным параметром диодов, характеризующим их инерционные свойства, и определяется при переключении с заданного $I_{\text{пр}}$ на заданное $U_{\text{обр}}$.

К достоинствам импульсных диодов относят малое время переключения, возможность работы в широком диапазоне частот.

Зависимость параметров диодов от температуры и изменение характеристик при эксплуатации являются их недостатками.

При изменении температуры корпуса диода изменяются его параметры. Эта зависимость должна учитываться при разработке аппаратуры. Наиболее сильно зависят от температуры прямое напряжение на диоде и его обратный ток. Температурный коэффициент напряжения (ТКН) на диоде имеет отрицательное значение, так как при увеличении температуры напряжение на диоде уменьшается. Приближённо можно сказать, что $\text{ТКН } U_{\text{пр}} = -2 \text{ мВ / К}$.

Обратный ток диода зависит от температуры корпуса ещё сильнее и имеет положительный коэффициент. Так, при увеличении температуры на каждые 10°С обратный ток германиевых диодов увеличивается в 2 раза, а кремниевых - в 2,5 раза.

Температура корпуса диода определяется по формуле

$$T_k = (T_{п.мах} - P_d / R_{п.к}) < T_{к.мах},$$

где $T_{п.мах} = 150^{\circ}\text{C}$ — максимально допустимая температура кристалла диода;

$R_{п.к}$ — тепловое сопротивление переход-корпус диода (приводится в справочных данных на диод);

$T_{к.мах}$ — максимально допустимая температура корпуса диода;

P_d — потери мощности на корпусе диода.

Для классификации выпрямителей используют различные признаки: количество выпрямленных полупериодов (полупериодов) напряжения, число фаз силовой сети, схему вентиляльного блока, тип сглаживающего фильтра, наличие трансформатора и др.

По количеству выпрямленных полупериодов различают однополупериодные и двухполупериодные выпрямители. По числу фаз питающего напряжения различают однофазные, двухфазные, трехфазные и шестифазные выпрямители. При этом под числом фаз понимают число питающих напряжений с различными начальными фазами. Так, например, если для работы выпрямителя требуется одно — единственное питающее напряжение, то такой выпрямитель будет **однофазным**. Если же для работы выпрямителя требуется два питающих напряжения, сдвинутых друг относительно друга на какой-либо

угол (чаще всего на 180°), то такой выпрямитель называют **двухфазным**. Аналогично, если для работы выпрямителя требуется три питающих напряжения, сдвинутые друг относительно друга на угол, равный 120° , то такой выпрямитель называют **трехфазным**. **Шестифазные** выпрямители состоят из двух групп трехфазных выпрямителей, питаемых противофазными напряжениями трехфазной сети.

По схеме вентиляльного блока различают выпрямители с параллельным, последовательным и мостовым включением однофазных напряжений. Схемы таких выпрямителей приведены на рис.2.4.

Однофазный однополупериодный выпрямитель (рис.2.4а) является простейшим. Такой выпрямитель пропускает на выход только одну полуволну питающего напряжения (рис.2.5а). Такие выпрямители находят ограниченное применение в маломощных устройствах, так как характеризуются плохим использованием трансформатора и сглаживающего фильтра.

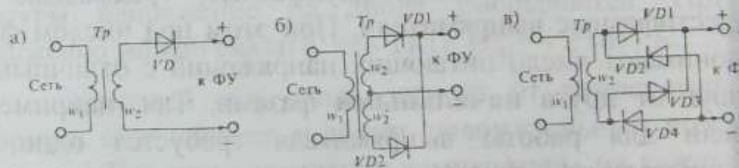


Рисунок 2.4 – Схемы выпрямителей, питаемых от однофазной сети: однополупериодный (а), двухфазный (б), однофазный мостовой (в).

Двухфазный двухполупериодный выпрямитель, приведенный на рис.2.4б, представляет собой параллельное соединение двух однофазных выпрямителей, питаемых от двух половин вторичной обмотки трансформатора W_2 и W_2' . С помощью этих полуобмоток создаются два противофазных питающих выпрямители напряжения. Форма выходного напряжения такого выпрямителя приведена на рис.2.5 б. Выпрямитель такого типа характеризуется лучшим использованием трансформатора и фильтра. Его часто называют выпрямителем со средней точкой вторичной обмотки трансформатора.

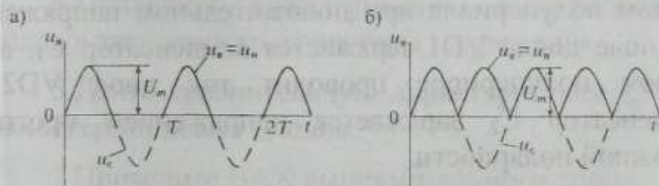


Рисунок 2.5 -Формы напряжений на входе и выходе выпрямителей, питаемых от однофазной сети, при индуктивной нагрузке без фильтра: однополупериодного (а) и двухполупериодного (б)

Однофазный мостовой выпрямитель (рис.2.4в) является двухполупериодным выпрямителем, который питается от однофазной сети. В отличие от предыдущей схемы его можно использовать для выпря-

мления напряжения сети и без трансформатора. К его недостатку относится удвоенное число выпрямительных диодов, однако трансформатор в таком выпрямителе используется наиболее полно, так как не подмагничивается магнитопроводом постоянным током, ток во вторичной обмотке протекает в течение обоих полупериодов. Из-за увеличенного падения напряжения на выпрямительных диодах такие выпрямители редко используются при выпрямлении низких напряжений (меньше 5В).

Схемы удвоителей напряжения (рис. 2.6) представляют собой последовательное соединение двух однофазных однополупериодных выпрямителей. В первом полупериоде при положительном напряжении на аноде диода VD1 заряжается конденсатор C_1 , а во втором полупериоде проводит ток диод VD2, конденсатор C_2 заряжается напряжением противоположной полярности.

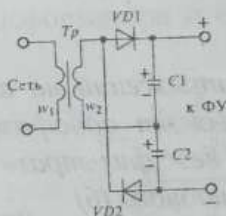


Рисунок 2.6 – Схема удвоителей напряжения

Так как эти конденсаторы включены последовательно, то выходное напряжение почти

удваивается. К достоинствам схемы можно отнести уменьшение вдвое выходного напряжения трансформатора, а к недостаткам – наличие двух конденсаторов C_1 и C_2 .

ЗАДАНИЯ ДЛЯ САМОСТОЯТЕЛЬНОЙ РАБОТЫ

- 1 Дайте определение полупроводникового диода.
- 2 Приведите характерные особенности выпрямительных диодов.
- 3 Какие свойства р-п-переходов используются при изготовлении специальных диодов?
- 4 Приведите классификацию выпрямительных диодов в зависимости от частоты напряжения.
- 5 Дайте сравнительную характеристику кремниевых и германиевых диодов.
- 7 Приведите ВАХ выпрямительного диода.
- 8 Поясните зависимость свойств диода от температуры.
- 9 Приведите статические и динамические параметры выпрямительных диодов.
- 10 В чём заключаются особенности конструкции диода Шоттки?
- 11 Объясните эффекты, используемые в импульсных диодах.

Задачи

1 Пользуясь ВАХ полупроводникового диода КД205А, определите статическое сопротивление $R_{ст}$ при прямом и обратном включениях диода, если к нему приложены напряжения: прямое $U_{пр} = 0,5$ В и обратное $U_{обр} = 200$ В при температуре окружающей среды, равной 20° С.

2 Определите сопротивление диода постоянному току при прямом и обратном напряжениях, если при прямом напряжении 1,2 В прямой ток равен 4А, а при обратном напряжении 200В обратный ток равен 0,5мкА.

3 Определите, на какой частоте ёмкостное сопротивление диода КД204А станет равным $R_{обр}$ и вследствие этого произойдёт заметное увеличение обратного тока. Параметры диода: $R_{пр} = 3,5$ Ом, $R_{обр} = 2,6$ мОм, $C = 10$ пФ.

4 Определите выходное напряжение (рис.1.5а) если при температуре $T = 300^\circ$ К в схеме используется кремниевый диод, имеющий обратный ток насыщения $I_o = 20$ мкА, а $U_{вх} = 30$ В.

5 Определите выходное напряжение (рис.1.5б) если диод идеальный, а $U_{вх} = 20$ В.

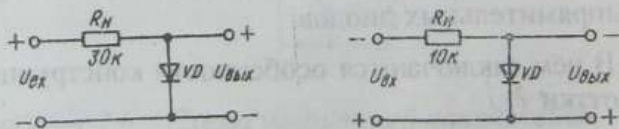


Рисунок 1.5 – Схемы включения диодов

ЛЕКЦИЯ 3 Специальные полупроводниковые диоды

Вопросы лекции

1. Варикапы, стабилитроны, туннельные и обращённые диоды.
2. Фотодиоды и светодиоды, оптроны.

Варикапы – это полупроводниковые диоды, в которых используется барьерная ёмкость р-п-перехода. Эта ёмкость зависит от приложенного к диоду обратного напряжения и с увеличением его уменьшается.

Схематическое изображение варикапа приведено на рис. 3.1а, вольт-фарадная характеристика варикапа КВ117А - на рис. 3.1б.

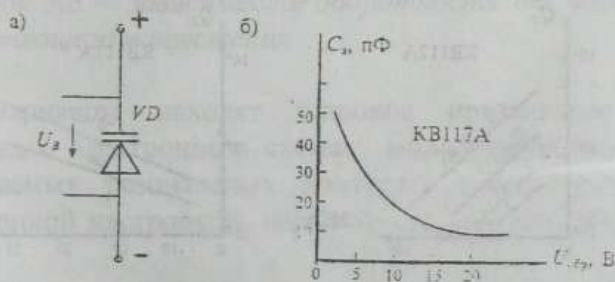


Рисунок 3.1- Схематическое изображение варикапа (а) и зависимость ёмкости варикапа от обратного напряжения (б)

Теоретическое значение ёмкости варикапа можно вычислить по формуле

$$C_{в} = C_{о} (1 - U_{в} / \varphi_{к})^{-1/2},$$

где C_0 – начальная ёмкость варикапа при $U_B = 0$;
 U_B – напряжение на варикапе;
 Φ_k – контактная разность потенциалов.

Основными параметрами варикапа являются его начальная ёмкость C_0 , добротность Q_c , коэффициент перекрытия по ёмкости K_c .

Добротность варикапа определяется отношением реактивной мощности варикапа Q к мощности P и увеличивается с увеличением обратного напряжения и с уменьшением рабочей частоты. Графики зависимости добротности варикапа KB117A от частоты и обратного напряжения приведены на рис. 3.2.

Коэффициент перекрытия по ёмкости определяется как отношение максимальной ёмкости C_{\max} варикапа к его минимальной ёмкости C_{\min} .

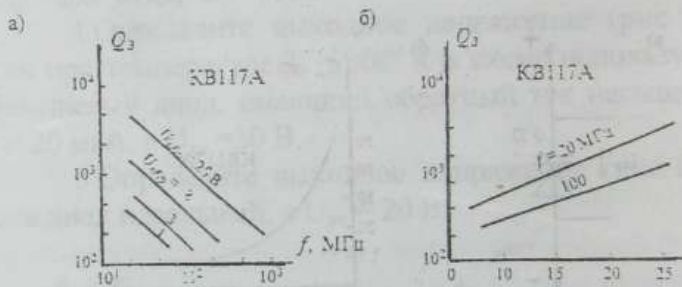


Рисунок 3.2 – Графики зависимости добротности варикапа KB117A от частоты (а) и от обратного напряжения (б)

На рис 3.3 приведены зависимости добротности Q от частоты для варикапов, изготовленных из кремния и арсенида галлия. Из графиков видно, что для варикапов из арсенида галлия оптимальная частота составляет ~ 1 кГц, в то время как для кремниевых варикапов она составляет 1 МГц.

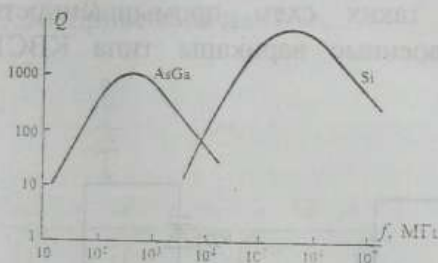


Рисунок 3.3 – Зависимость добротности от частоты питающего напряжения

Варикапы находят широкое применение в различных электронных схемах: модуляторах, перенастраиваемых резонансных контурах, генераторах с электронной настройкой, параметрических усилителях и др.

Схема резонансного контура с электронной перенастройкой при помощи постоянного напряжения показана на рис. 3.4. Напряжение перенастройки подается на среднюю точку двух последовательно и встречно включенных варикапов VD1 и VD2 через до-

полнительный резистор R_d . Изменяя посредством сопротивления R_p обратное напряжение на варикапах, представляется возможным изменять резонансную частоту колебательного контура. Такое включение варикапов позволяет увеличить крутизну перенастройки и устраняет необходимость применения разделительного конденсатора колебательного контура. Специально для таких схем промышленностью выпускаются сдвоенные варикапы типа КВС111 или КВС120.

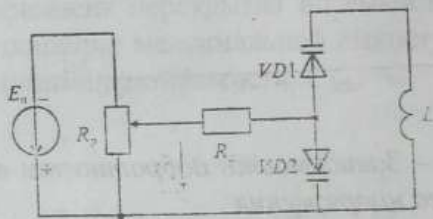


Рисунок 3.4- Схема резонансного контура с электронной перенастройкой при помощи варикапов

Стабилитроны-это полупроводниковые диоды, работающие в режиме лавинного пробоя и предназначенные для стабилизации напряжения на нагрузке при изменении напряжения питания. Это плоскостной, высоколегированный, кремниевый диод.

При обратном смещении диода возникает электрический лавинный пробой p-n-перехода. При этом в широком диапазоне изменения тока через диод напряжение на нём изменяется очень незначительно. Для ограничения тока через стабилитрон последовательно с ним включают сопротивление. На рис.3.5а показано схематическое изображение стабилитронов, а на рис. 3.5б приведены их ВАХ.



Рисунок 3.5 – Схематическое изображение стабилитронов (а) и их ВАХ (б)

Напряжение стабилизации стабилитронов зависит от температуры. На рис.3.5б штриховой линией показано перемещение ВАХ при увеличении температуры. Очевидно, что повышение температуры увеличивает напряжение лавинного пробоя при $U_{ст} > 5\text{В}$ и уменьшает его при $U_{ст} < 5\text{В}$. Иначе говоря, стабилитроны с напряжением стабилизации больше 5В имеют положительный температурный коэффициент напряжения (ТКН),

что характерно для лавинного пробоя, а при $U_{ст} < 5В$ — отрицательный ТКН. Зенеровский пробой характерен для отрицательного ТКН и наблюдается при большой напряжённости электрического поля и при низком напряжении на переходе (менее 5В). При напряжении на переходе от 5 до 6 В одновременно существуют оба вида пробоя, поэтому ТКН близок к нулю.

Основными параметрами стабилитронов являются: напряжение стабилизации $U_{ст}$, допустимый ток через стабилитрон $I_{ст, доп}$, дифференциальное сопротивление стабилитрона $r_{ст}$, которое характеризует наклон ВАХ в области пробоя.

Схема включения стабилитрона приведена на рис. 3.6а. Нагрузка включается параллельно стабилитрону, для ограничения тока через стабилитрон установлен резистор R_d . В режиме стабилизации, когда напряжение на стабилитроне постоянно, такое же напряжение будет и на нагрузке, т.е. $U_{вых} = U_{ст} = I_n R_n$.

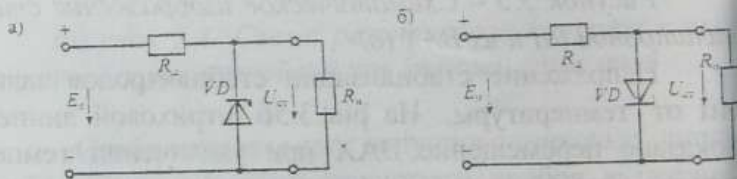


Рисунок 3.6- Схемы включения стабилитрона (а) и стабилитора (б)

Иногда для стабилизации напряжения используют прямое напряжение на диоде. Такие приборы называют **стабисторами**. В области прямого смещения р-п-перехода напряжение на нем составляет 0,7-2В и мало зависит от тока. В связи с этим стабисторы позволяют стабилизировать только малые напряжения (не более 3В). Для ограничения тока через стабистор последовательно с ним включают сопротивление. В отличие от стабилитронов при увеличении температуры напряжение на стабисторе уменьшается, так как прямое напряжение на диоде имеет отрицательный ТКН. Соединение стабистора в электрических схемах представлено на рис.3.6 б.

Условное обозначение стабилитрона включает: материал полупроводника (К- кремний); обозначение подкласса стабилитрона (букву С); цифру, указывающую на мощность стабилитрона; две цифры, соответствующие напряжению стабилитрона, и букву, указывающую особенность конструкции или корпуса. Например, стабилитрон КС168А соответствует мало-мощному стабилитрону (ток менее 0,3А) с напряжением стабилизации 6,8В в металлическом корпусе.

Туннельные диоды способны усиливать и генерировать электрические колебания, используя энергию источника постоянного тока, находят широкое применение в усилителях, генераторах электрических колебаний, импульсных устройствах.

Туннельный эффект впервые был обнаружен венским учёным Лео Экаси (1958 год),

На вольт-амперной характеристике туннельного диода можно выделить три основных участка: начальный участок роста тока от точки 0 до I_{\max} , участок спада тока от I_{\max} до I_{\min} и участок дальнейшего роста тока от I_{\min} . Очевидно, что спадающий участок, на котором положительному приращению напряжения ΔU соответствует отрицательное приращение тока ΔI имеет отрицательное сопротивление (или отрицательную проводимость $-G$). Схематическое изображение туннельного диода представлено на рис.3.76.

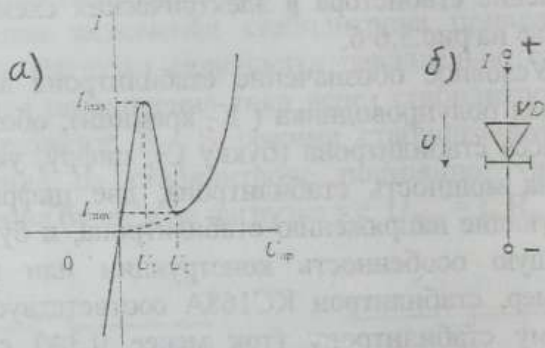


Рисунок 3.7- ВАХ туннельного диода (а), его схематическое изображение (б)

Туннельный диод в схеме генератора (рис.3.8) включается последовательно с нагрузкой и источником постоянного напряжения E . Для возникновения колебаний в этой схеме необходимо выполнить д

условия. Первое условие состоит в том, чтобы напряжение источника питания E обеспечивало нахождение рабочей точки диода на участке отрицательного сопротивления (падающем участке). Второе условие – отрицательное сопротивление диода должно быть больше положительного сопротивления нагрузки R_H (т.е. $1/G > R_H$).

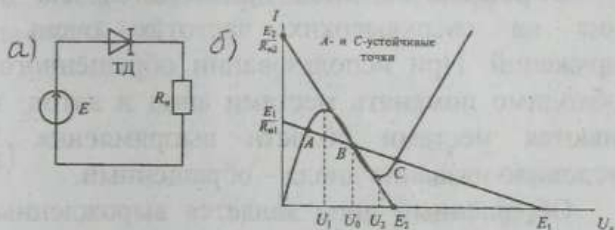


Рисунок 3.8- Схема генератора на туннельном диоде (а) и определение условий возникновения колебаний (б)

Рабочая точка на падающем участке (рис.3.8б) может быть обеспечена двумя способами проведения нагрузочной линии. Нагрузочная линия 1, проведённая через точки E_1 и E_1/R_{H1} , пересекает ВАХ диода в трёх точках А, В, С. Очевидно, что при подключении питания к схеме первой будет рабочей точкой А, в которой сопротивление диода положительное и, следовательно, генерации не будет.

Нагрузочная линия 2, проведённая между точками E_2 и $E_2/R_{н2}$, пересекает ВАХ диода только в одной точке В. Такой выбор напряжения питания E_2 и нагрузки $R_{н2}$ обеспечивает возможность возникновения колебаний в схеме. В генераторах на туннельных диодах амплитуда колебаний составляет 10-20 мВ, максимальная амплитуда колебаний примерно равна $U_2 - U_1 \approx 100\text{ мВ}$, рабочая частота превышает 1 ГГц.

Обращённый диод применяется для выпрямления на сверхвысоких частотах очень малых напряжений. При использовании обращённого диода необходимо поменять местами анод и катод, так как меняются местами области выпрямления. Это обусловило название диода – **обращённый**.

Обращённый диод является вырожденным туннельным диодом. Это осуществляется подбором концентрации примесей. В таком случае можно получить обычную диодную характеристику в области положительных напряжений. При этом участок отрицательного сопротивления будет отсутствовать. ВАХ обращённого диода приведена на рис.3.9а, а его схематическое обозначение - на рис.3.9б.

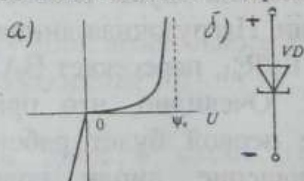


Рисунок 3.9 - ВАХ обращённого диода (а), его схематическое изображение (б)

Фотодиод (ФД) представляет собой диод с открытым р-п-переходом, который освещается внешним источником света. Фотодиоды работают как диоды с обратным смещением. В отсутствие света через него протекает небольшой обратный ток, называемый темновым током. При воздействии света фотоны в области р-перехода генерируют электронно-дырочные пары. Обратный ток быстро возрастает. ВАХ ФД приведена на рис. 3.10а, схематическое изображение представлено на рис. 3.10б.

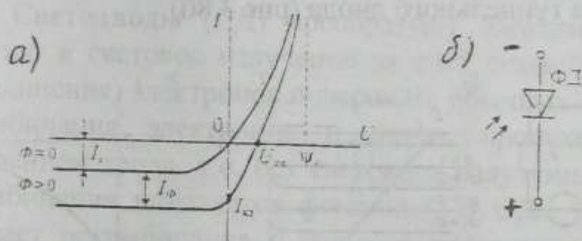


Рисунок 3.10 - ВАХ ФД (а), схематическое изображение ФД (б)

В общем случае ток ФД определяется формулой

$$I = I_s (e^{U/\varphi_T} - 1) - I_\phi,$$

где $I_\phi = S_i \Phi$ – фототок фотодиода; S_i – интегральная чувствительность; Φ – световой поток.

Основными характеристиками ФД являются: диапазон длин волн принимаемого излучения, интег-

ральная чувствительность S_i , темновой ток, постоянная времени τ . Большинство ФД работает в широком диапазоне длин волн как видимого, так и невидимого излучения $\Delta\lambda = 0,4 - 2$ мкм. Интегральная чувствительность зависит от площади р-п-перехода и может изменяться в пределах $10^{-3} - 1$ мкА/люкс. Темновой ток невелик и имеет значение $10^{-2} - 1$ мкА.

Схема включения ФД на нагрузку приведена на рис.3.11а, а нагрузочная характеристика - на рис.3.11б.

Для построения нагрузочной прямой можно воспользоваться методикой, приведённой при анализе режима туннельного диода (рис.3.8б).

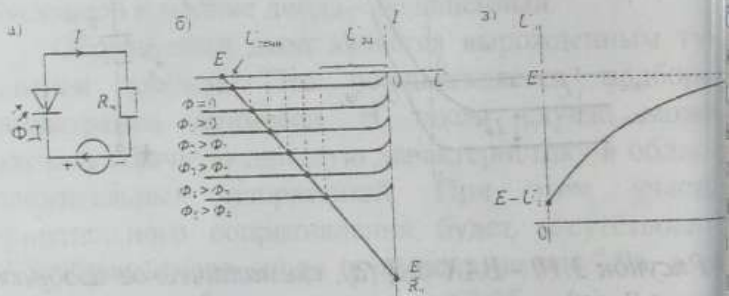


Рисунок 3.11- Схема включения ФД с нагрузкой (а), построение нагрузочной характеристики (б) и графика напряжения на нагрузке (в)

Анализ рис.3.11б показывает, что при отсутствии освещения напряжение на ФД будет максимальным $U_{\text{темн}}$. При увеличении освещения ток в ФД возрастает, а напряжение на нём падает. Напряжение на нагрузке

пределяется как разность напряжения источника питания и напряжения на ФД, т.е. $U_n = E - U_{фд}$. График зависимости $U_n = f(\Phi)$ приведен на рис. 3.11в.

ФД находят применение как приёмники оптического излучения.

Обозначение фотодиодов состоит из букв ФД и порядкового номера разработки. Например, фотодиод ФД24К имеет темновой ток 1мкА, интегральную чувствительность 0,5 мкА/люкс. В связи со сравнительно большим уровнем выходного сигнала ФД обычно работают с усилителем фототока, который может быть внешним или интегрированным с фотоприёмником.

Светодиоды (СД) преобразуют электрическую энергию в световое излучение за счёт рекомбинации (соединения) электронов и дырок. В обычных диодах рекомбинация электронов и дырок происходит с выделением тепла, т.е. без светового излучения. Такая рекомбинация называется фоновой. В СД преобладает рекомбинация с излучением света, которая называется фотонной. Обычно такое излучение бывает когерентным и лежит в узкой полосе частот. Для изменения длины волны излучения λ используют различные материалы, которые служат основой производства СД. На рис. 3.12а показано схематическое изображение СД, схема включения и спектральные характеристики представлены на рис. 3.12б и 3.12в.

Для изготовления СД наиболее часто используют оксид галлия или арсенид галлия. Для СД видимого излучения часто применяется фосфид-арсенид галлия.

Из отдельных СД собирают блоки и матрицы, которые позволяют высвечивать изображения букв и цифр.

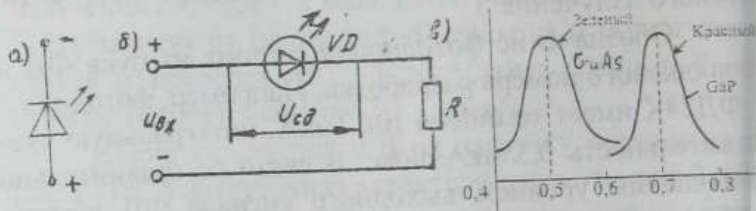


Рисунок 3.12-Условное схематическое изображение СД (а), схема включения СД (б), спектральные характеристики излучения(в)

Оптроны – это оптическая пара, которая содержит в одном корпусе СД и ФД (фототранзистор или фоторезистор-резистор, сопротивление которого зависит от интенсивности потока света). Связь между входом (светодиод) и выходом (фотодиод) осуществляется через световой поток. При этом электрическая связь между входом и выходом отсутствует. Оптроны применяются для электрической развязки (изоляции) цепей в различных устройствах с целью защиты от нежелательных изменений напряжений. Например, удалённая связь между компьютерами, обратная связь между низковольтными и высоковольтными частями одного устройства и т.д. Пример использования оптрона для питания линии связи между компьютерами представлен на рис.3.13.

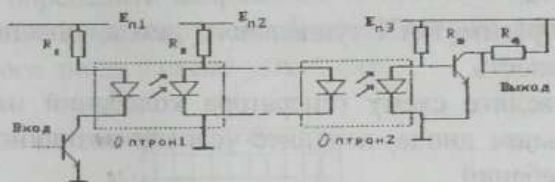


Рисунок 3.13- Пример включения оптронов для минимизации линии передачи данных с гальванической развязкой устройств

ЗАДАНИЯ ДЛЯ САМОСТОЯТЕЛЬНОЙ РАБОТЫ

1. Перечислите основные свойства р-n-перехода, которые используются в специальных полупроводниковых диодах.
2. Изобразите схему включения варикапа, поясните его вольт-фарадную характеристику.
3. Перечислите основные параметры варикапа, поясните зависимость добротности от частоты.
4. Приведите схему резонансного контура с электронной перенастройкой при помощи варикапа.
5. Поясните физическую сущность лавинного пробоя.
6. Изобразите ВАХ стабилитрона, приведите его основные параметры.
7. Приведите схему простейшего стабилизатора напряжения, поясните принцип работы.

- 8 Перечислите основные признаки туннельного эффекта.
- 9 Изобразите ВАХ туннельного диода, поясните её сущность.
- 10 Приведите схему генератора колебаний на туннельном диоде, поясните условия возникновения колебаний.
- 11 Обращённый диод, поясните его особенности.
- 12 Поясните эффекты, используемые в ФД и СД.
- 13 Приведите основные схемы включения ФД и СД.

Задачи

1 Для стабилизации напряжения на нагрузке (рис.3.14) используется полупроводниковый стабилитрон, напряжение стабилизации которого равно $U_{ст}=10\text{В}$. Определить допустимые пределы изменения питающего напряжения, если максимальный ток стабилитрона $I_{ст\text{ max}}=30\text{ мА}$, минимальный ток стабилитрона $I_{ст\text{ min}}=1\text{ мА}$, сопротивление нагрузки $R_N=1\text{ кОм}$ и сопротивление ограничительного резистора $R_{ог}=0,5\text{ кОм}$.

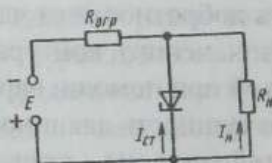


Рисунок 3.14-Включение стабилитрона для стабилизации напряжения на нагрузке

2 Пользуясь ВАХ туннельного диода ГИ304 (рис. 15), определить напряжение E источника питания и сопротивление нагрузки, обеспечивающие работу туннельного диода в схеме усилителя.

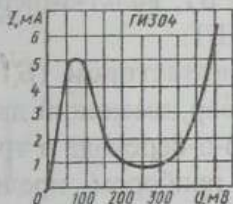


Рисунок 3.15- ВАХ туннельного диода

3 Пользуясь справочником, определить при номинальном напряжении изменение ёмкости варикапов Д901В, вызванное изменением температуры окружающей среды от 20 до 100°C .

4 Пользуясь справочником, определить добротность варикапа Д901В при температуре окружающей среды, равной 25°C .

5 Пользуясь справочником, определить, во сколько раз уменьшится допустимое обратное напряжение полупроводникового диода типа Д302 при изменении температуры окружающей среды от 20 до 70°C .

6 Как зависит температурный коэффициент напряжения (ТКН) от вида пробоя р-п-перехода в полупроводниковом стабилитроне? Для каких напряжений р-п-перехода ТКН близок к нулю? Каким способом можно уменьшить ТКН полупроводниковых стабилитронов?

ЛЕКЦИЯ 4 Биполярные транзисторы

Вопросы лекции

1 Назначение, устройство и принцип действия биполярного транзистора.

2 Схемы включения БТ, вольт-амперные характеристики, режимы работы БТ.

1 **Биполярным транзистором (БТ)** называется полупроводниковый прибор, имеющий два взаимодействующих между собой р-п-перехода и три вывода. БТ является **управляемым** прибором, предназначен для усиления мощности, нашёл широкое применение в схемах усиления, а также в импульсных схемах. В работе БТ используются носители обеих полярностей (электроны и дырки), поэтому они называются **биполярными**.

В зависимости от последовательности чередования областей с различным типом проводимости различают п-р-п-транзисторы и р-п-р-транзисторы. Технология изготовления БТ может быть различной: сплавление, диффузия, эпитаксия, что в значительной мере определяет характеристики прибора.

Упрощенное устройство плоскостного п-р-п-транзистора приведено на рис.4.1а, его условное обозначение - на рис.4.1б, а схема замещения - на рис.4.1в. Аналогичные представления для р-п-р-транзистора приведены на рис.4.1г,д,е. В качестве исходного материала для получения трехслойного

структуры используется германий и кремний (германиевые и кремниевые транзисторы).

