

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО ПО ОБРАЗОВАНИЮ

Государственное образовательное учреждение
высшего профессионального образования
«Оренбургский государственный университет»

Е.В. БУРЬКОВА

АНАЛОГОВАЯ И ИМПУЛЬСНАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Рекомендовано Ученым советом государственного образовательного учреждения высшего профессионального образования «Оренбургский государственный университет» в качестве учебного пособия для студентов, обучающихся по программам высшего профессионального образования по направлению 230100 «Информатика и вычислительная техника»

Оренбург 2007

УДК 621.38(075.8)

ББК 32.85 я 73

Б 91

Рецензент

Академик Поволжской государственной академии телекоммуникаций и информатики, доктор технических наук, профессор Тарасов В.Н.

Б 91 Бурькова Е.В.
Аналоговая и импульсная электроника: учебное пособие / Е.В. Бурькова – Оренбург, ГОУ ОГУ, 2007. – 174 с.

В учебном пособии рассмотрены принципы построения и функционирования всех основных полупроводниковых приборов и наиболее широко используемых электронных промышленных устройств, представлены их характеристики и параметры.

Учебное пособие предназначено для студентов специальностей направления 230100 «Информатика и вычислительная техника».

ББК 32.85 я 73

Б 2302030000

© Бурькова Е.В. 2007
© ГОУ ОГУ, 2007

Содержание

| | |
|---|----|
| Введение..... | 5 |
| 1 Общие сведения о полупроводниках..... | 9 |
| 1.1 Полупроводники с собственной электропроводностью..... | 9 |
| 1.2 Полупроводники с электронной электропроводностью..... | 12 |
| 1.3 Полупроводники с дырочной электропроводностью..... | 13 |
| 1.4 Токи в полупроводниках..... | 14 |
| 2 Электрические процессы в p-n-переходе в отсутствие внешнего напряжения..... | 15 |
| 2.1 Электронно–дырочный переход в состоянии равновесия..... | 15 |
| 2.2 Прямое включение p-n-перехода..... | 18 |
| 2.3 Обратное включение p-n-перехода..... | 19 |
| 3 Вольтамперная характеристика p-n-перехода..... | 20 |
| 3.1 Теоретическая вольтамперная характеристика p-n-перехода..... | 20 |
| 3.2 Реальная вольтамперная характеристика p-n-перехода..... | 21 |
| 3.3 Емкости p-n-перехода..... | 25 |
| 4 Полупроводниковые диоды..... | 27 |
| 4.1 Назначение и классификация..... | 27 |
| 4.2 Специальные типы полупроводниковых диодов..... | 31 |
| 4.3 Маркировка полупроводниковых диодов..... | 39 |
| 5 Биполярные транзисторы | |
| 5.1 Устройство и принцип работы биполярных транзисторов..... | 40 |
| 5.2 Режимы работы и схемы включения биполярного транзистора... | 43 |
| 5.3 Статические характеристики биполярного транзистора..... | 46 |
| 6 Эквивалентные схемы транзистора. Классификация биполярных транзисторов..... | 53 |
| 6.1 Схема замещения транзистора в физических параметрах..... | 53 |
| 6.2 Транзистор как активный четырёхполюсник, h-параметры транзистора..... | 56 |
| 6.3 Классификация биполярных транзисторов..... | 58 |
| 7 Полевые транзисторы..... | 60 |
| 7.1 Общие сведения о полевых транзисторах..... | 60 |
| 7.2 Транзисторы с p-n–переходом..... | 61 |
| 7.3 Вольтамперные характеристики полевых транзисторов с p-n–переходом..... | 64 |
| 7.4 МДП–транзисторы..... | 67 |
| 8 Тиристоры..... | 71 |
| 8.1 Основные типы тиристоров..... | 71 |
| 8.2 Принцип действия и вольтамперная характеристика однооперационного тиристора..... | 72 |

| | |
|--|-----|
| 9 Компоненты микроэлектроники..... | 81 |
| 10 Усилители..... | 84 |
| 10.1 Общие сведения..... | 84 |
| 10.2 Классификация усилителей | 85 |
| 10.3 Усилительные каскады на биполярных транзисторах..... | 86 |
| 10.3.1 Принцип построения усилительных каскадов..... | 86 |
| 10.3.2 Усилительный каскад ОЭ..... | 89 |
| 10.3.3 Усилительный каскад ОК (эмиттерный повторитель)..... | 91 |
| 10.3.4 Усилительный каскад ОБ..... | 93 |
| 11 Расчет усилительного каскада с общим эмиттером..... | 95 |
| 11.1 Расчет усилительного каскада ОЭ по постоянному току..... | 95 |
| 11.2 Расчет усилительного каскада ОЭ по переменному току..... | 101 |
| 12 Усилители с обратной связью..... | 104 |
| 12.1 Виды обратных связей..... | 104 |
| 12.2 Действие обратных связей на параметры усилителя..... | 106 |
| 13 Операционные усилители..... | 111 |
| 13.1 Общие сведения об операционных усилителях..... | 111 |
| 13.2 Структурная схема и характеристики операционного усилителя | 112 |
| 13.3 Основные параметры операционного усилителя..... | 117 |
| 14 Преобразователи аналоговых сигналов на операционных усилителях..... | 121 |
| 14.1 Повторитель напряжения..... | 121 |
| 14.2 Неинвертирующий усилитель..... | 122 |
| 14.3 Инвертирующий усилитель | 123 |
| 14.4 Преобразователь тока в напряжение..... | 124 |
| 14.5 Инвертирующий и неинвертирующий сумматор..... | 125 |
| 14.6 Интегратор и дифференциатор..... | 127 |
| 15 Импульсные электронные устройства..... | 130 |
| 15.1 Основные понятия импульсной электроники..... | 130 |
| 15.2 Общие сведения об электронных схемах коммутации..... | 133 |
| 16 Ключевой режим работы биполярных транзисторов..... | 136 |
| 17 Импульсный режим работы операционных усилителей. Компараторы. Триггер Шмита..... | 143 |
| 18 Триггерные и генераторные устройства..... | 147 |
| 18.1. Транзисторные триггеры..... | 147 |
| 18.2. Основы теории генераторов. Баланс амплитуд и фаз..... | 156 |
| 18.3. Автогенераторы и принципы обеспечения баланса фаз..... | 158 |
| 18.4 Мультивибраторы на операционных усилителях..... | 163 |
| 18.5 Одновибраторы на операционных усилителях..... | 170 |
| Список использованных источников..... | 174 |

Введение

Электроника охватывает обширный раздел науки и техники, связанный с изучением, разработкой и использованием различных электронных средств. Аналоговая электроника изучает электронные средства, которые предназначены для преобразования и обработки информации, изменяющейся по непрерывному закону, а цифровая электроника – средства для преобразования и обработки информации, изменяющейся по закону дискретной функции.

Промышленная электроника обеспечивает разнообразные виды техники электронными устройствами измерения, контроля, управления и защиты, а также электронными системами преобразования электрической энергии. Промышленная электроника подразделяется на два направления:

- информационная электроника, к которой относятся электронные системы и устройства, связанные с измерением, контролем и управлением промышленными объектами и технологическими процессами, включая производство и научные исследования во многих инженерных и неинженерных отраслях (биология, медицина и т.д.);
- энергетическая электроника (преобразовательная техника), связанная с преобразованием переменного и постоянного токов для нужд электроэнергетики, электротяги, металлургии и пр.

Широкое применение информационной электроники базируется на возможности замены трудноизмеряемых физических параметров различных процессов соответствующими электрическими параметрами. Это позволяет относительно просто, в минимальных физических объемах, при высоком быстродействии и надежности функционирования реализовать требуемый алгоритм обработки информации, используемой в системах измерения, контроля и управления реально протекающих процессов.

Данное учебное пособие посвящено в основном информационной электронике, на которой базируется подготовка студентов, обучающихся в вузах по направлению 230100 - «Информатика и вычислительная техника». Главная цель данного курса изучение принципов построения и функционирования устройств аналоговой и импульсной электроники; методов анализа и синтеза электронных устройств с заданными статическими и динамическими характеристиками, необходимых студентам данного направления для освоения

основ построения и функционирования средств вычислительной техники как объекта их будущей профессиональной деятельности.

Промышленная электроника постоянно развивается. Это определяется в первую очередь непрерывным совершенствованием ее элементной базы. Элементная база промышленной электроники прошла несколько этапов развития. Начало развития промышленной электроники было положено созданием электровакуумных и газоразрядных приборов. Низкая надежность, сложность эксплуатации, большая потребляемая мощность, громоздкость реализации явились тормозящими факторами расширения области применения электроники.

В 30-х годах началось активное изучение полупроводниковых материалов с целью их использования в электронике. В 1948 г. американскими учеными был изобретен первый полупроводниковый усилительный прибор – транзистор. Обладая существенными преимуществами по сравнению с электронными лампами, транзисторы обусловили бурное развитие полупроводниковой электроники. Применение транзисторов позволило на определенном этапе значительно повысить надежность, уменьшить потребление мощности, габариты, а также затраты на производство и эксплуатацию электронной аппаратуры. Однако общая тенденция улучшения указанных показателей в условиях возрастающей сложности электронной аппаратуры, связанной с усложнением возлагаемых на нее задач, вызвала необходимость перехода от аппаратуры на дискретных компонентах к ее интегральному исполнению.

Интегральная схема представляет собой совокупность нескольких взаимосвязанных элементов (транзисторов, резисторов, конденсаторов и др.), изготовленных в едином технологическом цикле, на одной и той же несущей конструкции, и выполняющих одну и ту же функцию преобразования информации. Промышленный выпуск интегральных схем (ИС) был начат в 60-х годах и способствовал бурному прогрессу в развитии информационной электроники и миниатюризации электронных средств. Эти тенденции получили развитие с появлением больших интегральных схем (БИС), а затем и сверхбольших интегральных схем (СБИС), которые создают широкие перспективы применения электроники в промышленности с использованием программного управления, а также средств цифровой вычислительной техники, которые позволили разработать и внедрить во все сферы деятельности человека микро-ЭВМ. Основным элемен-

том таких ЭВМ стал микропроцессор – СБИС, содержащая десятки и сотни тысяч элементов на одном кристалле.

Электронные устройства по способу формирования и передачи сигналов управления подразделяются на два класса: аналоговые (непрерывные) и дискретные (прерывистые).

Аналоговые электронные устройства предназначены для приема и передачи электрического сигнала, изменяющегося по закону непрерывной (аналоговой) функции. В аналоговом электронном устройстве каждому конкретному значению реальной физической величины на входе датчика соответствует однозначное, вполне определенное значение выбранного электрического параметра постоянного или переменного тока. Достоинствами аналоговых электронных устройств являются: теоретически максимально достижимые точность и быстродействие; простота устройства. Недостатками являются: низкая помехоустойчивость и нестабильность параметров, обусловленные сильной зависимостью свойств устройства от внешних дестабилизирующих воздействий (температуры, времени, старения элементов, действия внешних полей и т.п.); большие искажения при передаче на значительные расстояния; низкая энергетическая эффективность.

Дискретные электронные устройства предназначены для приема и передачи электрических сигналов, полученных путем квантования по времени и/или уровню исходной аналоговой функции. Поэтому действующие в них сигналы пропорциональны конечному числу выбранных по определенному закону значений реальной физической величины, отображаемой в виде различных параметров импульсов. К достоинствам дискретных электронных устройств относят следующие: возможность получения существенного превышения мощности в импульсе над средним ее значением; усилительные приборы используют в режиме ключа, при котором рассеиваемая в них мощность минимальна, что повышает коэффициент использования прибора; свойства дискретных устройств в меньшей степени зависят от нестабильности параметров используемых элементов; высокая помехоустойчивость.

В свою очередь по типу квантования сигнала дискретные электронные устройства делятся на три подкласса: импульсные, релейные и цифровые.

Импульсные электронные устройства (ИЭУ) реализуют квантование исходного сигнала по времени и преобразуют его в последовательность импульсов, как правило, неизменной частоты. В импульс-

ных электронных устройствах хотя и нарушается непрерывность представления сигналов (информации) во времени, сами значения для выбранных моментов времени точно соответствуют значениям непрерывной функции, т.е. непрерывность сигнала по величине сохраняется.

Релейные электронные устройства (РЭУ) реализуют квантование исходного сигнала по уровню и преобразуют его в ступенчатую функцию, высота каждой из ступенек которой пропорциональна некоторой заданной величине. Основная область применения связана не с преобразованием информации, а с преобразованием энергии, т.е. с силовой электроникой. Они проще, чем ИЭУ и обладают большим быстродействием.

Цифровые электронные устройства (ЦЭУ) реализуют квантование исходного сигнала как по времени, так и по величине. Поэтому в фиксированные моменты времени такие сигналы только приближенно соответствуют значениям исходного сигнала. Чем больше дискретных значений, которые может принимать сигнал, т.е. чем больше уровней дискретизации, тем точнее соответствует дискретный сигнал аналоговому. Однако в любом случае мы имеем дело с конечным числом его значений. Таким образом, в дискретном сигнале нарушена непрерывность представления информации как по величине, так и во времени. Конечному числу дискретных значений исходной физической величины можно поставить в соответствие некоторое число. Процесс замены дискретных уровней сигнала последовательностью чисел называется кодированием. Устройства, занимающиеся формированием, преобразованием и передачей кодов, поставленных в соответствие реальным значениям физических переменных, называют цифровыми устройствами. Достоинства ЦЭУ: высокая помехоустойчивость, высокая надежность, возможность длительного хранения информации, совместимость с интегральной технологией.

В заключении следует отметить, что все современные электронные устройства, независимо от типа, являются твердотельными устройствами, принцип действия которых основан на протекании электрического тока через полупроводниковые материалы.

1 Общие сведения о полупроводниках

1.1 Полупроводники с собственной электропроводностью

Основными элементами электроники являются полупроводниковые приборы. К полупроводникам относятся такие вещества, которые по своим электрическим свойствам занимают промежуточное положение между металлами и диэлектриками. Отличительным признаком полупроводников является сильная зависимость их электропроводности от температуры, концентрации примесей, воздействия светового и ионизирующего излучений. Знание физической сущности электропроводности важно для последующего изучения принципа действия полупроводниковых приборов, их параметров и характеристик.

Особенность электропроводности полупроводников обусловлена спецификой распределения по энергиям электронов атомов, которое характеризуется энергетической диаграммой полупроводника. В соответствии с принципами квантовой механики электроны атома могут обладать определенными значениями энергии или находиться на определенных (разрешенных) энергетических уровнях. На рисунке 1.1 представлены энергетические диаграммы а) изолированного атома, б) группы близко расположенных атомов.