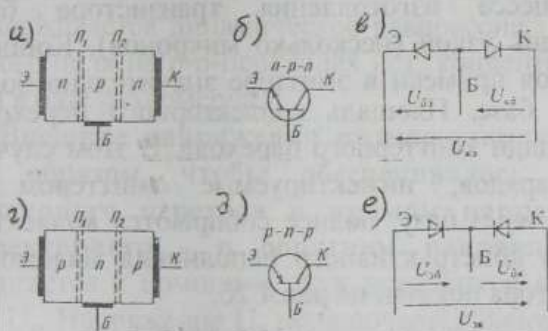


рис. 4.1-Устройство *n-p-n*-транзистора (а), его математическое изображение (б), схема замещения транзистор типа *p-n-p* (г, д, е)

трехслойная транзисторная структура типа *p-n-p*, выполненная по сплавной технологии, представлена на рис. 4.2а. Пластина полупроводника *n*-типа является основой, **базой** (отсюда и название слоя) конструкции. Два наружных *p*-слоя создаются в результате диффузии в них акцепторной примеси при сплавлении соответствующим материалом. Один из слоев монокристалла, предназначенный для инжектирования носителей в базу, называется **эмиттером** (от английского слова *emite*-испускать). Другой внешний слой монокристалла, экстрактирующий (вытягивающий) носители из базы, называется **коллектором** (от английского слова *collect*-собирать). Так же называются

р-п-переходы, создаваемые этими слоями со слоев базы, а также внешние выводы от этих слоев.

В процессе изготовления транзистора база делается очень узкой (несколько микронов). Концентрация атомов примеси в эмиттере значительно больше, чем в базе. Площадь коллекторного перехода больше площади эмиттерного перехода. В этом случае носители зарядов, инжектируемые эмиттером и проходящие через базу, полностью собираются коллектором. Пример конструктивного исполнения маломощного транзистора показан на рис. 4.26.

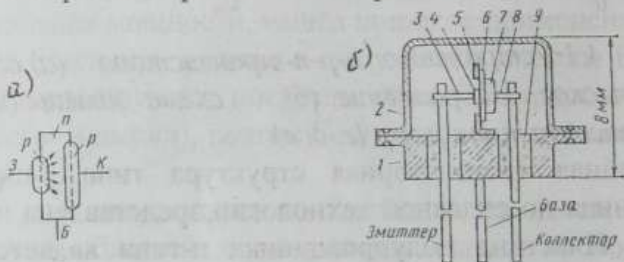


Рисунок 4.2 – Сплавная транзисторная структура типа р-п-р (а), пример конструктивного исполнения маломощного транзистора (б)

В БТ типа п-р-п функции всех трёх слоёв и их названия аналогичны, изменяется лишь тип носителя заряда, проходящих через базу; в приборах типа р-п-п это дырки, в приборах типа п-р-п- электроны.

Принцип действия БТ рассмотрим на примере

структуры типа р-п-р (рис.4.3а). При отсутствии внешних напряжений, когда U_3 и U_K равны нулю, в БТ поддерживается динамическое равновесие, т.е. электрического поля на р-п-переходах нет, концентрация носителей в базе равномерна.

Внешние напряжения подключаются к БТ таким образом, чтобы обеспечивалось смещение эмиттерного перехода в прямом направлении, а коллекторного - в обратном направлении. Это достигается с помощью двух источников напряжения U_3 и U_K . Напряжение U_3 подключается положительным полюсом к эмиттеру относительно базы, напряжение U_K отрицательным полюсом к коллектору относительно базы (схема с общей базой).

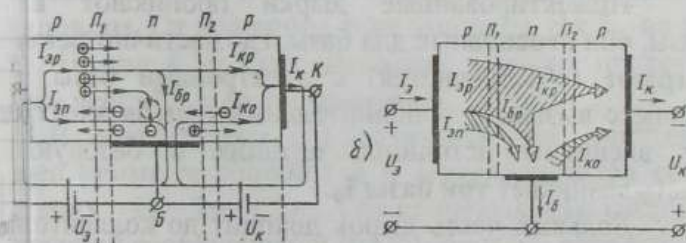


Рисунок 4.3-Транзисторная структура типа р-п-р(а), диаграмма составляющих токов в БТ (б)

Концентрация дырок и электронов в эмиттерной и коллекторной областях БТ примерно одинакова, резко отличаются, как указывалось выше, концентрация основных носителей заряда эмиттерного и базового

слоёв, что существенно влияет на параметры БТ, в частности, на коэффициент передачи тока. Концентрация основных носителей заряда в эмиттере должна быть намного больше, чем в базе. Таким образом, базовый слой должен быть более высокоомным, а это достигается за счёт использования высокоомного исходного материала n-типа.

Приложенные напряжения $U_э$ и $U_к$ обеспечивают процесс инжекции, происходит перераспределение электрических потенциалов и энергетических зон. Так как концентрация дырок в эмиттере больше концентрации электронов в базе, то поток дырок из эмиттера в базу будет больше потока электронов из базы в эмиттер. Через эмиттерный переход потечёт ток $I_э = I_{эп} + I_{эб}$, причём чем меньше $I_{эп}$, тем эффективнее работа БТ.

Инжектированные дырки проникают в базу, они неосновные для базы, где частично рекомбинируют (объединяются) с электронами базы. Этот процесс вызывает дополнительный приток электронов от внешнего источника питания в базовую область, возникает ток базы $I_б$.

Большая часть дырок доходит до коллекторного перехода, а так как к нему приложено обратное напряжение, здесь происходит экстракция дырок, которые будут притягиваться электрическим полем источника питания $U_к$. Площадь коллекторного перехода значительно больше площади эмиттерного перехода $S_{эп}$, значит, почти все дырки будут на коллекторной цепи коллектора потечёт ток $I_к$.

Таким образом, принцип действия БТ основан на пропускании транзитного (проходящего) потока носителей заряда из эмиттера в коллектор через базу и управлении коллекторным (выходным) током за счёт изменения эмиттерного (входного) тока. Следовательно, **БТ управляется током.**

Наличие коллекторного перехода, включённого в обратном направлении, приводит к появлению дополнительной составляющей коллекторного тока, обусловленной протеканием обратного тока коллекторного перехода $I_{ко}$, который создаётся дрейфом неосновных носителей заряда из близлежащих областей относительно включённого р-п-перехода.

Поскольку концентрация неосновных носителей заряда зависит от температуры, величина $I_{ко}$ также зависит от неё, поэтому этот ток часто называют **тепловым**. От величины тока эмиттера ток $I_{ко}$ не зависит. На рис.4.3б дана наглядная картина протекания токов через БТ в рассматриваемой схеме.

В соответствии с изложенным ток эмиттера $I_э$ равен сумме дырочной $I_{эр}$ и электронной $I_{эн}$ составляющих: $I_э = I_{эр} + I_{эн}$. Ток коллектора $I_к$ состоит из дырочной составляющей $I_{кр}$ и теплового тока $I_{ко}$ ($I_к = I_{кр} + I_{ко}$). Ток базы $I_б$ равен алгебраической сумме электронной составляющей тока эмиттера $I_{эн}$, рекомбинационной дырочной составляющей $I_{бр}$ и теплового тока $I_{ко}$ ($I_б = I_{эн} + I_{бр} - I_{ко}$).

Существует связь между током эмиттера и током коллектора $I_к = \alpha I_э$, где α - коэффициент передачи

тока эмиттера и составляет 0,95 и более. В соответствии с законом Кирхгофа можно записать

$$I_3 = I_k + I_b.$$

Ток базы имеет малую величину — единицы миллиампер, ток коллектора велик — от десятков до тысячи миллиампер, можно считать, что $I_3 \approx I_k$.

Таким образом, в БТ через эмиттерный переход протекает входной ток I_3 -управляющий, а через коллекторный переход — выходной ток I_k -управляемый. Иными словами, **БТ-прибор, у которого входной ток управляет выходным током.**

Если напряжение в цепи эмиттера изменять во времени по закону источника переменного сигнала U_c , то по этому же закону будет изменяться ток I_k , следовательно, и напряжение на сопротивлении нагрузки R_k .

При отсутствии усиления по току ($I_k \leq I_3$) рассмотренная схема усиливает напряжение (входное сопротивление мало, выходное — велико, а токи $I_3 \approx I_k$).

Транзистор используется для усиления мощности электрического сигнала. Это усиление происходит за счёт потребления энергии от внешних источников питания. Изменяя ток во входной цепи по определённому закону, можно получить усиленный сигнал на выходе той же формы.

Существует три схемы включения транзистора: с общей базой (ОБ), с общим эмиттером (ОЭ) и с общим коллектором (ОК), которые представлены соответственно на рис. 4.4а, б, в.

Вид схемы определяется электродом, который является общим для входной и выходной цепей. В схеме с **ОБ** общей точкой входной и выходной цепей является база, в схеме с **ОЭ** — эмиттер, в схеме с **ОК** — коллектор. О способе включения с **ОБ** говорилось при рассмотрении принципа действия БТ. Наиболее распространённой является схема включения с **ОЭ**, имеющая наибольшее усиление по мощности.

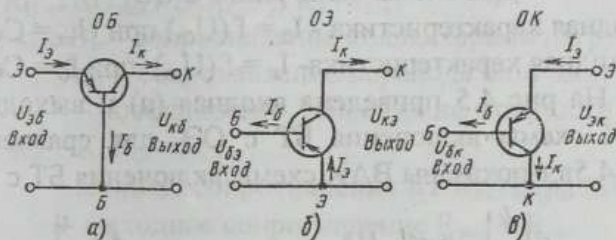


Рисунок 4.4- Схемы включения БТ: с общей базой (а), с общим эмиттером (б), с общим коллектором (в)

Каждая схема включения в общем случае характеризуется статическими и динамическими ВАХ. Статические ВАХ снимаются экспериментальным путём при отсутствии сопротивления нагрузки R_n в выходной цепи. В практических случаях выходная цепь содержит R_n . В этом случае говорят о динамических ВАХ.

К статическим ВАХ относятся: входные характеристики — это зависимость напряжения и тока входной цепи БТ; выходные или коллекторные характе-

ристик, представляющие собой зависимость напряжения и тока выходной цепи БТ. Эти характеристики могут быть записаны аналитически или построены графически. Последний способ наиболее прост и нагляден, поэтому он нашёл преобладающее применение. Вид характеристик зависит от способа включения БТ.

Для схемы включения с ОЭ:

- входная характеристика - $I_6 = f(U_{63})$ при $U_{к3} = \text{Const}$;
- выходная характеристика - $I_к = f(U_{к3})$ при $I_6 = \text{Const}$.

На рис 4.5 приведена входная (а) и выходная (б) ВАХ схемы включения БТ с ОЭ, для сравнения на рис.4.5в,г показаны ВАХ схемы включения БТ с ОБ.

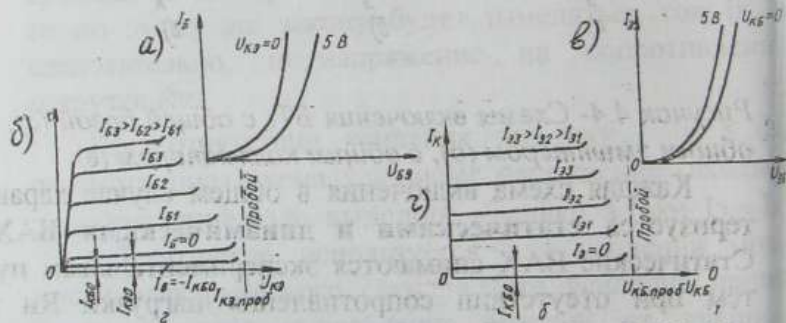


Рисунок 4.5-Входная ВАХ (а) и выходная ВАХ (б) схем включения БТ с ОЭ; входная ВАХ(в) и выходная ВАХ (г) схем включения БТ с ОБ

Зная семейство характеристик БТ, можно оценить его параметры, а по ним его эксплуатационные свойства. Основными параметрами БТ, оценивающими его усилительные свойства, являются коэффициенты уси-

ления (по току, напряжению и по мощности), а также сопротивления р-п-переходов $R_{вх}$ и $R_{вых}$. С помощью характеристик для схемы с ОЭ определим следующие параметры:

- коэффициент усиления по току

$$K_i = \Delta I_K / \Delta I_B = \Delta I_K / \Delta I_3, \quad \Delta I_B = \alpha \Delta I_3 / \Delta I_3 - \alpha \Delta I_3 = \beta \gg 1,$$

где $\beta = \alpha / 1 - \alpha$ - коэффициент базового тока;

- коэффициент усиления по напряжению

$$K_U = \Delta U_{вых} / \Delta U_{вх} = \beta R_K / r_{бэ},$$

где R_K - сопротивление коллекторной нагрузки;

$r_{бэ}$ - сопротивление перехода база-эмиттер;

- коэффициент усиления по мощности

$$K_p = K_i K_U \gg 1;$$

- входное сопротивление БТ $R_{вх} = \Delta U_{бэ} / \Delta I_B \approx r_{бэ}$;

- выходное сопротивление $R_{вых} \approx R_K$.

Принцип определения статических параметров по входной и выходной характеристикам БТ показан на рис. 4.6.

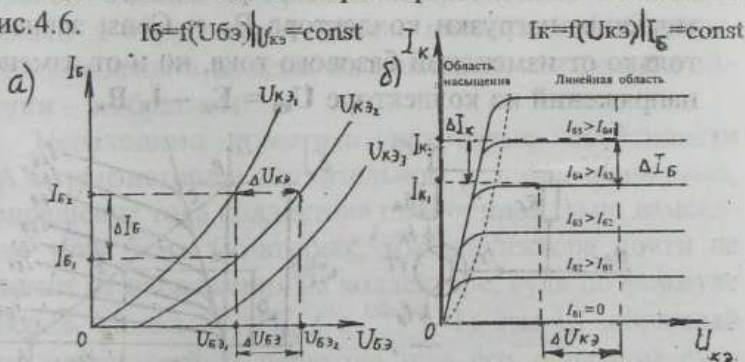


Рисунок 4.6- Определение статических параметров по входной (а) и выходной (б) характеристикам

Анализ параметров показывает, что если коэффициент $\alpha = 0,9-0,99$, то коэффициент $\beta = 9-99$. Иными словами, БТ в схеме с ОЭ имеет достаточно высокие коэффициенты усиления по току и по напряжению (с инвертированием фазы входного напряжения на 180°), что позволяет получить наибольший коэффициент по мощности, кроме того, данная схема включения имеет относительно высокое входное сопротивление и малое выходное сопротивление, что позволяет строить многокаскадные усилители без согласующих устройств между каскадами. Этим можно объяснить наиболее частое использование схемы с ОЭ.

Рассмотрим динамику работы БТ на примере схемы с ОЭ (рис.4.7). В динамическом режиме изменения коллекторного тока при $E_k = \text{Const}$ и сопротивления нагрузки коллектора $R_k = \text{Const}$ зависят не только от изменений базового тока, но и от изменений напряжений на коллекторе $U_{кз} = E_k - I_k R_k$.

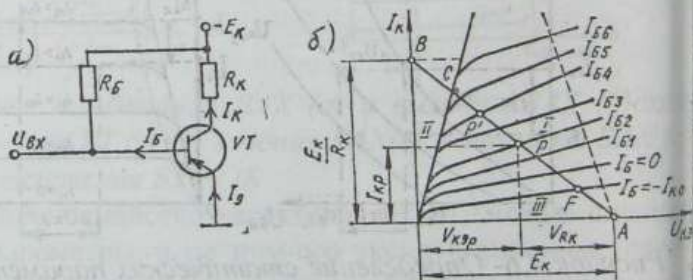


Рисунок 4.7 – Схема включения БТ с ОЭ (а), построение динамических характеристик (б)

Для построения динамической выходной характеристики схемы с ОЭ использовано уравнение динамического режима, которое представляет собой уравнение прямой:

$$I_k = (E_k / R_k) - (U_{кэ} / R_k).$$

При $E_k = U_{кэ}$ ток $I_k = 0$ (это точка А).

При $U_{кэ} = 0$ ток $I_k = E_k / R_k$ (это точка В).

Точка пересечения динамической характеристики (**нагрузочной прямой**) с одной из статической ВАХ называется **рабочей точкой БТ** (точка Р).

Существует три основных режима работы БТ: линейный (усилительный), насыщения и отсечки. Понятие режима связано с наличием трёх областей у транзистора: усилительной (линейной), насыщения и отсечки. На рис. 4.76 они обозначены I, II и III соответственно.

В **усилительном** режиме работы БТ эмиттерный переход смещён в прямом направлении, а коллекторный - в обратном. В режиме **насыщения** оба перехода смещены в прямом направлении, а в режиме **отсечки** - в обратном.

Необходимо отметить некоторые особенности ВАХ транзистора в усилительном режиме. Во-первых, приращение тока коллектора пропорционально изменению тока базы. Во-вторых, ток коллектора почти не зависит от напряжения на коллекторе, судя по формуле Эберса-Молла $I_k = I_{к0} (e^{U_{бэ}/\varphi_T} - 1)$, где $I_{к0}$ - обратный ток коллекторного перехода при его обратном смещении, такой зависимости вообще нет. В третьих,

напряжение на базе не зависит от напряжения на коллекторе и слабо зависит от тока базы.

В усилительном режиме рабочая точка БТ находится примерно посередине участка нагрузочной прямой СФ.

Область отсечки ограничена сверху ВАХ, соответствующей $I_b = -I_{к0}$ (оба р-п-перехода БТ закрыты). Область насыщения ограничена справа прямой линией, из которой выходят статические ВАХ (оба р-п-перехода БТ открыты).

Система обозначений БТ включает шесть элементов. Рассмотрим их на примере транзистора ГТ605А.

- 1 Г- исходный материал изготовления Ge (К- Si).
- 2 Т- биполярный транзистор (П- полевой).
- 3 Цифра 6-назначение транзистора: высокочастотный, средней мощности.
- 4 Цифры 05-номер разработки (от 01 до 99).
- 5 Буква А- параметр группы (от А до Я).

Вместо букв Г и К могут быть цифры 1 или 2, обозначающие транзисторы специального назначения.

ЗАДАНИЯ ДЛЯ САМОСТОЯТЕЛЬНОЙ РАБОТЫ

- 1 Дайте определение биполярному транзистору.
- 2 Изобразите на рисунке БТ типа р-п-р и п-р-п.
- 3 Поясните назначение электродов БТ.
- 4 Приведите конструктивные особенности БТ.
- 5 Поясните физическую сущность процессов в БТ.

- 6 Изобразите на рисунке порядок подключения БТ.
- 7 Поясните процессы возникновения токов I_b , I_c , I_e .
- 8 Изобразите три схемы включения БТ.
- 9 Напишите формулу входной характеристики БТ.
- 10 Напишите выражение, связывающее ток коллектора и ток базы в схеме с ОЭ.
- 11 Дайте выражения для входных и выходных сопротивлений в схеме с ОЭ.
- 12 Поясните порядок определения статических параметров по входной и выходной характеристикам.
- 13 Поясните порядок построения динамических характеристик БТ.
- 14 Перечислите основные режимы работы БТ.
- 15 Дайте основные особенности ВАХ транзистора в усилительном режиме.
- 16 Расшифруйте обозначение транзистора ГТ108А.

Задачи

Изобразить схемы включения БТ с ОБ для транзисторов типов $n-p-n$ и $p-n-p$. Показать полярности возникающих напряжений для случаев работы транзистора: а) в активном режиме; б) в режиме отсечки; в) в режиме насыщения; г) при инверсном режиме. На всех схемах показать направления токов эмиттера, базы, коллектора для всех рассмотренных случаев.

Транзистор типа $p-n-p$ включён по схеме с ОЭ (рис. 4.4). В каком режиме работает транзистор, если: а) напряжение база-эмиттер $U_{бэ} = -0,4В$ и напряжение коллектор-эмиттер $U_{кэ} = -0,3В$; б) напряжение $U_{бэ} = 0,4В$

и напряжение $U_{кэ} = -10\text{В}$; в) напряжение $U_{бэ} = 0,4\text{В}$ и напряжение $U_{кэ} = -10\text{В}$.

3 Транзистор типа п-р-п включён по схеме с ОБ. Напряжение эмиттер-база $U_{бэ} = -0,5\text{В}$, напряжение коллектор-база $U_{кб} = 12\text{В}$. Определить напряжение коллектор-эмиттер.

4 Транзистор типа р-п-р включён по схеме с ОС. Напряжение база-эмиттер $U_{бэ} = -0,8\text{В}$, напряжение коллектор-эмиттер $U_{кэ} = -10\text{В}$. Определить напряжение коллектор-база.

5 В цепи, изображённой на рис. 4.8а, напряжение питания $E_k = -10\text{В}$, $R_k = 2\text{кОм}$, $R_3 = 1\text{кОм}$. Определить входное сопротивление, если коэффициент передачи тока базы транзистора $\beta = 50$.

6 В схеме на рис. 4.8б сопротивление $R_3 = 5\text{кОм}$, сопротивление $R_k = 10\text{кОм}$, $E_3 = 10\text{В}$, $E_k = 30\text{В}$. Определить напряжение коллектор-база $U_{кб}$.



Рисунок 4.8-Схемы включения БТ в рабочем режиме

7 В схеме на рис. 4.8в $E_3 = 2\text{В}$, $R_3 = 2\text{кОм}$, $R_6 = 15\text{кОм}$, $E_k = 3\text{В}$, $R_k = 4\text{кОм}$, $E_k = 16\text{В}$. Транзистор имеет параметр $\alpha = 0,98$, $I_{к60} = 10\text{мкА}$. Определить I_k .

ЛЕКЦИЯ 5 Униполярные (полевые) транзисторы

Вопросы лекции

1 Устройство, принцип действия полевых транзисторов с управляющим р-п-переходом (ПТУП), их ВАХ.

2 Устройство, принцип действия, ВАХ полевых транзисторов с изолированным затвором - МОП-транзисторы.

Униполярными, или полевыми, транзисторами называются полупроводниковые приборы, в которых течение тока обусловлено дрейфом **основных носителей заряда только одного знака** (электронов или дырок) под действием **продольного и поперечного (поперечного)** электрических полей.

Регулирование величины этого тока производится изменением электропроводимости проводящего канала с помощью **поперечного** электрического поля, перпендикулярного направлению тока. Это поперечное поле создается за счет напряжения, прикладываемого к управляющему электроду ПТ. Вследствие этого униполярные транзисторы называются также **полевыми**.

Оба названия этих транзисторов достаточно точно отражают их основные особенности: прохождение тока в канале обусловлено только одним типом зарядов, управление током канала осуществляется при помощи электрического поля, т.е. напряжением.

В зависимости от выполнения затвора полевые транзисторы делятся на два типа: с управляющим р-п-переходом (ПТУП) и с изолированным затвором. **МОП-транзисторы** структуры металл-окисел-полупроводник. Прежнее название МДП-транзисторы.

Рассмотрим модель полевого транзистора типа ПТУП (рис.5.1а). Электроды, подключённые к каналу, называются **стоком** (Drain) и **истоком** (Source), а управляющий электрод называется **затвором** (Gate).

Основными носителями электричества для данной модели являются электроны, перемещающиеся по каналу. Продольное поле создается посредством источника $E_{\text{св}}$, поперечное поле формируется за счёт источника $E_{\text{зп}}$ управляющим электродом ПТУП является затвор, сток и исток являются управляемыми электродами, от стока к истоку протекает ток стока $I_{\text{с}}$, который является **управляемым током**, а ток затвора $I_{\text{з}}$ - **управляющим током**.

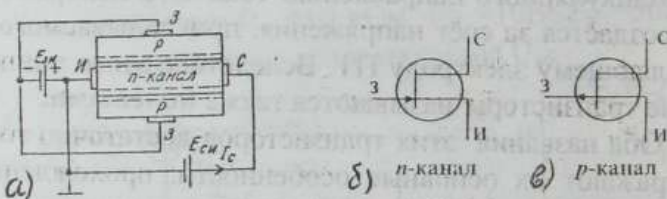


Рисунок 5.1- Модель ПТ с управляющим p-n-переходом (а), условные обозначения ПТ с p-n-переходом: каналом n-типа (б) и каналом p-типа (в)

Устройство ПТ типов ПТУП и МОП-транзисторов представлено на рис.5.2а и рис.5.2б соответственно.

Конструктивно ПТУП представляют собой пластину из кремния с n- или p-каналом (в данном случае

-каналом), который образован методом диффузии и оставляет несколько микрон. Канал имеет два электрических электрода, которые являются управляемыми: исток — из него в канал входят основные носители (в данном случае электроны) и сток — через него электроны выходят из канала. Управляющим электродом является затвор, который образует управляющий p-n-переход с областью канала. Так как этот переход включён в обратном направлении, то в цепи затвора течёт малый ток, стремящийся к нулю. Следовательно, входное сопротивление $R_{вх}$ велико. В этом состоит преимущество ПТ перед БТ, т. е. ПТ управляется напряжением, но не током, как БТ.

Сток подключается так же, как и затвор, в обратном направлении, принуждая электроны двигаться от истока к стоку, благодаря чему во внешней цепи протекает электрический ток стока I_c .

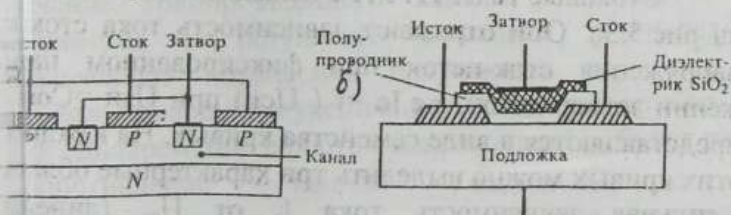


Рисунок-5.2-Устройство полевого транзистора с управляющим p-n-переходом (а) и с изолированным затвором (б) — МОП-транзистора

Принцип действия ПТУП. Изменяя величину управляющего напряжения $U_{зв}$ на управляющем p-n-переходе, представляется возможным изменять толщину

ну этого перехода. А так как концентрация примесей в слое р-типа, к которому примыкает затвор, значительно больше концентрации примесей в канале, то увеличение толщины р-п-перехода произойдет в основном со стороны канала, следовательно, площадь поперечного сечения канала уменьшится. Пропорционально этому уменьшится проводимость канала, но увеличится сопротивление движению тока стока I_c . Осуществляется эффективное управление шириной канала.

Таким образом, изменяя величину отрицательного или положительного управляющего напряжения U (соответственно для п-канала или р-канала), представляется возможным изменять величину тока в канале I_c .

Рассмотрим ВАХ ПТУП. Для этих транзисторов представляет интерес два вида ВАХ: **стоковые (выходные)** и **сток -затворная (переходная)**.

Стоковые ВАХ ПТУП с каналом п-типа показаны на рис.5.3а. Они отражают зависимость тока стока от напряжения сток-исток при фиксированном напряжении затвор-исток, т.е. $I_c = f(U_{си})$ при $U_{зи} = \text{const}$ представляются в виде семейства кривых. На каждой из этих кривых можно выделить три характерные области: I- сильная зависимость тока I_c от $U_{си}$ (линейная область); II-слабая зависимость тока I_c от $U_{си}$ (область насыщения); III- пробой р-п-перехода.

В области малых напряжений $U_{си}$ (участок 0- влияние напряжения $U_{си}$ на проводимость канала незначительно, в связи с чем здесь имеется практическая линейная зависимость $I_c = f(U_{си})$.

По мере увеличения напряжения $U_{си}$ (участок а-б) сопротивление токопроводящего канала оказывает всё более существенное влияние на его проводимость, что приводит к уменьшению крутизны нарастания тока

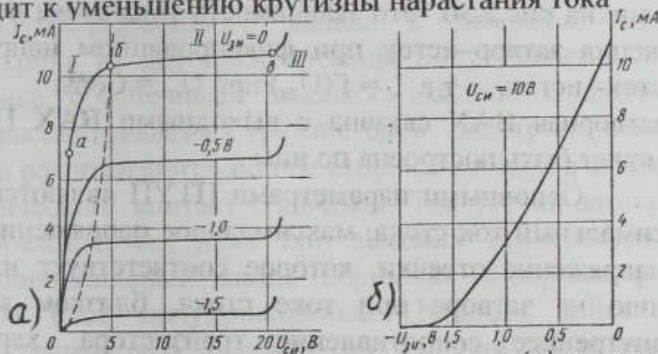


Рисунок 5.3- Семейство стоковых (а) и сток-затворная (б) ВАХ ПТУП с каналом n-типа

При подходе к границе с участком II (точка б) сопротивление токопроводящего канала уменьшается до минимума в результате смыкания p-n-перехода. Дальнейшее повышение напряжения на стоке не должно приводить к увеличению тока через прибор, так как одновременно с ростом напряжения $U_{си}$ будет расти сопротивление канала. Участок III, где резко

увеличивается ток $I_{с}$, характеризуется лавинным пробоем области p-n-перехода вблизи стока по цепи сток-затвор. Напряжение пробоя соответствует точке в.

Особенность этих ВАХ обуславливает применение полевых транзисторов. В линейной области полевого транзистор используется как сопротивление,

управляемое напряжением на затворе, а в области насыщения — как усилительный элемент.

Сток-затворная, или переходная ВАХ ПТУП, показана на рис. 5.36. Это зависимость тока стока от напряжения затвор-исток при фиксированном напряжении сток-исток, т.е. $I_c = f(U_{зи})$ при $U_{си} = \text{Const}$. Сток-затворная ВАХ связана с выходными ВАХ ПТУП и может быть построена по ним.

Основными параметрами ПТУП являются: максимальный ток стока; максимальное напряжение стока; напряжение отсечки, которое соответствует напряжению на затворе при токе стока, близком к нулю; внутреннее сопротивление транзистора, характеризующее наклон выходной ВАХ на участке II (рис. 5.3а); крутизна сток-затворной ВАХ, отражающая влияние напряжения затвора на выходной ток транзистора; входное сопротивление транзистора, определяемое сопротивлением р-п-перехода, смещённого в обратном направлении. Входное сопротивление ПТУП велико, что выгодно отличает их от БТ. Приведём типичные значения параметров ПТУП: напряжение отсечки $U_{зи0} = 0,8 - 10\text{В}$; внутреннее сопротивление $r_i = 0,02 - 0,5\text{ МОм}$; крутизна характеристики $S = 0,3 - 7\text{ ма/В}$; входное сопротивление $r_{вх} = 10^8 - 10^9\text{ ом}$.

В отличие от ПТУП, в которых затвор имеет непосредственный электрический контакт с близлежащей областью токопроводящего канала, в МОП-транзисторах затвор изолирован от указанной области слоем диэлектрика. По этой причине МОП-тран

исторы относятся к классу полевых транзисторов с изолированным затвором (рис.5.26).

Электрод затвора МОП-транзистора изолирован от полупроводникового канала с помощью слоя диэлектрика из двуокиси кремния SiO_2 . Наличие диэлектрика обеспечивает высокое входное сопротивление рассматриваемых транзисторов. Электроды стока истока располагаются по обе стороны затвора и имеют электрический контакт с каналом. Ток утечки затвора пренебрежимо мал даже при высоких температурах. Полупроводниковый канал образован в приповерхностном слое полупроводника. Принцип действия МОП-транзистора основан на явлении изменения проводимости приповерхностного слоя полупроводника на границе с диэлектриком под воздействием поперечного электрического поля. Приповерхностный слой полупроводника является токопроводящим каналом этих транзисторов.

МОП-транзисторы представляют собой в общем случае четырёхэлектродный прибор. Четвёртый электрод называется подложкой и выполняет вспомогательную функцию. МОП-транзисторы выполняются двух типов: со встроенным и с индуцированным n - или p -каналом. Условные схематические обозначения МОП-транзисторов приведены на рис.5.4.

Графическое обозначение МОП-транзисторов содержит максимальную информацию о его устройстве. Канал транзистора изображается вертикальной штриховой или сплошной линией. Штриховая линия

обозначает индуцированный канал, а сплошная-встроенный. Исток и сток действуют как невыпрямляющие контакты, поэтому изображаются под прямым углом к каналу. Подложка изображается как электрод со стрелкой, направление которой указывает тип проводимости канала. Затвор изображается вертикальной линией, параллельной каналу. Вывод затвора обращён к электроду истока.