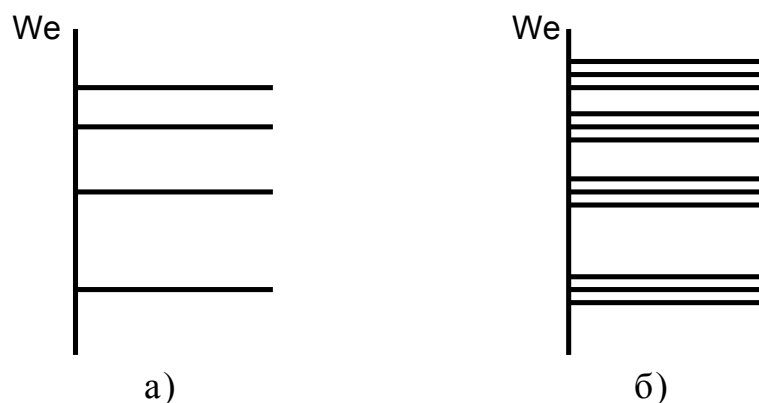


Рисунок 1.1 - Энергетические диаграммы а) изолированного атома, б) группы близко расположенных атомов

В изолированном атоме существует конечное число энергетических уровней, на каждом из которых могут одновременно находиться не более двух электронов. Большинство применяемых в настоящее время полупроводников относится к кристаллическим телам, атомы которых образуют пространственную решетку. В процессе образования кристаллической решетки между атомами возникает сильное взаимодействие, приводящее к расщеплению энергетических

уровней, занимаемых электронами атомов. Совокупность этих уровней называют энергетической зоной. В отсутствие внешних воздействий все низшие энергетические уровни заняты электронами, а верхние свободны. При наличии внешних воздействий (тепловое, электрическое, магнитное поле) электроны атома приобретают дополнительную энергию и переходят на более высокие энергетические уровни (возбуждение атома) или вовсе освобождаются от атома и становятся свободными (ионизация атома).

Вследствие взаимодействия атомов разрешенные уровни энергии электронов смещаются, образуя подуровни (рисунок 1.1 б). Подуровни образуют зоны разрешенных уровней энергии, которые отделены друг от друга запрещенными зонами. Запрещенные зоны объединяют уровни энергии, которые не могут принимать электроны атомов данного вещества. В зависимости от электронной структуры атома и строения кристаллической решетки между соседними разрешенными уровнями может сохраниться запрещенная зона, либо ее может и не быть. Наличие или отсутствие запрещенной зоны и ее ширина определяют три класса кристаллических тел: проводники, диэлектрики и полупроводники.

В металлах энергетическая диаграмма представляет собой непрерывный спектр разрешенных значений энергии (рисунок 1.2 а). В полупроводниках и диэлектриках разрешенные уровни энергии отделены запрещенной зоной (рисунок 1.2 б, в).

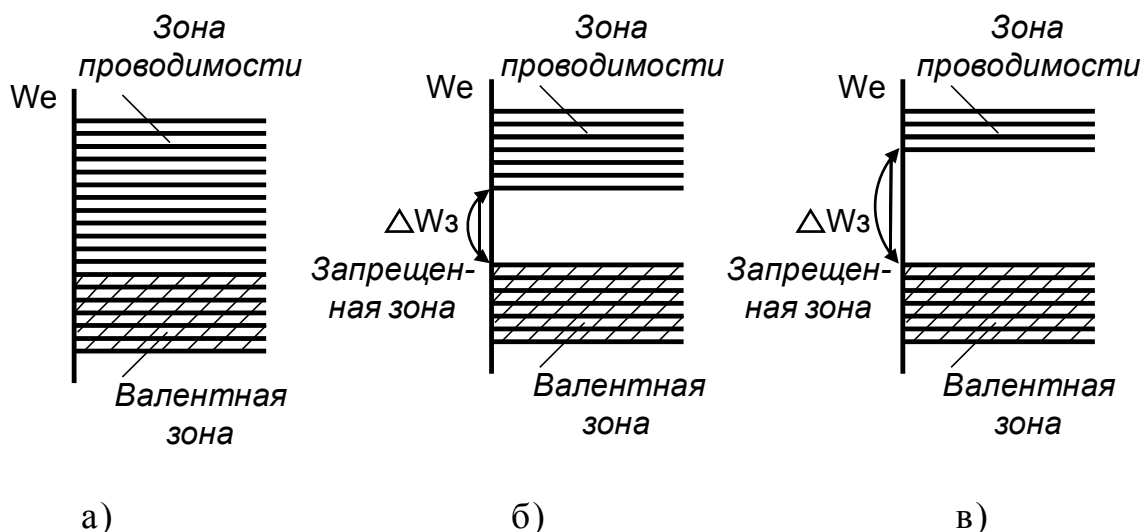


Рисунок 1.2 - Энергетические диаграммы а) металла, б) полупроводника, в) диэлектрика

В металлах зона проводимости непосредственно примыкает к валентной зоне и достаточно сообщить электронам валентной зоны малую энергию, чтобы перевести их в зону свободных уровней.

В полупроводниках ширина запрещенной зоны ΔW_3 определяет энергию, которую надо сообщить электрону валентной зоны, чтобы перевести его в зону проводимости. Для полупроводников ширина запрещенной зоны $\Delta W_3 < 3$ эВ. Характерной особенностью полупроводников является ярко выраженная температурная зависимость удельного электрического сопротивления. С повышением температуры, удельное электрическое сопротивление уменьшается на 5-6 процентов на каждый градус. Удельное сопротивление полупроводника также резко уменьшается при введении в него незначительного количества примеси.

Диэлектрики отличаются от полупроводников более широкой запрещенной зоной. Ширина запрещенной зоны в диэлектриках $\Delta W_3 > 3$ эВ и может достигать (6-10) эВ. Проводимость диэлектриков мала и становится заметной при температурах больших (400 – 800)°С или при сильных электрических полях.

В полупроводниковой электронике широкое применение получили германий ($\Delta W_3 = 0,72$ эВ) и кремний ($\Delta W_3 = 1,12$ эВ) – элементы 4-й группы периодической системы.

На плоскости кристаллическую решетку этих элементов изображают так, как показано на рисунке 1.3 а.

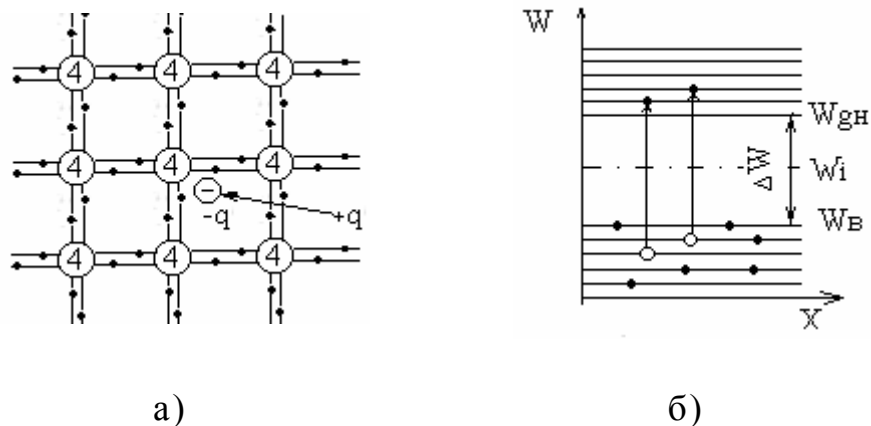


Рисунок 1.3 - Условное изображение кристаллической решетки - а) и энергетическая диаграмма полупроводника с собственной электропроводностью – б)

При температуре абсолютного нуля все электроны находятся на орбитах, энергия электронов не превышает энергетических уровней валентной зоны (рисунок 1.3, б). Свободных электронов нет, и полупроводник ведет себя как диэлектрик. При комнатной температуре часть электронов приобретает энергию, достаточную для разрыва ковалентной связи. При уходе валентного электрона в зону прово-

димости на его месте образуется единичный положительный заряд – дырка. Процесс образования пар электрон-дырка называется генерацией свободных носителей заряда. Очевидно, что количество их тем больше, чем выше температура и меньше ширина запрещенной зоны. Одновременно с процессом генерации протекает процесс рекомбинации носителей, при котором электрон восстанавливает ковалентную связь. Из-за этих двух процессов при данной температуре устанавливается определенная концентрация электронов в зоне проводимости n_i и равная ей концентрация дырок p_i в валентной зоне.

$$n_i = p_i = Ae^{\frac{\Delta W}{2kT}}$$

где A – коэффициент пропорциональности, зависящий от рода кристалла,

$k = 1,37 \cdot 10^{-23}$ Дж/град – постоянная Больцмана,

T – абсолютная температура, К.

Из выражения следует, что в чистом полупроводнике концентрации носителей зарядов зависят от ширины запрещенной зоны и при увеличении температуры возрастают по экспоненциальному закону. Равенство концентраций n_i и p_i показывает, что такой полупроводник обладает одинаковой электронной и дырочной электропроводностями и называется полупроводником с собственной электропроводностью.

При производстве полупроводниковых приборов используют введение примесей для создания преимущественной электронной или дырочной электропроводности. В связи с этим различают соответственно электронные (n - типа) и дырочные (p - типа) полупроводники.

1.2 Полупроводники с электронной электропроводностью

При введении в четырехвалентный полупроводник примесных пятивалентных атомов (фосфора, сурьмы) атомы примесей замещают основные атомы в узлах кристаллической решетки. Четыре электрона атома примеси вступают в связь с четырьмя валентными электронами соседних атомов основного полупроводника. Пятый валентный электрон слабо связан со своим атомом и при сообщении ему незначительной энергии, называемой *энергией активации*, отрывается от атома и становится свободным. Примеси, увеличивающие количество свободных электронов, называются донорными. Доноры подбираются так, чтобы их энергетические уровни W_g располагались в за-

прецессии вблизи дна зоны проводимости основного полупроводника (рисунок 1.4).

Малая энергия активизации примесей уже при комнатной температуре приводит к полной ионизации пентавалентных атомов примесей и к появлению в зоне проводимости свободных электронов. Так как в этом случае появление свободных электронов не сопровождается одновременным увеличением дырок в валентной зоне, в таком полупроводнике концентрация электронов оказывается значительно больше концентрации дырок. Дырки в полупроводнике образуются только в результате разрыва ковалентных связей между атомами основного вещества.

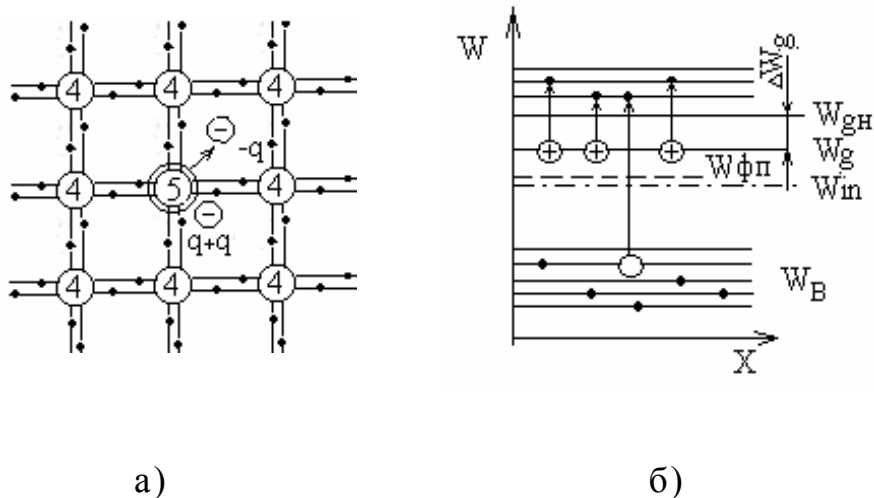


Рисунок 1.4 - Условное изображение кристаллической решетки (а) и энергетическая диаграмма полупроводника (б) с электронной электропроводностью

Полупроводник, в котором концентрация свободных электронов в зоне проводимости превышает концентрацию дырок в валентной зоне, называется полупроводником с электронной электропроводностью или полупроводником n-типа. Повышение концентрации электронов в таком полупроводнике значительно снижает его удельное сопротивление.

1.3 Полупроводники с дырочной электропроводностью

Если в кристалле четырехвалентного элемента часть атомов замещена атомами трехвалентного элемента (галлия, индия), то для образования четырех ковалентных связей у примесного атома не хватает одного электрона. Этот электрон может быть получен от

атома основного элемента полупроводника за счет разрыва ковалентной связи (рисунок 1.5, а).

Разрыв связи приводит к появлению дырки, так как сопровождается образованием свободного уровня в валентной зоне. Примеси, захватывающие электроны из валентной зоны, называются акцепторными или акцепторами. Энергетические уровни примесных атомов располагаются вблизи валентной зоны (рисунок 1.5, б). Ввиду малого значения энергии активации акцепторов уже при комнатной температуре электроны из валентной зоны переходят на уровни акцепторов. Эти электроны, превращая примесные атомы в отрицательные ионы, теряют способность перемещаться по кристаллической решетке, а образовавшиеся при этом дырки могут участвовать в создании электрического тока.

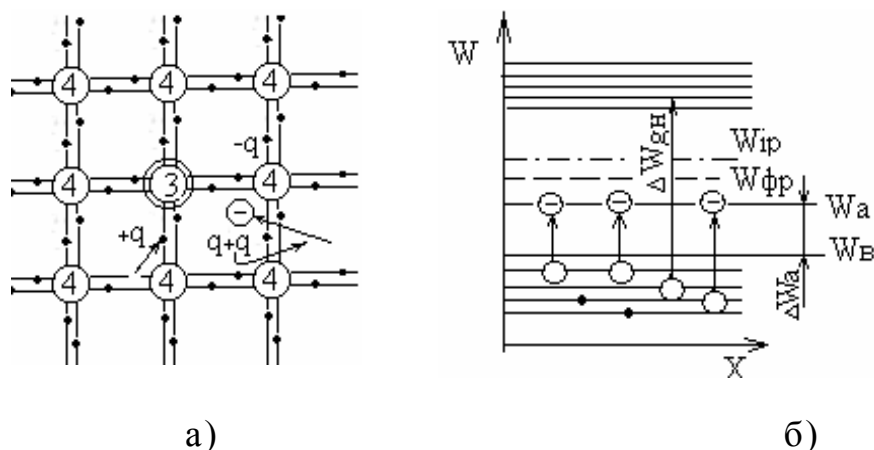


Рисунок 1.5 - Условное изображение кристаллической решетки (а) и энергетическая диаграмма (б) полупроводника с дырочной электропроводностью

За счет ионизации атомов исходного материала из валентной зоны часть электронов попадает в зону проводимости. Но электронов в зоне проводимости значительно меньше, чем дырок в валентной зоне. Поэтому дырки в таких полупроводниках являются основными носителями заряда. Такие полупроводники называются полупроводниками с дырочной электропроводностью или полупроводниками р-типа.