Рисунок 5.4- Схематическое изображение полупроводниковых транзисторов с изолированным затвором

В конструкции МОП-транзистора со встроенным каналом, который создаётся технологически (рис.5.5а) с помощью диффузионной технологии образуются области истока, стока и канала n-типа. Слой окисла SiO_2 выполняет функции защиты поверхности близлежащей к истоку и стоку, а также изоляции затвора от канала. Вывод подложки, если он имеется, иногда присоединяют к истоку.

Стоковые (выходные) ВАХ МОП-транзистора со встроенным каналом n-типа для случая соединения подложки с истоком показаны на рис.5.5б. По виду э

ВАХ близки к характеристикам ПТУП. Покажем влияние напряжения $U_{зи}$ на вид стоковых характеристик.

В случае приложения к затвору напряжения ($U_{зи} < 0$) поле затвора оказывает отталкивающее действие на электроны-носители заряда в канале, что приводит к уменьшению их концентрации в канале и проводимости канала. Вследствие этого стоковые ВАХ в этом случае располагаются ниже кривой, соответствующей $U_{зи} = 0$. Режим работы транзистора, при котором происходит уменьшение концентрации заряда в канале, называют **режимом обеднения**.



Рисунок 5.5- Конструкция МОП-транзистора со встроенным каналом n-типа (а), семейство его стоковых ВАХ (б), сток-затворная характеристика (в)

При подаче на затвор напряжения $U_{зи} > 0$ поле затвора притягивает электроны в канал из p-слоя полупроводниковой пластины. Концентрация носителей заряда в канале увеличивается, что соответствует режиму **обогащения** канала носителями. Проводимость канала возрастает, ток I_c увеличивается. Стоковые ВАХ при $U_{зи} > 0$ располагаются выше соответствующей кривой ($U_{зи} = 0$).

Сток-затворная ВАХ МОП-транзистора со встроенным каналом (рис.5.5в) отличается от аналогичной ВАХ ПГУП (рис.5.3) возможностью работы транзистора, как при $U_{зи} < 0$ (режим обеднения), так и при $U_{зи} > 0$ (режим обогащения).

Конструкция МОП-транзистора с индуцированным n-каналом показана на рис.5.6а. Канал проводимости тока здесь специально не создается, а образуется (индуцируется) благодаря притоку электронов из полупроводниковой пластины в случае приложения к затвору напряжения положительной полярности относительно истока.

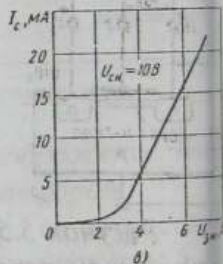
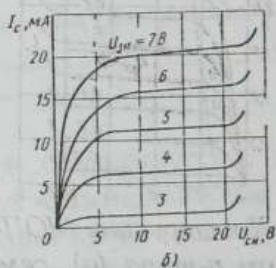
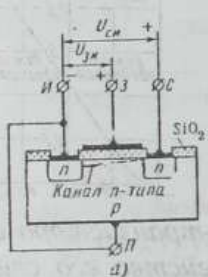


Рисунок 5.6-Конструкция МОП-транзистора с индуцированным каналом n-типа (а), семейство его стоковых ВАХ (б), сток-затворная ВАХ (в)

За счёт притока электронов в приповерхностном слое происходит изменение электропроводности полупроводника, т. е. индуцируется токопроводящий канал n-типа, соединяющий области стока и истока. Проводимость канала возрастает с повышением приложен-

ого к затвору напряжения положительной полярности. Таким образом, МОП-транзистор с индуцированным каналом работает только в режиме обогащения.

Стоковые (выходные) ВАХ данного транзистора (рис. 5.6б) близки по виду аналогичным ВАХ транзистора со встроенным каналом и имеют тот же характер зависимости $I_c = f(U_{си})$. Вид сток-затворной характеристики МОП-транзистора с индуцированным каналом показан на рис. 5.6в.

Проведём краткий анализ ВАХ полевых транзисторов. Стоковые (выходные) характеристики всех типов полевых транзисторов имеют аналогичный вид, но различаются напряжением на затворе и полярностью приложенных напряжений.

Сток-затворные (передаточные) ВАХ систематизированы на рис. 5.7. Пользуясь этими ВАХ, можно установить полярность управляющего напряжения, направление тока в канале, диапазон изменения управляющего напряжения.

Рассмотрим ряд особенностей этих ВАХ.

Все ВАХ полевых транзисторов с каналом n-типа расположены в верхней половине графика и, следовательно, имеют положительный ток, что соответствует положительному напряжению на стоке.

Все характеристики приборов с каналом p-типа расположены в нижней части графика и, следовательно, имеют отрицательное значение тока и отрицательное напряжение на стоке.

3 ВАХ ПТУП при нулевом напряжении на затворе имеют максимальное значение тока, которое называется начальным $I_{c \text{ нач}}$. При увеличении запирающего напряжения ток стока уменьшается и при напряжении отсечки $U_{отс}$ становится близким к нулю.

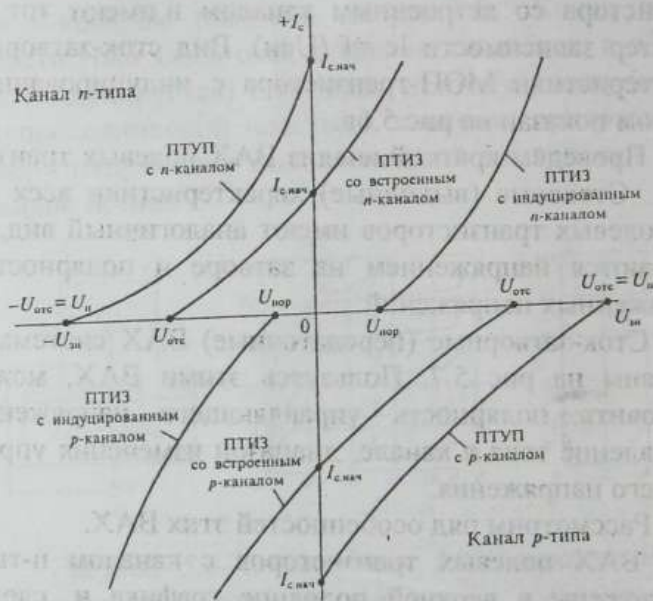


Рисунок 5.7-Типовые передаточные характеристики полевых транзисторов

4 Характеристики МОП-транзисторов с индуцированным каналом при нулевом напряжении на затворе имеют нулевой ток. Появление тока стока в таких транзисторах происходит при напряжении на затворе

больше порогового значения $U_{пор}$. Увеличение напряжения на затворе приводит к увеличению тока стока.

5. Характеристики МОП-транзистора со встроенным каналом при нулевом напряжении на затворе имеют начальное значение тока $I_{с,нач}$. Такие транзисторы могут работать как в режиме обогащения, так и в режиме обеднения. При увеличении напряжения на затворе канал обогащается, и ток стока растет, а при уменьшении напряжения на затворе канал обедняется, и ток стока снижается.

МОП-транзисторы обоих типов выпускаются на тот же диапазон токов и напряжений, что и транзисторы ПТУП. Примерно такой же порядок величин по крутизне характеристики и по внутреннему сопротивлению. По входному сопротивлению МОП-транзисторы имеют лучшие показатели, чем ПТУП.

МОП-транзисторы в усилительных каналах могут быть включены тремя способами: по схеме с общим истоком (ОИ), с общим затвором (ОЗ) и с общим стоком (ОС). Чаще всего используются схемы с общим истоком (рис.5.8), т.к.позволяют получить наибольшее усиление по мощности.

Питание полевых транзисторов осуществляется подачей напряжения между стоком и истоком, а также напряжения смещения на затвор относительно истока. Полярность этих напряжений зависит от типа канала. В качестве напряжения смещения может быть использовано падение напряжения на резисторе R_z (рис.5.8а) или напряжение, полученное с помощью делителя

напряжения $R1$ и $R2$ (рис.5.8в). МОП-транзисторы изолированным и со встроенным каналами могут работать без смещения (рис.5.8б). Для транзисторов p -каналом полярность источника питания должна быть противоположной.

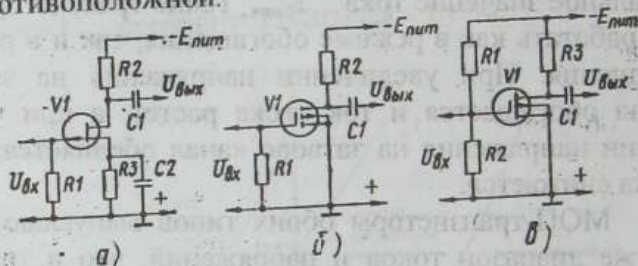


Рисунок 5.8-Схемы усилительных каскадов на полевых транзисторах: ПТУП p -каналом (а), МОП-транзисторы с индуцированным каналом p -типа (б), МОП-транзисторы со встроенным каналом p -типа (в). МОП-транзисторы широко применяются в интегральном исполнении. Микросхемы на МОП-транзисторах обладают хорошей технологичностью, низкой стоимостью, способностью работать при более высоких напряжениях питания, чем микросхемы на БТ.

ЗАДАНИЯ ДЛЯ САМОСТОЯТЕЛЬНОЙ РАБОТЫ

- 1 Дайте определение униполярного транзистора.
- 2 Поясните, как взаимодействуют продольное и поперечное поля ПП.
- 3 Поясните сущность физических процессов, происходящих в ПП.

- 4 Проведите сравнительную оценку БТ и ПТ.
- 5 Покажите условное обозначение ПТ, дайте назначение электродов.
- 6 Изобразите модель ПТ, поясните её принцип действия.
- 7 Приведите классификацию полевых транзисторов.
- 8 Напишите ВАХ ПТУП в аналитической форме.
- 9 Нарисуйте стоковую характеристику ПТ. Определите на ней характерные области.
- 10 Поясните по сток-затворной ВАХ сущность процессов, происходящих в ПТ.
- 11 Приведите основные параметры ПТ.
- 12 В чём состоит конструктивное отличие ПТУП от МОП-транзисторов?
- 13 Приведите графическое обозначение МОП-транзисторов со встроенным и индуцированным каналами.
- 14 Изобразите сток-затворную ВАХ МОП-транзистора со встроенным каналом.
- 15 Изобразите сток-затворную ВАХ МОП-транзистора с индуцированным каналом.
- 16 Какие способы включения МОП-транзисторов используются в электронных схемах?
- 17 Приведите основные достоинства МОП-транзисторов.

Задачи

Полевой транзистор с управляющим р-п-переходом, имеющий $I_{c \max} = 2 \text{ мА}$ и $S_{\max} = 2 \text{ мА/В}$, включён в усилительный каскад по схеме с общим истоком. Сопротивление нагрузки $R_n = 10 \text{ кОм}$. Определить ко-

эфициент усиления по напряжению, если: а) $U_{зи} = -1В$; б) $U_{зи} = -0,5В$; в) $U_{зи} = 0В$.

2 У некоторого полевого транзистора с управляющим р-п-переходом $I_{с\ max}$ и $U_{отс} = 4В$. Определить: а) какой ток будет протекать при обратном напряжении смещения затвор - исток, равном $2В$; б) чему равна крутизна и максимальная крутизна в этом случае.

3 В усилительном каскаде с общим истоком сопротивление нагрузки $R_n = 20\ кОм$ (рис.5.9). Эффективное входное сопротивление полевого транзистора $20\ кОм$, рабочая крутизна $S = 2\ mA / V$. Определить коэффициент усиления каскада.

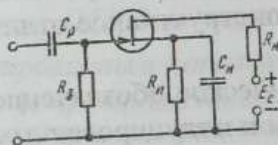


Рисунок 5.9- Усилительный каскад с общим истоком

4 В усилителе, схема которого показана на рис.5.9, при $|U_{зи}| = 2В$ ток стока $I_c = 1\ mA$. Определить: а) сопротивление резистора R_k , если падением напряжения $I_c R_k$ можно пренебречь; б) напряжение E_c , если $R_n = 10\ кОм$ и $U_{си} = 4В$.

ЛЕКЦИЯ 6 Силовые полупроводниковые приборы

Вопросы лекции

- 1 Силовые полупроводниковые приборы. Динисторы.
- 2 Тиристоры, симисторы, фототиристоры и фотосисторы.
- 3 Биполярные транзисторы с изолированным затвором, статический индукционный транзистор.

К силовым полупроводниковым приборам относятся управляемые приборы, используемые в различных силовых устройствах: электроприводе, источниках питания, мощных преобразовательных установках и др. Для снижения потерь эти приборы в основном работают в **ключевом режиме**. Основные требования, предъявляемые к силовым приборам: малые потери при коммутации; большая скорость переключения из одного состояния в другое; малое потребление энергии по цепи управления; большой коммутирующий ток и высокое рабочее напряжение.

Силовая электроника непрерывно развивается, и силовые приборы постоянно совершенствуются. Разработаны и выпускаются приборы на токи до 1000 А и рабочие напряжения свыше 6 кВ. Быстродействие силовых приборов таково, что они могут работать на частотах до 1 МГц. Значительно снижена мощность управления силовыми ключами.

Разработаны и выпускаются мощные биполярные и униполярные транзисторы. Специально для целей силовой электроники разработаны и выпускаются мощные четырехслойные приборы — тиристоры и

симисторы. К последним достижениям силовой электроники относятся разработки новых типов транзисторов: со статической индукцией (СИТ и БСИТ) и биполярных транзисторов с изолированным затвором (БИТЗ). Новые типы транзисторов могут коммутировать токи свыше 500 А при напряжении до 2000 В. В отличие от тиристоров эти приборы имеют полное управление, высокое быстродействие и малое потребление энергии по цепи управления.

Тиристоры делятся на две группы: диодные тиристоры (динисторы) и триодные (триаки). Для коммутации цепей переменного тока разработаны специальные симметричные тиристоры – симисторы.

Динистором называется двухэлектродный прибор диодного типа, имеющий три p-n-перехода. Крайняя область P называется анодом, а другая крайняя область N- катодом. Структура динистора приведена на рис.6.1а. Три p-n-перехода динистора обозначены J_1, J_2, J_3 . Схематическое изображение динистора показано на рис.6.1б.

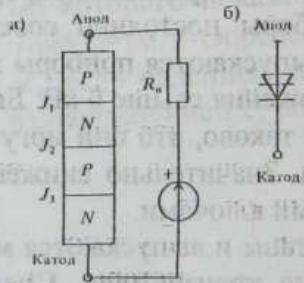


Рисунок 6.1- Структура динистора (а) и его схематическое изображение (б)

Этому замещению динистора можно представить в виде двух триодных структур, соединённых между собой. Замещение динистора на составляющие транзисторы и схема замещения приведены на рис. 6.2. При таком соединении коллекторный ток первого транзистора является током базы второго, а коллекторный ток второго транзистора является током базы первого (рис. 6.2а). Благодаря такому соединению внутри прибора имеется положительная обратная связь (ПОС).

Если на анод подано положительное напряжение относительно к катоду, то переходы J_1 и J_3 будут смещены в прямом направлении, а переход J_2 — в обратном, поэтому всё напряжение источника E будет приложено к переходу J_2 .

Примем, что коэффициенты передачи по току эмиттера транзисторов T_1 и T_2 имеют значения α_1 и α_2 соответственно. Пользуясь схемой замещения, приведенной на рис. 6.2б, найдём ток через переход J_2 , равный сумме токов коллекторов обоих транзисторов и току утечки $I_{к0}$ этого перехода:

$$I_{J_2} = \alpha_1 I_{c1} + \alpha_2 I_{c2} + I_{к0}. \quad (6.1)$$

Ток во внешней цепи равен $I_{c1} = I_{c2} = I_{J_2} = I$, поэтому при подстановке тока I в выражение (6.1) получим

$$I(1 - \alpha_1 - \alpha_2) = I_{к0},$$

откуда получим значение внешнего тока

$$I = I_{к0} / 1 - (\alpha_1 + \alpha_2).$$

Пока выполняется условие $(\alpha_1 + \alpha_2) < 1$, ток в динисторе равен $I_{к0}$. Если $(\alpha_1 + \alpha_2) > 1$, то динистор

включается и начинает проводить ток. Таким образом, получено условие включения динистора.

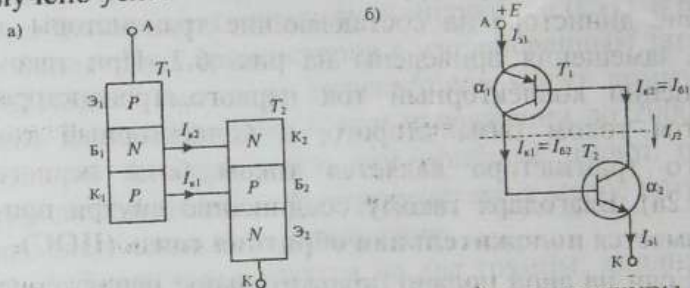


Рисунок 6.2- Деление динистора на две структуры (а) и схема замещения (б)

Для увеличения коэффициентов α_1 и α_2 имеется два способа. По первому способу можно увеличить напряжение на динисторе. С ростом напряжения $U = U_{\text{в}}$ один из транзисторов будет переходить в режим насыщения.

Коллекторный ток этого транзистора, протекая в цепи базы второго транзистора, откроет его, а последний, в свою очередь, увеличит ток базы первого. В результате коллекторные токи транзисторов будут лавинообразно нарастать, пока оба транзистора не перейдут в режим насыщения.

ВАХ динистора приведена на рис.6.3а, а схема импульсного включения — на рис.6.3б. После включения транзисторов динистор замкнется, и ток будет ограничиваться только сопротивлением внешней цепи. Падение напряжения на открытом динисторе

меньше 2В, что примерно равно падению напряжения на обычном диоде.

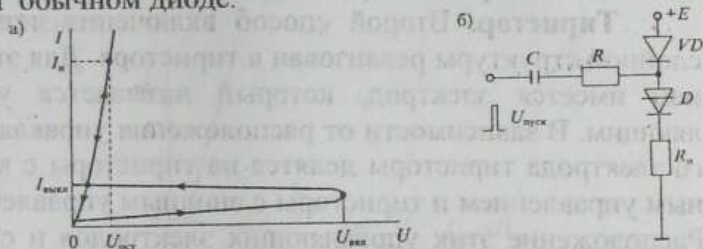


Рисунок 6.3—ВАХ динистора (а), схема его включения (б)

Выключить динистор можно, понизив ток в нём до значения $I_{\text{выкл}}$ или поменяв полярность на аноде. Различные способы выключения динистора приведены на рис. 6.4.

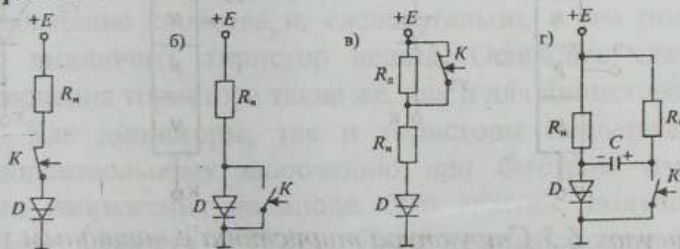


Рисунок 6.4—Схемы выключения динистора: размыканием цепи (а), шунтированием динистора (б), снижением тока анода (в), подачей обратного напряжения (г)

В первой схеме прерывается ток в цепи динистора. Во второй схеме напряжение на динисторе становится равным нулю. В третьей схеме ток динистора понижается до $I_{\text{выкл}}$ включением добавочного ре-

зистора R_d . В четвёртой схеме при замыкании ключа на анод динистора подаётся напряжение противоположной полярности при помощи конденсатора C .

Тиристор. Вторым способом включения четырёхслойной структуры реализован в тиристоре. Для этого у него имеется электрод, который называется управляющим. В зависимости от расположения управляющего электрода тиристоры делятся на тиристоры с катодным управлением и тиристоры с анодным управлением. Расположение этих управляющих электродов и схематические обозначения тиристоров приведены на рис. 6.5.

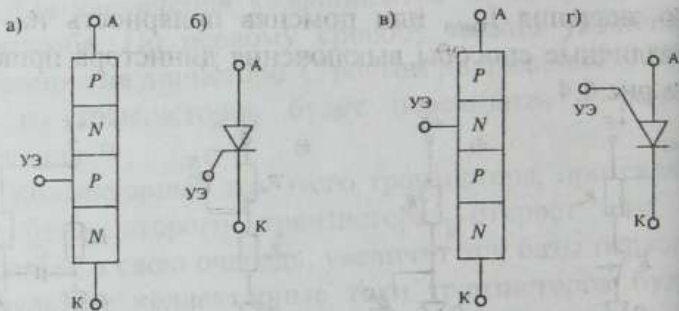


Рисунок 6.5-Структура тиристора с катодным управлением (а) и его схематическое обозначение (б); структура тиристора с анодным управлением (в) и его условное схематическое обозначение (г)

Вольт-амперная характеристика тиристора приведена на рис. 6.6. Она отличается от характеристики динистора тем, что напряжение включения регулируется изменением тока в цепи управляющего электрода.

электрода. При увеличении тока управления снижается напряжение включения. Таким образом, тиристор эквивалентен динистору с управляемым напряжением включения.

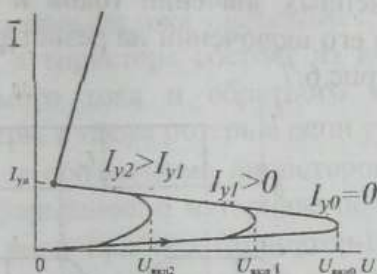


Рисунок 6.6 – Вольт-амперная характеристика тиристора

После включения управляющий электрод теряет управляющие свойства, и, следовательно, с его помощью выключить тиристор нельзя. Основные схемы включения тиристора такие же, как и для динистора.

Как динисторы, так и тиристоры подвержены самопроизвольному включению при быстром изменении напряжения на аноде. Это явление получило название эффекта « dU/dt ». Даже при небольшом напряжении на аноде тиристор может включиться при большой скорости его изменения.

К основным параметрам динисторов и тиристоров относятся: допустимое обратное напряжение $U_{обр}$; напряжение в открытом состоянии $U_{пр}$ при заданном прямом токе; допустимый прямой ток $I_{пр}$; время включения $t_{вкл}$ и выключения $t_{выкл}$.

При включении тиристора током управления после подачи импульса тока I_y на управляющий электрод, проходит некоторое время для включения тиристора. Кривые мгновенных значений токов и напряжений в тиристоре при его включении на резистивную нагрузку приведены на рис. 6.7.

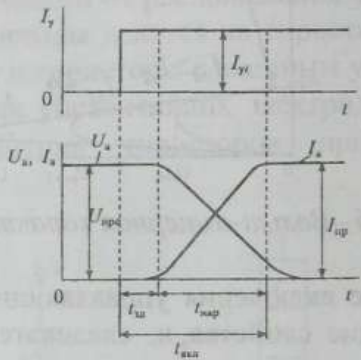


Рисунок 6.7- Переходные процессы при включении тиристора

Процесс нарастания тока в тиристоре начинается спустя некоторое время задержки $t_{зд}$, которое зависит от амплитуды импульса тока управления I_y . При достаточно большом токе управления время задержки достигает долей микросекунды. Затем происходит нарастание тока через тиристор, которое обычно называют **временем лавинного нарастания** $t_{нар}$. Включение тиристора обычно осуществляется импульсом тока управления. Для надежного включения тиристора необходимо, чтобы параметры импульса тока управления его амплитуда, длительность, скорость нарастания

вечали определенным требованиям, которые обеспечивают включение тиристора в заданных условиях.

Длительность импульса тока управления должна быть такой, что к моменту его окончания анодный ток тиристора был больше тока удержания $I_{уд}$.

Потери в тиристоре состоят из потерь при протекании прямого тока и обратного тока, коммутационных потерь, а также потерь в цепи управления.

Условное обозначение динисторов и тиристорov содержит информацию: о материале полупроводка (К), обозначении типа прибора (динистор-Н, тиристор-У), классе по мощности (1-ток анода меньше 0,3А, 2-ток анода больше 0,3 А) и порядковом номере разработки. Например, динистор КН102-кремниевый, малой мощности; тиристор КУ202-кремниевый, большой мощности.

Симистор — это симметричный тиристор, который предназначен для коммутации в цепях переменного тока. Он может использоваться для создания реверсивных выпрямителей или регуляторов переменного тока. Структура симистора приведена на рис. 6.8 а, а его схематическое обозначение — на рис. 6.8б.

Структура симистора содержит пять слоев полупроводников с различным типом проводимостей и имеет более сложную конфигурацию по сравнению с тиристором. ВАХ симистора приведена на рис. 6.8в.

Как следует из ВАХ симистора, прибор включается в любом направлении при подаче на управляющий электрод УЭ положительного импульса

управления. Требования к импульсу управления такие же, как и для тиристора. Основные характеристики симистора и система его обозначений такие же, как и для тиристора. Симистор можно заменить двумя встречно-параллельно включенными тиристорами с общим электродом управления. Так, например, симистор КУ208Г может коммутировать переменный ток до 10 А при напряжении до 400 В. Отпирающий ток цепи управления не превышает 0,2 А, а время включения - не более 10 мкс.

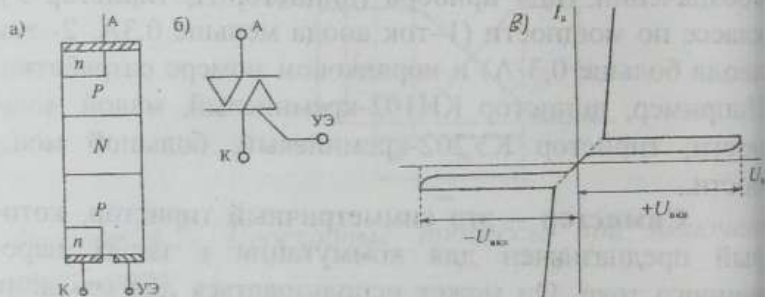


Рисунок 6.8 Симметричный тиристор: структура (а), схематическое изображение (б), ВАХ (в)

Фототиристоры и фотосимисторы — это тиристоры и симисторы с фотоэлектронным управлением, в которых управляющий электрод заменен инфракрасным светодиодом и фотоприемником со схемой управления.

Основным достоинством таких приборов является гальваническая развязка цепи управления от силовой цепи. В качестве примера рассмотрим устрой-

во фотосимистора, выпускаемого фирмой «Сименс» под названием СИТАК. Структурная схема прибора СИТАК приведена на рис.6.9а, а его условное схематическое изображение – на рис.6.9б.

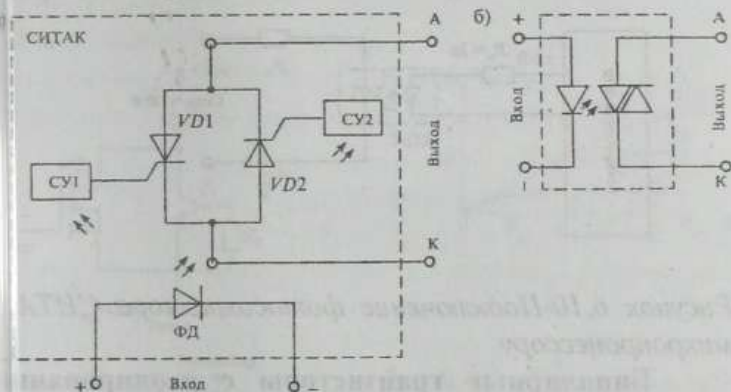


Рисунок 6.9- Структура фотосимистора СИТАК (а), его схематическое изображение (б)

Такой прибор потребляет по входу управления светодиодами ток около 1,5 мА и коммутирует в выходной цепи переменный ток 0,3 А при напряжении до 600В. Эти приборы находят широкое применение в качестве ключей переменного тока с изолированным управлением. Они также могут использоваться при управлении более мощными тиристорами или симисторами, обеспечивая при этом гальваническую развязку цепей управления.

Малое потребление цепи управления позволяет включать СИТАК к выходу микропроцессоров и микро-ЭВМ. В качестве примера на рис.6.10 приведена

схема подключения прибора СИТАК к микропроцессору для регулирования тока в нагрузке, подключенной к сети переменного напряжения 220 В при максимальной мощности до 66 Вт.

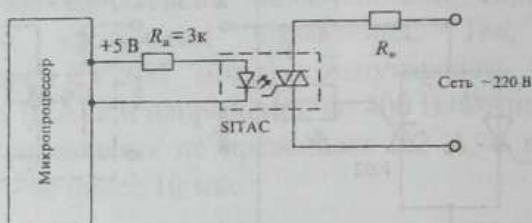


Рисунок 6.10-Подключение фотосимистора СИТАК к микропроцессору

Биполярные транзисторы с изолированным затвором (БИТЗ) являются сочетанием входного униполярного (полевого) транзистора с изолированным затвором (ПТИЗ) и выходного биполярного п-р-п-транзистора (БТ). Имеется много способов создания таких приборов, однако наибольшее распространение получили приборы IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor), в которых удачно сочетаются особенности ПТИЗ и дополнительного (паразитного) БТ.

При изготовлении ПТИЗ, имеющих вертикальный канал, образуется паразитный БТ, который не находит практического применения. Схематическое изображение такого транзистора приведено на рис. 6.11а. На этой схеме VT- ПТИЗ, T1- паразитный БТ, R1 последовательное сопротивление канала ПТИЗ, R2-

сопротивление, шунтирующее переход база-эмиттер БТ VT1. Благодаря сопротивлению R2 VT1 закрыт и не оказывает существенного влияния на работу ПТИЗ. Входные ВАХ ПТИЗ, приведённые на рис.6.11б, характеризуются крутизной S и сопротивлением канала

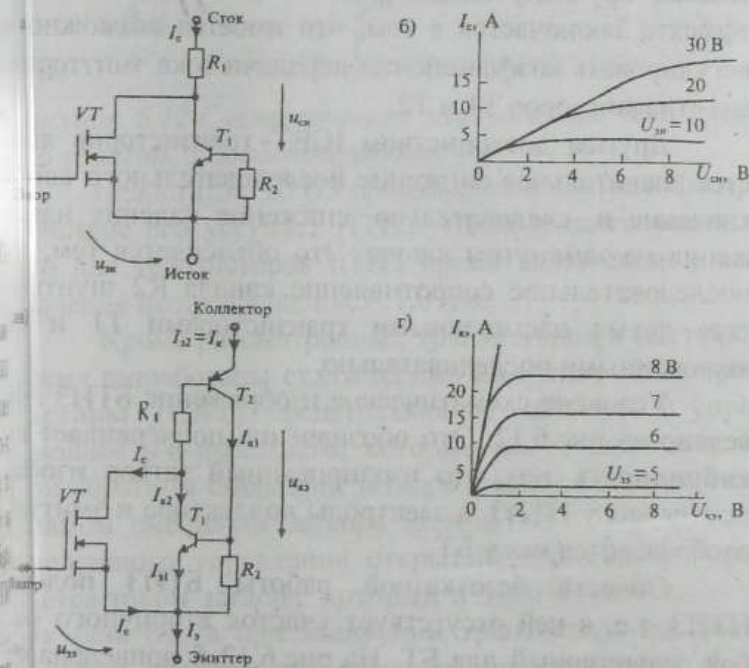


Рисунок 6.1- Схема замещения ПТИЗ с вертикальным каналом (а) и его ВАХ (б); схема замещения транзистора типа IGBT(в) и его ВАХ (г)

Структура транзистора IGBT аналогична структуре ПТИЗ, но дополнена ещё одним р-п-переходом, благодаря которому в схеме замещения (рис.6.11в) появляется ещё один р-п-р-транзистор Т2. В этом случае эквивалентная крутизна IGBT значительно превышает крутизну ПТИЗ (рис.6.11г). Сущность такого эффекта заключается в том, что имеется возможность регулировать коэффициенты передачи тока эмиттера α_1 и α_2 транзисторов Т1 и Т2.

Другим достоинством IGBT-транзисторов является значительное снижение последовательного сопротивления и, следовательно, снижение падения напряжения на замкнутом ключе. Это объясняется тем, что последовательное сопротивление канала R2 шунтируется двумя насыщенными транзисторами Т1 и Т2, включёнными последовательно.

Условное схематическое изображение БТИЗ приведено на рис.6.12. Это обозначение подчёркивает его гибридность тем, что изолированный затвор изображается, как у ПТИЗ, а электроды коллектора и эмиттера изображаются, как у БТ.

Область безотказной работы БТИЗ подобна ПТИЗ, т.е. в ней отсутствует участок вторичного пробоа, характерный для БТ. На рис.6.12 б приведена область безотказной работы транзистора IGBT с максимальным рабочим напряжением 1200В при длительности импульса 10мкс. Поскольку в основу построения транзисторов IGBT положены ПТИЗ с индуцированным каналом, то напряжение, подаваемое

на затвор, должно быть больше порогового напряжения, которое имеет значение 5-6В.

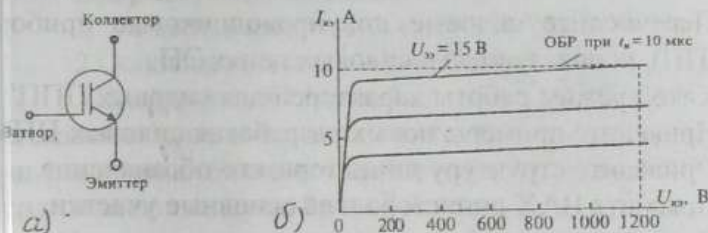


Рисунок 6.12-Схематическое изображение БТИЗ (а) и его область безопасной работы (б)

Недостаток БТИЗ проявляется в том, что быстродействие его уступает ПТИЗ. Исследования показали, что для транзисторов БТИЗ время включения и выключения не превышает 0,5- 1,0 мкс.

Кроме рассмотренных транзисторов, в настоящее время разработаны статические индукционные транзисторы (СИТ), представляющие собой ПТ с управляющим р-п-переходом, которые могут работать, как при обратном смещении затвора (режим ПТ), так и при прямом смещении затвора (режим БТ). В результате мешанного управления открытый транзистор управляется током затвора, который в этом случае работает, как база БТ, а при запирании транзистора на затвор подаётся обратное запирающее напряжение (до 30В), что ускоряет процесс рассасывания неосновных носителей. Достоинством СИТ по сравнению с БТ является повышенное быстродействие (20-25 нс), а также малое сопротивление канала в открытом состоянии.

ЗАДАНИЯ ДЛЯ САМОСТОЯТЕЛЬНОЙ РАБОТЫ

- 1 Перечислите силовые полупроводниковые приборы (ППП), используемые в силовых цепях ЭП.
- 2 Какой режим работы характерен для силовых ППП?
- 3 Приведите примеры новых разработок силовых ППП.
- 4 Приведите структуру динистора, его обозначение.
- 5 Поясните ВАХ динистора и её основные участки.
- 6 Приведите схемы включения и выключения динистора.
- 7 Приведите структуру тиристора и виды управления.
- 8 Изобразите ВАХ тиристора, поясните режимы работы.
- 9 Поясните переходные процессы при включении тиристора.
- 10 Дайте расшифровку условных обозначений тиристорov и динисторов.
- 11 Приведите структуру симистора, поясните особенности его включения.
- 12 Приведите ВАХ симистора, поясните её вид, приведите основные параметры симистора.
- 13 Поясните, как формируются фототиристоры и фотосимисторы.
- 14 Приведите новые технологические разработки фотосимисторов.
- 15 Перечислите транзисторы новейших разработок, которые являются гибридами БТ и ПТ.
- 16 Поясните сущность разработки БТИЗ и СИТ.
- 17 Приведите основные достоинства БТИЗ и СИТ.
- 18 Приведите область безопасной работы транзистора.

ЛЕКЦИЯ 7 Электронные усилители

Вопросы лекции

1 Элементы теории усилительных устройств.

2 Основные усилительные каскады на БТ и ПТ.

Электронный усилитель - это устройство для усиления входного сигнала по мощности за счёт энергии источника питания. Обобщённая схема включения усилителя приведена на рис. 7.1.

Источниками сигналов могут быть различные преобразователи неэлектрических величин в электрические: микрофоны, пьезоэлементы, считывающие магнитные головки, термоэлектрические датчики и др. Частота и форма напряжения (тока) этих источников может быть любой, например, гармонической, импульсной.



Рис. 7.1-Обобщённая схема включения усилителя

Нагрузкой усилителей могут быть различные устройства, преобразующие электрическую энергию в механическую, например, громкоговорители, индивидуальные устройства, осветительные и нагревательные приборы и др. Характер нагрузки может существенно влиять на работы усилителя.

Усилительный эффект возможен за счет того, что имеется усилительный элемент (БТ, ПТ), внутреннее сопротивление которого изменяется благодаря входному сигналу. Посредством этого регулируется поступление энергии источника питания на выходе схемы усилителя.

Изменение энергии на выходе усилителя соответствуют закону изменения входного сигнала. Происходит перераспределение напряжения между усилительным элементом и нагрузкой. Принцип построения и работа усилителя показаны на рис.7.2.

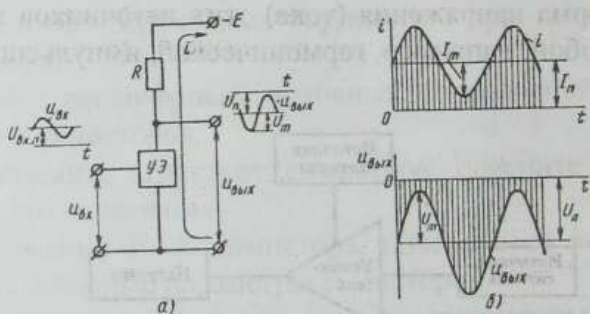


Рисунок 7.2 – Принцип построения (а) и временные диаграммы усилительного каскада (б)

Все усилители можно классифицировать: по назначению - усилители напряжения, тока, мощности; по характеру входного сигнала - аналоговые или импульсные усилители; по полосе усиливаемых частот - усилители постоянного тока (УПТ), усилители переменного тока низкой частоты (УНЧ), избирательные

резонансные) усилители, широкополосные (видеоусилители); по роду применяемых усилительных элементов - ламповые, транзисторные, диодные.

Многие усилители состоят из нескольких ступеней, осуществляющих последовательное усиление сигнала и обычно называемых **каскадами**. Обобщенная схема усилительного каскада представлена на рис.7.3а. Она содержит **входную цепь**, которая обеспечивает режим работы усилительного элемента и ввод входного сигнала; **управляемый источник** напряжения или тока (в одном из видов усилительных элементов); **выходную цепь**, которая обеспечивает передачу сигнала к нагрузке; **цепь обратной связи**, которая определяет усилительные свойства усилителя. В реальных схемах некоторые из этих узлов могут отсутствовать. В качестве примера на рис.7.3б приведен усилитель на биполярном транзисторе.

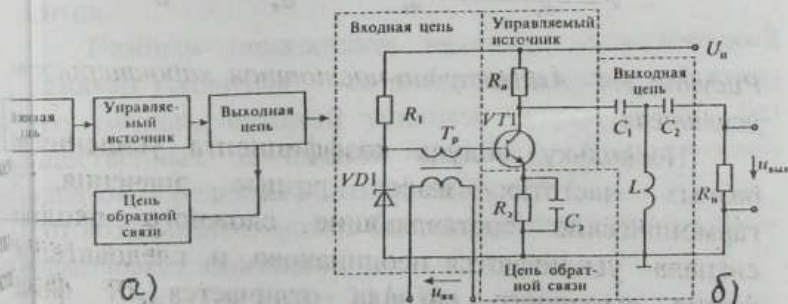


Рисунок 7.3 – Обобщённая структурная схема усилителя (а) и пример деления усилителя на функциональные узлы (б)

Основными техническими показателями усилителя являются: коэффициент усиления (по напряжению, току, мощности), входное и выходное сопротивление, выходная мощность, коэффициент полезного действия, номинальное входное напряжение; амплитудно-частотная, фазовая, переходная характеристики; нелинейные, частотные и фазовые искажения усиляемого сигнала.

Зависимость модуля коэффициента усиления от частоты представляет собой АЧХ усилителя (рис. 7.4)

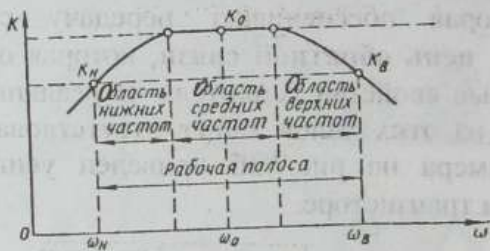


Рисунок 7.4- Амплитудно-частотная характеристика усилителя

Поскольку модуль коэффициента усиления на разных частотах имеет разные значения, гармонические составляющие сложного входного сигнала усиливаются неодинаково, и, следовательно, форма выходного сигнала отличается от формы входного сигнала. Такие искажения усиляемого сигнала называются **частотными искажениями**, причиной которых являются реактивные элемен

силителя (индуктивности и ёмкости), сопротивления которых зависят от частоты. Мерой частотных искажений, вносимых усилителем, является коэффициент частотных искажений M , представляющий собой отношение модуля коэффициента усиления K_0 на частоте ω_0 модулю коэффициента K на данной частоте $M = K_0 / K$.

Искажения формы сигнала, вызванные наличием в схеме усилителя активных элементов, имеющих нелинейные характеристики, называются **нелинейными**. Они особенно проявляются при усилении сигналов большой амплитуды. Величину нелинейных искажений при усилении гармонических сигналов принято оценивать коэффициентом нелинейных искажений или коэффициентом гармоник K_r .

Фазовые искажения возникают в усилителях по тем же причинам, что и частотные, то есть обусловлены наличием в схеме усилителя реактивных элементов.

Важным показателем является **динамический диапазон** усилителя – это диапазон напряжений входного сигнала, который усиливается усилителем без существенных искажений (рис.7.5). Динамический диапазон определяется отношением $D = U_{вх\ max} / U_{вх\ min}$. Этот коэффициент может быть выражен также и в логарифмических единицах:

$$D_{дб} = 20 \lg D = 20 \lg U_{вх\ max} / U_{вх\ min}.$$

Динамический диапазон сигнала не должен превышать динамический диапазон усилителя. Следует обратить внимание на то, что характеристика не про-

ходит через начало координат и связано это с тем, что при $U_{вх}=0$ на выходе усилителя существует так называемое напряжение собственных шумов усилителя U_n .

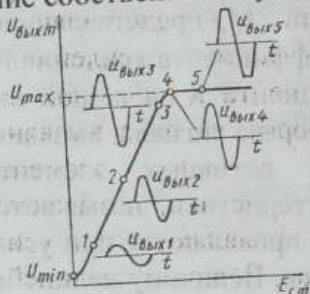


Рисунок 7.5- Характеристика динамического диапазона усилителя

Цепи питания, смещения и стабилизации усилительных каскадов должны обеспечить получение заданного режима работы каскада и, кроме того, не допустить заметного отклонения от заданного режима под воздействием дестабилизирующих факторов.

При выборе той или иной схемы питания необходимо стремиться применять возможно меньшее число схемных элементов и источников питания.

С целью удешевления и упрощения усилительных устройств, а также для уменьшения взаимного влияния отдельных каскадов друг на друга цепи коллекторов усилительных каскадов обычно подключаются параллельно к общему источнику питания E_c (рис.7.6).

Для ослабления паразитной обратной связи между каскадами, которая может возникнуть через

Источники питания, коллекторные цепи многокаскадного усилителя обычно защищаются развязывающими фильтрами $R_{\phi}C_{\phi}$.

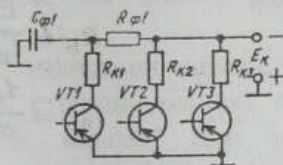


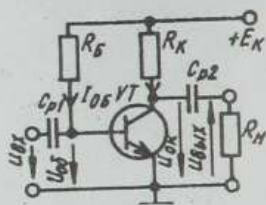
Рис. 7.6- Схема подключения коллекторов транзисторов усилительных каскадов к общему источнику питания

Качественная работа усилителя во многом определяется правильным выбором режима работы усилительного каскада по постоянному току.

Обычно смещение в усилительных каскадах по постоянному току осуществляется от общих источников питания E_K . Используются схемы с фиксированным током базы и фиксированным напряжением база-эмиттер.

Схема смещения с фиксированным током базы, а также формулы для определения сопротивлений приведены на рис. 7.7. Смещение в этой схеме обеспечивается от источника E_K через резистор R_6 , значение сопротивления которого выбирается во много раз большим сопротивления участка база-эмиттер резистора. Величина тока покоя базы I_{06} практически зависит только от R_6 и E_K и не зависит от параметров

транзистора. Отсюда и возникло название схемы подачи смещения с фиксированным током базы.



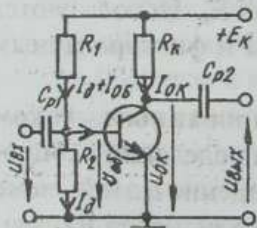
$$R_K = \frac{E_K - U_{0K}}{I_{0K}}$$

$$R_B = \frac{E_K}{I_{0B}}$$

$$I_{0B} = \frac{I_{0K}}{\alpha}$$

Рисунок 7.7 – Схема смещения с фиксированным током базы и формулы для определения сопротивлений каскада

Схема смещения с фиксированным напряжением база-эмиттер и формулы для определения сопротивлений приведены на рис.7.8. В этой схеме напряжение смещения подается от источника питания через делитель напряжения на резисторах R1 и R2.



$$R_1 = \frac{E_K - U_{0Б}}{I_d + I_{0Б}}$$

$$R_2 = \frac{U_{0Б}}{I_d}$$

$$R_K = \frac{E_K - U_{0K}}{I_{0K}}$$

$$I_d = (5 \dots 10) I_{0Б}$$

Рисунок 7.8 – Схема подачи смещения с фиксированным напряжением база-эмиттер и формулы для определения сопротивления

Следует иметь в виду, что ток делителя нельзя выбирать слишком большим, так как в делителе расходуется дополнительная энергия. Схемы смещения, кроме своей основной функции, оказывают существенное влияние на обеспечение стабильности работы усилителя.

Как известно, параметры транзисторов в значительной степени зависят от температуры. Поэтому важнейшей задачей при проектировании транзисторных усилителей является обеспечение температурной стабилизации их режима работы.

Простейшей и наиболее экономичной является коллекторная стабилизация, схема каскада с её использованием представлена на рис. 7. 9.

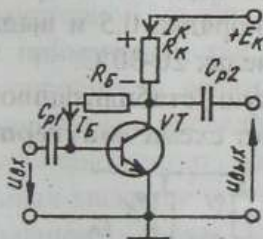


Рисунок 7. 9 – Схема коллекторной стабилизации режима работы усилительного каскада

Положение точки покоя на нагрузочной прямой обеспечивается током $I_{об}$, протекающим через резистор $R_б$, величина которого определяется по формуле

$$R_б = (U_{окэ} - U_{обэ}) / I_{об} \approx U_{окэ} / I_{об}, \text{ т.к. } U_{окэ} \gg U_{обэ}. \quad (7.1)$$

Величина напряжения коллектор-эмиттер покоя $U_{окэ}$ определится по формуле

$$U_{окэ} = E_{к.} - (I_{об} + I_{ок}) R_{к.} \quad (7.2)$$

Принцип действия схемы стабилизации состоит в следующем. С ростом температуры начинает расти ток коллектора $I_{ок}$, что приводит согласно (7.2) к уменьшению $U_{окэ}$. Так как $R_{б}$ постоянно, то согласно (7.1) $I_{об}$ начнёт уменьшаться. Ток коллектора и ток базы транзистора связаны между собой коэффициентом передачи α . Следовательно, уменьшение тока $I_{об}$ не позволит току $I_{ок}$ сильно увеличиться, и режим работы каскада практически не изменится. При уменьшении температуры все процессы обратны вышеизложенному.

Схема коллекторной стабилизации эффективна лишь при большом падении напряжения на коллекторной нагрузке (порядка 0,5 и выше) и колебаниях температуры в пределах 20-30°C.

Более высокую стабилизацию режима работы каскада обеспечивает схема эмиттерной стабилизации (рис 7.10).

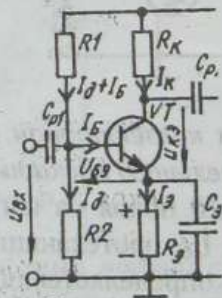


Рисунок 7.11-Схема эмиттерной стабилизации каскада

Принцип действия схемы состоит в следующем. Базовые и эмиттерные резисторы включены так, что можно записать $U_{R2} - U_{обз} - U_{R3} = 0$, отсюда $U_{R2} = U_{обз} + U_{R3}$. Считаем, что ток делителя I_d , значения сопротивлений $R1$ и $R2$ не зависят от температуры, т.е. $U_{R2} = \text{Const}$.

С ростом температуры возрастают токи покоя коллектора $I_{ок}$ и $I_{от}$. Увеличивается падение напряжения U_{R3} на резисторе R_3 , и потенциал базы становится более положительным. Ток базы $I_{об}$ уменьшается, что ограничивает рост тока $I_{ок}$. Для устранения отрицательной обратной связи по току, которая возникает в схеме при подаче входного сигнала переменного тока, резистор R_3 шунтируется ёмкостью достаточно большой величины.

Схема эмиттерной стабилизации находит наиболее широкое применение, так как обеспечивает хорошую работоспособность усилительного каскада при изменении температуры в пределах от 70 до 100°C.

Существует множество вариантов выполнения схем усилительных каскадов на транзисторе с ОЭ. Это обусловлено главным образом особенностями задания режима покоя каскада. Для примера рассмотрим особенности усилительного каскада, получившего наибольшее применение в электронике (рис. 7.11).

Основными элементами схемы являются: источник питания E_k , управляемый элемент — транзистор T и резистор R_n . Эти элементы образуют главную цепь усилительного каскада, в которой за счет протекания управляемого по цепи базы коллекторного тока созда-

ётся усиленное переменное напряжение на выходе схемы. Остальные элементы каскада выполняют вспомогательную роль. Конденсаторы C_{p1} и C_{p2} являются разделительными. Конденсатор C_{p1} препятствует передаче постоянной составляющей напряжения входного сигнала на вход усилителя, которая вызывает нарушение режима работы БТ по постоянному току. Функция конденсатора C_{p2} сводится к пропусканию цепи нагрузки переменной составляющей напряжения (полезной) и задержанию постоянной составляющей (вредной).

Резисторы $R1$ и $R2$ используются для выбора режима работы каскада по постоянному току. Резистор R_3 является элементом отрицательной обратной связи, предназначенным для температурной стабилизации работы БТ. Конденсатор C_3 шунтирует резистор R_3 по переменному току, исключая тем самым проявление отрицательной обратной связи в каскаде по переменной составляющей. Отсутствие конденсатора C_3 привело бы к уменьшению коэффициента усиления каскада.

Принцип действия каскада с ОЭ заключается в следующем. При наличии постоянных составляющих токов и напряжений в схеме подача на вход каскада переменного сигнала приводит к появлению переменной составляющей тока базы БТ, а следовательно, переменной составляющей тока в выходной цепи каскада. За счёт падения напряжения на резисторе R создаётся переменная составляющая напряжения на коллекторе, которая через конденсатор C_{p2} передаётся на выход

цепь нагрузки.

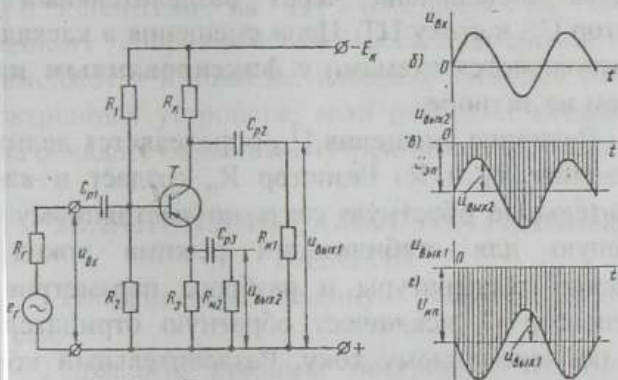


Рисунок 7.11 – Схема усилительного каскада на БТ

Принцип построения усилительных каскадов на ПТ тот же, что и каскадов на БТ. Особенность их заключается в том, что ПТ управляются по входной цепи напряжением, а не током, поэтому задание режима покоя в каскадах на ПТ осуществляется подачей во входную цепь каскада постоянного напряжения соответствующей величины и полярности. ПТ, как и БТ, имеют три схемы включения: с общим эмиттером (ОЭ), общим истоком (ОИ) и общим затвором (ОЗ). Каскад с ОЗ обладает низким входным сопротивлением, поэтому имеет ограниченное практическое применение.

Для примера рассмотрим схему усилительного каскада с ОИ на МОП-транзисторе со встроенным каналом n-типа, работа которого возможна как в режиме обогащения, так и в режиме обеднения (рис. 7.12а). Цепь задания ПТ в каскаде реализуется аналогично БТ.

Нагрузка подключена через разделительный конденсатор C_{p2} к стоку ПТ. Цепи смещения в каскадах ПТ выполняются схемами с **фиксированным напряжением на затворе**.

Величина смещения $U_{оз}$ определяется делителем напряжения R_1 и R_2 . Резистор R_n создаёт в каскаде отрицательную обратную связь по постоянному току, служащую для стабилизации режима покоя при изменении температуры и разбросе параметров ПТ. Конденсатор C_n исключает обратную отрицательную связь по переменному току. Разделительный конденсатор C_{p1} обеспечивает связь каскада с источником входного сигнала.

Принцип выбора режима покоя ПТ тот же, что для схемы на БТ (рис. 7.12б).

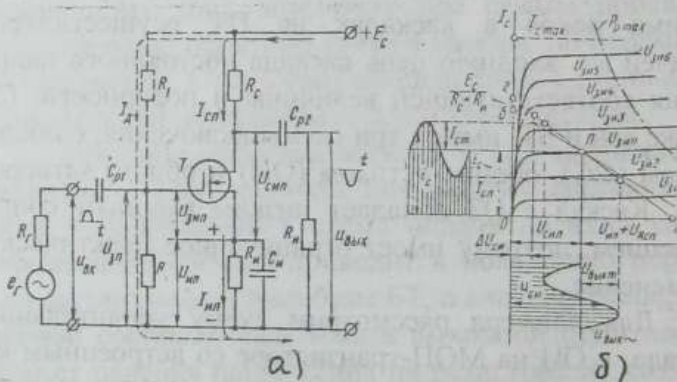


Рисунок 7.12— Схема усилительного каскада ОИ (а) и графическое определение режима покоя каскада ОИ и выходных ВАХ (б)

Усилители на ПТТ благодаря их большому входному сопротивлению (несколько мОм) широко применяются в качестве входных каскадов различных электронных устройств, если источник входного сигнала обладает большим внутренним сопротивлением.

ЗАДАНИЯ ДЛЯ САМОСТОЯТЕЛЬНОЙ РАБОТЫ

- 1 Изобразите обобщенную схему включения усилителя.
- 2 Поясните принцип построения усилительного каскада.
- 3 Приведите классификацию усилительных устройств.
- 4 Дайте определение АЧХ, изобразите АЧХ на графике, поясните сущность процессов.
- 5 Изобразите на графике характеристику динамического диапазона.
- 6 Изобразите схему подключения питания в усилительном каскаде.
- 7 Приведите основные способы фиксирования рабочей точки транзистора в усилительном каскаде.
- 8 Поясните способ смещения фиксированием тока базы.
- 9 Приведите зависимости тока и напряжения при фиксированном напряжении база – эмиттер.
- 10 Поясните физический смысл температурной стабилизации работы транзистора.

11 Коллекторная термостабилизация, приведите электрическую схему, поясните принцип действия,

12 Эмиттерная термостабилизация, поясните принцип действия по электрической схеме.

13 Приведите электрические схемы использования ПТ с общим истоком.

14 Поясните отличительные особенности работы усилительных каскадов на БТ и ПТ.

ЗАДАЧИ

1 Определите сопротивления резисторов R_B и R_E (рис.7.7), если усилитель собран на транзисторе КТ315Б с $\beta = 50$; выбранная рабочая точка имеет координаты $U_{ок} = 5$ В; $I_{ок} = 2$ мА; напряжение источника питания $E_K = 9$ В.

2 Определите сопротивления резисторов R_1 и R_2 усилителя напряжения (рис.7.8), если усилитель собран на транзисторе КТ608А с $\beta = 50$; выбранная рабочая точка имеет координаты $U_{ок} = 10$ В; $I_{ок} = 500$ мА; $E_K = 12$ В; $U_{об} = 1$ В.

3 Определите сопротивления резисторов в усилителе на транзисторе КТ608А с параллельной отрицательной обратной связью по постоянному напряжению (рис.7.10). Координаты рабочей точки: $I_{ок} = 150$ мА; $I_{об} = 3,75$ мА; $U_{ок} = 7$ В; $U_{об} = 0,9$ В; $E_K = 12$ В; $\beta = 40$.

4 Определите сопротивления резисторов в усилителе на транзисторе КТ608А с отрицательной обратной связью по постоянному току (рис.7.10). Координаты те же, что в задаче 3.

ЛЕКЦИЯ 8 Построение усилительных каскадов различных типов

Вопросы лекции

- 1 Усилительные каскады специального назначения.
- 2 Усилители постоянного тока (УПТ).
- 3 Дифференциальные усилители.

В первом вопросе рассматриваются эмиттерный и стоковый повторители, фазоинверсный каскад, каскадные схемы, а также усилители на туннельных диодах.

Эмиттерный повторитель (ЭП) - это усилитель, в котором транзистор включён с общим коллектором (рис.8.1а). Особенности данного каскада: ЭП – усилитель тока и мощности; нагрузка включена в цепь эмиттера; ЭП имеет высокое входное и малое выходное сопротивление, поэтому их применяют для согласования электронных цепей, имеющих высокое выходное сопротивление, с электронными цепями, имеющими низкое входное сопротивление; действует 100% последовательная отрицательная обратная связь (ООС) по напряжению, которая уменьшает коэффициент усиления, но повышает стабильность работы усилителя; входное и выходное напряжения совпадают по величине и по фазе, что и обусловило название «повторитель».

На средних частотах, пренебрегая влиянием C_{p1} и C_{p2} , эквивалентное сопротивление нагрузки по переменному току имеет значение $R_{эп} = R_3 R_{н} / R_3 + R_{н}$.

Определим входное сопротивление ЭП, исходя из выражения

$$R_{вх} = U_{вх} / I_{вх} = (U_б + I_3 R_{эп}) / I_б \approx I_3 R_{эп} / I_б = I_3 R_{эп} / I_3 - I_к = R_{эп} / 1 - \alpha = 1 + \beta / R_{эп}.$$

Для увеличения $R_{вх}$ необходимо выбирать транзистор с большим коэффициентом усиления по току β и со значительной нагрузкой $R_{эп}$. Для увеличения коэффициента β используют схемы на составных транзисторах (схема Дарлингтона, рис. 8.1б), где $\beta = \beta_1 \beta_2$.

Как указывалось выше, ЭП имеет малое выходное сопротивление, которое можно определить

$R_{вых} = R_{ист\ сигн} / 1 + \beta$, где $R_{ист\ сигн}$ — сопротивление источника сигнала. Составной транзистор и в этом случае играет свою роль по уменьшению сопротивления $R_{вых}$.

Так как ЭП обладает большим входным и малым выходным сопротивлениями, то коэффициент усиления по току может быть очень высоким. С другой стороны, коэффициент усиления по напряжению всегда меньше единицы и определяется $K_u = U_{вых} / U_{вх} = I_3 R_{вых} / I_б R_{вх}$.

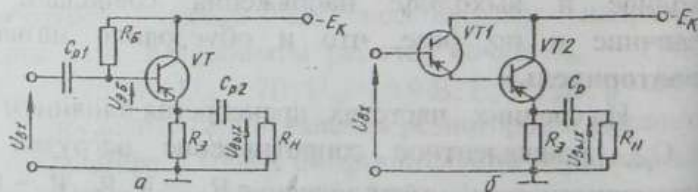


Рисунок 8.1- Принципиальная схема ЭП (а), схема ЭП на составном транзисторе (б)

Истоковый повторитель (ИП) строится на полевом транзисторе при включении его по схеме с общим истоком (рис.8.2). Все особенности ЭП на биполярном транзисторе характерны для ИП.

Отметим главные из них. Так же, как ЭП, истоковый повторитель не усиливает напряжение, а усиливает ток и мощность. Это следует из выражения $\zeta_U = S R_{ин} / 1 + S R_{ин}$, где S – крутизна полевого транзистора; $R_{ин}$ – эквивалентное сопротивление исток-нагрузка.

Выходное сопротивление ИП определяется по выражению $R_{вых} = R_{ин} / 1 + S R_{ин}$, из которого можно сделать вывод, что наличие ООС по напряжению приводит к уменьшению $R_{вых} = 100 - 3000 \text{ Ом}$.

Входное сопротивление ИП может быть найдено в формуле $R_{вх} = R_{ин} (1 + S R_{ин})$, где $R_{ин}$ – сопротивление истока, значения $R_{вх}$ составляют мегаомы.

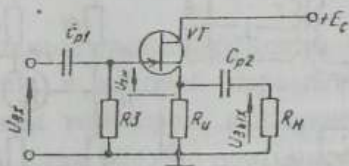


Рисунок 8.2- Принципиальная схема ИП

На практике ИП так же, как и ЭП, чаще всего применяются в качестве вспомогательных усиленных каскадов для согласования высокоомных электронных цепей с низкоомными.

Фазоинверсный каскад (ФИК) предназначен для получения двух выходных сигналов, имеющих сдвиг по фазе на 180° , с целью подачи их на вход двухтактного усилителя мощности.

Наиболее просто осуществить сдвиг фазы помощью каскада с **трансформаторным выходом** (рис. 8.3а). Схема используется в качестве предоконечного каскада усилителя мощности для усиления сигнала по напряжению или по мощности. Вторичная обмотка такого трансформатора выполняется с выводом от средней точки. Нагрузкой плеча вторичной обмотки является входное сопротивление одного плеча двухтактного усилителя мощности, а коэффициент трансформации определяется как отношение числа витков половины вторичной обмотки к числу первичной.

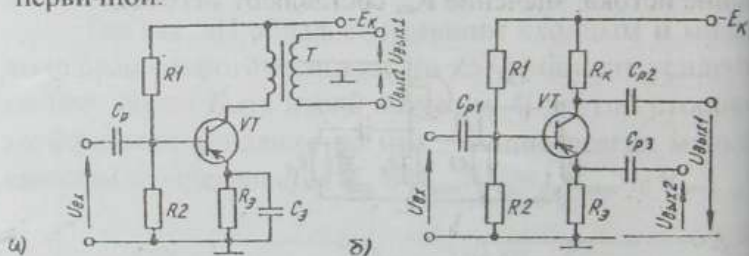


Рисунок 8.3- Схема ФИК с трансформаторным выходом (а), с разделённой нагрузкой (б)

Выбор транзистора осуществляется по формуле

$$P_{\max} > 2 P_{\text{н}} / \eta_{\text{тр}},$$

где P_{\max} -максимально допустимая мощность рассеяния транзистора;

P_n - полезная мощность на нагрузке;

$\eta_{тр}$ - КПД трансформатора, равный 0,4 - 0,7.

Недостатками данной схемы являются большой вес, габариты и стоимость, а также наличие дополнительных нелинейных искажений.

Поэтому часто между предоконечным и окончательным каскадами мощности помещают **ФИК с разделённой нагрузкой** (рис. 8.36). Здесь одинаковые по величине и противоположные по фазе напряжения снимаются с коллектора и эмиттера транзистора. Нагрузочное сопротивление делится на две части R_k и R_3 , причём $R_k = R_3$. Напряжение $U_{вых1}$ противофазно $U_{вх}$, а напряжение $U_{вых2}$ синфазно $U_{вх}$.