1.4 Токи в полупроводниках

В полупроводниках свободные электроны и дырки находятся в состоянии хаотического движения. Поэтому, если выбрать произ-

вольное сечение внутри объема полупроводника и подсчитать число носителей заряда, проходящих через это сечение за единицу времени слева направо и справа налево, значения этих чисел окажутся одинаковыми. То есть электрический ток в таком полупроводнике отсутствует.

При помещении полупроводника в электрическое поле, на хаотическое движение носителей зарядов накладывается составляющая направленного движения. Направленное движение носителей зарядов в электрическом поле обуславливает появление тока, называемого *дрейфовым*. Полная плотность тока в полупроводнике содержит электронную и дырочную составляющие и равна их сумме.

Обогащение полупроводника электронами и дырками может осуществляться его освещением, облучением потоком заряженных частиц и т.д. В этом случае энергия возбудителя передается носителям заряда. Избыточные носители заряда не находятся в тепловом равновесии с решеткой и поэтому называются неравновесными.

В отличие от равновесных они могут неравномерно распределяться по объему полупроводника. После прекращения действия возбудителя за счет рекомбинации электронов и дырок концентрация избыточных носителей заряда достигает равновесного значения. Неравномерное распределение неравновесных носителей зарядов сопровождается их диффузией в сторону меньшей концентрации. Это движение носителей зарядов обусловлено прохождением электрического тока, называемого *диффузионным*. Градиент концентрации характеризует степень неравномерности распределения зарядов в полупроводнике вдоль какого-то выбранного направления.

Таким образом, если в полупроводнике существует и электрическое поле, и градиент концентрации носителей зарядов, проходящий ток будет иметь дрейфовую и диффузионную составляющие.

2 Электрические процессы в р-п-переходе в отсутствие внешнего напряжения

2.1 Электронно–дырочный переход в состоянии равновесия

Принцип действия большинства полупроводниковых приборов основан на физических явлениях, происходящих в области контакта двух твердых тел. Преимущественно используются контакты: полупроводник-полупроводник; металл-полупроводник; металл-

диэлектрик-полупроводник. Если переход создается между полупроводниками n-типа и p-типа, то его называют электронно-дырочным или p-n-переходом. Электронно-дырочный переход создается в одном кристалле полупроводника с использованием сложных и разнообразных технологий.

Рассмотрим p-n-переход, в котором концентрации доноров N_d и акцепторов N_a изменяются скачком на границе раздела (рисунок 2.1). Такой p-n-переход называется резким. Равновесная концентрация дырок в p-области (p_{p0}) значительно превышает их концентрацию в n-области (p_{n0}). Аналогично для электронов выполняется условие $n_{p0} \ll n_{n0}$. В пограничной области под действием разности концентраций возникает диффузионное движение основных носителей заряда во встречном направлении через границу раздела. Такое движение зарядов создает диффузионный ток электронов и дырок.

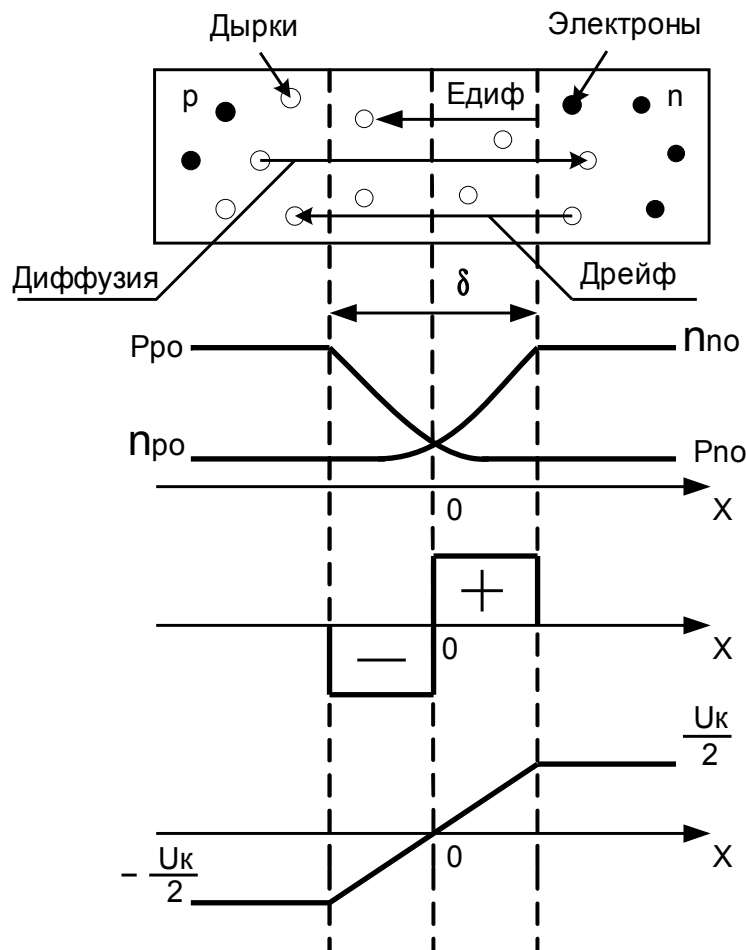


Рисунок 2.1 - Равновесное состояние p-n-перехода

Дырки, вошедшие в n- область рекомбинируют с электронами этой области и наоборот. В результате этих процессов концентрации

основных носителей в приграничных областях снижаются. Электроны и дырки, переходя через контакт, оставляют в приконтактной области дырочного полупроводника нескомпенсированный заряд отрицательных ионов акцепторных примесей, а в электронном полупроводнике - нескомпенсированный заряд положительных донорных ионов.

Таким образом, электронный полупроводник заряжается положительно, а дырочный – отрицательно. Между областями с различными типами электропроводности возникает диффузионное электрическое поле напряженностью $E_{диф}$. Этому полю соответствует разность потенциалов U_k между n- и p-областями, называемая контактной. За пределами области объемного заряда полупроводниковые области n- и p- типа остаются нейтральными. Диффузионное электрическое поле является тормозящим для основных носителей заряда и ускоряющим для неосновных. Электроны p-области и дырки n-области, совершая тепловое движение, попадают в пределы диффузионного электрического поля, увлекаются им и перебрасываются в противоположные области, образуя ток дрейфа или ток проводимости.

Выведение носителей заряда из области полупроводника, где они являются неосновными, через электронно-дырочный переход ускоряющим электрическим полем, называют экстракцией носителей заряда.

В плоскости сечения $x=0$ полупроводник характеризуется собственной электропроводностью и обладает по сравнению с остальным объемом повышенным сопротивлением, его называют запирающим слоем или областью объемного заряда, и говорят, что между областями n- и p- возникает потенциальный барьер.

Контактная разность потенциалов зависит от отношения носителей зарядов одного знака в p- и n- областях полупроводника.

$$U_k = \varphi_0 \ln \frac{n_{n0}}{n_{p0}}$$

Другим важным параметром p-n-перехода является его ширина $\delta = \delta_p + \delta_n$. На ширину запирающего слоя существенное влияние оказывает концентрация примесных атомов. Увеличение концентрации примесных атомов сужает запирающий слой, а уменьшение - расширяет его. Это часто используется для придания полупроводниковым приборам требуемых свойств.

При использовании p-n-перехода в полупроводниковых приборах к нему подключается внешнее напряжение. Величина и поляр-

ность этого внешнего напряжения определяют электрический ток, проходящий через р-п-переход.

2.2 Прямое включение р-п-перехода

Если положительный полюс источника напряжения подключить к р-области, а отрицательный – к п-области, то включение р-п-перехода называется прямым. Прямое включение показано на рисунке 2.2. Так как сопротивление р-п-перехода значительно превышает сопротивление нейтральных р- и п- областей, внешнее напряжение $U_{пр}$ почти полностью падает на этом переходе. Прямое напряжение создает в переходе внешнее электрическое поле, направленное навстречу диффузионному.

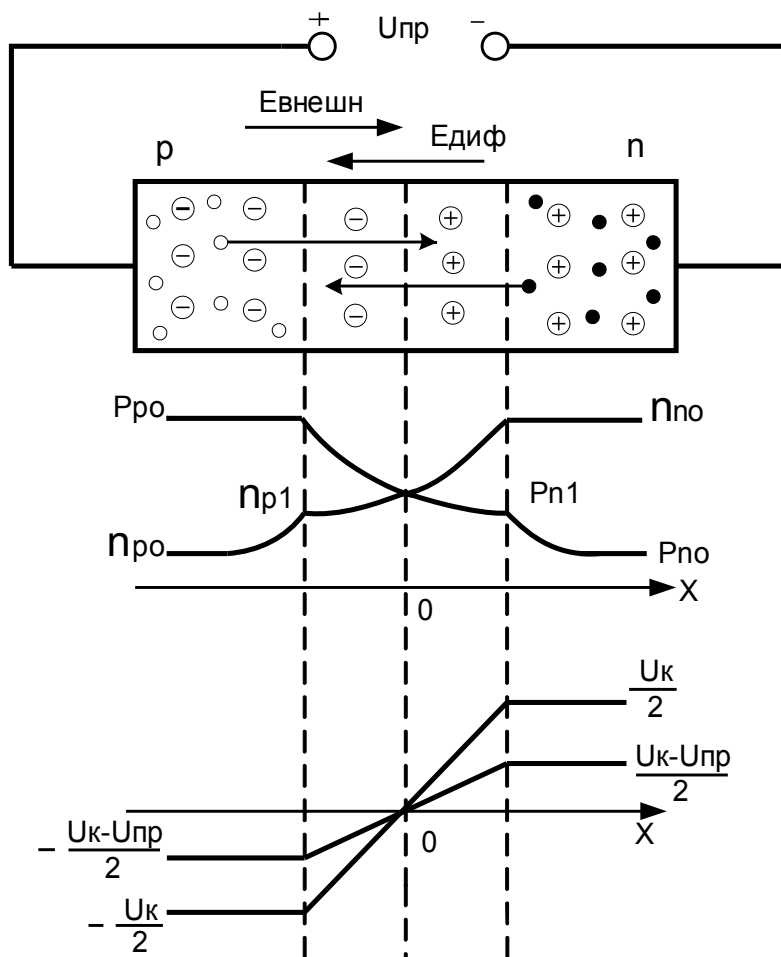


Рисунок 2.2 - Прямое включение р-п-перехода

Напряженность результирующего поля падает и потенциальный барьер уменьшается до $U_k - U_{пр}$. Это сопровождается сужением запирающего слоя. В результате снижения потенциального барьера большее количество основных носителей получает возможность

диффузионно переходить в соседнюю область, что сопровождается ростом тока диффузии. Ток дрейфа при этом не изменится, поскольку он зависит от количества неосновных носителей на границе р-п-перехода. Это количество зависит только от концентрации примесей в полупроводнике и температуры. Дополнительная диффузия носителей зарядов приводит к тому, что на границе р-п-перехода повышаются концентрации дырок в п-области до значения p_{n1} и электронов в р-области до значения n_{p1} (см рисунок 2.2).

Повышение концентраций неосновных носителей в р- и п-областях вследствие влияния внешнего напряжения, приложенного к электронно-дырочному переходу, получило название инжекции неосновных носителей.

Область, из которой происходит инжекция, называется эмиттером, а область, в которую осуществляется инжекция – базой. На границах р-п-перехода под действием прямого напряжения происходит увеличение концентраций неосновных носителей.

Неравновесные неосновные носители зарядов диффундируют в глубь полупроводника и нарушают его электронейтральность. Восстановление нейтрального состояния полупроводника происходит за счет поступления носителей заряда от внешнего источника. Это является причиной возникновения тока во внешней цепи, называемого прямым $I_{пр}$.

2.3 Обратное включение р-п-перехода

При включении р-п-перехода в обратном направлении (рисунок 2.3) внешнее напряжение $U_{обр}$ создает электрическое поле, совпадающее по направлению с диффузионным, что приводит к росту потенциального барьера на величину $U_{обр}$. Это сопровождается увеличением ширины запирающего слоя.

Возрастание потенциального барьера уменьшает диффузионные токи основных носителей. Для неосновных носителей поле в р-п-переходе остается ускоряющим, поэтому дрейфовый ток не изменится. Уменьшение диффузионного тока приведет к нарушению условия равновесия. Через переход будет проходить результирующий ток, определяемый током дрейфа неосновных носителей. Концентрация неосновных носителей у границ р-п-перехода уменьшится до значений n_{p1} и p_{n1} . По мере удаления от р-п-перехода концентрация неосновных носителей будет возрастать до равновесной (рисунок 2.3).

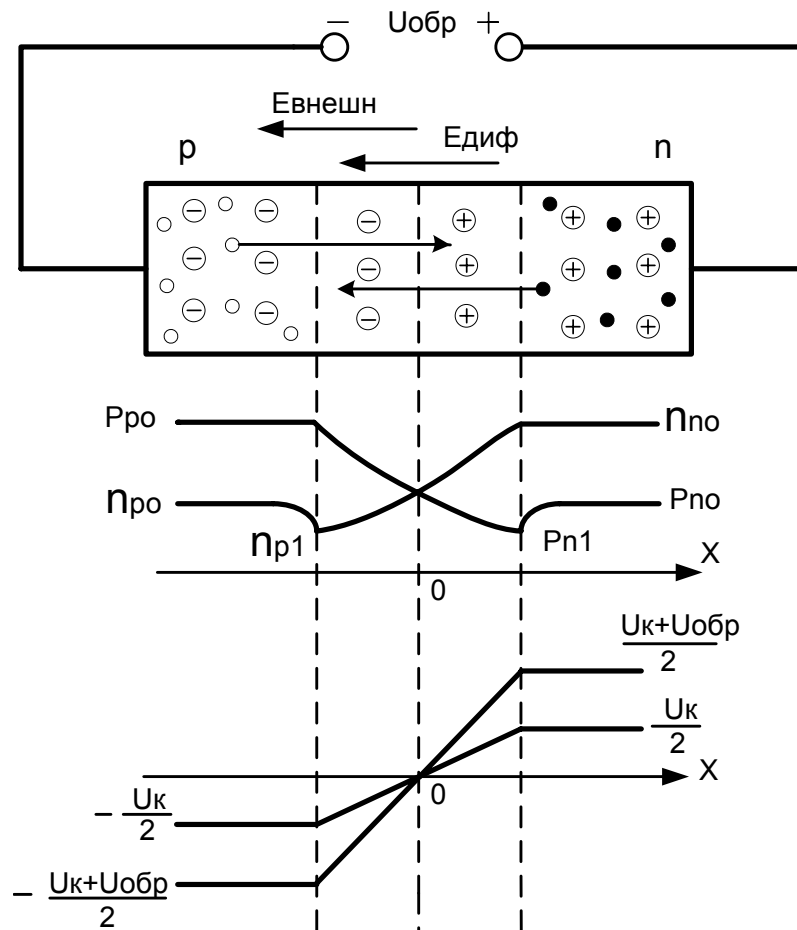


Рисунок 2.3 - Обратное включение p-n-перехода

3 Вольтамперная характеристика p-n-перехода

3.1 Теоретическая вольтамперная характеристика p-n-перехода

Вольтамперная характеристика (ВАХ) представляет собой график зависимости тока во внешней цепи p-n-перехода от значения и полярности напряжения, прикладываемого к нему. Эта зависимость может быть получена экспериментально или рассчитана на основании уравнения вольтамперной характеристики.