К недостатку схемы следует отнести большое различие выходных сопротивлений плеч схемы, так как нижнее плечо представляет собой эмиттерный повторитель, а верхнее - усилительный каскад с общим эмиттером.

Каскодные схемы усиления - это схемы с двумя транзисторами, в которой первый VT1 включён по схеме с общим эмиттером, а второй VT2 - по схеме с общей базой, т.е. в режиме повторителя тока (рис. 8.4а). Выходной сигнал снимается с транзистора VT2. По постоянному току транзисторы, как правило, могут включаться как последовательно, так и параллельно. Первый вариант проще поэтому чаще применяется на практике. По переменному току транзисторы включаются последовательно. Коллекторной нагрузкой транзистора VT1 является транзистор VT2. Цепь,

состоящая из сопротивлений R_1, R_2, R_3, R_4 используется для задания режима работы транзисторов по постоянному току. Входной сигнал поступает на базу транзистора VT1 через разделительный конденсатор C_1 . С помощью конденсатора C_2 база транзистора VT2 соединена с общим проводом (землей) по переменной составляющей. Сопротивление R_3 является элементом цепи ООС. Выходное напряжение снимается с коллекторной нагрузки R_k транзистора VT2.

Для получения большой величины выходного напряжения транзистор VT1 выбирается с высоким рабочим напряжением коллектор-база. Транзистор VT2 выбирается с малым напряжением коллектор-эмиттер.

Достоинством схемы является практически полное исключение влияния изменения сопротивления нагрузки на входное сопротивление каскада. Изменение входного сопротивления при изменении сопротивления нагрузки здесь в 10^2 - 10^4 раз меньше, чем у обычного усилительного каскада с общим эмиттером. Эта особенность каскодных схем обуславливает их применение в усилительных устройствах, где наблюдается колебание сопротивления нагрузки в широких пределах, например, в усилителях с резонансными контурами.

Широкое распространение получили каскодные комбинированные схемы на биполярных и полевых транзисторах (рис. 8.46). В таком каскаде происходит повышение входного сопротивления благодаря выполнению входного плеча на полевом транзисторе.

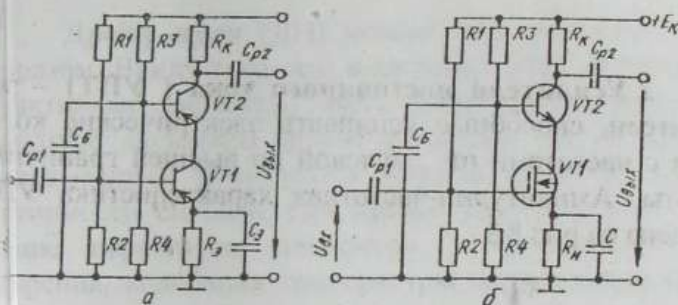


Рисунок 8.4- Каскодный усилитель с последовательным включением БТ(а), каскодный усилитель на БТ и ПТ (б)

Усилители на туннельных диодах (ТД). Усиленные свойства ТД обусловлены наличием участка ВАХ с отрицательным дифференциальным сопротивлением (рис.3.7), которое регулирует поступление энергии от источника питания в нагрузку.

Рассмотрим электрическую схему ключа (рис.8.5а), где R - отрицательное сопротивление, шунтируемое ключом K . Если ключ замкнут, то максимальная мощность, отдаваемая в нагрузку, при условии, что $R_i = R_n$, равна $P_{н1} = E^2/4R_n$, при размыкании ключа $P_{н2} = E^2/R_n$. Введение в схему отрицательного сопротивления R повышает мощность сигнала в 4 раза. Схема усилителя на ТД представлена на рис.8.5б

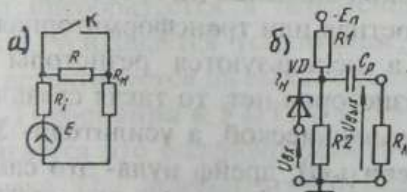


Рисунок 8.5- Схема ключа (а), усилитель на ТД (б)

2 Усилители постоянного тока (УПТ) — это усилители, способные усиливать электрические колебания с частотами от нулевой до высшей граничной частоты. Амплитудно-частотная характеристика УПТ приведена на рис. 8.6.

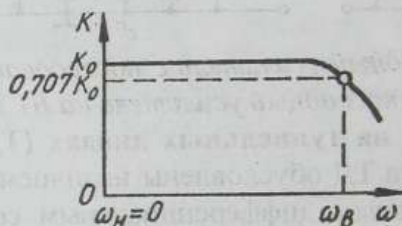


Рисунок 8.6 - АЧХ усилителя постоянного тока

УПТ используются для усиления постоянного по уровню или медленно изменяющегося электрического сигнала. УПТ нашли применение в датчиках для измерения неэлектрических величин: температуры, давления, пути, скорости, ускорения, влажности и т.д. На базе УПТ строятся операционные усилители.

Особенности УПТ: усиление малых по величине амплитуд электрических сигналов (mV, токи до 10^{-15} А); не применяется ёмкостная или трансформаторная связь между каскадами, а используются резисторы (если между каскадами резисторов нет, то такая связь между ними называется гальванической, а усилители- УПТ с непосредственной связью); дрейф нуля- это самопроизвольное изменение выходного напряжения УПТ при неизменном напряжении входного сигнала.

Дрейф нуля (ДН) можно пояснить следующим образом. Ввиду того, что в каскадах УПТ отсутствуют реактивные элементы, через усилитель одновременно проходят полезный сигнал и помеха. На выходе они складываются и создаётся ложное представление об истинности сигнала. Причинами ДН являются: изменение параметров элементов УНЧ вследствие их старения, колебания температуры окружающей среды, также изменения питающих напряжений.

Для снижения ДН необходимо использовать стабилизированные источники питания УПТ и элементы с нелинейной зависимостью параметров от температуры, применять **балансные УПТ** с обратной отрицательной связью.

Важнейшими показателями УПТ являются: коэффициент усиления, входное и выходное сопротивления, дрейф нуля, АЧХ, динамический диапазон и др.

Различают УПТ прямого усиления и усилители с модуляцией-демодуляцией сигнала (МДМ-усилители). УПТ прямого усиления могут быть одно- и двухтактными. Последние называют параллельно-балансными (балансными, мостовыми) УПТ.

В МДМ-усилителях медленно изменяющийся сигнал преобразуется в переменный сигнал большой частоты, усиливается усилителем переменного тока и затем детектируется на выходе усилителя.

Требования к УПТ. 1 Если $U_{вх} = 0$, то $U_{вых} = 0$. (достигается это балансировкой УПТ). 2 При изменении знака $U_{вх}$ должен изменяться знак тока нагруз-

ки $I_{н. 3}$. Токи (напряжения) нагрузки должны быть пропорциональны входному напряжению.

Рассмотрим УПТ прямого усиления. Широко применение находят УПТ, где согласование двух последовательно включённых каскадов достигается за счёт увеличения потенциала эмиттера второго каскада. Простейшая схема двухкаскадного усилителя непосредственной связью приведена на рис. 8.7а.

УПТ должны обеспечивать усиление как переменной, так и постоянной составляющих входного сигнала. Рассмотренные выше схемы не пригодны для этой цели, так как в них связь между каскадами осуществляется через разделительные конденсаторы. Для межкаскадной связи здесь пригодны элементы сопротивления которых в широком диапазоне частот от нуля и выше остаются практически неизменными. В качестве таких элементов могут быть использованы резисторы, стабилитроны, диоды. Применяется также непосредственное присоединение выхода предыдущего каскада ко входу последующего.

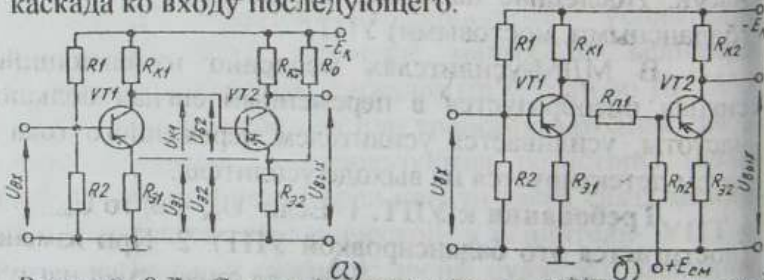


Рисунок 8.7 -Схема двухкаскадного УПТ с непосредственной связью (а) и потенциометрической связью (б)

В таких случаях $U_{\text{вых}1к}$ предыдущего каскада непосредственно без отделения постоянной составляющей подаётся на вход последующего каскада $U_{\text{вх}2к}$. Это обстоятельство приводит к выходу транзистора последующего каскада из активного режима в режим насыщения, т.е. рабочая точка на выходной ВАХ перемещается вверх. Чтобы этого не было, необходимо согласовать большой потенциал на выходе предыдущего каскада с малым потенциалом на входе последующего каскада, т.е. $\varphi_{БЭ}(VT_2)$ необходимо увеличить до величины $\varphi_{КЭ}(VT_1)$. Реально $U_{\text{вых}1к} > U_{\text{вх}2к}$ или $U_{R_{31к}} + U_{R_{31к}} > U_{БЭ2к} + U_{R_{32к}}$. Для согласования каскадов имеется один путь: уменьшать $U_{R_{31к}}$ с одной стороны, с другой - увеличивать $U_{R_{32к}}$, а этого можно достигнуть соотношениями $R_{32к} > R_{31к}$ и $R_{к1} < R_{к2}$.

Рассматриваемая схема обладает существенным дрейфом. Особенно большую роль в дрейфе усилителя играет первый каскад, так как напряжение $U_{\text{др} \text{вых}}$ усиливается последующим каскадом. На рис. 87 б приведена схема двухкаскадного усилителя с потенциометрической связью, в которой может быть обеспечен необходимый потенциал базы транзистора VT_2 за счёт делителя напряжения R_3 и R_4 .

Недостатком этой схемы является то, что за счёт делителя напряжения уменьшается коэффициент усиления схемы по напряжению.

Схемы УПТ на полевых транзисторах выполняются аналогично схемам на БТ.

В балансных схемах УПТ используется принцип баланса четырёхплечего уравновешенного моста: два усилительных элемента, имеющих **одинаковые параметры**, образуют два плеча моста, а другими плечами являются два одинаковых резистора.

Балансные УПТ обладают меньшим дрейфом, чем схемы с непосредственной связью, состоящие из нескольких каскадов УПТ, включённых последовательно. Балансные схемы УПТ показаны на рис. 8.8.

Особенностями схемы являются: одинаковые параметры транзисторов VT1 и VT2 и резисторов $R_{k1}=R_{k2}$; нагрузка моста R_N и источник питания E_x являются диагоналями моста; резисторы R1, R2 и R3, R4 обеспечивают смещение на базы транзисторов; плечи моста - R_{k1} , R_{k2} , VT1, VT2.

Если мост сбалансирован, т.е. $R_{k1} \cdot R_{iVT2} = R_{k2} \cdot R_{iVT1}$, то одинаковые и одновременные изменения токов и напряжений на VT1 и VT2 не приводят к появлению $U_{вых}$. Таким образом, компенсируются нестабильность источника питания и изменение температуры окружающей среды.

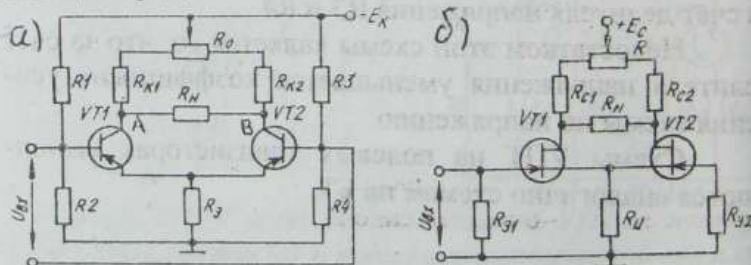


Рисунок 8.8- Схемы балансных УПТ

При подаче $U_{вх}$ состояния транзисторов изменяются в разных направлениях, и потенциалы коллекторов получают равные по величине, но противоположные по знаку приращения.

Покажем это. Пусть на VT1 подаётся положительная полуволна входного сигнала (это обратное напряжение), тогда ток коллектора $I_{к1}$ уменьшается, приращение $\Delta I_{к1} R_{к1}$ также уменьшается, что повышает потенциал точки А, т.к. $U_{к1} = E_{к} - I_{к1} R_{к1}$.

Одновременно на VT2 подаётся отрицательная полна (это прямое напряжение), тогда ток коллектора $I_{к2}$ растёт, приращение $\Delta I_{к2} R_{к2}$ также растёт, потенциал точки В падает, т.к. $U_{к2} = E_{к} - I_{к2} R_{к2}$.

Через $R_{н}$ проходит ток $I_{н}$. Величина и полярность $U_{вых}$ зависят от величины и полярности $U_{вх}$.

Дифференциальные усилители (ДУ) – это усилители, предназначенные для усиления разности двух входных сигналов. ДУ является универсальным схемотехническим элементом аналоговых интегральных схем и может быть либо самостоятельной микросхемой (МС), либо частью МС, например, в операционных усилителях (ОУ).

ДУ будет идеальным, если выходной сигнал зависит только от разности входных сигналов и не зависит от их уровня. Условия работы ДУ (рис. 8.9а):

напряжение на выходе $U_{вых} = 0$, если

$$U_{вх1} = U_{вх2} = 0 \text{ или } U_{вх1} = U_{вх2} \neq 0;$$

напряжение на выходе $U_{вых} \neq 0$, если $U_{вх1} \neq U_{вх2}$.

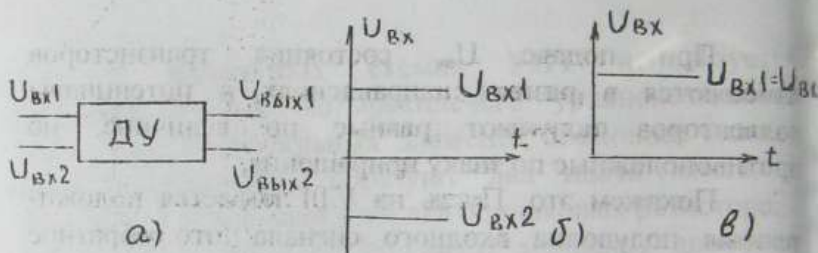


Рисунок 8.9 - Структурная схема ДУ(а), диаграмма дифференциального (б) и синфазного (в) входных сигналов

Базовая схема ДУ представлена на рис.8.10. По этой схеме построены каскады, выпускаемые в виде отдельных МС (например, К1УТ181, К1УТ221); она используется также во входных каскадах многих УПТ интегрального исполнения, т.е. ОУ.

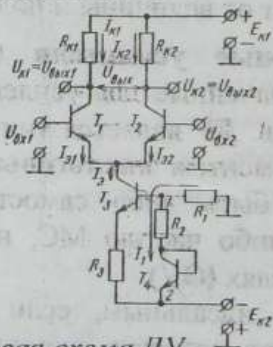


Рисунок 8.10 - Базовая схема ДУ

ДУ выполнен по схеме сбалансированного моста, два плеча которого образованы резисторами $R_{к1}$ и $R_{к2}$, а два других – транзисторами VT_1 и VT_2 . Выходное

напряжение снимается между коллекторами транзисторов, т.е. с диагонали моста.

На транзисторе VT_3 собрана схема источника стабильного тока I_3 , определяющего сумму эмиттерных токов I_{e1}, I_{e2} транзисторов VT_1 и VT_2 . В схему источника стабильного тока входят резисторы R_1, R_2, R_3 и источник питания $E_{к2}$.

Транзистор VT_4 в диодном включении (стабилизатор) предназначен для повышения стабильности тока I_3 в зависимости от изменения температуры (элемент температурной компенсации), кроме того, поддерживает постоянным потенциал базы транзистора VT_3 .

Питание каскада осуществляется от источников E_1 и $-E_{к2}$ с равными напряжениями, источники соединены последовательно. С помощью напряжения питания $E_{к2}$ снижается потенциал эмиттеров транзисторов VT_1, VT_2 относительно общей точки схемы.

На входах ДУ могут действовать два вида сигналов: дифференциальные (противофазные) и синфазные.

Дифференциальный входной сигнал $U_{вх\ диф} = U_{вх1} - U_{вх2}$, если напряжения имеют разные знаки (рис. 8.9б). Это полезный входной сигнал, чем он меньше, тем лучше ДУ.

Синфазный входной сигнал – сигналы одной полярности, определяется как $U_{вх\ синф} = (U_{вх1} + U_{вх2})/2$. Это мольеха, которая соответствует воздействию на вход ДУ напряжения нуля (рис. 8.9в).

Задача ДУ – подавить синфазную и усилить дифференциальную составляющие. Качество ДУ харак-

теризуется отношением $K_{\text{сиф}} / K_{\text{диф}}$, показывающее способность ДУ различать малый дифференциальный сигнал на фоне большого синфазного напряжения. Выражение $20 \lg (K_{\text{сиф}} / K_{\text{диф}})$ характеризует коэффициент ослабления синфазного сигнала ДУ, который в современных каскадах ДУ может составлять от -60 дБ до -100 дБ.

Принцип действия ДУ аналогичен баланскому усилителю. Проведём анализ работы ДУ, используя различные сочетания входных сигналов (рис. 8.4)

$$1 \quad U_{\text{вх1}} = U_{\text{вх2}} = 0.$$

При полной идентичности плеч $R_{\text{к1}} = R_{\text{к2}} = R$ токи, протекающие в плечах $I_{\text{31}} = I_{\text{32}} = I_3 / 2$, тогда $U_{\text{вых1}} = U_{\text{вых2}} = -E_{\text{к1}} - I_3 R / 2$. При симметричном выходе $U_{\text{вых1-2}} = U_{\text{вых1}} - U_{\text{вых2}} = 0$.

$$2 \quad U_{\text{вх1}} > 0, U_{\text{вх2}} = 0.$$

При увеличении входного сигнала $U_{\text{вх1}}$ ток I_{31} растёт, следовательно, напряжение $U_{\text{вых1}}$ будет уменьшаться, что видно из формулы $U_{\text{вых1}} = E_1 - I_{\text{31}} R$. Так как $I_{\text{31}} + I_{\text{32}} = I_0 = \text{Const}$, то ток I_{32} будет уменьшаться, что повлечёт за собой увеличение $U_{\text{вых2}}$. Напряжения на выходе ДУ имеют вид $U_{\text{вых1}} = U_{\text{бал}} - K U_{\text{вх}}$, а $U_{\text{вых2}} = U_{\text{бал}} + K U_{\text{вх}}$, где K - коэффициент усиления каскада ДУ; $U_{\text{бал}}$ - напряжение балансировки каскада. При симметричном выходе $U_{\text{вых1-2}} = U_{\text{вых1}} - U_{\text{вых2}} = -2K U_{\text{вх}}$. Можно сделать вывод, что первый вход ДУ является **инверсным**, т.е. сигнал, поданный на этот вход, инвертирован на выходе ДУ.

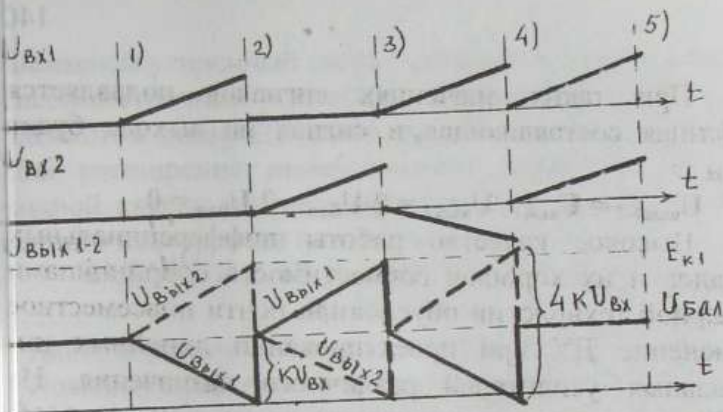


Рисунок 8.11 – Диаграмма напряжений ДУ для различных сочетаний входных сигналов

$$3 \quad U_{вх1} = 0, U_{вх2} > 0.$$

Все рассуждения аналогичны предыдущему случаю. При симметричном выходе $U_{вых1-2} = U_{вых1} = U_{вых2} = 2K U_{вх}$.

Вывод. Вход $U_{вх2}$ является **неинверсным**, т.е. сигнал, поданный на этот вход, не инвертирован на выходе ДУ. Необходимо обратить внимание, что амплитуда выходного сигнала увеличена в два раза.

$$4 \quad U_{вх1} > 0 \text{ и } U_{вх2} < 0, \text{ т.е. } U_{вх1} = -U_{вх2}$$

В данном случае, рассуждая аналогично пункту 3, получим $U_{вых1-2} = U_{вых1} - U_{вых2} = -4K U_{вх}$. Дифференциальный усилитель при таких значениях сигналов имеет максимальное усиление на выходе.

$$5 \quad U_{вх1} = U_{вх2} > 0$$

При таких значениях сигналов подавляется синфазная составляющая, и сигнал на выходе будет равен

$$U_{\text{вых1-2}} = U_{\text{вых1}} - U_{\text{вых2}} = 2 U_{\text{бал}} - 2 U_{\text{бал}} = 0.$$

Высокое качество работы дифференциальных каскадов и их хорошая совместимость с принципами планарной технологии обусловили почти повсеместное применение ДУ при проектировании линейных интегральных усилителей различного назначения. На рис. 8.12а показана принципиальная схема, а на рис. 8.12б - схема включения универсального линейного усилителя в интегральном исполнении (микросхема 198УН1 А,Б,В).

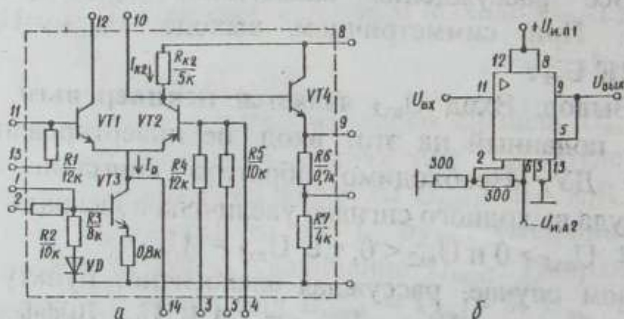


Рисунок 8.12 - Линейный усилитель в интегральном исполнении на основе ДУ: а) - принципиальная схема; б) - схема включения

Входным каскадом этого усилителя является ДУ на транзисторах VT1-VT3. Резистор в коллекторной цепи транзистора VT1 (левое плечо ДУ) отсутствует, а

ыходной усиленный сигнал снимается с резистора $R_{к2}$ несимметричный выход). Назначение остальных элементов схемы ДУ такое же, как и в схеме (рис. 8.10). Для расширения динамического диапазона ДУ выходной каскад микросхемы выполнен по схеме эмиттерного повторителя на транзисторе VT4.

ЗАДАНИЯ ДЛЯ САМОСТОЯТЕЛЬНОЙ РАБОТЫ

- 0 Дайте определение эмиттерному повторителю. Поясните особенности электрических схем ЭП.
- 1 Приведите основные параметры ЭП.
- 2 Изобразите электрические схемы ЭП и ИП.
- 3 Приведите схему Дарлингтона на составных БТ.
- 4 Дайте определение фазоинверсному каскаду.
- 5 Поясните, как осуществляется сдвиг фаз в ФИК.
- 6 В чём отличие каскодных усилителей от каскадных?
- 7 Приведите электрическую схему каскодного усилителя.
- 8 Поясните достоинства каскодных схем.
- 9 Изобразите ВАХ туннельного диода, поясните, чем обусловлены его усилительные свойства.
- 0 Приведите электрическую схему усилителя на туннельном диоде.
- 1 Приведите основные особенности УПТ.
- 2 Поясните, что такое дрейф нуля.
- 3 Балансные УПТ, поясните их принцип действия.
- 4 Приведите электрическую схему ДУ.
- 5 По приведённой схеме ДУ поясните принцип работы.
- 6 При каких сигналах в ДУ усиление максимально?

РАЗДЕЛ 3

ЛЕКЦИЯ 9 **Операционные усилители**

Вопросы лекции.

1 Назначение, устройство и действие операционных усилителей.

2 Применение операционных усилителей.

Операционным усилителем (ОУ) называют усилитель напряжения, предназначенный для выполнения различных операций с аналоговыми сигналами: их усиление или ослабление, сложение или вычитание, интегрирование или дифференцирование, логарифмирование или потенцирование, преобразование их формы и др. Все эти операции ОУ выполняют с помощью цепей отрицательной и положительной обратной связи, в состав которых могут входить сопротивления, емкости и индуктивности, диоды, стабилитроны, транзисторы и некоторые другие электронные элементы.

Под ОУ принято понимать универсальный электронный усилитель, который выполняется в виде монолитных интегральных микросхем и по своим габаритам и стоимости практически не отличается от отдельно взятого транзистора.

Условное схематическое изображение ОУ показано на рис.9.1. Входная цепь ОУ обычно выполняется по **дифференциальной схеме** (рис.9.1а), а это значит, что входные сигналы можно подавать на любой из двух входов, один из которых изменяет полярность выходного напряжения и поэтому называется **инвертирующим**, а другой не изменяет полярности

ыходного напряжения и называется **неинвертирующим**. Инвертирующий вход отмечают кружком или пишут около него знак минус (-). Неинвертирующий вход или совсем не отмечается, или около него пишут знак плюс (+). Два вывода ОУ используются для подачи на него напряжения питания $+E_n$ и $-E_n$. Напряжения питания имеют одно и то же значение, а их общий вывод одновременно является общим выводом для входных и выходного сигналов (в дальнейшем выводы питания изображаться не будут). Напряжение питания обычно составляет ± 15 В.

Если один из двух входов ОУ соединить с общим выводом, то можно получить два ОУ с одним входом, один из которых будет инвертирующим (рис.9.1 б), а другой - неинвертирующим (рис.9.1 в). Выходное напряжение для дифференциального усилителя определяется по формуле

$$\dot{U}_{\text{вых}} = (U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}}) K, \quad (9.1)$$

где K - коэффициент усиления ОУ.

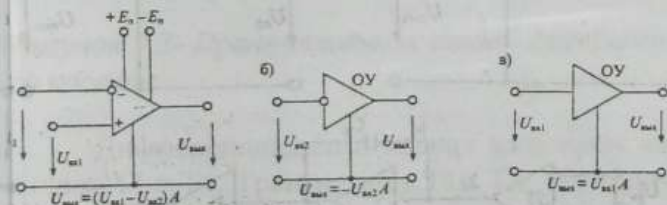


Рисунок 9.1 - Схематическое изображение дифференциального (а), инвертирующего (б) и неинвертирующего ОУ (в)

Для инвертирующего ОУ выходное напряжение равно $U_{\text{вых}} = -U_{\text{вх2}} \cdot K$, а для неинвертирующего - $U_{\text{вых}} = U_{\text{вх1}} \cdot K$. Разностное напряжение $(U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}}) = U_{\text{диф}}$ называют **дифференциальным** входным сигналом. По сути дела, это напряжение приложено между инвертирующим и неинвертирующим входами ОУ.

Если оба входа ОУ соединить вместе, то получившаяся схема будет иметь только один вход, а приложенный к нему сигнал называют **сифазным**: $U_{\text{сф}} = U_{\text{вх1}} = U_{\text{вх2}}$. Для сифазного сигнала в соответствии с формулой (9.1) выходное напряжение должно быть равно нулю, однако в реальных усилителях этого не происходит и выходной сигнал присутствует, хотя и имеет малое значение. Схемы подачи на входы ОУ дифференциального и сифазного сигналов $U_{\text{вх}}$ приведены на рис.9.2.

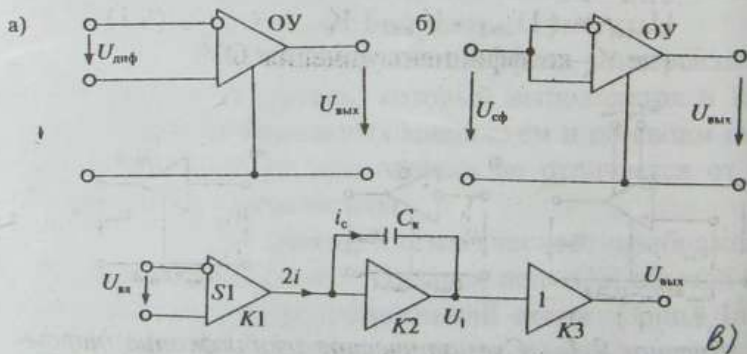


Рисунок 9.2- Подача на вход ОУ дифференциального (а) и сифазного (б) сигналов, упрощённая структурная схема дифференциального каскада (в)

Динамические характеристики. В интегральных ОУ для обеспечения устойчивости по фазе в широкой полосе частот используется частотная коррекция усиления, которая позволяет снизить усиление с ростом частоты. Обычно эта коррекция осуществляется интегрирующим звеном, у которого коэффициент усиления обратно пропорционален частоте. Упрощённая структурная схема и принципиальная схема дифференциального каскада приведены на рис.9.2в и 9.3.

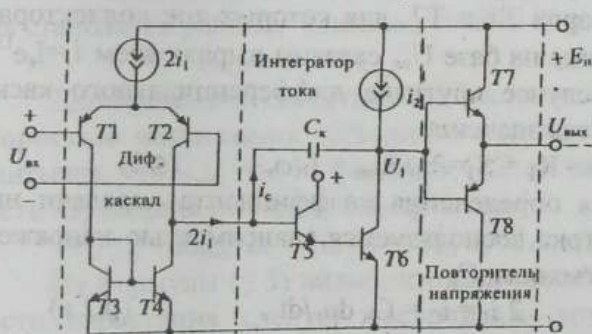


Рисунок 9.3- Принципиальная схема дифференциального каскада

Дифференциальный каскад выполнен на транзисторах Т1 – Т4. Транзисторы Т1, Т2 образуют дифференциальный усилитель, а транзисторы Т3, Т4 являются его динамической нагрузкой. Выходным сигналом дифференциального каскада является ток $2i_1$, который поступает в интегрирующее звено, выполненное на транзисторах Т5, Т6 и корректирующей ёмкости C_k .

Повторитель напряжения выполнен на транзисторах Т7, Т8 по схеме с эмиттерной нагрузкой. ОУ должен иметь малое выходное сопротивление для обеспечения максимального усиления по напряжению, что достигается включением эмиттерного повторителя на выходе. Анализ упрощенной схемы ОУ (рис. 9.3) позволяет выявить взаимосвязь основных динамических характеристик ОУ.

Будем считать, что входной дифференциальный каскад характеризуется крутизной составляющих его транзисторов Т1 и Т2, для которых ток коллектора i_1 и напряжение на базе $U_{вх}$ связаны выражением $i_1 = I_s e^{U_{вх}/\varphi_T}$. В этом случае крутизна дифференциального каскада будет иметь значение

$$K_1 = S_1 = \partial i_1 / \partial u_{вх} = i_1 / \varphi_T . \quad (9.2)$$

Для определения коэффициента передачи интегратора тока воспользуемся зависимостью напряжения и тока в ёмкости C_K

$$2 i_1 = i_C = C_K du_1 / dt . \quad (9.2 \text{ а})$$

Для переменного гармонического сигнала с частотой ω эта зависимость может быть представлена в виде

$$2 I_1 = \omega C_K U_1 ,$$

откуда находим коэффициент передачи интегратора

$$K_2 = U_1 / I_C = U_1 / 2I_1 = 1 / \omega C_K .$$

Учитывая, что коэффициент передачи выходного повторителя напряжения $K_3 = 1$, найдём полный коэффициент передачи ОУ

$$K = K_1 K_2 K_3 = S_1 / \omega C_K . \quad (9.3)$$

Формула (9.3) показывает, что с ростом частоты коэффициент усиления ОУ понижается. График зависимости коэффициента усиления ОУ от частоты входного сигнала приведен на рис. 9.4 а. Этот график построен в логарифмическом масштабе по формуле

$$K = 20 \lg S_1 / \omega C_K \text{ [дБ]},$$

где K — коэффициент в децибелах.