При включении p-n-перехода в прямом направлении (рисунок 3.1) в результате инжекции возникает прямой диффузионный ток, вызванный диффузией основных носителей, преодолевающих потенциальный барьер.

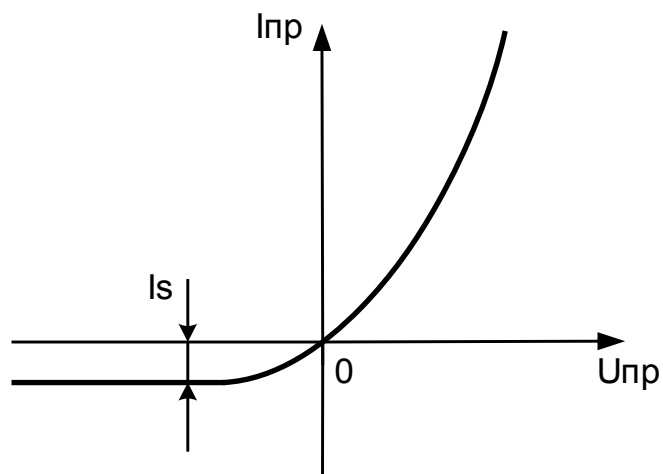


Рисунок 3.1 - Теоретическая ВАХ p-n-перехода

Диффузионный ток зависит от высоты потенциального барьера и по мере его снижения увеличивается экспоненциально:

$$I_{\bar{a}\bar{\delta}\delta} = I_S e^{U/\varphi_T}$$

где U - напряжение на p-n-переходе, φ_T - контактная разность потенциалов, I_S - ток насыщения, создаваемый неосновными носителями. Кроме диффузионного тока прямой ток содержит ток проводимости, протекающий в противоположном направлении. Полный ток будет равен:

$$I_{\bar{i}\delta} = I_{\bar{a}\bar{\delta}\delta} - I_S = I_S (e^{U/\varphi_T} - 1)$$

Это уравнение называется уравнением Эберса-Молла, ему соответствует ВАХ на рисунке 3.1.

3.2 Реальная вольтамперная характеристика p-n-перехода

При выводе уравнения Эберса –Молла не учитывались такие явления, как термогенерация носителей в запирающем слое перехода, поверхностные утечки тока, падение напряжения на сопротивлении нейтральных областей полупроводника, а также явления пробоя при определенных обратных напряжениях. Поэтому реальная вольтамперная характеристика p-n-перехода отличается от теоретической.

При обратном включении p-n-перехода отличия обусловлены генерацией носителей зарядов и пробоем p-n-перехода. Количество генерируемых носителей пропорционально объему запирающего слоя, который зависит от ширины p-n перехода. Так как ширина запирающего слоя пропорциональна $\sqrt{U_{обр}}$, ток генерации будет расти

при увеличении обратного напряжения. Поэтому на реальной характеристике при увеличении обратного напряжения до определенного значения наблюдается небольшой рост обратного тока. Возрастанию обратного тока способствуют также ток утечки. Эта составляющая обратного тока обуславливает появление наклонного участка на характеристике p-n-перехода (участок 1-2 на рисунке 3.2).

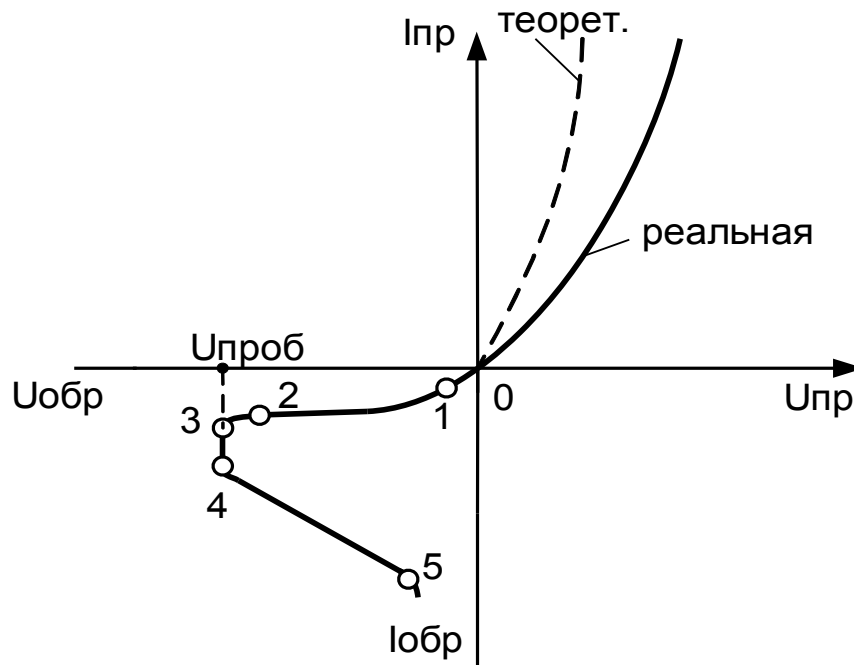


Рисунок 3.2 - Реальная ВАХ p-n-перехода

Влияние генерации носителей заряда в p-n-переходе обычно сказывается при повышенных обратных напряжениях. Оно проявляется вначале в нарушении линейной зависимости изменения обратного тока от обратного напряжения (участок 2-3 на рисунке 3.2), а затем в резком возрастании обратного тока (участок 3-5 на рисунке 3.2), характеризующем пробоем p-n-перехода. Резкое возрастание обратного тока называется *пробоем p-n-перехода*.

В зависимости от причин, вызывающих появление дополнительных носителей заряда в p-n-переходе, различают электрический пробой и тепловой. Электрический пробой может быть лавинным и туннельным.

Лавинный пробой обусловлен лавинным размножением носителей в p-n-переходе в результате ударной ионизации атомов быстрыми носителями заряда. Неосновные носители заряда, поступающие в p-n-переход при действии обратного напряжения, ускоряются полем и при движении в нем сталкиваются с атомами кристаллической решетки. При соответствующей напряженности электрического поля

носители заряда приобретают энергию, достаточную для отрыва валентных электронов. При этом образуются дополнительные пары носителей заряда – электроны и дырки, которые, ускоряясь полем, при столкновении с атомами также создают дополнительные носители заряда. Описанный процесс носит лавинный характер. Лавинный пробой возникает в широких р-п-переходах, где при движении под действием электрического поля носители заряда, встречаясь с большим количеством атомов кристалла, приобретают достаточную энергию для ионизации.

Туннельный пробой обусловлен прямым переходом электронов из валентной зоны одного полупроводника в зону проводимости другого, что становится возможным, если напряженность электрического поля в р-п-переходе из кремния достигает $4 \cdot 10^5$ В/см (германий – $2 \cdot 10^5$ В/см). Такая большая напряженность электрического поля возможна при высокой концентрации примеси в р- и п- областях, когда толщина р-п-перехода становится весьма малой. Под действием сильного электрического поля валентные электроны вырываются из связей. При этом образуются парные заряды электрон-дырка, увеличивающие обратный ток через переход. Туннельный пробой развивается в узких р-п-переходах, где при сравнительно небольшом обратном напряжении имеется высокая напряженность поля.

Лавинный и туннельный пробои сопровождаются появлением почти вертикального участка 3-4 на обратной ветви вольтамперной характеристики (рисунок 3.2). Оба эти вида пробоя являются обратимыми процессами. Это означает, что они не приводят к повреждению диода и при снижении напряжения его свойства сохраняются.

Тепловой пробой обусловлен значительным ростом количества носителей зарядов в р-п переходе за счет нарушения теплового режима. Подводимая к р-п-переходу мощность $P_{подв} = I_{обр} * U_{обр}$ расходуется на его нагревание. При плохих условиях отвода тепла от перехода возможен его разогрев до температуры, при которой происходит тепловая ионизация атомов. Образующиеся при этом носители заряда увеличивают обратный ток, что приводит к дальнейшему разогреву перехода. В результате такого нарастающего процесса р-п-переход недопустимо разогревается и возникает тепловой пробой, характеризующийся разрушением кристалла (участок 4-5 на рисунке 3.2).

Увеличение числа носителей зарядов при нагреве р-п-перехода приводит к уменьшению его сопротивления и выделяемого на нем напряжения. Поэтому на обратной ветви вольтамперной характери-

стики р-п-перехода появляется отрезок с отрицательным дифференциальным сопротивлением

$$r_{\text{д}\delta} = du / di$$

где u – напряжение на переходе, i – ток перехода.

Отличия реальной характеристики от теоретической на прямой ветви в основном обусловлены сопротивлением электронной и дырочной областей за пределами запирающего слоя (r_1). Если сопротивление запирающего слоя обозначить $r_д$, то кристалл полупроводника с запирающим слоем можно представить в виде последовательного соединения резисторов $r_д$ и r_1 . На рисунке 3.3 приведена упрощенная эквивалентная схема р-п-перехода с распределенным сопротивлением полупроводника.

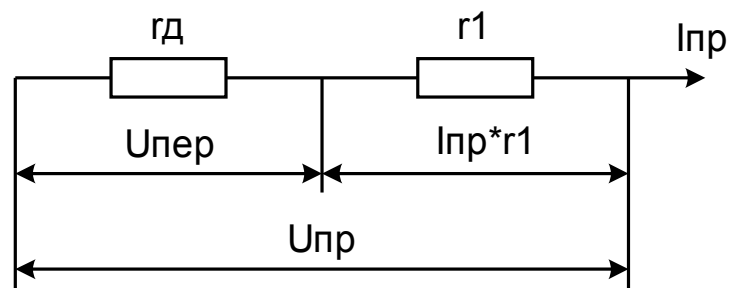


Рисунок 3.3 – Упрощенная эквивалентная схема р-п-перехода с распределенным сопротивлением полупроводника

При прохождении прямого тока $I_{пр}$ на сопротивлении r_1 падает часть напряжения внешнего источника и на запирающем слое действует напряжение

$$U_{\text{д}\delta} = U_{\text{д}\delta} - I_{\text{д}\delta} r_1$$

Уравнение вольтамперной характеристики в этом случае может быть записано в следующем виде

$$I_{\text{д}\delta} = I_s (e^{(U_{\text{д}\delta} - I_{\text{д}\delta} r_1) / \phi_T} - 1)$$

Поскольку $U_{\text{пер}} < U_{\text{пр}}$, реальная вольтамперная характеристика проходит ниже теоретической (рисунок 3.2). Когда напряжение на запирающем слое становится равным контактной разности потенциалов, запирающий слой исчезает, и дальнейшее увеличение тока ограничивается распределенным сопротивлением полупроводников р- и п-типа.

3.3 Емкости р-п-перехода

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

При обратном напряжении на переходе эта емкость называется барьерной и определяется по формуле

$$C_{\text{бар}} = \tilde{N}_{\text{бар}}(0) / (\sqrt{1 - U/\varphi_k})$$

где φ_k – контактная разность потенциалов,

U- обратное напряжение на р-п-переходе,

$C_{\text{бар}}(0)$ – значение барьерной емкости при $U_{\text{обр}}=0$, которое зависит от площади р-п-перехода и свойств полупроводникового кристалла. Зависимость барьерной емкости от приложенного напряжения приведена на рисунке 3.4.

Теоретически барьерная емкость существует и при прямом напряжении, но она шунтируется низким дифференциальным сопротивлением.

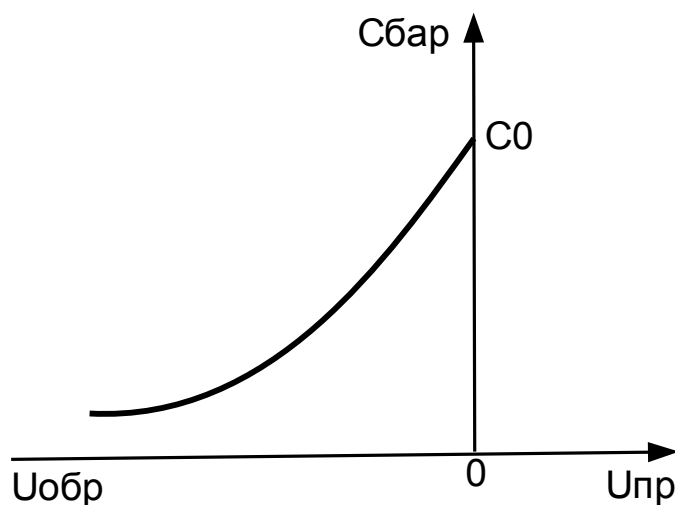


Рисунок 3.4 - Зависимость барьерной емкости р-п-перехода от обратного напряжения

При прямом напряжении на р-п-переходе большее влияние оказывает диффузионная емкость, которая зависит от значения прямого тока $I_{\text{пр}}$ и времени жизни неосновных носителей τ_p . Эта емкость не связана с током смещения, но дает такой же сдвиг фазы между напряжением и током, что и обычная емкость.

Диффузионная ёмкость определяется по формуле:

$$C_{a\delta\delta} = \tau_p / \varphi$$

Полная емкость перехода при прямом смещении определяется суммой барьерной и диффузионной емкостей

$$C = C_{a\delta\delta} + \tilde{N}_{a\delta\delta}$$

При обратном смещении перехода диффузионная емкость мала или отсутствует и полная емкость состоит только из барьерной емкости.

На рисунке 3.5 приведена эквивалентная схема р-п-перехода по переменному току.

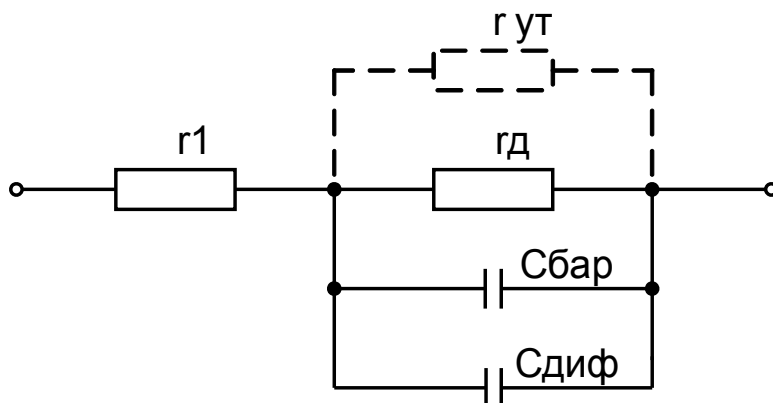


Рисунок 3.5 - Эквивалентная схема р-п-перехода

Схема содержит дифференциальное сопротивление р-п-перехода r_d , зарядную емкость $C_{бар}$ и сопротивление объема р- и п- областей r_1 .

При прямом включении р-п-перехода r_d мало, $C_{бар} \ll C_{диф}$. Поэтому эквивалентная схема принимает вид, показанный на рисунке 3.6 а. При обратном смещении $r_{d\text{обр}} \gg r_1$, $C_{бар} \gg C_{диф}$ и эквивалентная схема имеет вид, показанный на рисунке 3.6 б.

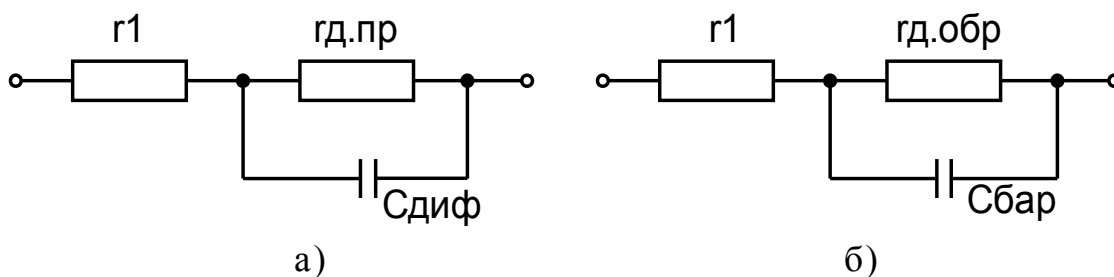


Рисунок 3.6 - Упрощенные эквивалентные схемы р-п-перехода

4 Полупроводниковые диоды

4.1 Назначение и классификация

Полупроводниковым диодом называют электропреобразовательный полупроводниковый прибор, который содержит один выпрямляющий электрический переход и имеет два вывода. В качестве выпрямляющего электрического перехода используется электронно-дырочный р-п-переход, разделяющий р- и п-области кристалла полупроводника.

К р- и п-областям кристалла привариваются или припаиваются металлические выводы, и вся система заключается в металлический, стеклянный или пластмассовый корпус.

Технология изготовления полупроводниковых диодов. На практике нашли применение точечные, плоскостные и диффузионные диоды.

К точечным относят переходы, размеры которых, определяющие их площадь, меньше толщины области объемного заряда. Точечный диод образуется в месте контакта небольшой платины полупроводника и острия металлической проволоки – пружины. Поэтому линейные размеры перехода меньше его ширины. Для более надежного контакта через переход пропускают импульс тока в несколько ампер, который вплавляет острие металла в полупроводник. Происходит диффузия металла в полупроводниковую пластину и образуется полусферический р-п-переход. Благодаря малой площади диод обладает малой емкостью перехода и используется до частот порядка сотен мегагерц. Малая площадь перехода определяет также небольшой допустимый ток диода. Точечные диоды обычно выполняют на основе германия.

Плоскостные сплавные диоды имеют плоский электрический переход, линейные размеры которого, определяющие его площадь, значительно больше ширины р-п-перехода. Переход в таких переходах может выполняться методом сплавления полупроводниковой пластины с металлом. На пластину исходного полупроводника накладывают металл или сплав, содержащий донорные или акцепторные примеси. Затем этот материал нагревают до температуры, достаточной для того, чтобы часть полупроводника растворилась в полученном расплаве. При последующем охлаждении происходит рекристаллизация исходного полупроводника с примесью вплавленного металла, и образуется р-п-переход.

Диффузионные диоды изготавливаются посредством диффузии в полупроводниковую пластину примеси, находящейся в газообразной, жидкой или твердой фазах. Если диффузия примеси проводится через отверстия в защитном слое, нанесенном на поверхность полупроводника, то получают так называемый планарный р-п-переход. Диффузионные диоды отличаются от сплавных меньшей собственной емкостью и малым значением постоянной времени.

Классификация диодов по площади перехода, материалу полупроводника, назначению и принципу действия представлена на рисунке 4.1.

В зависимости от области применения все полупроводниковые диоды можно разделить на две группы: выпрямительные и специальные. *Выпрямительные диоды* предназначены для выпрямления переменного тока. В зависимости от частоты и формы переменного напряжения они делятся на высокочастотные, низкочастотные и импульсные. *Специальные* типы полупроводниковых диодов используют различные свойства р-п переходов: явления пробоя, барьерную емкость, наличие участков с отрицательным дифференциальным сопротивлением и другие. Условные графические обозначения полупроводниковых диодов приведены на рисунке 4.2.

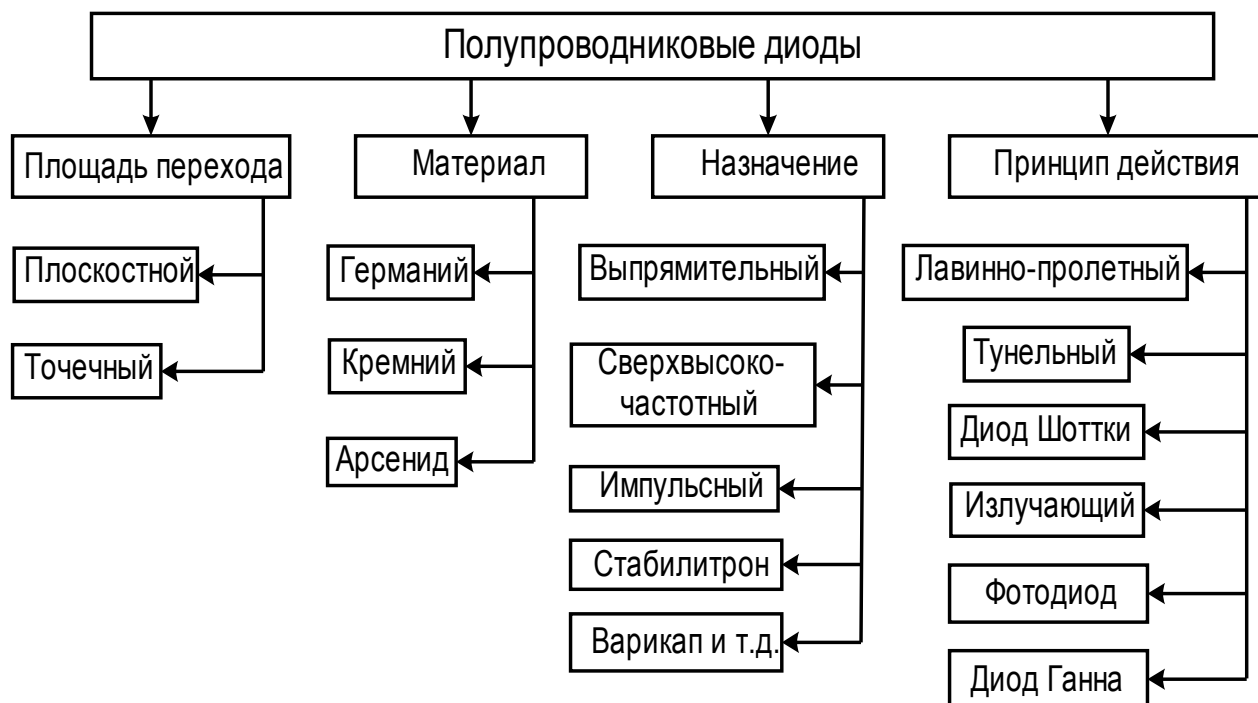


Рисунок 4.1 - Классификация полупроводниковых диодов

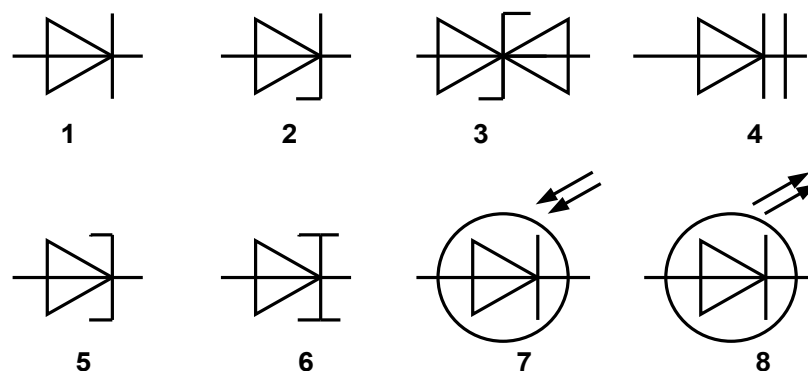


Рисунок 4.2 – Условные графические обозначения полупроводниковых диодов: 1 – выпрямительный и импульсный диод; 2 – стабилитрон и стабистор; 3 – симметричный стабилитрон; 4 – варикап; 5 – туннельный диод; 6 – обращенный диод; 7 – фотодиод; 8 – излучающий диод

Выпрямительный диод использует вентильные свойства р-п-перехода и применяется в выпрямителях переменного тока. В качестве исходного материала при изготовлении выпрямительных диодов используют в основном германий и кремний. Выпрямительный диод представляет собой электронный ключ, управляемый приложенным к нему напряжением. При прямом напряжении ключ замкнут, при обратном – разомкнут. Однако в обоих случаях этот ключ не является идеальным. При подаче прямого напряжения за счет падения напряжения U_{np} на открытом диоде выпрямленное напряжение, снимаемое с нагрузочного устройства, несколько ниже входного напряжения. Основными параметрами выпрямительных диодов являются:

$I_{np\ ср\ max}$ – максимальное значение среднего прямого тока диода;

$U_{обр\ доп}$ – допустимое наибольшее значение постоянного обратного напряжения диода;

f_{max} – максимально допустимая частота входного напряжения;

U_{np} – прямое падение напряжения на диоде при заданном прямом токе.

Выпрямительные диоды классифицируют также по мощности и частоте.

По мощности:

- маломощные ($I_{np\ ср\ max} < 0,3\ A$);
- средней мощности ($0,3\ A < I_{np\ ср\ max} < 10\ A$);
- большой мощности ($I_{np\ ср\ max} > 10\ A$).

По частоте:

- низкочастотные ($f_{max} < 10^3$ Гц);
- высокочастотные ($f_{max} > 10^3$ Гц).

Выпрямительные диоды большой мощности называют силовыми. Обычно их делают из кремния или арсенида галлия. Кремниевые сплавные диоды используют для выпрямления переменного тока с частотой до 5кГц. Кремниевые диффузионные диоды работают на частоте до 100кГц. Кремниевые эпитаксиальные - до 500кГц. Вольт-амперная характеристика выпрямительного диода определяется выражением: $I = I_0(e^{U_D/\varphi_T} - 1)$, где U_D – напряжение на р-п-переходе;

$\varphi_T = kT / q$ - тепловой потенциал, равный контактной разности потенциалов на границе р-п-перехода при отсутствии внешнего напряжения; k – постоянная Больцмана; T – абсолютная температура; q – заряд электрона. График вольт-амперной характеристики выпрямительного диода соответствует виду реальной вольт-амперной характеристики р-п-перехода, приведенному на рисунке 3.2.

Импульсный диод - полупроводниковый диод, имеющий малую длительность переходных процессов и использующий при своей работе прямую и обратную ветви ВАХ. Длительность переходных процессов в диоде обусловлена перезарядом емкостей $C_{диф}$ и $C_{бар}$. При малых уровнях инжекции основную роль в переходных процессах играет процесс перезаряда барьерной емкости. При больших уровнях инжекции процессы накопления и рассасывания заряда являются преобладающими. Последнее явление определяет быстродействие диода и характеризуется специальным параметром – временем восстановления его обратного сопротивления. Для повышения быстродействия (уменьшения времени восстановления) импульсные диоды изготавливают в виде точечных структур, что обеспечивает минимальную площадь р-п-перехода, а следовательно, и минимальное значение зарядной емкости.

Сверхвысокочастотный диод (СВЧ диод) – полупроводниковый диод, предназначенный для преобразования и обработки сверхвысокочастотного сигнала (до сотен гигагерц). Сверхвысокочастотные диоды широко применяются в устройствах генерации и усиления электромагнитных колебаний СВЧ диапазона, умножения частоты, модуляции, регулирования и ограничения сигналов и т. п. Типичными представителями данной группы диодов являются смесительные (получение сигнала суммы или разности двух частот), детекторные (выделение постоянной составляющей СВЧ сигнала) и переключа-

тельные (управление уровнем мощности сверхвысокочастотного сигнала) диоды.

4.2 Специальные типы полупроводниковых диодов

К специальным полупроводниковым диодам относят приборы, в которых используются особые свойства р-п-переходов: управляемая полупроводниковая емкость – варикапы и варакторы; зенеровский и лавинный пробой – стабилитроны; туннельный эффект – туннельные и обращенные диоды; фотоэффект – фотодиоды; фотонная рекомбинация носителей зарядов – светодиоды; многослойные диоды – диносторы и т.д.

Диод Шоттки. Частотные свойства диода во многом определяются процессами накопления и рассасывания неосновных носителей для области базы. Поэтому, с точки зрения повышения быстродействия, диод должен изготавливаться так, чтобы по возможности ускорить процессы изменения объемного заряда неосновных носителей в области базы или вообще исключить их. Последнего можно добиться при использовании так называемого *выпрямительного перехода Шоттки*. В этих диодах вместо р-п перехода используют контакт металлической поверхности с полупроводником. Соответствующим выбором материалов можно добиться того, что высота потенциального барьера для электронов и дырок в месте контакта будет различной. В результате этого (при прямом смещении) прямой ток диода образуется только за счет движения основных носителей заряда. Неосновные носители заряда из-за высокого потенциального барьера практически не могут перейти из металла в полупроводник. Так, например, при контакте п-полупроводника с металлом ток образуется только за счет движения электронов из полупроводника в металл, а процесс движения дырок из металла в полупроводник отсутствует. Таким образом, в полупроводнике не создается объемный заряд неосновных для него носителей. Отсюда вытекает, что диоды, выполненные на основе перехода Шоттки, обладают большим быстродействием, чем диоды с р-п-переходом. Диоды Шоттки отличаются от диодов с р-п-переходом меньшим прямым падением напряжения из-за меньшей высоты потенциального барьера для основных носителей и большей допустимой плотностью тока, что связано с хорошим теплоотводом. Эти преимущества делают предпочтительным использование диодов Шоттки при изготовлении мощных высокочастотных выпрямительных диодов.

Варикап. Полупроводниковый диод, действие которого основано на использовании зависимости барьерной емкости $C_{бар}$ от значения приложенного обратного напряжения называется варикапом. Это позволяет применить варикап в качестве элемента с электрически управляемой емкостью.

Основной характеристикой варикапа является вольтфарадная характеристика - зависимость барьерной емкости от значения приложенного обратного напряжения. Схематическое изображение варикапа и его вольтфарадная характеристика приведены на рисунке 4.3.