Пользуясь формулой (9.3), определим предельную частоту ОУ, на которой коэффициент усиления становится равным единице, то есть $K(\omega_{\text{пр}}) = 0 \text{ дБ}$:

$$\omega_{\text{пр}} = S_1 / C_K. \quad (9.4)$$

Динамические свойства ОУ часто описываются скоростью нарастания выходного напряжения $V_{U_{\text{вых}}}$. Учитывая, что $u_{\text{вых}} = u_1$ из формулы (9.2 а) найдём скорость нарастания выходного напряжения

$$V_{U_{\text{вых}}} = du_{\text{вых}} / dt = 2i_1 / C_K = 2\varphi_T S_1 / C_K, \quad (9.5)$$

Из формулы (9.5) видно, что для увеличения скорости нарастания следует увеличивать крутизну S_1 дифференциального каскада и снижать ёмкость коррекции C_K .

В справочниках на ОУ иногда приводится значение максимальной частоты усиления большого сигнала. Смысл этого параметра состоит в том, что он позволяет установить максимальную частоту гармонического сигнала, при которой на выходе ОУ можно получить без значительных искажений выходной сигнал синусоидальной формы с заданной амплитудой. График зависимости $U_{\text{вых}} = f(\omega)$ показан на рис. 9.4 б. Из графика видно, что до частоты $\omega_{\text{макс}}$ на выходе ОУ

можно получить неискажённый сигнал с амплитудой U_m , с повышением частоты амплитуда неискажённого сигнала на выходе уменьшается по гиперболическому закону.

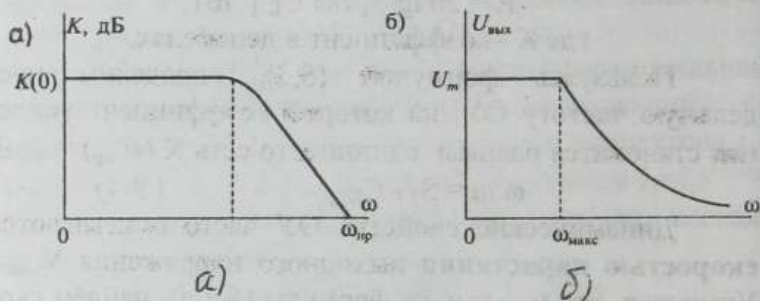


Рисунок 9.4 — Графики частотной зависимости коэффициента усиления ОУ (а) и максимальной амплитуды выходного сигнала (б)

Таким образом, динамические характеристики ОУ описываются обычно двумя параметрами: предельной частотой $\omega_{пр}$, на которой коэффициент усиления становится равным единице, и максимальной скоростью нарастания выходного напряжения $V_{U_{вых}MAX}$, которые во многом зависят от цепей частотной коррекции, осуществляемой с помощью RC-цепей, подключаемых к соответствующим зажимам ОУ. Основное назначение коррекций - предотвратить возникновение автоколеба-

ний в ОУ при охвате его цепью отрицательной обратной связи.

ПРИМЕР. Определить динамические параметры ОУ К140УД7. Исходные данные: ток дифференциального каскада $i_1=10$ мкА, ёмкость коррекции $C_K=30$ пФ, $r_T=25$ мВ.

Определим крутизну характеристики по формуле (9.2)

$$S_1=10^{-5}/25 \cdot 10^{-3}=400 \text{ мкА.}$$

Предельную частоту усиления найдём по формуле (9.4)

$$f_{\text{пр}} = 4 \cdot 10^{-4} / 3 \cdot 10^{-11} \cdot 2 \pi = 2,1 \text{ МГц.}$$

Максимальную скорость нарастания выходного сигнала определим по формуле (9.5)

$$V_{U_{\text{вых}}} = 2 \cdot 10^{-5} / 30 \cdot 10^{-12} = 0,6 \text{ В/мкс.}$$

Максимальную частоту усиления при выходном напряжении $U_{\text{м вых}}=10$ В найдём по формуле

$$\omega_{\text{max}} = V_{U_{\text{max}}} / U_{\text{м вых}} = 2 \pi f, \text{ откуда}$$

$$f = 67 \cdot 10^3 / 2 \pi = 10,6 \text{ кГц.}$$

Статические характеристики. К статическим относятся характеристики, определяющие работу ОУ в установившемся режиме:

- коэффициент усиления на постоянном напряжении $K(0) = \Delta U_{\text{вых}} / \Delta U_{\text{вх}}$;

- напряжение смещения нулевого уровня $e_{\text{см}}$ - это напряжение, которое нужно приложить ко входу ОУ, чтобы сделать $U_{\text{вых}}=0$;

- входные токи $i_{\text{вх}+}$ и $i_{\text{вх}-}$ - это токи, протекающие через входные цепи ОУ;

- разность входных токов $\Delta i_{\text{вх}}$;

- коэффициент ослабления синфазного сигнала $K_{осс}$ - это отношение коэффициента усиления дифференциального сигнала к коэффициенту усиления синфазного сигнала $K_{диф} / K_{сф} = K_{осс}$.

- Классификация ОУ.** Все ОУ делятся на следующие группы по совокупности их параметров:
- универсальные и общего применения ($K(0) = 10^3 - 10^5$, $f_{пр} = 1,0 - 10$ МГц, $e_{см} > 0,5$ мВ);
 - прецизионные ($K(0) > 0,5 \cdot 10^6$, $e_{см} < 0,5$ мВ);
 - быстродействующие ($V_{Увых} > 20$ В / мкс, $f_{пр} > 15$ МГц);
 - микроомощные ($I_{потр} < 1$ мА).

В табл. 9.1 приведены сравнительные данные для некоторых типов ОУ из различных групп. Следует отметить, что прецизионные ОУ имеют весьма малые значения напряжения смещения нулевого уровня и его температурного коэффициента, кроме того, они отличаются большим значением коэффициента усиления, что приближает их к идеальным ОУ. В свою очередь, быстродействующие ОУ отличаются широкой полосой пропускания и высокой скоростью нарастания выходного напряжения. Микроомощные ОУ отличаются высокой экономичностью. Они могут работать при напряжении питания от 1,5 В и более, потреблять ток в пределах от 10 до 1000 мкА.

ОУ продолжают совершенствоваться, появляются новые типы, обладающие некоторыми особыми свойствами. Так, например, разработаны ОУ с внутренней гальванической развязкой входа и выхода. С этой

целью в них введён оптрон, с помощью которого входные и выходные цепи ОУ оказываются разделёнными.

Таблица 9.1-Сравнительные характеристики ОУ

Тип ОУ	Группа	$K(0) \times 10^3$	$e_{см}, мкВ$	$\Delta I_{вх}, нА$	$K_{осс}, дВ$	$f_{пр}, МГц$	$V_{наст}, В/мкс$
40УД7	Универсальные	50	4000	50	70	0,8	10,0
40УД24	Прецизионные	1000	5	10^{-2}	120	2,0	2,5
УД2	Быстродействующие	10	2000	10	100	> 50,0	75,0
423УД1	Микромощные	10	5000	$5 \cdot 10^{-4}$	70	0,05 - 1,4	$1,6 \cdot 10^{-2}$

Анализируя табл. 9.1, представляется возможным изложить основные требования к ОУ.

Высокий коэффициент усиления по напряжению для каждого из входов

$$K = U_{\text{вых}} / U_{\text{вх}}, \text{ но } U_{\text{вх}} \rightarrow 0, \text{ значит } K \rightarrow \infty.$$

Входное сопротивление $R_{\text{вх}} \rightarrow \infty$, что исключает шунтирование по току предыдущих каскадов схемы.

Выходное сопротивление $R_{\text{вых}} \rightarrow 0$ должно обеспечить подключение конечных устройств.

Характеристика ОУ должна быть линейной и иметь малый уровень нелинейных искажений.

ОУ должен обладать большой полосой пропускания частот, быть абсолютно устойчивым, т.е. не должен самовозбуждаться.

Дрейф нуля должен быть сведён к минимуму.

Применение операционных усилителей

Типовая схема включения ОУ К140УД7 и расположение его выводов относительно ключа приведены на рис. 9.5. Большинство интегральных ОУ, кроме входов и выхода, имеют ещё несколько выводов, с помощью которых подсоединяются внешние цепи балансировки нуля и динамической коррекции АЧХ и ФЧХ усилителя.

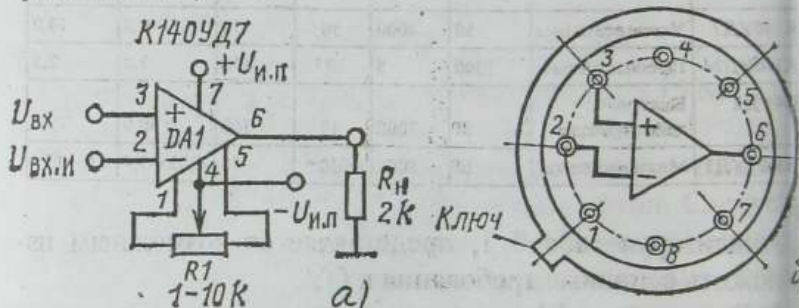


Рисунок 9.5 - Типовая схема включения ОУ К140УД7(а) и расположение его выводов относительно ключа(б)

Существуют два правила, согласно которым работают схемы ОУ. Первое правило: если напряжение на выходе ОУ отличается от напряжения насыщения, то неинвертирующий и инвертирующий входы имеют одинаковый потенциал.

Поясним первое правило. Выходное напряжение идеального ОУ линейно зависит от $U_{диф}$, т.е. $U_{вых} = K U_{диф}$, где K - коэффициент усиления ОУ по напряжению и обычно имеет величину порядка $10^3 - 10^6$. Так как вели-

на K достаточно велика, а $U_{\text{вых}}$, как известно, ограничивается уровнями насыщения, то $U_{\text{диф}}$ на практике очень мало. Например, при $K = 200000$ и $U_{\text{нас}\pm} = \pm 13\text{В}$ величина $U_{\text{диф}+} = 65\text{мкВ}$ и $U_{\text{диф}-} = -65\text{мкВ}$. Поэтому на практике в большинстве случаев считают $U_{\text{диф}} \approx 0$.

Второе правило говорит о том, что входной ток $I_{\text{вх}}$ не потребляется. Это положение объясняется высоким входным сопротивлением ОУ. Так, ОУ со входами полевых транзисторах потребляют входной ток примерно в несколько пикоампер.

Рассмотрим основные схемы включения ОУ.

Инвертирующий усилитель (рис.9.6а). Используем сформулированные правила. На основании первого правила потенциал точки А должен быть равен потенциалу точки В, т.е. потенциалу земли. Следовательно, падение напряжения на входном сопротивлении равно $U_{\text{вх}}$, а на сопротивлении обратной связи R_2 — $U_{\text{вых}}$, откуда

$$I_1 = U_{\text{вх}} / R_1, \quad I_2 = -U_{\text{вых}} / R_2.$$

Воспользовавшись вторым правилом, получим $I_1 = I_2$, т.е. коэффициент усиления по напряжению

$$K = U_{\text{вых}} / U_{\text{вх}} = -R_2 / R_1.$$

Если $R_2 = R_1$, то $K = -1$ и ОУ становится **инвертирующим повторителем** напряжения.

Такая схема может использоваться в качестве масштабирующего блока; интегратора, если в цепи обратной связи — ёмкость, а во входной цепи — сопротивление; дифференциатора, если в цепи обратной связи — резистор, а во входной цепи — ёмкость.

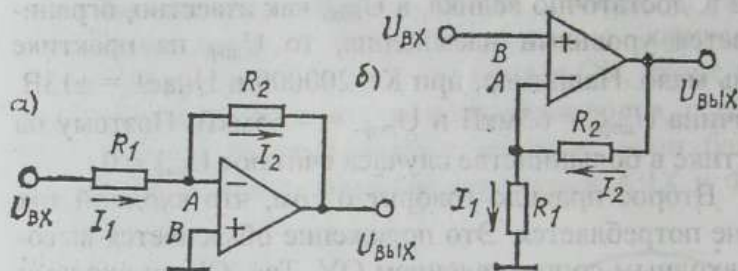


Рисунок 9.6 - Схемы инвертирующего усилителя (а) и неинвертирующего усилителя (б)

Неинвертирующий ОУ (рис.9.6 б). В этой схеме входной сигнал подаётся на неинвертирующий вход ОУ, а к инвертирующему входу подводится напряжение обратной связи с выхода ОУ. Поскольку напряжение между входами равно нулю, т. е. $U_A = U_{ВХ}$, то на инвертирующем входе будет напряжение

$$U_{вх} = U_{вых} R_1 / R_1 + R_2 .$$

Таким образом, коэффициент усиления определится по формуле $K = 1 + R_2 / R_1$.

В частном случае при $R_2 = 0$ и любом значении R_1 (кроме нуля) получаем **повторитель напряжения** с коэффициентом усиления $K = 1$.

Схемы интеграторов тока и напряжения приведены на рис. 9.7. Для схемы интегратора тока (рис. 9.7 а) можно записать уравнения $i_{вх} = -i_c$, $U_c = 1/C \int i_c dt$, откуда получаем значение выходного напряжения

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_c = -1/C \int i_{\text{ВХ}} dt.$$

Аналогично можно записать для интегратора напряжения (рис. 9.7 б) значение $U_{\text{ВЫХ}}$, если учесть, что

$$i_{\text{ВХ}} = U_{\text{ВХ}} / R, \text{ тогда } U_{\text{ВЫХ}} = -1/RC \int U_{\text{ВХ}} dt.$$

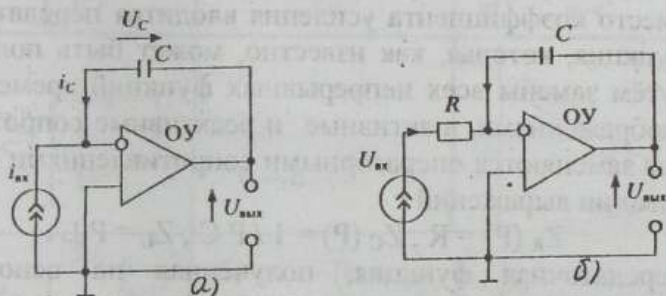


Рисунок 9.7 - Схема интегратора тока (а) и интегратора напряжения (б) на дифференциальном ОУ

Кроме линейных элементов, в цепи обратной связи ОУ могут быть включены различные нелинейные элементы: диоды, стабилитроны, транзисторы и др. Так, например, в схеме логарифматора тока в цепи отрицательной обратной связи включён диод D. Для этой схемы можно записать уравнения: $i_{\text{ВХ}} = -i_d$, $U_{\text{ВЫХ}} = U_d$. Учитывая связь между током и напряжением на диоде $i_d = I_s e^{U_d / \varphi_T}$, получим значение выходного напряжения

$$U_{\text{ВЫХ}} = -\varphi_T \ln(i_{\text{ВХ}} / I_s).$$

Рассмотренные схемы используются в системах управления электроприводами в качестве масштаби-

рующих усилителей и устройств сравнения. Сопротивления R_1 и R_2 выбираются равными (примерно 100 кОм) и высокой точности (не менее 0,01 %).

На базе инвертирующих усилителей строятся типовые аналоговые регуляторы, предназначенные для контуров управления электропривода. В этом случае вместо коэффициента усиления вводится передаточная функция, которая, как известно, может быть получена путём замены всех непрерывных функций времени их изображениями, а активные и реактивные сопротивления заменяются операторными сопротивлениями на основании выражений:

$$Z_R(P) = R, Z_C(P) = 1/P C, Z_L = P L.$$

Передаточная функция, полученная на основании эквивалентной схемы регулятора, имеет вид

$$W(P) = U_{\text{вых}}(P) / U_{\text{вх}}(P) = Z_{\text{ос}}(P) / Z_{\text{вх}}(P).$$

Полученное соотношение используется для синтеза регулятора с требуемой передаточной функцией.

Синтез сводится к выбору типов и значений входных сопротивлений и сопротивлений цепи обратной связи. Схемы, передаточные функции, ЛАЧХ и ФЧХ типовых регуляторов приведены в табл. 2.

Для получения пропорционального регулятора (Прегулятора) используется жёсткая отрицательная обратная связь; интегрального регулятора (И-регулятора) – гибкая обратная связь с помощью конденсатора; ПИ-регулятора – обратная связь с активно-ёмкостным сопротивлением. Пропорционально – дифференциальный регулятор (ПД – регулятор) получают путём па-

Таблица 9.2—Схемы, передаточные функции, ЛАЧХ, ЛФЧХ, типовых регуляторов

Тип	Схема	Передаточная функция	ЛАЧХ и ЛФЧХ
П		$W_{II}(\rho) = -k_{II},$ $k_{II} = \frac{R_{0.с}}{R_{вх}}$	
		$W_{II}(\rho) = -\frac{1}{T_{II}\rho},$ $T_{II} = R_{вх} C_{0.с}$	
И		$W_{III}(\rho) = -\left(k_{II} + \frac{1}{T_{II}\rho}\right),$ $k_{II} = \frac{R_{0.с}}{R_{вх}},$ $T_{II} = R_{0.с} C_{0.с}$	
		$W_{III}(\rho) = -(k_{II} + T_{II}\rho)$ $k_{II} = \frac{R_{0.с}}{R_{вх}},$ $T_{II} = R_{0.с} C_{вх}$	
		$W_{III}(\rho) = -\left(k_{II} + \frac{1}{T_{II}\rho} + T_{II}\rho\right),$ $k_{II} = \frac{R_{0.с}}{R_{вх}} + \frac{C_{вх}}{C_{0.с}},$ $T_{II} = R_{вх} C_{0.с},$ $T_{II} = R_{0.с} C_{вх}$	

раллельного подключения входного сопротивления и конденсатора. Пропорционально-интегрально-дифференциальный регулятор (ПИД –регулятор) может быть выполнен на одном усилителе с помощью активно-ёмкостных цепей на входе и в обратной связи.

ЗАДАНИЯ ДЛЯ САМОСТОЯТЕЛЬНОЙ РАБОТЫ

- 1 Дайте определение операционного усилителя.
- 2 Перечислите схемные требования, предъявляемые к ОУ.
- 3 Сформулируйте частотные требования к ОУ.
- 4 Что такое коэффициент ослабления синфазного сигнала?
- 5 Что такое скорость нарастания выходного сигнала ОУ?
- 6 Дайте определение, что такое напряжение смещения ОУ.
- 7 Перечислите причины дрейфа нуля.
- 8 Нарисуйте схему простейшего дифференциального каскада.
- 9 Изобразите инвертирующий ОУ, его входную и передаточную характеристики.
- 10 Изобразите схемы ОУ, моделирующие динамические звенья.

Задачи

- 1 Определите величину сопротивления резистора R_2 в схеме на рис. 9.8а, если $R_1 = 10$ кОм, а требуемый коэффициент усиления равен $K = 20$.
- 2 Определите величину коэффициента K усилителя, выполненного по схеме на рис.9.8б, и величину

ходного напряжения $U_{\text{вых}}$, если $R_1=10$ кОм, $R_2=100$ кОм, $U_{\text{вых}}=20$ мВ.

Определите величину сопротивления резистора R_2 для схемы, приведённой на рис. 9.8а, если $R_1=12$ кОм, $R_{\text{вх}}=1$ кОм, $R_{\text{к}}=10$ кОм.

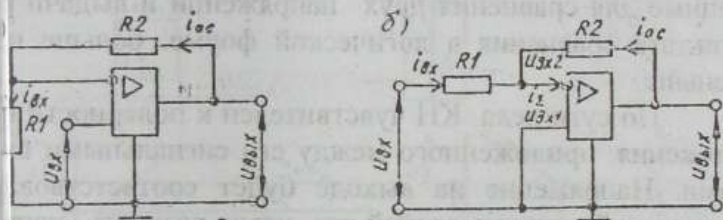
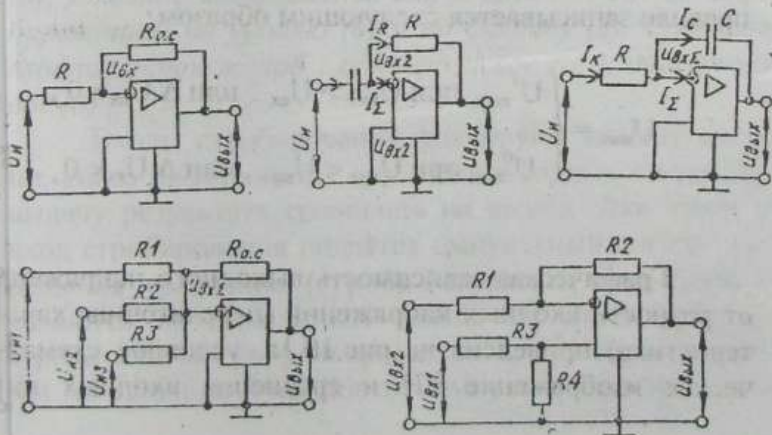


Рисунок 9.8 - Схемы включения ОУ

дайте анализ нижеприведённым схемам



ЛЕКЦИЯ 10 Аналоговые компараторы напряжений

Вопросы лекции

- 1 Устройство и принцип действия компараторов напряжений, их классификация и характеристики
- 2 Применение компараторов напряжений.

1 Аналоговыми компараторами напряжений (КН) называют интегральные микросхемы, предназначенные для сравнения двух напряжений и выдачи результата сравнения в логической форме: больше или меньше.

По сути дела КН чувствителен к полярности напряжения, приложенного между его сигнальными входами. Напряжение на выходе будет соответствовать логической единице всякий раз, когда разность напряжений между неинвертирующим и инвертирующим сигнальными входами положительна, и, наоборот, когда разностное напряжение отрицательно, то выходное напряжение КН соответствует логическому нулю. Это правило записывается следующим образом:

$$U_{\text{вых}} = \begin{cases} U^1_{\text{вых}} & \text{при } U_{\text{вх}+} > U_{\text{вх}-}, \text{ или } \Delta U_{\text{вх}} > 0, \\ U^0_{\text{вых}} & \text{при } U_{\text{вх}+} < U_{\text{вх}-}, \text{ или } \Delta U_{\text{вх}} < 0. \end{cases}$$

Графическая зависимость выходного напряжения от разности входных напряжений (передаточная характеристика) приведена на рис.10.1а, условное схематическое изображение КН и сравнение входных на-

напряжений приведены соответственно на рис. 10.1 б, в и на рис. 10.1 г, д. Как видно из рис. 10.1 б, в, КН помимо основных сигнальных входов может иметь служебные входы: стробирования, согласования уровней, балансировки и др.

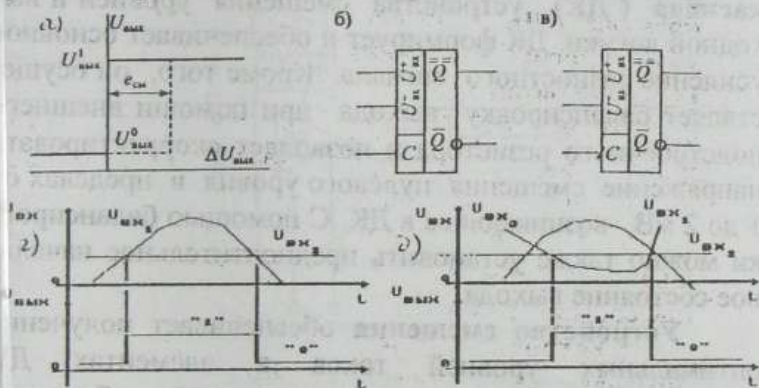


Рисунок 10.1 – Передаточная характеристика (а), условное изображение стробируемых КН со стробированием по уровню (б) и по фронту (в). Сравнение входных напряжений: одноуровневое (г), двухуровневое (д)

Входы стробирования фиксируют момент времени, когда производится сравнение входных сигналов, и выдачу результата сравнения на выход. Для этого на вход стробирования подаётся импульсный сигнал разрешения сравнения (**строб**). Результаты сравнения появляются на выходе КН только во время действия строба или могут фиксироваться в элементах памяти КН до прихода очередного импульса строба. Таким

образом, стробируемые КН могут быть с памятью и без памяти.

Упрощённая структурная схема КН приведена на рис. 10.2. Она состоит из входного дифференциального каскада (ДК), устройства смещения уровней и выходной логики. ДК формирует и обеспечивает основное усиление разностного сигнала. Кроме того, он осуществляет балансировку выхода при помощи внешнего подстроечного резистора и позволяет скорректировать напряжение смещения нулевого уровня в пределах от 1 до 2 мВ, возникающее в ДК. С помощью балансировки можно также установить предпочтительное начальное состояние выхода.

Устройство смещения обеспечивает получение оптимальных уровней токов в элементах ДК и исключает его насыщение при большом уровне входных сигналов. Кроме этого, устройство смещения устанавливает также соответствующие уровни напряжения и тока в выходном логическом каскаде. Благодаря этому обеспечивается работа КН с определённым типом логики - ТТЛ, ЭСЛ, КМОП.

Требования к КН. Идеальный компаратор должен обеспечивать:

- сравнение входных напряжений в диапазоне частот от 0 Гц до бесконечности;
- сравнение входных напряжений с нулевой статической погрешностью;
- бесконечно большую скорость нарастания выходного напряжения;

— выходные напряжения должны принимать два дискретных значения.

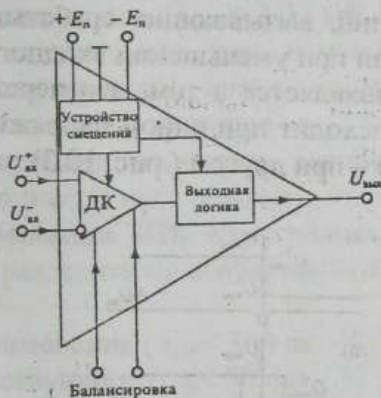


Рисунок 10.2-Упрощённая структурная схема КН

Параметры КН. Все аналоговые компараторы, выпускаемые промышленностью, имеют один и тот же набор статических параметров, смысл которых следует пояснить.

Пороговая чувствительность — минимальный разностный сигнал, который можно обнаружить компаратором и зафиксировать на выходе как логический сигнал.

Напряжение смещения $e_{см}$ — определяет смещение передаточной характеристики КН относительно

идеального положения (рис. 10.1 а) (для коррекции этого смещения используют балансировку).

Напряжение гистерезиса U_r - разность входных напряжений, вызывающих срабатывание КН при увеличении или при уменьшении входного напряжения. Гистерезис проявляется в том, что переход из состояния 0 в 1 происходит при одном напряжении, а возвращение из 1 в 0 - при другом (рис. 10.3).

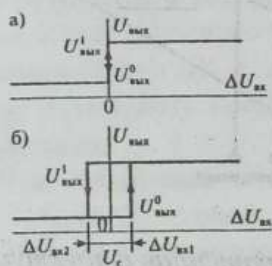


Рисунок 10.3 - Передаточная характеристика компаратора без гистерезиса (а) и с гистерезисом (б)

Основным динамическим параметром компаратора, определяющим его быстродействие, является время задержки распространения $t_{здp}$ скачкообразного входного сигнала, иногда это время называют **временем переключения** компаратора. Это время отсчитывают от момента подачи входного сигнала $\Delta U_{вх}$ до момента, когда выходной сигнал достигает уровней $U^1_{вых}$ или $U^0_{вых}$. Время задержки распространения существенно зависит от уровня входного дифференциального сигнала $\Delta U_{вх}$. При увеличении

напряжения $\Delta U_{вх}$ время задержки распространения $t_{здр}$ уменьшается. На рис. 10.4 а показаны переходные характеристики компаратора при различных значениях уровня входного сигнала $\Delta U_{вх} = 2-20$ мВ. Из приведенного графика следует, что при изменении входного напряжения на порядок время задержки распространения изменяется примерно в 2,5 раза. График зависимости времени задержки распространения $t_{здр}$ от уровня входного сигнала приведен на рис. 10.4 б.

Классификация КН. Интегральные микросхемы КН можно разделить по совокупности параметров на три группы:

- общего применения ($t_{здр} < 300$ нс, $K_U < 100$ дБ);
- быстродействующие ($t_{здр} < 30$ нс);
- прецизионные ($K_U > 100$ дБ, $e_{см} < 3$ мВ, $\Delta i_{вх} < 10$ нА).

Кроме того, КН можно разделить на стробируемые и нестробируемые, а также с памятью и без памяти.

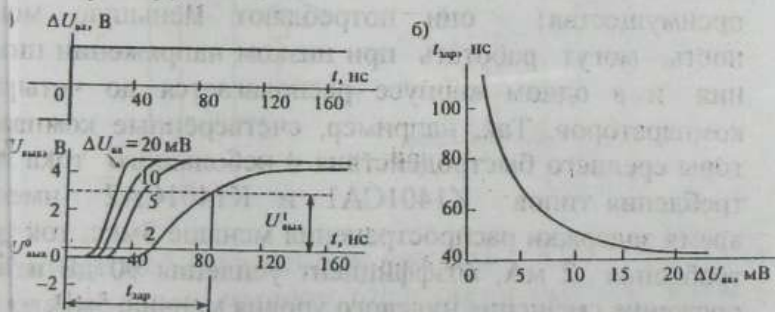


Рисунок 10.4-Переходные характеристики КН (а) и зависимость времени задержки распространения сигнала от его уровня(б)

В табл. 10.1 приведены параметры двух быстродействующих компараторов со стробированием. Оба компаратора содержат по три дифференциальных каскада, что обеспечивает достаточно высокую пороговую чувствительность. Кроме того, они обладают повышенным быстродействием в режиме непрерывного стробирования.

Таблица 10.1—Параметры быстродействующих КН

Параметр	Тип компаратора	
	КМ597СА1	КМ597СА2
Выходные логические сигналы	ЭСЛ	ТТЛ
Пороговая чувствительность, мВ	0,25	0,25
Напряжение смещения, мВ	2	2
Коэффициент ослабления синфазного сигнала, дБ	80	80
Время задержки распространения, нс	6,5	12

Компараторы общего применения имеют более скромные параметры по сравнению с приведенными в табл. 10.1. Однако эти компараторы имеют свои преимущества: они потребляют меньшую мощность, могут работать при низком напряжении питания и в одном корпусе располагается до четырех компараторов. Так, например, счетверенные компараторы среднего быстродействия и небольшого тока потребления типов К1401СА1 и К1401СА2 имеют время задержки распространения меньше 3 нс, ток потребления 2 мА, коэффициент усиления 90 дБ и напряжение смещения нулевого уровня меньше 5 мВ.

Многие КН общего применения имеют на выходе транзистор с открытым коллектором, что позволяет подключать нагрузку этого транзистора к внешнему источнику.

точнику питания, напряжение которого выбирается в зависимости от типа используемой логики. Схема включения внешней нагрузки к выходу компаратора приведена на рис. 10.5а. Значение сопротивления R_n выбирают в пределах 100-1000 Ом. Меньшие сопротивления обеспечивают более высокую скорость переключения.

Прецизионные КН отличаются от КН общего назначения рядом улучшенных параметров. Они имеют повышенный коэффициент усиления, меньшее пороговое напряжение переключения, пониженное напряжение смещения нулевого уровня и малый входной ток. Быстродействие этих КН обычно не очень высокое, время переключения обычно меньше 300 нс.

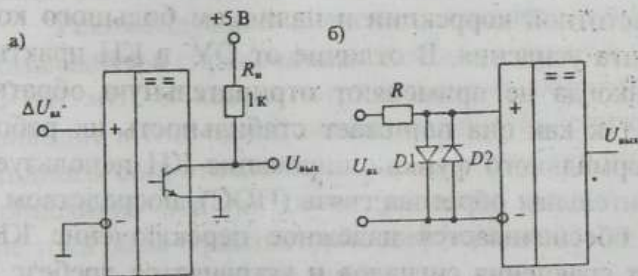


Рисунок 10.5-Подключение нагрузки в КН с открытым коллекторным выходом (а) и схема диодной защиты КН (б)

В качестве примера в табл. 10.2 приведены характеристики некоторых типов прецизионных КН. Наиболее

высокие параметры имеет компаратор СМР-02 фирмы Precision Monolithics. Отечественный компаратор К554СА3 немного уступает ему по пороговой чувствительности и напряжению смещения нуля. Быстродействие этих компараторов практически одинаково.