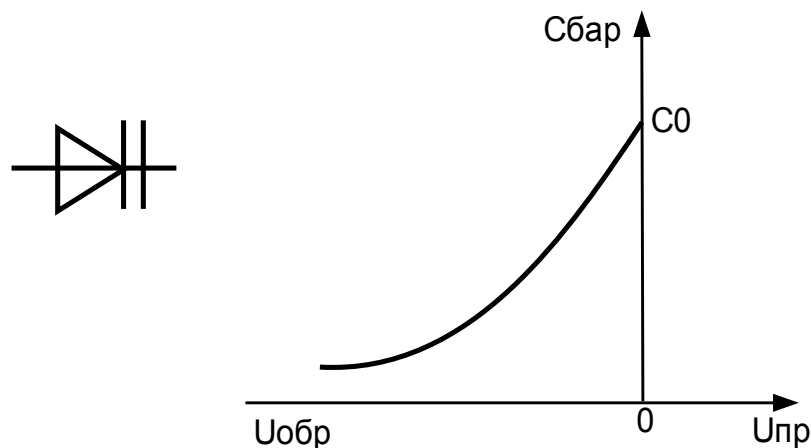


Рисунок 4.3 - Схематическое изображение варикапа и его вольтфарадная характеристика

В выпускаемых промышленностью варикапах значение емкости может изменяться от единиц до сотен пикофарад. Основными параметрами варикапа являются: C_v — емкость, измеренная между выводами варикапа при заданном обратном напряжении; K_c — коэффициент перекрытия по емкости, используемый для оценки зависимости $C_v = f(U_{обр})$ и равный отношению емкостей варикапа при двух заданных значениях обратного напряжения ($K_c = 2 - 20$).

Варикапы применяются в качестве конденсатора с управляемой емкостью. Варикапы делятся на построечные и умножительные, или варакторы. Подстроечные варикапы используют, например, для изменения резонансной частоты колебательных систем. На рисунке 4.4 изображен колебательный контур, перестраиваемый с помощью варикапа. В этой схеме конденсатор C предотвращает замыкание напряжения смещения через индуктивность L . Его емкость обычно значительно превышает емкость варикапа V_D .

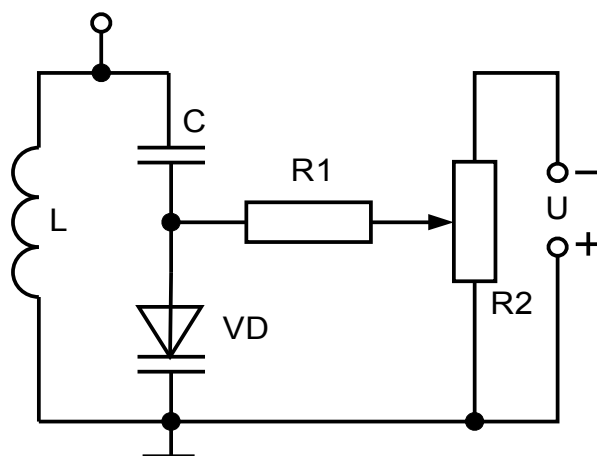


Рисунок 4.4 - Схема включения варикапа

Поэтому резонансная частота контура определяется по формуле:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{LC_A}}$$

где C_v – емкость варикапа.

Регулировкой напряжения смещения, подаваемого на VD с потенциометра $R2$ через регулятор $R1$, можно изменять емкость диода, и, следовательно, резонансную частоту колебательного контура. Резистор $R1$ предотвращает возможность шунтирования колебательного контура при перемещении движка потенциометра. Сопротивление резистора $R1$ выбирают большим резонансного сопротивления контура.

Стабилитрон. Стабилитроны – это полупроводниковые диоды, работающие в режиме лавинного пробоя. Они предназначены для стабилизации уровня напряжения в нелинейных цепях постоянного тока. В качестве стабилитронов используются плоскостные кремниевые диоды (обозначают КС 168А). При использовании высоколегированного кремния (высокая концентрация примесей, а, следовательно, и свободных носителей заряда) напряжение стабилизации понижается, а с уменьшением степени легирования – повышается. Напряжение стабилизации лежит в диапазоне от 3 до 180 В. Вольтамперная характеристика полупроводникового стабилитрона изображена на рисунке 4.5.

На характеристике точками A и B отмечены границы рабочего участка. Положение точки A соответствует напряжению пробоя р-п перехода, которое зависит от удельного сопротивления исходного материала. Точка B соответствует предельному режиму, в котором на стабилитроне рассеивается максимально допустимая мощность.

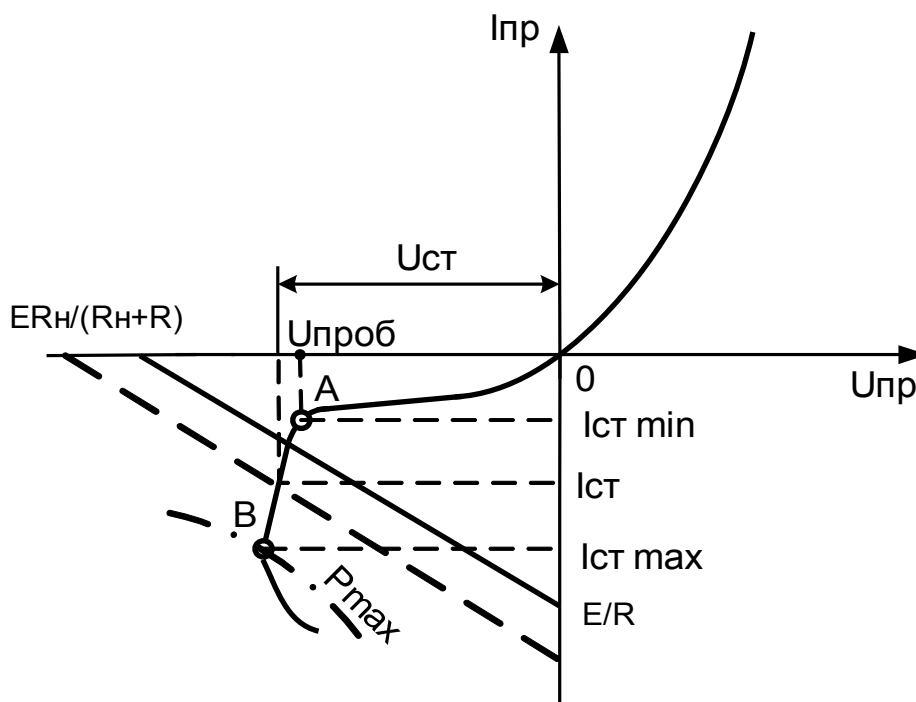


Рисунок 4.5 - Вольтамперная характеристика стабилизатора

Параметры стабилизаторов:

- $U_{ст}$ – напряжение стабилизации при заданном токе зависит от ширины запирающего слоя, т.е. от концентрации примесей в полупроводниках. В случае большой концентрации примесей р-п-переход получается тонким и в нем даже при малых напряжениях возникает электрическое поле, вызывающее туннельный пробой. При малой концентрации примесей р-п-переход имеет значительную ширину и лавинный пробой наступает раньше, чем напряженность электрического поля становится достаточной для туннельного пробоя. При напряжениях стабилизации $U_{ст} < 6В$ имеет место только туннельный пробой, при $U_{ст} > 8В$ – только лавинный, при $6В < U_{ст} < 8В$ – оба вида пробоя;

- $I_{ст\ min}$ – минимально допустимый ток стабилизации – ток, при котором пробой становится устойчивым и обеспечивается заданная устойчивость работы;

- $I_{ст\ max}$ – максимально допустимый ток стабилизации, при котором достигается максимально допустимая рассеиваемая мощность;

- $r_{ст} = dU_{ст} / dI_{ст}$ – дифференциальное сопротивление. Чем меньше $r_{ст}$, тем лучше стабилизация напряжения. Это параметр, который характеризует наклон ВАХ в области пробоя;

-температурный коэффициент стабилизации напряжения (ТКН), определяемый отношением относительного изменения напряжения стабилизации к абсолютному изменению температуры окружающей среды ($\Delta T_{окр}$) при постоянном токе стабилизации

$$\alpha = (\Delta U_{ст} / U_{ст} \Delta T_{окр}) 100\%$$

У стабилитронов с лавинным пробоем ТКН положительный, с туннельным – отрицательный. В основном стабилитроны применяются для стабилизации напряжения. Схема стабилизатора напряжения показана на рисунке 4.6.

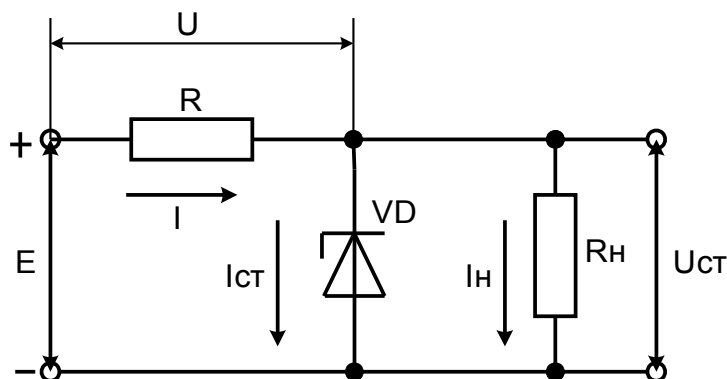


Рисунок 4.6 - Схема стабилизатора напряжения

Стабилитрон включают параллельно нагрузке R_n а в общую цепь включают ограничительный резистор R . С физической точки зрения принцип стабилизации напряжения в данной схеме объясняется следующим образом. Увеличение напряжения источника питания на величину ΔE приводит к увеличению общего тока в цепи $I = I_{ст} + I_n$. Так как при изменении тока, проходящего через стабилитрон, напряжение на нем остается практически неизменным и равным напряжению стабилизации, то изменением тока нагрузки I_n , можно пренебречь. Приращение напряжения источника питания ΔE почти целиком произойдет на ограничительном резисторе R . При уменьшении напряжения источника питания на ΔE , уменьшится ток через стабилитрон, напряжение на сопротивлении R уменьшится на величину ΔE . Таким образом, наличие ограничительного резистора R в этой схеме необходимо. Изменение сопротивления нагрузки при неизменном напряжении источника питания не приведет к изменению напряжения на ограничительном резисторе R , а вызовет изменение тока, проходящего через стабилитрон.

Для схемы, показанной на рисунке 4.6 справедливо уравнение

$$E = (I_n \delta + I_i)R + U_n \delta = (I_n \delta + \frac{U_n \delta}{R_i})R + U_n \delta$$

После преобразования этого уравнения получим

$$I_{\text{н}} = \frac{E}{R} - \frac{R + R_i}{RR_i} U_{\text{н}}$$

На основании последнего уравнения может быть построена нагрузочная прямая, точка пересечения которой с вольтамперной характеристикой является рабочей. При изменении напряжения источника питания E нагрузочная прямая перемещается параллельно самой себе (рисунок 4.5), а при изменении сопротивления нагрузки изменяется ее наклон. При этом, если рабочая точка не выходит из границ участка АВ, то напряжение на нагрузке остается практически неизменным. Следовательно, в данной схеме напряжение на нагрузке остается постоянным в некоторых пределах изменения напряжения питания и сопротивления самой нагрузки.

Помимо стабилизации постоянного напряжения, стабилитроны используются в стабилизаторах и ограничителях импульсного напряжения, в схемах выпрямления, в качестве управляемых емкостей, шумовых генераторов и элементов межкаскадных связей в усилителях постоянного тока и импульсных устройствах.

Туннельный диод. Туннельный диод занимает особое место среди полупроводниковых диодов из-за свойственной ему внутренней положительной обратной связи по напряжению и хороших динамических свойств. Его вольтамперная характеристика имеет участок отрицательного дифференциального сопротивления (участок CD на рисунке 4.7).

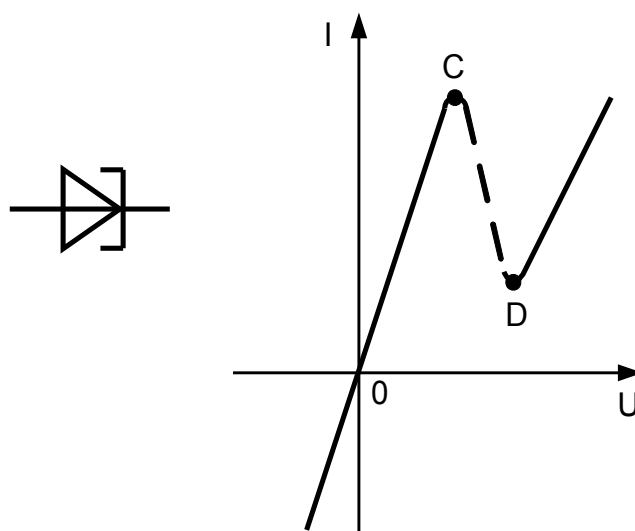


Рисунок 4.7 – Условно-графическое обозначение и вольтамперная характеристика туннельного диода

Туннельный эффект заключается в туннельном прохождении тока через р-п-переход. При этом ток начинает проходить через переход при напряжении значительно меньшем контактной разности потенциалов. Достигается туннельный эффект созданием очень тонкого обедненного слоя, который в туннельном диоде составляет около 0,01мкм. При таком тонком обедненном слое в нем даже при напряжении 0,6 - 0,7В напряженность поля достигает $(5 - 7) \cdot 10^5 \text{В/см}$. При этом через такой узкий р-п-переход протекает значительный ток.

Этот ток проходит в обоих направлениях. Только в области прямого смещения ток в начале растет, а достигнув максимального значения в точке *C* резко убывает до минимального значения в точке *D*. Это объясняется тем, что с ростом напряжения в прямом направлении, уменьшается число электронов, способных совершить туннельный переход. При дальнейшем росте напряжения прохождение тока такое же, как у обычного диода.

По своему назначению туннельные диоды делятся на усилительные, генераторные и переключательные. Туннельные диоды позволяют создавать усилители, генераторы, смесители в диапазоне волн вплоть до миллиметровых. На туннельных диодах строят и различные импульсные устройства: триггеры, мультивибраторы и спусковые схемы с очень малым временем переключения.

Обращенный диод. Обращенными называют полупроводниковые диоды, в которых вследствие туннельного эффекта проводимость при обратном напряжении значительно больше, чем при прямом. Вольтамперная характеристика и условное графическое обозначение обращенного диода приведены на рисунке 4.8.

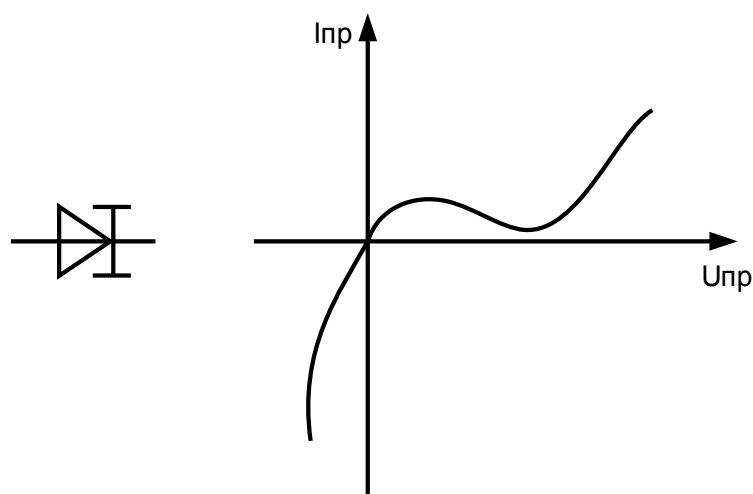


Рисунок 4.8 - ВАХ обращенного диода и его схематическое изображение

При включении такого диода в обратном направлении за счет туннельного эффекта электроны из валентной зоны n-области переходят на свободные уровни зоны проводимости, и через p-n-переход проходит большой обратный ток. Если включить диод в прямом направлении, то перекрытия зон не происходит, туннельный эффект не появляется и прямой ток определяется лишь диффузионным током. Поскольку у этих диодов прямой ток меньше обратного, они названы обращенными.

Малая инерционность, связанная с туннельным прохождением тока, и большая кривизна характеристики обуславливает целесообразность использования обращенных диодов в детекторах и смесителях диапазонов СВЧ, в качестве переключательных и др.

Фотодиод. Фотодиод – это полупроводниковый прибор, принцип действия которого основан на использовании внутреннего фотоэффекта - генерации в полупроводнике под действием квантов света (фотонов) свободных носителей заряда. Фотодиод используют для преобразования светового излучения в электрический ток.

Излучающий диод. Излучающий диод – это полупроводниковый диод, излучающий из области p-n-перехода кванты энергии. По характеристике излучения излучающие диоды делятся на две группы: диоды с излучением в видимой области спектра, получившие название светодиодов; диоды с излучением в инфракрасной области спектра, получившие название инфракрасных (ИК-диодов). Принцип действия обеих групп диодов одинаков и базируется на самопроизвольной рекомбинации носителей заряда при прямом токе через выпрямляющий электрический переход. Известно, что рекомбинация носителей заряда сопровождается выделением кванта энергии. Спектр частот последней определяется типом исходного полупроводникового материала.

Светодиоды применяют в качестве световых индикаторов, а ИК-диоды – в качестве источников излучения в оптоэлектронных устройствах.

Диод Ганна. Ученый Дж. Ганн обнаружил, что при приложении к кристаллу арсенида галлия напряжения, создающего напряженность электрического поля более 10^5 В/см, возникают колебания высокой частоты. Такое явление было названо эффектом Ганна, а диоды названы генераторными или диодами Ганна. Исследования показали, что возможно создание генераторов Ганна мощностью 400 кВт в импульсе и частотой до 50 ГГц.

Лавинно-пролетные диоды (ЛПД). Лавинно-пролетными называют диоды с отрицательным сопротивлением в диапазоне СВЧ, обусловленным лавинным размножением носителей зарядов в р-п- переходе и ограничением скорости их дрейфа. При пробое р-п- перехода возникшие электронно-дырочные пары движутся в области объемного заряда в сильном электрическом поле. При такой напряженности поля скорость дрейфа электронов не увеличивается с ростом электрического поля. Это насыщение скорости вызывает сдвиг фаз между током и переменным напряжением, прикладываемым к диоду. Нарастанию напряжения при этом соответствует уменьшение тока, т.е. диод имеет отрицательное сопротивление. Это позволяет использовать такие диоды в качестве генераторов сверхвысокочастотных (СВЧ)-колебаний.

4.3 Маркировка полупроводниковых диодов

Маркировка полупроводниковых диодов предусматривает шесть символов. Первый символ – буква (для приборов общего применения) или цифра (для приборов специального назначения), указывающая исходный полупроводниковый материал, из которого изготовлен диод: Г (1) – германий, К (2) – кремний, А (3) – GaAs. Второй символ – буква, обозначающая подкласс диода: Д - выпрямительные, высокочастотные и импульсные диоды; В – варикапы; С - стабилитроны и стабисторы; Л – светодиоды. Третий символ – цифра, указывающая назначение диода (у стабилитронов – мощность рассеивания), например, 3 – переключательный, 4 – универсальный и т.д. Четвертый и пятый символы – двузначное число, указывающее порядковый номер разработки (у стабилитронов – номинальное напряжение стабилизации). Шестой символ – буква, обозначающая параметрическую группу прибора (у стабилитронов – номер разработки).

Примеры маркировки диодов: ГД 412А – германиевый диод, универсальный, номер разработки 12, группа А; КС 196В – кремниевый стабилитрон, мощность рассеивания не более 0,3 Вт, номинальное напряжение стабилизации 9,6 В, третья разработка.

Для полупроводниковых диодов с малыми размерами корпуса используется цветная маркировка в виде меток, наносимых на корпус прибора.

5 Биполярные транзисторы

5.1 Устройство и принцип работы биполярных транзисторов

Биполярный транзистор – полупроводниковый прибор с двумя взаимодействующими выпрямляющими р-п-переходами и тремя выводами, усилительные свойства которого обусловлены явлениями инжекции и экстракции неосновных носителей заряда. В биполярном транзисторе используются одновременно два типа носителей заряда – электроны и дырки (отсюда и название – биполярный). Переходы транзистора образованы тремя областями с чередующимися типами проводимости. В зависимости от порядка чередования этих областей различают транзисторы р-п-п и п-п-п – типа. На рисунке 5.1 показаны условные графические обозначения биполярного транзистора

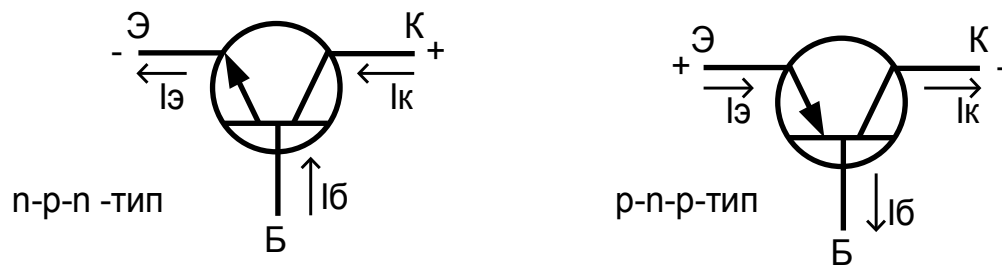


Рисунок 5.1 - Условное графическое обозначение биполярного транзистора

Транзисторы п-п-п – типа более распространены, так как имеют лучшие параметры. Основную роль в электрических процессах в п-п-п транзисторах играют электроны, которые обладают подвижностью в 2-3 раза большей, чем дырки.

Работа биполярного транзистора основана на взаимодействии двух р-п-переходов; это обеспечивается тем, что толщина b средней области транзистора (базы) выбирается меньше длины свободного пробега L носителей заряда в этой области (обычно $b \ll L$).

Принцип работы биполярного транзистора рассмотрим на примере транзистора п-п-п – типа, для которого концентрация основных носителей в п-области существенно выше, чем в р-области $n_n \gg p_p$. Для данной структуры левую п-область, которая будет инжектировать электроны в соседнюю р-область, называют эмиттером, правую п-область, которая в дальнейшем должна экстрактировать находящи-

еся в соседней p-области электроны, называют коллектором, а среднюю область – базой (рисунок 5.2).

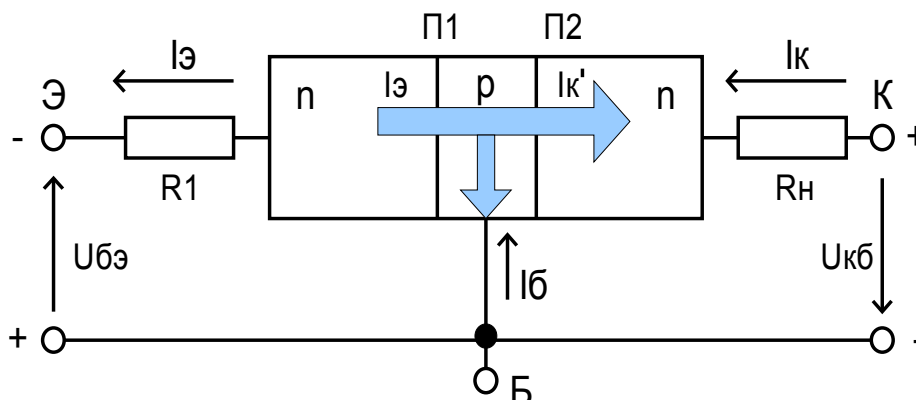


Рисунок 5.2 - Схема распределения токов в транзисторе n-p-n – типа

Соответственно, примыкающий к эмиттеру p-n-переход (П1) называют эмиттерным, а примыкающий к коллектору (П2) – коллекторным. Металлические выводы, привариваемые или припаиваемые к полупроводниковым областям, называют соответственно эмиттерным, коллекторным и базовым выводами.

Приложим к эмиттерному переходу прямое ($U_{бэ}$), а к коллекторному – обратное ($U_{кб}$) напряжения. В результате через эмиттерный переход П1 в область базы будут инжектированы электроны, образуя эмиттерный ток транзистора $I_{э}$. Поток электронов, обеспечивающий ток $I_{э}$ через переход П1 показан на рисунке 5.2 широкой стрелкой.

Часть инжектированных в область базы электронов рекомбинирует с основными для этой области носителями заряда – дырками, образуя ток базы $I_{б}$. Другая часть инжектированных электронов, которая достигает коллекторного перехода П2, с помощью электрического поля, создаваемого напряжением $U_{кб}$, подвергается экстракции во вторую n-область транзистора – коллектор, образуя через переход П2 коллекторный ток $I'_{э}$. Уменьшение потока электронов через коллекторный переход можно учесть следующим соотношением

$$I'_{э} = \alpha I_{э}$$

где $\alpha = 0,95 - 0,99$ – коэффициент передачи тока эмиттера.

Через запертый коллекторный переход будет создаваться обратный ток $I_{кб0}$, образованный потоком неосновных для коллектора

носителей заряда – дырок из *n*- в *p*- область. Этот поток совместно с током I'_E образует выходной ток транзистора

$$I_{\hat{e}} = I'_{\hat{e}} + I_{\hat{e}a\hat{i}}$$

С учетом выражения для I'_E получим

$$I_{\hat{e}} = \alpha I_{\hat{y}} + I_{\hat{e}a\hat{i}}$$

Учитывая, что $I_{\hat{y}} \gg I_{\hat{e}a\hat{i}}$, можно использовать соотношение

$$I_{\hat{e}} \approx \alpha I_{\hat{y}}$$

Разность между эмиттерным и коллекторным током в соответствии с первым законом Кирхгофа представляет собой базовый ток

$$I_{\hat{a}} = I_{\hat{y}} - I_{\hat{e}}$$

Подставив в это выражение $I_{\hat{y}}$, получим

$$I_{\hat{a}} = [(1 - \alpha) / \alpha] I_{\hat{e}}$$

отсюда

$$\frac{I_{\hat{e}}}{I_{\hat{a}}} = \frac{\alpha}{1 - \alpha} = \beta$$
$$I_{\hat{e}} = \beta I_{\hat{a}}$$

где $\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$ – динамический коэффициент передачи тока базы.

Учитывая приведенные ранее значения α , становится очевидным, что $\beta \gg 1$.

Из приведенных выражений следует, что транзистор представляет собой управляемый элемент, так как значение его коллекторного тока зависит от значений токов эмиттера и базы. При этом значение тока коллектора существенно зависит от взаимодействия двух *p-n*-переходов, которое в свою очередь обеспечивается соотношением $b \ll L$, позволяющим уменьшить рекомбинацию инжектированных в область базы неосновных носителей заряда.

Ток коллектора называется управляемым током. Возможность управления выходным током транзистора путём изменения входного тока является важнейшим свойством биполярного транзистора, позволяющим использовать его в качестве активного элемента различных радиотехнических схем.

Сопротивление обратно смещенного коллекторного перехода очень велико (несколько МОм). Поэтому в цепь коллектора можно включить нагрузочные резисторы с большими сопротивлениями, не изменяя значения коллекторного тока. Соответственно, в цепи нагрузки будет выделяться значительная мощность. Сопротивление прямосмещенного эмиттерного перехода, наоборот, весьма мало (десятки Ом). Поэтому, при почти одинаковых значениях эмиттерного и коллекторного токов, мощность, потребляемая в цепи эмиттера, оказывается существенно меньше мощности, выделяемой в цепи нагрузки. Это указывает на то, что транзистор является полупроводниковым прибором, усиливающим мощность.

С другой стороны, малые значения входного напряжения (прямое смещение эмиттерного перехода, составляет десятые доли вольта) и большие значения выходного напряжения (обратное смещение коллекторного перехода – десятки вольт) указывают на то, что этот управляемый нелинейный элемент может применяться для усиления напряжения.

5.2 Режимы работы и схемы включения биполярного транзистора

Каждый переход биполярного транзистора можно включить либо в прямом либо в обратном направлении. В зависимости от этого различают следующие четыре режима работы транзистора (рисунок 5.3).

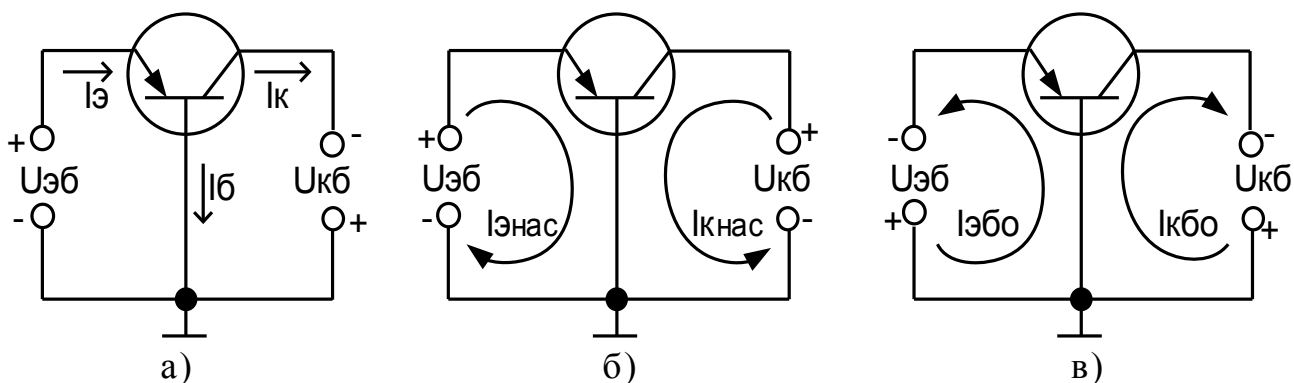


Рисунок 5.3 – Режимы работы биполярного транзистора а) активный, б) насыщения, в) отсечки

Нормальный или активный режим – на эмиттерный переход подано прямое, на коллекторный – обратное напряжение. Именно этот режим работы соответствует максимальному значению коэффициента передачи тока эмиттера и обеспечивает минимальные искажения усиливаемого сигнала (рисунок 5.3, а).