Таблица 10.2-Основные параметры прецизионных КН

Параметр	Тип компаратора	
	СМР-02	К554СА3
Коэффициент усиления	500 000	150 000
Напряжение смещения, мВ	0,8	3
Входной ток, нА	3	10
Время переключения, нс	190	200

Особенности построения аналоговых КН. Основные особенности аналоговых КН связаны с отсутствием в них частотной коррекции и наличием большого коэффициента усиления. В отличие от ОУ в КН практически никогда не применяют отрицательную обратную связь, так как она понижает стабильность их работы. Для нормального функционирования КН используется положительная обратная связь (ПОС), посредством которой обеспечивается надёжное переключение КН в момент сравнения сигналов и устраняется дребезг выходного напряжения в этот же момент. Недостатком ПОС является создание зоны неопределённости, обусловленной гистерезисом. Если сигнал на входе КН изменяется монотонно, то наличие гистерезиса не отражается на погрешности компарирования.

Для исключения глубокого насыщения КН при существенно отличающихся входных напряжениях между прямым и инверсным входами КН обычно включают два встречно-параллельно соединённых диода (рис. 10.5б). Поэтому разность напряжения между этими входами не превышает прямого падения напряжения на открытом диоде.

Быстродействие КН существенно зависит от уровня входного дифференциального сигнала. С увеличением входного сигнала до определённого значения время переключения уменьшается. Однако дальнейшее увеличение входного сигнала может привести к насыщению КН и снижению быстродействия. В связи с этим в схеме (рис. 10.5 а) рекомендуется использовать диоды Шоттки с малым падением напряжения.

Рекомендуемое значение входного напряжения указывается в справочниках и обычно лежит в пределах 20-100 мВ. Отказ от отрицательной обратной связи приводит к ещё одной особенности КН – снижению их входного сопротивления и увеличению входного тока. Происходит это по двум причинам: резкое увеличение тока базы транзисторов дифференциального каскада и включение диодов защиты.

Использование так называемого строба также является особенностью КН. Этот термин следует пояснить. Под стробом обычно понимают некоторый сигнал прямоугольной формы, разрешающий (реже запрещающий) функционирование стробируемого устройства. Строб позволяет анализировать (подключать к

исполнительным устройствам) состояние КН только в наперёд заданные моменты времени.

Применение аналоговых КН. В настоящее время КН широко применяются в качестве пороговых устройств, элементов аналого-цифровых преобразователей, усилителей, элементов регуляторов температуры и давления, ключевых стабилизаторов напряжений, интегральных таймеров.

Основное применение КН находят в устройствах сопряжения цифровых и аналоговых сигналов. Простейшим примером такого применения является аналого-цифровой преобразователь параллельного типа, приведённый на рис. 10.6.

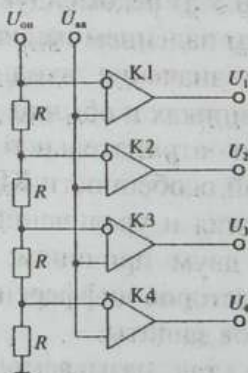
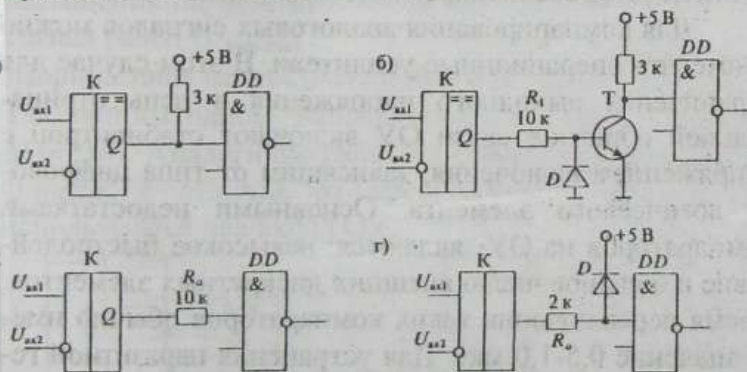


Рисунок 10.6 – Простейший аналого-цифровой преобразователь на компараторах напряжения

В нём использованы четыре компаратора К1-К4 и резистивный делитель опорного напряжения U_{0n} . При одинаковых значениях сопротивлений в резистив-

ом делителе на инвертирующие входы КН подано напряжение $n \cdot U_{\text{оп}} / 4$, где n -порядковый номер КН. На неинвертирующие входы КН подано напряжение $U_{\text{вх}}$. В результате сравнения входного напряжения с опорными напряжениями на выходах компараторов образуется нитарный цифровой код входного напряжения. При помощи цифрового преобразователя кода этот код можно преобразовать в двоичный.

Различные варианты подключения КН к цифровым логическим микросхемам серии ТТЛ приведены на рис.10.7. В первой схеме (рис.10.7 а) выход КН непосредственно соединён со входом цифровой микросхемы ТТЛ. Такую схему можно использовать при открытом коллекторном выходе в компараторе К.



рисунки 10.7- Схемы подключения КН к цифровым микросхемам: с открытым коллектором (а), с коммутирующим транзистором (б), с токоограничивающим резистором (в), с фиксирующим диодом(г)

Во второй схеме (рис. 10.7 б) компаратор К управляет коммутирующим транзистором Т, который, в свою очередь, управляет цифровой микросхемой ТТЛ. Диод D в базе транзистора Т выполняет защиту базы транзистора от пробоя отрицательным выходным напряжением компаратора.

Третья схема (рис. 10.7 в) показывает подключение цифровой микросхемы к компаратору К через токоограничивающий резистор R. Такую схему лучше применять с цифровыми микросхемами серии КМОП.

И, наконец, в четвертой схеме (рис. 10.7 г), кроме токоограничивающего резистора R, имеется фиксирующий диод D, который отпирается, если напряжение на входе цифровой микросхемы поднимается выше 5 В.

Для компарирования аналоговых сигналов можно применять операционные усилители. В этом случае для ограничения выходного напряжения в цепь отрицательной обратной связи ОУ включают стабилитрон с напряжением включения, зависящим от типа цифрового логического элемента. Основными недостатками компараторов на ОУ являются: невысокое быстродействие и большое число внешних дискретных элементов. Время переключения таких компараторов обычно имеет значение 0,5-1,0 мкс. Для устранения паразитной генерации используется внешняя положительная обратная связь, при помощи которой формируется зона гистерезиса.

Две схемы компараторов на ОУ, предназначенных для сравнения по модулю разнополярных и однополярных напряжений, показаны на рис.10.8 а,б. В схеме (рис.10.8а) при подаче разнополярных сравниваемых напряжений на общий вход ОУ его дифференциальный входной сигнал $\Delta U = u_{вх1} - u_{вх2}$.

Рассмотрим три варианта поведения ОУ.

1 Если $|\Delta U| > |U_{вых\ max}^-| / K$, то ОУ находится в состоянии насыщения и его выходной сигнал равен $U_{вых\ max}^-$.

2 Если $|\Delta U| < |U_{вых\ max}^-| / K$ и $|\Delta U| < |U_{вых\ max}^+| / K$, то ОУ находится в активной области и его выходной сигнал $U_{вых} = -K \Delta U$,

3 Если $|\Delta U| > |U_{вых\ max}^+| / K$, то ОУ входит в область насыщения по положительной полярности и выходной сигнал равен $U_{вых\ max}^+$.

Ширина зоны нечувствительности $|U_{вых\ max}^+| + |U_{вых\ max}^-| / K$. Так, при выходном напряжении ОУ $\pm 10V$ и $K = 10^4$ $\Delta U \approx 2mV$. Аналогично работает компаратор (рис. 10.8б). Однако в отличие от предыдущей схемы в нём используются два входа ОУ.

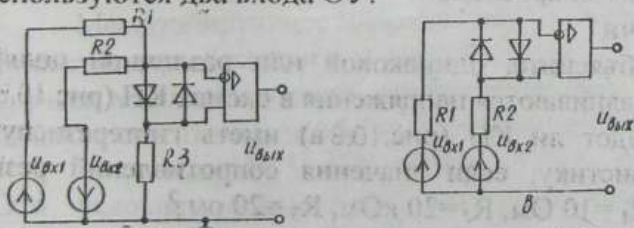


Рисунок 10.8- Схемы компараторов на ОУ для сравнения по модулю разнополярных (а) и однополярных (б) напряжений

ЗАДАНИЯ ДЛЯ САМОСТОЯТЕЛЬНОЙ РАБОТЫ

- 1 Дайте определение КН.
- 2 Проиллюстрируйте графически функции компаратора для двух и трёх напряжений.
- 3 Объясните зависимость времени переключения компаратора от скорости изменения входных напряжений.
- 4 Поясните явление гистерезиса компаратора.
- 5 Перечислите требования к компаратору как схемному элементу.
6. Какую функцию выполняет стробирование в компараторе?
- 7 Нарисуйте передаточную характеристику идеального компаратора.
- 8 Укажите основные требования и параметры компаратора.
- 9 Поясните особенности построения компараторов.
10. Приведите примеры подключения компараторов к цифровым микросхемам.

Задачи

- 1 Объясните, одинаковой или различной полярности сравниваются напряжения в схемах КН (рис. 10.8).
2. Будет ли КН (рис. 10.8 а) иметь гистерезисную характеристику, если значения сопротивлений резисторов $R_1 = 10 \text{ Ом}$, $R_2 = 20 \text{ кОм}$, $R_3 = 20 \text{ ом}$?
3. Поясните назначение диодов VD1 и VD2 в схеме (рис. 10.8б). На какие параметры схемы они оказывают определяющее влияние?

ЛЕКЦИЯ 11. Аналоговые перемножители напряжений

Вопросы лекции

1 Назначение, устройство и принцип действия перемножителей напряжений.

2 Применение перемножителей напряжений.

Аналоговыми перемножителями напряжений (ПН) называют интегральные микросхемы, предназначенные для выполнения операции перемножения двух сигналов U_x и U_y и выдачи результата перемножения в форме

$$U_{\text{вых}} = U_x U_y / U_r = K_n U_x U_y, \quad (11.1)$$

где $U_r = 1/K_n$ - масштабирующее напряжение;

K_n - масштабирующий коэффициент передачи.

Особенностью операции перемножения является то, что полярность выходного напряжения определяется полярностями двух входных напряжений, каждое из которых может быть как положительным, так и отрицательным.

На рис.11.1 приведена зависимость выходного напряжения от входных напряжений U_x и U_y . Такой ПН называется **четырёхквadrантным**.

Масштабирующее напряжение U_r обычно является постоянным (хотя и с подстройкой). В большинстве случаев масштабирующий коэффициент перемножителя выбирают таким, чтобы выполнялось соотношение

$$U_{\text{вых}} = U_x U_y / 10, \text{ т.е. } K_n = 0,1 \text{ В}^{-1} \quad (11.2)$$

Это условие использовано при построении графика см. рис.11.1.

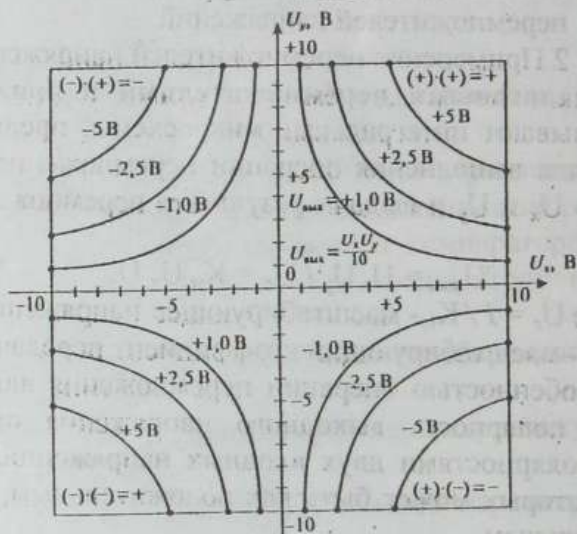


Рисунок 11.1-Передаточные характеристики ПН

Если выходной сигнал изменяет полярность при изменении полярности только одного входного сигнала, то перемножитель называют **двухквadrантным**. Если все сигналы могут быть только однополярными то перемножитель называют **одноквadrантным**. Чаще используется четырёхквadrантный ПН, т.к. имеет большие возможности по числу приложенных напряжений.

Разработано несколько способов построения аналоговых ПН: логарифмирующие, квадратирующие, с широкоимпульсной модуляцией и др., однако в интегральных микросхемах преимущественно применяется

метод построения ПН на **принципе переменной крутизны**. Базовая схема ПН с переменной крутизной приведена на рис. 11.2а, а его упрощённая структурная схема изображена на рис. 11.2б.

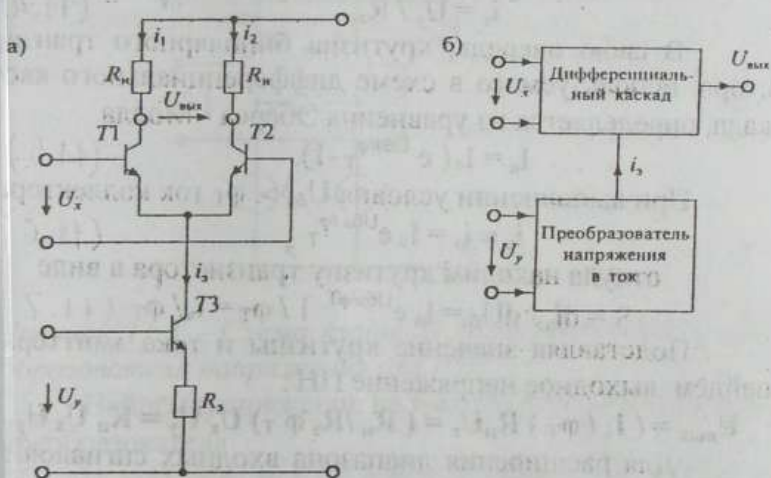


Рисунок 11.2-Упрощённая схема ПН с переменной крутизной: принципиальная (а) и структурная (б)

Этот метод основан на зависимости крутизны биполярного транзистора от тока эмиттера. С этой целью в схему введён дифференциальный каскад, на вход которого подаётся сигнал U_x . Выходное напряжение дифференциального каскада пропорционально произведению крутизны S на входное напряжение U_x :

$$U_{\text{вых}} = S U_x R_{\text{н}}, \quad (11.3)$$

где $R_{\text{н}}$ — сопротивление нагрузки.

Для регулирования крутизны дифференциального каскада в схему введён преобразователь напряжения U_x в ток i_3 на транзисторе ТЗ. При достаточно большом значении сопротивления R_3 ток эмиттера транзистора ТЗ можно определить по формуле

$$i_3 = U_x / R_3. \quad (11.4)$$

В свою очередь, крутизна биполярного транзистора, используемого в схеме дифференциального каскада, определяется из уравнения Эберса - Молла

$$I_k = I_0 (e^{U_{бэ}/\varphi_T} - 1) \quad (11.5)$$

При выполнении условия $U_{бэ} > \varphi_T$ ток коллектора

$$i_k \approx i_3 = I_0 e^{U_{бэ}/\varphi_T}, \quad (11.6)$$

откуда находим крутизну транзистора в виде

$$S = di_3 / dU_{бэ} = I_0 e^{U_{бэ}/\varphi_T} 1 / \varphi_T = i_3 / \varphi_T. \quad (11.7)$$

Подставляя значение крутизны и тока эмиттера, найдём выходное напряжение ПН:

$$U_{\text{вых}} = (I_3 / \varphi_T) R_n U_x = (R_n / R_3 \varphi_T) U_x U_y = K_n U_x U_y.$$

Для расширения диапазона входных сигналов и исключения нелинейности, связанной с экспоненциальной зависимостью коллекторных токов от напряжения база-эмиттер, в схему ПН вводят каскад предварительного преобразования напряжения U'_x . Схема такого каскада, в котором для логарифмирования входного сигнала U'_x используется дифференциальный усилитель с диодной нагрузкой, приведена на рис. 11.3.

Для схемы, приведённой на рис. 11.3, можно записать следующее выражение, связывающее напряжения на входе U'_x и выходе U_d каскада: $U'_x / R_x = i_x = I_0 e^{U_d / \varphi_T}$.

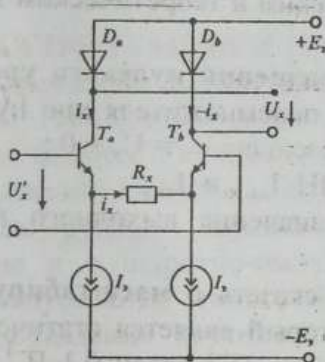


Рисунок 11.3 – Схема входного логарифмического преобразователя напряжения для ПН

Найдём напряжение на выходе логарифмического преобразователя

$$U_x = U_d = \varphi_T \ln i_x / I_0 = \varphi_T \ln U'_x / R_x I_c.$$

Благодаря логарифмическому преобразованию происходит компрессия (сжатие) входного сигнала U'_x . Сравнительно небольшое изменение выходного напряжения U_x , которое подаётся на вход умножителя. По сути дела аналогичное преобразование выполняется в канале напряжения U_y , только роль диодных нагрузок играют переходы база-эмиттер транзистора.

Основным статическим параметрам ПН относятся:

а) погрешность перемножения, которая определяется соотношениями: для абсолютной погрешности –

$$\Delta = U_{\text{вых}} - (U_x U_y) / 10;$$

Для относительной погрешности $\delta = (\Delta / 10) 100\%$;
 δ) нелинейность перемножения – максимальная разность между фактическим и теоретическим значениями

$U_{\text{вых}}$:

в) **напряжение смещения нулевого уровня** – напряжение на выходе перемножителя при нулевом значении напряжений на входах $U_x = U_y = 0$;

2) входные токи ПН $I_{\text{вх. x}}$ и $I_{\text{вх. y}}$;

3) **максимальное значение выходного напряжения**
 $U_{\text{вых. м}}$.

Особо следует сказать о **масштабирующем коэффициенте K_n** , который является статическим параметром и в большинстве ПН равен $0,1 \text{ В}^{-1}$. Однако в ряде случаев K_n отличается от этого значения. В некоторых случаях имеется даже возможность его подстройки.

Динамика ПН характеризуется **полосой пропускания частот** по уровню 0,7 при малом сигнале, т.е. по уменьшению коэффициента передачи на 3 дБ. Понятие малый сигнал означает, что уровень выходного сигнала не превышает 10 % от максимального значения $U_{\text{вых.}}$.

Полоса пропускания частот зависит от сопротивления нагрузки ПН. В связи с этим ПН, которые предназначены для работы в широкой полосе частот, имеют открытый коллекторный выход, к которому подключается внешнее сопротивление нагрузки. Так, например, для ПН МС1495 при сопротивлении нагрузки 11 кОм полоса пропускания

частот равна 3 МГц, а при сопротивлении 50 Ом она расширяется до 80 МГц.

КЛАССИФИКАЦИЯ И ТИПЫ ПН

Перемножители напряжений можно разделить по следующим признакам: принципу действия, полосе пропускания частот и погрешности перемножения.

По принципу действия ПН можно разделить на три основные группы: с переменной крутизной, логарифмические и с широтно-импульсной модуляцией. Серийно выпускаются только ПН, работающие на принципе управления крутизной дифференциального каскада. Второй и третий тип ПН промышленностью не выпускаются.

По погрешности перемножения выпускаемые ПН можно разделить на группы **малой, средней и высокой** точности. Перемножители **малой** точности являются самыми простыми, они не содержат входного логарифматора и выходного ОУ. В табл. 11.1 приведены основные параметры некоторых типов ПН малой точности, используемых в различных электронных схемах: селекторах каналов, радиоприёмниках, делителях и умножителях частоты, частотных и фазовых детекторах.

Система обозначений допускает использовать для таких микросхем два варианта обозначения: группа МА- модуляторы амплитудные и группа ПС- перемножители и преобразователи частоты.

Таблица 11.1-Основные параметры микросхем малой точности

Параметр	Тип микросхемы			
	К174ПС1	К174ПС4	К526ПС1	К140МА1
Полоса рабочих частот, МГц	200,0	1000,0	80	2
Входной сигнал, мВ	100,0	25,0	100	100
Крутизна преобразования, мА/В (Коэффициент передачи, дБ)	4,5	4,5	(14)	(10)

ПН средней точности обычно содержат входной логарифматор, позволяющий увеличить сигнал до десяти вольт. Выходной ОУ и нагрузочные резисторы в таких ПН не входят в состав микросхемы. Погрешность перемножения таких ПН больше 1%.

ПН высокой точности имеют все элементы для построения схемы перемножения: входной логарифматор, выходной ОУ и стабилизатор напряжения питания отдельных узлов микросхемы. Нагрузочные резисторы и резисторы обратной связи ОУ в таких перемножителях выполняются с высокой точностью с помощью лазерной подгонки.

Входы высокоточных перемножителей могут быть симметричными (дифференциальными) или несимметричными. Погрешность перемножения в таких микросхемах обычно не превышает 1%. В табл.11.2 приведены основные параметры ПН средней и высокой точности.

Номинальное значение масштабного коэффициента K_n для всех микросхем (табл. 11.2) равно 0,1 В.

Входное сопротивление на низкой частоте имеет величину более 10 МОм. На рис. 11.4 приведено включение микросхемы аналогового ПН К525ПС2.

Таблица 11.2-Основные параметры микросхем ПН

Параметр	Тип микросхемы			
	К252ПС1 (МС1495)	К252ПС2	К525ПС3	МС1494 (Motorola)
Погрешность перемножения, %	±2,0	±1,0	±0,5	±0,5
Напряжение смещения, мВ	50,0	80,0	30,0	200,0
Входной ток, мкА	8,0	2,0	2,0	1,0
Максимальное входное напряжение, В	±12,0	±10,0	±10,0	±10,0
Полоса пропускания при малом сигнале, МГц	1,5	1,0	1,0	1,0

Преобразователь напряжений типа К525ПС2 имеет симметричные входы для сигналов U_x и U_y .

Если входные сигналы несимметричные, то другие выводы входов используют для корректировки напряжения смещения нулевого уровня по каждому из входов.

Выходной ОУ также имеет вывод для подачи напряжения корректировки нулевого уровня (напряжение смещения). Внутри микросхемы имеется резистор обратной связи, один вывод которого при значении $R_1 = 0,1$ нужно подключить к выходу ОУ (вывод 2). При необходимости изменения масштабирующего коэффициента последовательно с этим резистором включают дополнительное входное сопротивление.

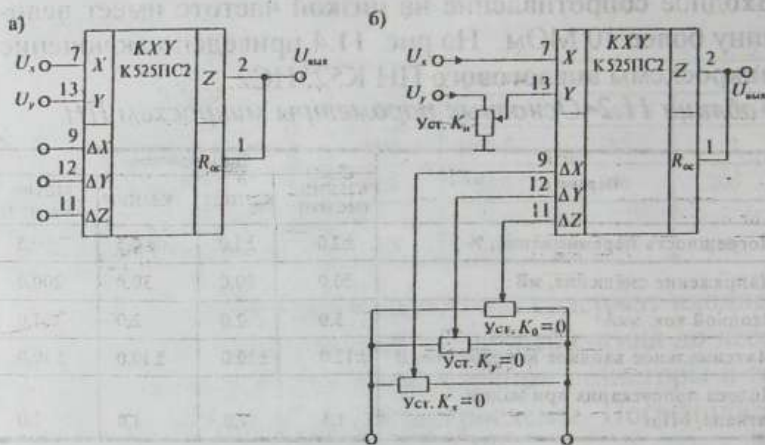


Рис. 11.4-Условное обозначение ПН (а) и его типовая схема включения (б)

Микросхема ПН средней точности К525ПС1 не содержит внутреннего ОУ и нагрузочных резисторов. Поэтому при её использовании эти элементы подключают дополнительно. На рис. 11.5 приведено типовое включение микросхемы К525ПС1 в качестве ПН. В состав микросхемы не входят сопротивления R_x и R_y , нормирующие коэффициент передачи по каналам U_x и U_y . Эти сопротивления подключаются к выводам микросхемы внешним образом.

Применение умножителей

Как уже отмечалось, ПН применяются в различных электронных устройствах. Кроме того, они входят составной частью во многие специализированные микросхемы и узлы. Столь широкое применение ИМС

перемножителей обусловлено прежде всего тем, что нелинейная операция перемножения приводит к изменению спектра выходного сигнала.

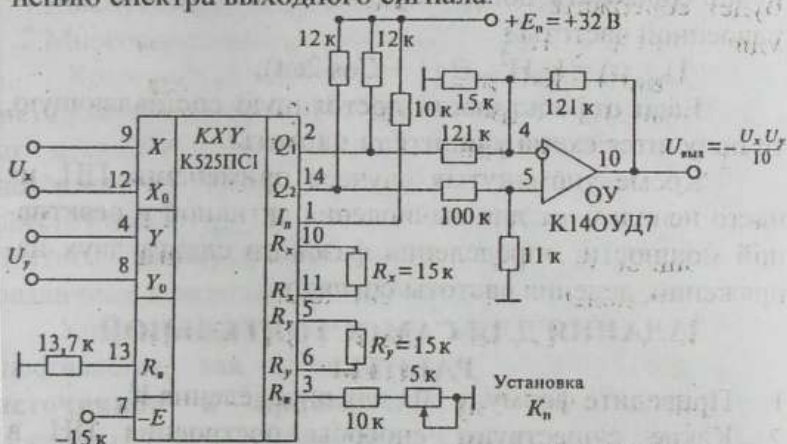


Рисунок 11.5-Включение микросхемы K525PC1 в качестве перемножителя напряжений

Так, например, если оба сигнала U_x и U_y гармонические, но с разной частотой ω_x и ω_y , то

$$U_x = U_{mx} \cos(\omega_x t), \quad U_y = U_{my} \cos(\omega_y t).$$

В результате перемножения этих сигналов на выходе ПН образуются два сигнала, один из которых имеет суммарную, а другой – разностную частоту:

$$U_{\text{вых}}(t) = K_n / 2 U_{mx} U_{my} [\cos(\omega_x - \omega_y) + \cos(\omega_x + \omega_y)].$$

Амплитуды выходных сигналов одинаковы и равны $K_n / 2 U_{mx} U_{my}$. В то же время на выходе ПН отсутствуют сигналы с частотами перемножаемых сигналов. Такое преобразование двух сигналов является операцией балансной модуляции.

Если же на оба входа ПН подать один и тот же сигнал $U_x = U_y = U_m \cos \omega t$, то выходное напряжение будет содержать постоянную составляющую и сигнал удвоенной частоты:

$$U_{\text{вых}}(t) = K_n U_m^2 / 2 (1 + \cos 2\omega t),$$

Если отфильтровать постоянную составляющую, то получится схема удвоителя частоты.

Кроме упомянутых случаев применения ПН, их часто используют для вычисления активной и реактивной мощности, определения фазового сдвига двух напряжений, деления частоты сигналов.

ЗАДАНИЯ ДЛЯ САМОСТОЯТЕЛЬНОЙ РАБОТЫ

- 1 Приведите формулу ПН для определения K_n .
- 2 Какие существуют способы построения ПН в электронике?
- 3 Поясните метод построения ПН по принципу переменной крутизны.
- 4 Приведите упрощённую схему ПН с переменной крутизной.
- 5 Поясните сущность логарифмического преобразования входного сигнала.
- 6 Приведите основные статические и динамические параметры ПН.
- 7 Дайте характеристику ПН малой, средней и высокой точности.
- 8 Приведите передаточные характеристики микросхемы К525ПС1.
- 9 Приведите пример использования ПН, выполняющего операцию балансировки модуляции.

Лекция 12 Коммутаторы аналоговых сигналов

Вопросы лекции

1 Коммутаторы на диодных, транзисторных ключах.

2 Многоканальные коммутаторы.

Коммутация сигналов является распространённым методом, с помощью которого сигналы, поступающие от нескольких источников, объединяются в определённом порядке в одной линии. После соответствующей обработки эти сигналы при помощи другого коммутатора могут быть направлены в различные исполнительные устройства.

Упорядоченный ввод и вывод сигналов осуществляется, как правило, при помощи адресации источников и приёмников сигналов, а также связанных с передачей сигналов коммутаторов. Общая структурная схема связи источников и приёмников сигналов через коммутатор показана на рис. 12.1.

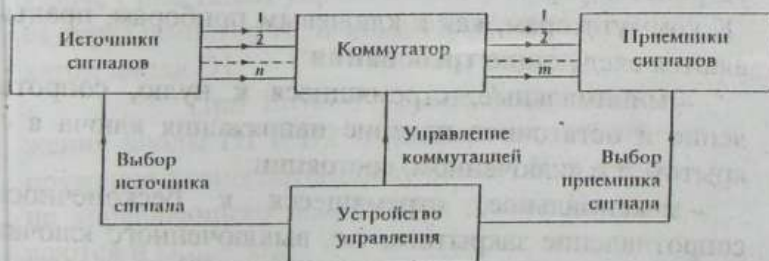


Рисунок 12.1-Структурная схема коммутации источников и приёмников сигналов

Коммутатор состоит из определенным образом связанных электронных ключей, выполненных в полупроводниковых приборах.

Устройство управления коммутатором является цифровым и действует либо по заранее установленной программе, либо под управлением микропроцессора или мини-ЭВМ. В последнем случае программа управления коммутатором может быть изменена. Для выбора определённого ключа и назначения его функции (т. е. включения или отключения) используется адресный дешифратор команд.

Для исключения потерь при передаче сигналов, также для согласования источников и приёмников сигналов в состав коммутаторов могут входить различные согласующие и нормирующие усилители. Коэффициент передачи этих усилителей может быть или фиксированным, или установленным при помощи устройства управления.

К коммутаторам, как к ключевым приборам, предъявляются следующие требования:

- минимальные, стремящиеся к нулю, сопротивление и остаточное падение напряжения ключа в открытом, т.е. включённом, состоянии;
- максимальное, стремящееся к бесконечности сопротивление закрытого, т.е. выключенного ключа, минимальные токи утечки в закрытом состоянии;
- высокое быстродействие ключа, характеризуемое длительностью переключения из закрытого состояния в открытое и наоборот;

С точки зрения схемного построения аналоговые ключи различают по используемым в них полупроводниковым элементам и способам управления ими. В настоящее время наиболее распространены ключи на диодах, биполярных и полевых транзисторах, оптронах. Рассмотрим основные схемы аналоговых ключей, выполненных на различных элементах.

Диодные ключи применяются для точного переключения токов и быстрого переключения напряжений. Первое применение объясняется высокой точностью диодных токовых ключей и лёгкостью управления ими. Второе связано с появлением диодов с тонкой базой и **диодов Шоттки**, в которых слабо выражены эффекты накопления носителей, и инерционность в основном определяется процессом перезарядки барьерных ёмкостей. Базовые схемы аналоговых диодных ключей приведены на рис.12.2. В двухдиодном ключе (рис.12.2а) управляющее напряжение U_y подаётся через резистор R_y , а входной сигнал $U_{вх}$ поступает на катод диода $D1$.

При низком уровне управляющего напряжения диоды $D1$ и $D2$ закрыты, и на выходе ключа напряжение равно потенциалу земли. При высоком уровне управляющего напряжения диоды $D1$ и $D2$ открываются и $U_{вых} = U_{вх}$.

Напряжение смещения такого диодного ключа определяется разностью прямых напряжений на диодах $D1$ и $D2$ и находится в пределах 1-5 мВ. Время коммутации определяется быстродействием диодов Шоттки.

Основным недостатком такого ключа является прямое прохождение тока управляющего сигнала через нагрузку R_n и источник сигнала e_c . Для снижения напряжения помехи эту схему целесообразно использовать при малых сопротивлениях источника сигнала нагрузки.

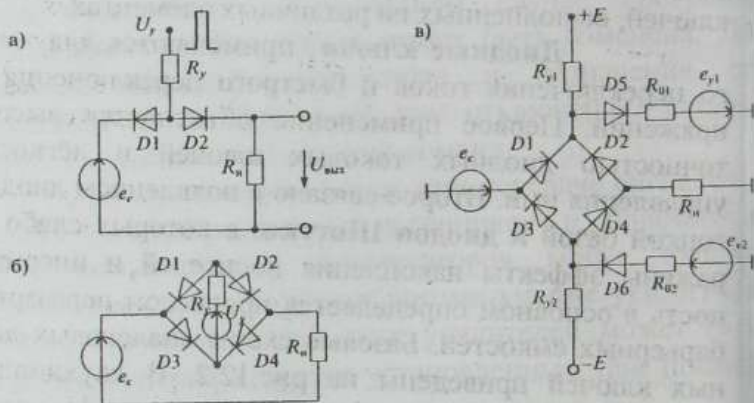


Рисунок 12.2-Схемы диодных ключей на двух диодах (а) на четырёх диодах (б) и на шести диодах (в)

Для снижения помех из цепи управления используют мостовую схему рис.12.2б. В этой схеме цепь управления развязана от цепи передачи сигнала. Если напряжение управления равно нулю или имеет полярность, запирающую диодный мост, то ключ разомкнут. При положительной полярности источника управляющего сигнала ключ замыкается, а ток управления проходит только через диоды и сопротивление R_y .

Учитывая, что для цепи передачи сигнала диодные пары D1, D2 и D3, D4 включены встречно, напряжение смещения также будет равно разности прямых падений напряжений на диодах, т. е. примерно равно напряжению смещения двухдиодного ключа.

Недостатком схемы, приведённой на рис.12.2б, является отсутствие общей точки у источника сигнала и источника управления. Схема, изображённая на рис.12.2в, этого недостатка лишена. В этой схеме используются два источника сигналов управления e_{y1} и e_{y2} . Сигналы этих источников подводятся к диодному мосту через разделительные диоды D5, D6. Для поддержания диодного моста в запертом состоянии при отсутствии сигналов управления на него подаётся через резисторы R_{y1} и R_{y2} запирающее напряжение от источников постоянного напряжения $\pm E$. В этой схеме также, как и в предыдущей, обеспечивается развязка источника управления от цепи источника сигнала.

Применение диодных ключей. Схемы двухдиодных ключей использованы в микросхемах диодных коммутаторов серии 265ПП1 и 261ПП2. Эти коммутаторы отличаются друг от друга только полярностью управляющего напряжения. Схема коммутатора 265ПП2 приведена на рис. 12.3а. Она представляет собой семиканальный переключатель с общим сигналом управления. Мостовые диодные ключи использованы в интегральных микросхемах К252КТ1 и К252КН1. Упрощённая схема одного ключа микросхемы К252КТ1 приведена на рис.12.3б. Питание этой микросхемы

осуществляется от двух источников $+E$ и $-E$ с напряжением 6В.

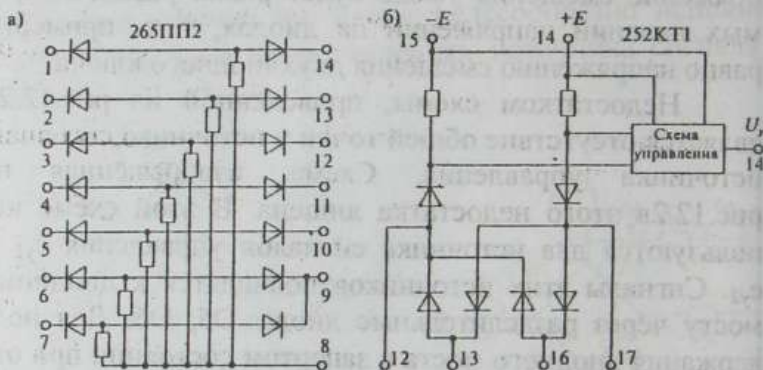


Рисунок 12.3-Схема диодного коммутатора 265ПП2 (а) и упрощённая схема мостового диодного ключа четырёхканального коммутатора К252КТ1 (б)

Каждый ключ этой микросхемы имеет напряжение смещения 3 мВ, время переключения 40 нс, ток утечки 10 нА и сопротивление в замкнутом состоянии около 100 Ом.

Приведённые выше микросхемы диодных коммутаторов являются гибридными, в которых использованы специальные диодные матрицы, например, матрица 2ДС408 или КДС523. Диоды таких матриц имеют весьма малый разброс параметров, что позволяет получить напряжение смещения меньше 5мВ. Собственные ёмкости диодов -матриц имеют значения 1-2 пф, что позволяет снизить импульсные помехи по цепи управ-

ления. В настоящее время диодные ключи вытесняются более совершенными транзисторными ключами.

В основе построения транзисторных ключей лежит изображённая на рис.12.4а схема с общим эмиттером. Это так называемый **ключ-инвертор**, который характеризуется тем, что при наличии входного сигнала большой величины и отрицательной полярности, транзистор открыт и выходное напряжение $U_{\text{вых}} \approx 0$, а при отсутствии входного сигнала $U_{\text{вх}}=0$ или его положительной величине транзистор закрыт и выходное напряжение транзисторного ключа $U_{\text{вых}} \approx -E_{\text{к}}$.

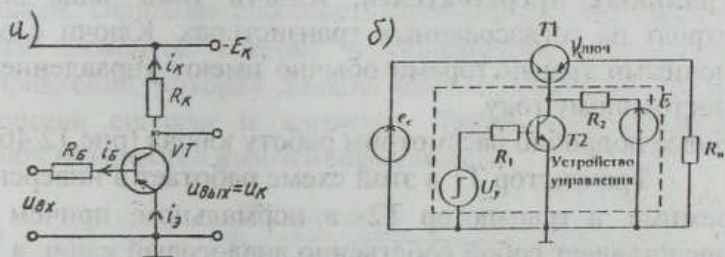


Рисунок 12.4-Электрические схемы ключа-инвертора (а), простейшего ключа на биполярном транзисторе (б)

Ключи на транзисторах более совершенны, чем диодные ключи, и значительно чаще используются в электронных схемах. Простейший ключ на одном биполярном транзисторе приведен на рис.12.4б. Он состоит из ключевого транзистора T_1 и схемы управления на транзисторе T_2 . По структуре транзисторный ключ похож на двухдиодный ключ, изображённый на рис.12.2а. При отсутствии тока базы T_1 закрыт и ключ

разомкнут, а при протекании через базу тока управления $i_b > i_{b,нас}$ ключ замкнут. В этом случае коллекторный и эмиттерный переходы открыты и действуют также, как открытые диоды в схеме на рис.12.2а.

Ключи на биполярных транзисторах применяются для переключения как напряжений, так и токов. В **ключках напряжений**, как правило, используется режим насыщения в инверсном включении транзистора. При этом используются как отдельные транзисторы так и согласованные пары встречно включённых двух-эмиттерных транзисторов, получивших название **интегральных прерывателей**. Ключи тока чаще всего строят на согласованных транзисторах. Ключи с одиночными транзисторами обычно имеют управление по постоянному току.

Более подробно рассмотрим работу ключа (рис.12.4б).

Транзистор Т1 в этой схеме работает в инверсном режиме, а транзистор Т2- в нормальном, причём Т1 представляет собой собственно аналоговый ключ, а Т2- его схему управления. При положительном сигнале управления транзистор Т2 открыт, напряжение на его коллекторе, а значит, и на базе Т1 близко к нулю. Эмиттерный переход инверсно включённого транзистора Т1 обратен смещён и Т1 заперт. При отрицательном сигнале управления Т2 закрывается, а Т1 открывается током базы i_b . Выходное напряжение принимает значение $U_{вых} \approx U_{вх}$.

Необходимо отметить, что инверсное включение транзистора используют для снижения напряжения

смещения, т. е. напряжение управления прикладывают между базой и коллектором. При этом напряжение смещения можно понизить до 5-10 мВ. В общем случае напряжение смещения для ключей на одиночных транзисторах составляет 0,1-0,2 В.

Встречное включение двух транзисторов Т1 и Т2 (рис. 12.5) применяется для уменьшения остаточного напряжения на замкнутом ключе. При таком включении транзисторов остаточное напряжение ключа является разностью остаточных напряжений отдельных транзисторов ($U_{ост} = U_{ост1} - U_{ост2}$) и может быть очень малым. Основная сложность применения таких ключевых элементов состоит в усложнении схемы цепи управления, которая должна быть изолирована от источника сигнала и нагрузки. Такой транзисторный ключ называется **компенсированным**.

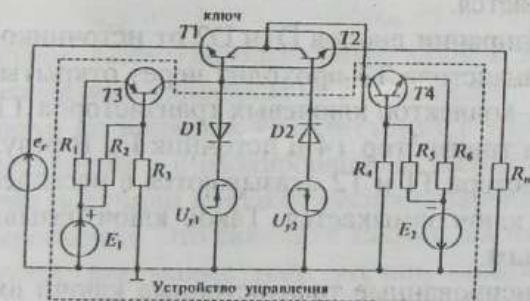


Рисунок 12.5-Схема компенсированного транзисторного ключа

Остаточное напряжение таких ключей лежит в пределах 10-50 мкВ. Для создания компенсированных ключей используют двухэмиттерные транзисторы. Такие транзисторы во включённом состоянии имеют малое остаточное напряжение. Так, например, двухэмиттерный транзистор КТ118 имеет остаточное напряжение 0,1-0,2 мВ, а компенсированный транзисторный ключ КР162КТ1 имеет остаточное напряжение, равное 0,3 мВ.

Принцип работы **компенсированного** ключа (рис. 12.5) заключается в следующем. В исходном положении, когда управляющие напряжения U_{y1} и U_{y2} равны нулю, источники постоянного напряжения E_1 и E_2 отпирают транзисторы T_3 , T_4 и диоды D_1 и D_2 соответственно. При этом через диоды D_1 и D_2 базы транзисторов T_1 и T_2 замкнуты с их коллекторами и ключ размыкается.

При запираании диодов D_1 и D_2 от источников U_{y1} и U_{y2} ток транзистора T_3 проходит через открытые переходы база — коллектор ключевых транзисторов T_1 , T_2 и далее через транзистор T_4 и источник E_2 . В результате оба транзистора T_1 и T_2 оказываются в насыщенном состоянии и ключ замыкается. Такой ключ называется **двухполярным**.

Компенсированные транзисторные ключи входят в состав различных микросхем серий 124, 129, 169. Кроме того, транзисторные ключи используются в оптронах типа АОТ122, АОТ126, АОТ128 и др. Опронные транзисторные ключи имеют гальваническую развязку

входной и выходной цепей, однако у них более высокое остаточное напряжение и более высокий ток утечки в запертом состоянии.

Фрагмент микросхемы КС1054ХА4 (рис.12.6) представляет собой двунаправленный транзисторный коммутатор и предназначен для двусторонней передачи телевизионных видеосигналов. Направление передачи определяется устройством управления коммутирующими ключами.

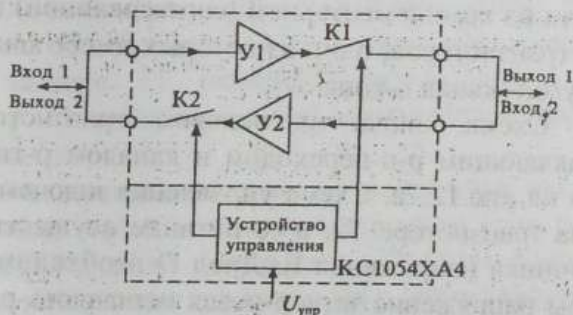


Рисунок 12.6- Транзисторный ключ с нормирующими усилителями в микросхеме КС1054ХА4

Ключи на полевых транзисторах с управляющими р-п-переходом и с изолированным затвором в настоящее время получили широкое распространение в различных микросхемах. Это связано с такими достоинствами этих ключей, как малые токи утечки, низкое потребление энергии по цепи управления, отсутствие напряжения смещения, технологичность производства.

В аналоговых ключах применяются полевые транзисторы с каналами р-и п-типа. Однако поскольку

подвижность электронов больше подвижности дырок, то сопротивление канала во включённом состоянии у транзисторов с n -каналом ниже. На быстрдействие ключей существенным образом влияют переходные процессы в транзисторах. В этом отношении преимущественное применение находят полевые транзисторы с изолированным затвором, паразитные ёмкости у которых меньше. Наибольшее распространение получили ключи на комплементарной (согласованной) паре полевых транзисторов, один из которых имеет канал p -типа, а другой - канал n -типа.

Схема ключа на полевом транзисторе $T1$ с управляющим p - n -переходом и каналом p -типа приведена на рис. 12.7а. Схема управления ключом выполнена на транзисторе $T2$, а её питание осуществляется от источника напряжения E . Диод D необходим для того, чтобы напряжение затвор-исток оставалось равным нулю при любых значениях входных сигналов.

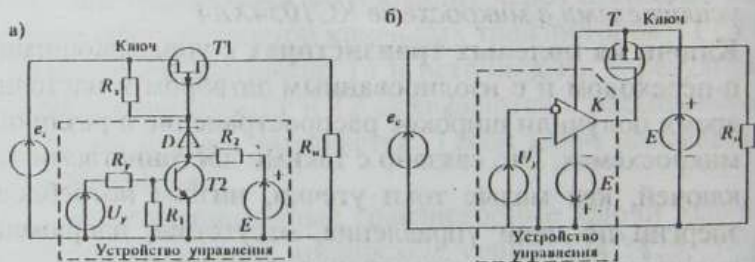


Рисунок 12.7- Схема ключа на полевом транзисторе с управляющим p - n -переходом (а) и с изолированным затвором (б)

Для исключения модуляции проводимости канала входным сигналом затвор через сопротивление R_3 связан с напряжением источника сигнала e_c .

Устройство управления работает следующим образом. Если напряжение управления равно нулю, то транзистор Т2 заперт и напряжение $+E$ через сопротивление R_2 и диод D подводится к затвору транзистора Т1, запирая его. В результате этого ключ будет замкнут. Если напряжение управления включает транзистор Т2, то анод диода D через насыщенный транзистор Т2 соединяется с общей шиной, в результате чего напряжение на затворе Т1 снижается почти до нуля и транзистор Т1 отпирается, что эквивалентно замыканию ключа.

Ключи на полевых транзисторах с управляющим р-п-переходом входят в состав микросхем ряда серий: КР504, 284КН1 и др. Микросхема 284КН1 содержит три ключа на полевых транзисторах с управляющим п-переходом и каналом п-типа. Каждый ключ имеет следующие параметры: сопротивление замкнутого ключа 250 Ом, ток утечки 10 нА, максимальная частота коммутации 1 МГц.

Ключи на полевых транзисторах с изолированным затвором и индуцированным каналом р- и п-типа получили самое широкое распространение при создании коммутаторов. Основной особенностью этих ключей является то, что в исходном состоянии при нулевом напряжении на затворе они заперты.

Обогащение канала носителями зарядов происходит только при подаче на затвор напряжения, превышающего пороговое напряжение. Токи утечки при этом определяются токами, которые протекают в закрытом транзисторе от истока и стока к подложке и имеют значение 1-10 нА при нормальной температуре.

Схема простейшего ключа на полевом транзисторе с изолированным затвором и каналом р-типа приведена на рис.12.76. Для отпирания ключевого транзистора Т на его затвор необходимо подать напряжение отрицательной полярности, превышающее пороговое напряжение $U_{пор}$. Для запираания ключевого транзистора Т напряжение на затворе должно быть положительным или равным нулю. Устройство управления для схемы, изображённой на рис.12.76, выполнено на компараторе напряжения. Если напряжение управления равно нулю, то на выходе компаратора будет положительное напряжение, близкое по значению к напряжению питания Е. При положительном управляющем напряжении компаратор переключается и на его выходе появляется отрицательное напряжение, также близкое к напряжению питания Е.

Ключи на полевых транзисторах с изолированным затвором выпускаются как в виде отдельных элементов, так и в составе сложных коммутаторов. Так, например, микросхемы серии 168 содержат сдвоенные ключи без схем управления типа 168КТ2. Такие ключи имеют пороговое напряжение от 3 до 6В, прямое сопротивление не более 100 Ом, время включения и вы-

кнопки около 0,3-0,5 мкс. В серии К547 имеется четырёхканальный переключатель К547КП1, аналогичный микросхеме 168КТ2. По основным параметрам этот переключатель близок к микросхеме К168КТ2.

Широкое распространение получили схемы, содержащие полевые транзисторы, параллельно соединённые и имеющие разные типы проводимости канала (комплементарные транзисторы). В таких ключах устранены многие недостатки ключей на одиночных транзисторах: снижено сопротивление ключа в открытом состоянии и уменьшен ток утечки, снижены помехи из цепи управления, устранена модуляция сопротивления канала входным сигналом. Схема ключа на комплементарных транзисторах приведена на рис. 12.8а.

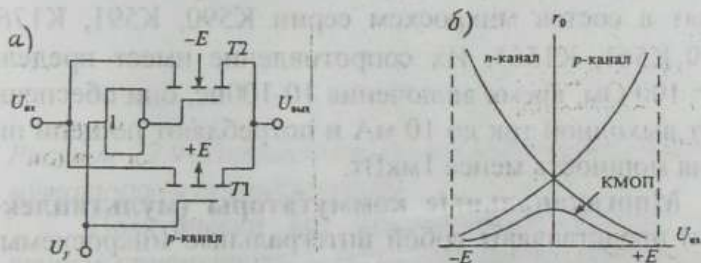


Рисунок 12.8 – Схема ключа на комплементарных транзисторах (а) и зависимость его сопротивления в открытом состоянии от входного напряжения (б)

Для одновременного переключения транзисторов из включённого состояния в выключенное сигнал

управления подаётся на затвор одного транзистора непосредственно, а на затвор другого — через инвертор.

При увеличении входного напряжения сопротивление р-канального транзистора увеличивается, а n-канального — уменьшается. В результате параллельное соединение этих транзисторов имеет почти неизменное сопротивление r_0 в открытом состоянии, как показано на рис. 10.8б. Поскольку транзисторы ключа управляются сигналами противоположной полярности, то импульсы помех взаимно компенсируются, что позволяет снизить уровень входного сигнала.

Ключи на комплементарных транзисторах широко используются в интегральных микросхемах. Они входят в состав микросхем серии К590, К591, К176, К560, К561, К1564. Их сопротивление имеет пределы 20 – 100 Ом, время включения 10–100нс, они обеспечивают выходной ток до 10 мА и потребляют по цепи питания мощность менее 1мкВт.

Многоканальные коммутаторы (мультиплексы) представляют собой интегральные микросхемы, имеющие много входов для аналоговых сигналов и один выход, на который можно подавать последовательно во времени любой из входных сигналов. Они состоят из набора ключей, устройства управления этими ключами и выходного согласующего устройства. Упрощённая схема многоканального коммутатора приведена на рис. 12.9. Такие устройства выпускаются в виде самостоятельных микросхем или входят в состав более крупных микросхем, называемых **системами**

сбора данных. Кроме многоканального коммутатора, в состав систем сбора данных входят устройства, обеспечивающие обработку поступающей информации.

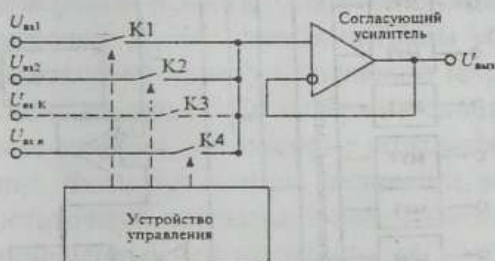


Рисунок 12.9-Упрощённая схема многоканального коммутатора (мультиплексора)

Практически все современные системы сбора данных ориентированы на работу с микропроцессорами и содержат элементы интерфейса (сопряжения): устройства выборки и хранения сигналов, дешифратор адреса, регистры и т.д. В качестве примера на рис 12.10 приведена структурная схема системы сбора данных AD7890 фирмы "Analog devices". Она содержит устройства масштабирования сигналов (МУ), восьмиканальный коммутатор, устройство выборки и хранения

(УВХ), аналого-цифровой преобразователь (АЦП), источник опорного напряжения (ИОН) и быстрый последовательный интерфейс сопряжения с микропроцессором.

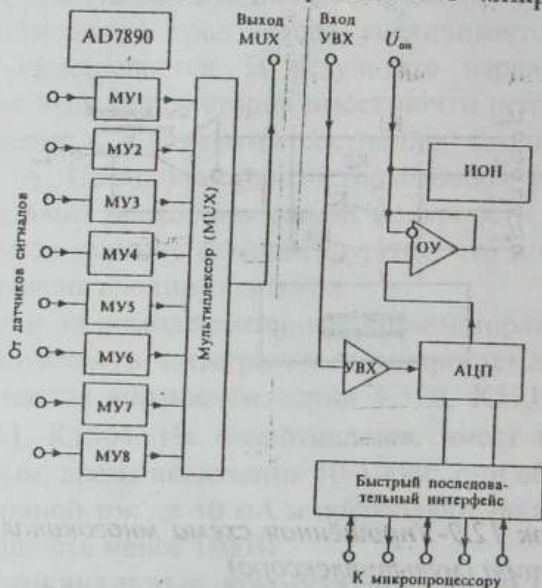


Рисунок 12.10-Микросхема сбора данных AD7890 фирмы «Analog devices»

Мультиплексор, входящий в систему, работает под управлением микропроцессора через систему последовательного интерфейса. Поскольку выход мультиплексора не подключён к остальным узлам микросхемы, то между выходом мультиплексора и входом УВХ можно включать различные устройства, например, фильтры или формирователи сигналов.

В последние годы всё большее распространение получили аналоговые ключи на оптронах, благодаря полной электрической развязке управляющих и информационных цепей и простоте задания одинаковых режимов для обоих транзисторов, включённых в нормальном и инверсном режимах для компенсации остаточного напряжения. В этих схемах оптроны успешно заменяют трансформаторные управляющие цепи.

Схема на рис.12.11а содержит однотипные транзисторные оптроны, включённые по компенсационному принципу. Фототранзисторы включены встречно, поэтому остаточный потенциал равен разности потенциалов на освещённых фототранзисторах.

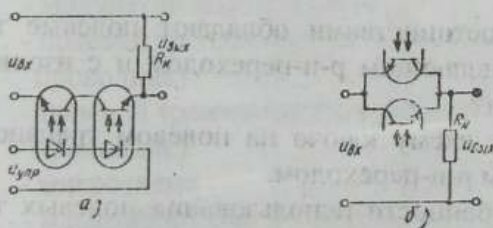


Рисунок 12.11-Аналоговые ключи на оптронах: транзисторные оптроны, включённые по компенсационному принципу (а), встречно-параллельное включение фототранзисторов (б)

В другом варианте (рис.12.11б) используется встречно-параллельное включение фототранзисторов,

которые играют роль ключа, последовательно соединённого с нагрузкой.

ЗАДАНИЯ ДЛЯ САМОСТОЯТЕЛЬНОЙ РАБОТЫ

- 1 Поясните принцип коммутации сигнала.
- 2 Изобразите структурную схему коммутации.
- 3 Приведите схему диодного ключа на двух диодах.
- 4 Поясните работу диодного мостового ключа.
- 5 Приведите примеры использования микросхем диодных коммутаторов.
- 6 Сравните диодные и транзисторные ключи.
- 7 Поясните схему простейшего транзисторного ключа.
- 8 Поясните принцип действия компенсированного ключа.
- 9 Приведите пример использования микросхемы КС1054ХА4.
- 10 Какими достоинствами обладают полевые транзисторы с управляющим р-п-переходом и с изолированным затвором?
- 11 Приведите схему ключа на полевом транзисторе с управляющим р-п-переходом.
- 12 Какие особенности использования полевых транзисторов с изолированным затвором и индуцированным каналом р-типа и n-типа?
- 13 Приведите примеры использования микросхем на комплементарных транзисторах.
- 14 Поясните принцип действия мультиплексора.
- 15 Дайте состав микросхемы сбора данных AD7890.
- 16 Приведите схему оптронного ключа.

ПЕРЕЧЕНЬ СОКРАЩЕНИЙ

- АЧХ - амплитудно-частотная характеристика
 АЦП - аналого-цифровой преобразователь
 БТ - биполярный транзистор
 БТИЗ - биполярный транзистор с изолированным затвором
 ВАХ - вольт-амперная характеристика
 ДК - дифференциальный каскад
 ДН - дрейф нуля
 ДУ - дифференциальный усилитель
 ИОН - источник опорного напряжения
 ИП - истоковый повторитель
 КМОП - комплементарный МОП-транзистор
 КН - компаратор напряжений
 МА - модулятор амплитудный
 МДП - полевой транзистор (металл-диэлектрик-полупроводник)
 МОП - полевой транзистор (металл-окисел-полупроводник)
 МС - микросхема
 МУ - масштабирующий усилитель
 ОБ - схема включения БТ с общей базой
 ОЗ - схема включения ПТ с общим затвором
 ОИ - схема включения ПТ с общим истоком
 ОК - схема включения БТ с общим коллектором
 ООС - обратная отрицательная связь
 ОУ - операционный усилитель
 ОЭ - схема включения БТ с общим эмиттером

- ПН - перемножитель напряжения
 ПОС - положительная обратная связь
 ППЧ - перемножитель и преобразователь частоты
 ПП - полевой транзистор
 ПТИЗ - полевой транзистор с изолированным затвором
 ПТУП - полевой транзистор с управляющим р-п-переходом
 СД - светодиод
 СИТ - транзистор со статической индукцией
 ТТЛ - транзисторно-транзисторная логика
 Т - транзистор
 ТКН - температурный коэффициент напряжения
 УВХ - устройство выборки и хранения
 УНЧ - усилитель низкой частоты
 УПТ - усилитель постоянного тока
 УЭ - управляющий электрод
 ФД - фотодиод
 ФИК - фазоинверсный каскад
 ЭП - эмиттерный повторитель
 ЭСЛ - эмиттерно-связанная логика

СПИСОК УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

- α - коэффициент передачи по току эмиттера
 β - коэффициент передачи по току базы

- C - ёмкость конденсатора
 Δ - абсолютная погрешность
 D - динамический диапазон
 Δ_i - разность входных токов
 e_c - напряжение источника сигнала
 $e_{см}$ - напряжение смещения
 e_y - источник сигнала управления
 $E_{внш}$ - внешнее электрическое поле
 $E_{зи}$ - источник напряжения затвор - исток
 E_k - источник напряжения коллектора
 $E_{си}$ - источник напряжения сток - исток
 $E_{собст}$ - собственное электрическое поле
 φ_k - потенциальный барьер
 φ_T - тепловой потенциал
 $f_{макс}$ - предельная частота
 G - проводимость
 I_B - ток базы
 $I_{БР}$ - дырочный ток базы
 $I_{выкл}$ - ток выключения
 I_D - ток делителя
 $I_{диф}$ - диффузионный ток
 $I_{др}$ - ток дрейфа
 I_3 - ток затвора
 $I_{КО}$ - обратный ток коллектора
 $I_{кР}$ - дырочный ток коллектора
 $I_{об}$ - ток покоя базы
 $I_{ок}$ - ток покоя коллектора
 $I_{пр}$ - прямой ток
 $I_{пред}$ - предельно допустимый ток

$I_{C.MAX}$	- максимальный ток стока
$I_{C.HAЧ}$	- начальное значение тока стока
I_y	- ток управления
$I_{уд}$	- ток удержания
I_3	- ток эмиттера
I_{3p}	- дырочный ток эмиттера
K_c	- коэффициент переключения по ёмкости
K_I	- коэффициент усиления по току
K_u	- коэффициент усиления по напряжению
K_p	- коэффициент усиления по мощности
K_o	- коэффициент усиления
K_r	- коэффициент гармоник
K_n	- масштабирующий коэффициент передачи
λ	- длина волны излучения
M	- коэффициент частотных искажений
N_p	- концентрация донорных примесей
ω_o	- угловая частота
Q_c	- добротность
ρ	- удельное сопротивление
r_n	- сопротивление полупроводника
$R_{БЭ}$	- сопротивление перехода база-эмиттер
$R_{вх}$	- входное сопротивление
R_d	- сопротивление добавочного резистора
R_3	- сопротивление нагрузки затвора
R_k	- сопротивление нагрузки коллектора
R_n	- сопротивление нагрузки
R_3	- сопротивление нагрузки эмиттера
S	- крутизна характеристики
S_i	- интегральная чувствительность

- $S_{кп}$ - площадь коллекторного перехода
 $S_{эп}$ - площадь эмиттерного перехода
 T_p - время жизни неосновных носителей
 $t_{вкл}$ - время включения
 $t_{вос}$ - время восстановления обратного напряжения
 $t_{выкл}$ - время выключения
 $t_{зд}$ - время задержки
 $t_{здр}$ - время задержки распространения
 $t_{вкл}$ - время лавинного нарастания
 $U_{окз}$ - напряжение покоя коллектор-эмиттер
 $U_{обз}$ - напряжение покоя база-эмиттер
 $U_{вых}^1$ - напряжение логической единицы
 $U_{вых}^0$ - напряжение логического нуля
 $U_{бэ}$ - напряжение база-эмиттер
 $U_{вн}$ - внешнее напряжение
 $U_{вх\ max}$ - максимальное входное напряжение
 $U_{вх\ min}$ - минимальное входное напряжение
 $U_{вх}$ - входной сигнал
 $U_{вых}$ - выходной сигнал
 $U_{вх+}$ - напряжение неинвертирующего входа
 $U_{вх-}$ - напряжение инвертирующего входа
 $U_{зи}$ - напряжение затвор-исток
 $U_{зи\ o}$ - напряжение затвор-исток отсечки
 U_k - коллекторный источник напряжения
 $U_{кэ}$ - напряжение коллектор-эмиттер
 $U_{оп}$ - опорное напряжение
 $U_{ост}$ - остаточное напряжение
 $U_{отс}$ - напряжение отсечки
 $U_{пор}$ - пороговое напряжение

- $U_{пр}$ - напряжение пробоя
 U_r - масштабирующее напряжение
 $U_{си}$ - напряжение сток-исток
 $U_{темн}$ - темновое напряжение фотодиода
 U_3 - источник напряжения эмиттера
 U_x - сигнал входа на дифференцирующий каскад
 U_y - сигнал входа на преобразователь напряжения
 $\vartheta_{к\text{ вых}}$ - скорость нарастания выходного сигнала

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Завадский В.А. Компьютерная электроника. - К.: Век, 1996.
2. Малахов В.П. Электронные цепи непрерывного и импульсного действия. - К., Одесса: Лыбидь, 1991.
3. Скаржепа В.А., Луценко А. Н. Электроника и микросхемотехника. - К.: Выща шк. Головное изд-во, 1989.
4. Забродин Ю. С. Промышленная электроника: Учебник для вузов. - М.: Высш.шк., 1982.
5. Руденко В. С., Сенько В.И., Трифонюк В. В. Основы промышленной электроники. - К.: Выща шк. Головное изд-во, 1985.
6. Прянишников В. А. Электроника. -С.- Пб.: Корона принт, 1998.

Учебное издание

**Конспект лекций
по курсу
«ЭЛЕКТРОНИКА И МИКРОСХЕМОТЕХНИКА»**

Раздел «АНАЛОГОВАЯ ТЕХНИКА»

Составитель Баравой Владимир Тимофеевич

Ответственный за выпуск Червяков Владимир
Дмитриевич

План 1999г., поз. №5 . Подп. в печ. 10.04.2000.
Тираж 100 экз. Формат 60x84/16. Заказ № 146
Себестоим. изд. 4 грн. 30коп. Уч.- изд. л. 7,4.
Усл. печ. л. 12,38. Бесплатно.

Изд-во СумГУ.40007,г.Сумы, ул. Р.– Корсакова, 2
«Ризоцентр» СумГУ.40007, г.Сумы, ул. Р.-Корс,2.