Инверсный режим – к коллекторному переходу подведено прямое напряжение, а к эмиттерному – обратное. Инверсный режим работы приводит к значительному уменьшению коэффициента передачи тока эмиттера по сравнению с работой транзистора в нормальном режиме. На практике применяется редко.

Режим насыщения – оба перехода находятся под прямым напряжением. Выходной ток в этом случае не зависит от входного и определяется только параметрами нагрузки. Из-за малого напряже-

ния между выводами коллектора и эмиттера режим насыщения используется для замыкания цепей передачи сигнала (рисунок 5.3, б).

Режим отсечки – к обоим переходам подведены обратные напряжения. Так как выходной ток транзистора в этом режиме практически равен нулю, это режим используется для размыкания цепей передачи сигналов (рисунок 5.3, в).

Основным режимом работы биполярного транзистора в аналоговых электронных устройствах является нормальный режим. Режимы насыщения и отсечки обычно применяются совместно для коммутации как силовых, так и информационных цепей.

Биполярный транзистор как усилительное устройство может быть представлен в виде четырёхполюсника. В зависимости от того, какой из трёх выводов транзистора является общим для входа и выхода четырёхполюсника, различают схемы включения транзистора с общей базой (ОБ), общим эмиттером (ОЭ) и общим коллектором (ОК) (рисунок 5.4).

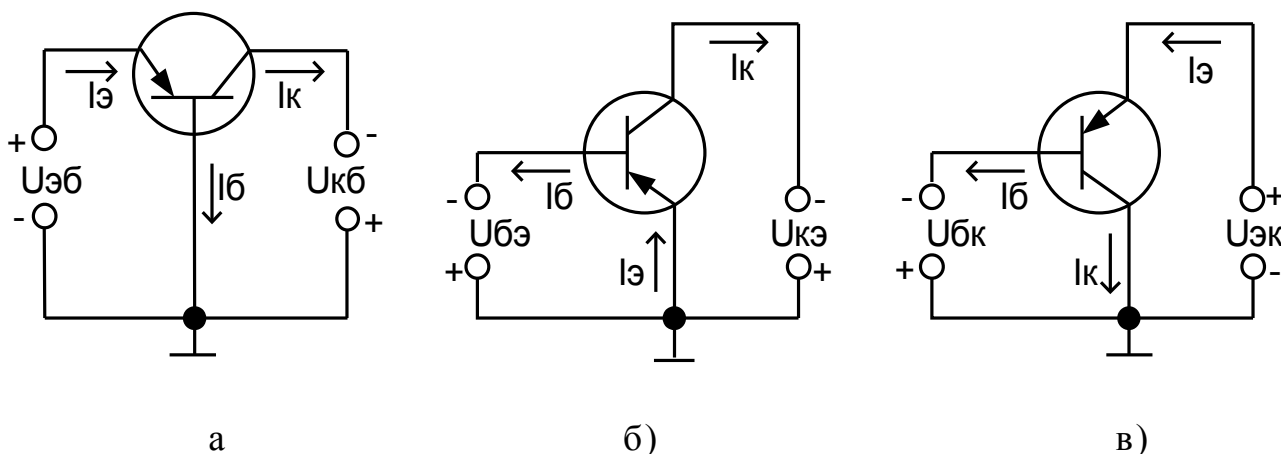


Рисунок 5.4 - Включение биполярного транзистора в схеме а) с ОБ, б) с ОЭ, в) с ОК

Полярность подключаемого внешнего источника зависит от типа транзистора. В схеме с ОБ выходным током является ток коллектора, а входным ток эмиттера. В схеме с ОЭ входным является ток базы, выходным – ток коллектора. Особое место из всех схем включения транзистора занимает схема с ОК, где входным током является ток базы, а выходным – ток эмиттера, что объясняет название такой схемы включения эмиттерным повторителем.

Основными параметрами, характеризующими транзистор, являются коэффициенты усиления:

- по току $k_I = \Delta I_{\text{ВЫХ}} / \Delta I_{\text{ВХ}}$;

- по напряжению $k_U = \Delta U_{\text{ВЫХ}} / \Delta U_{\text{ВХ}}$;
- по мощности $k_P = k_I k_U = \Delta P_{\text{ВЫХ}} / \Delta P_{\text{ВХ}}$;
- входное сопротивление $R_{\text{ВХ}} = U_{\text{ВХ}} / I_{\text{ВХ}}$;
- выходное сопротивление $R_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВЫХ}} / I_{\text{ВЫХ}}$.

Основные показатели биполярного транзистора для различных схем его включения приведены в таблице 5.

Таблица 5 - Показатели транзистора для различных схем включения

| Вид схемы | Токи | | Напряжения | | Основные параметры | | | Приме чания |
|--------------|-----------------|------------------|-----------------|------------------|--------------------|---|--|------------------------|
| | $I_{\text{ВХ}}$ | $I_{\text{ВЫХ}}$ | $U_{\text{ВХ}}$ | $U_{\text{ВЫХ}}$ | k_i | k_u | $R_{\text{ВХ}}$ | |
| ОБ | $I_{\text{э}}$ | $I_{\text{к}}$ | $U_{\text{эб}}$ | $U_{\text{н}}$ | α | $\alpha \frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{ВХ Б}}}$ | $\frac{U_{\text{эб}}}{I_{\text{э}}}$ | $k_i < 1$ $k_u > 1$ |
| ОЭ | $I_{\text{б}}$ | $I_{\text{к}}$ | $U_{\text{эб}}$ | $U_{\text{н}}$ | β | $\beta \frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{ВХ Б}}}$ | $\frac{U_{\text{эб}}}{I_{\text{э}}} (\beta + 1)$ | $k_i > 1$ $k_u > 1$ |
| ОК | $I_{\text{б}}$ | $I_{\text{э}}$ | $U_{\text{кб}}$ | $U_{\text{н}}$ | $\beta + 1$ | $\frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{н}} + R_{\text{ВХ Б}}}$ | $R_{\text{н}} (\beta + 1)$ | $k_i > 1$ $k_u < 1$ |

Таким образом:

Схема ОБ характеризуется малым входным сопротивлением, отсутствием усиления по току, большим усилением по напряжению и мощности.

Схема с ОЭ имеет большее, чем схема с ОБ входное сопротивление и усиливает сигнал как по току, так по напряжению и мощности.

Схема с ОК имеет значительно большее значение входного сопротивления, чем любая другая схема включения транзистора, и усиливает сигнал по току и мощности. Большое значение входного сопротивления схемы с ОК предопределяет широкое применение на практике эмиттерного повторителя в качестве согласующего устройства.

5.3 Статические характеристики биполярного транзистора

Каждой схеме включения транзистора соответствуют свои статические характеристики, представляющие собой функциональную

зависимость токов через транзистор от приложенного напряжения. Из-за нелинейного характера указанных зависимостей их представляют в графической форме.

В зависимости от того, какие токи и напряжения принимаются за независимые переменные, возможны различные системы и соответствующие им семейства статических характеристик. Наибольшее распространение получили статические характеристики, относящиеся к гибридной системе, в которой в качестве независимых переменных приняты входной ток и выходное напряжение

$$U_{вх} = f(I_{вх}, U_{вых})$$

$$I_{вых} = f(I_{вх}, U_{вых})$$

В статическом режиме эти зависимости выражаются четырьмя семействами характеристик:

- входными

$$U_{вх} = f(I_{вх}), \text{ при } U_{вых} = const;$$

- выходными

$$I_{вых} = f(U_{вых}), \text{ при } I_{вх} = const;$$

- обратной связи

$$U_{вх} = f(U_{вых}), \text{ при } I_{вх} = const;$$

- прямой передачи

$$I_{вых} = f(U_{вх}), \text{ при } U_{вых} = const.$$

Вид характеристик зависит от способа включения транзистора. Для однозначного установления зависимости между токами и напряжениями транзистора достаточно иметь два семейства характеристик. На практике наибольшее применение получили входные и выходные характеристики. Характеристики прямой передачи и обратной связи применяются редко и могут быть легко получены из входных и выходных характеристик путем перестроения.

Рассмотрим статические характеристики для различных схем включения биполярных транзисторов.

Схема включения транзистора с общей базой (ОБ).

Выходные характеристики транзистора в схеме с ОБ (рисунок 5.4, а) отражают зависимость выходного тока - тока коллектора I_k от выходного напряжения - напряжения на коллекторе относительно базы $U_{кб}$, при фиксированном входном токе - токе эмиттера $I_э$

$$I_k = f(U_{кб}), \text{ при } I_э = const$$

Выходные характеристики транзистора в схеме с ОБ, изображенные на рисунке 5.5, имеют три характерные области: I – сильная

зависимость тока коллектора I_k от напряжения $U_{кб}$ (нелинейная начальная область), II - слабая зависимость (линейная область), III – пробой коллекторного перехода.



Рисунок 5.5 – Выходные характеристики транзистора с ОБ

Для схемы ОБ характерно расположение начальной области I левее оси ординат. Это обусловлено тем, что напряжение на коллекторном переходе транзистора в схеме ОБ определяется суммой внутренней разности потенциалов φ_0 и внешнего напряжения $U_{кб}$. При $U_{кб}=0$ и заданном токе эмиттера дырки перебрасываются в коллектор из базы под действием внутренней разности φ_0 ; при $U_{кб}=0$, ток $I_k \neq 0$. Чтобы уменьшить I_k , нужно создать встречный поток дырок через переход, т.е. перевести коллекторный переход путём изменения полярности напряжения $U_{кб}$ в режим инжекции. При подаче некоторого напряжения $U_{кб}$ положительной полярности (на характеристике откладывается влево от нуля) потоки дырок через коллекторный переход будут взаимно скомпенсированы и $I_k=0$. Естественно, что с увеличением $I_э$ для этого надо подать напряжение $U_{кб}$ большей величины, этим объясняется смещение влево начальных участков характеристик при большем токе $I_э$.

Границей между режимом отсечки и активным режимом является характеристика, снятая при $I_э=0$. Эта характеристика представляет собой обратную ветвь ВАХ коллекторного p-n – перехода. При увеличении отрицательного напряжения коллектора, его ток быстро достигает значения $I_{к0}$. Дальнейший рост отрицательного напряжения сопровождается незначительным увеличением тока I_k . При достижении $U_{кб}$ некоторого значения, ток I_k резко возрастает и возникает пробой коллекторного перехода. Это значение напряжения на-

зывают *пробивным напряжением* коллектор-база $U_{КБ.ПРОБ}$ (область III на выходной характеристике).

Если ток $I_{\text{э}}$ не равен нулю, то выходная характеристика смещается в область больших токов коллектора на величину $h_{21Б}I_{\text{э}}$. Значение коэффициента $h_{21Б}$ зависит от тока $I_{\text{э}}$ и напряжения $U_{КБ}$. При больших токах коллектора и эмиттера пробой коллекторного перехода происходит при меньших напряжениях и может перейти в тепловой.

Для исключения теплового пробоя необходимо выбирать режимы работы транзистора ниже кривой максимально допустимой мощности, рассеиваемой коллектором. (на рисунке 5.5 эта кривая показана штриховой линией $P_{МАХ}$).

При $U_{КБ} > 0$ и $I_{\text{э}} > 0$ эмиттерный и коллекторный переходы включены в прямом направлении, что соответствует режиму насыщения.

Входные характеристики. На практике пользуются характеристиками, полученными экспериментально. Входными характеристиками транзистора, включенного по схеме с ОБ, называют семейство характеристик, выражающих зависимость

$$I_{\text{э}} = f(U_{\text{эб}}), \text{ при } U_{КБ} = \text{const}$$

Входные характеристики представлены на рисунке 5.6.

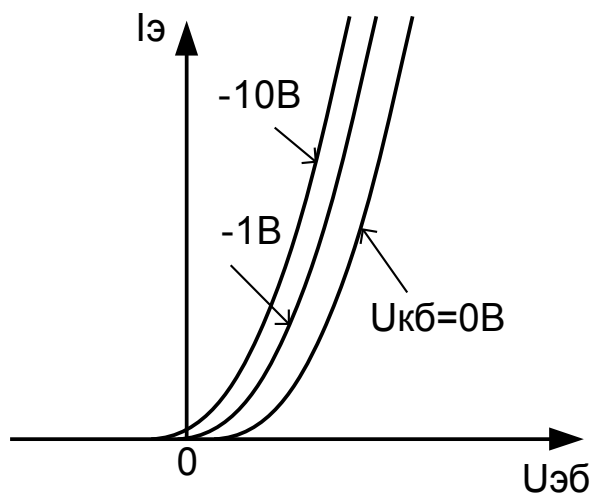


Рисунок 5.6 – Входные характеристики транзистора с ОБ

При напряжении $U_{КБ} = 0$ (коллектор замкнут с базой) можно считать, что входная характеристика представляет собой прямую ветвь ВАХ эмиттерного перехода. Отрицательное напряжение коллектора смещает входную характеристику в область больших токов. Это смещение вызвано двумя причинами. Во-первых, при повыше-

нии отрицательного напряжения коллектора уменьшается ширина базы и увеличивается градиент концентрации дырок в базе, что приводит к возрастанию тока эмиттера $I_{\text{э}}$ при неизменном напряжении $U_{\text{эб}}$.

Во-вторых, при повышении отрицательного напряжения $U_{\text{кб}}$ увеличивается обратный ток коллектора. Под влиянием этих причин в цепи эмиттера при $U_{\text{эб}} = 0$ и отрицательном напряжении на коллекторе проходит небольшой эмиттерный ток. Для его устранения на эмиттер необходимо подать некоторое отрицательное напряжение.

Схема включения транзистора с общим эмиттером (ОЭ). При включении биполярного транзистора с ОЭ цепь базы является входной, а цепь коллектора – выходной. Схема включения транзистора с ОЭ в активном режиме показана на рисунке 5.4,б.

Физические процессы в транзисторе с ОЭ аналогичны при включении транзистора с ОБ. Под действием напряжения $U_{\text{бэ}}$ в цепи эмиттера проходит ток $I_{\text{э}}$. В базе этот ток разветвляется. Основная его часть идет в коллектор, создавая управляемую составляющую тока коллектора, другая часть – в цепь базы, определяя ток базы рекомбинации. Навстречу току рекомбинации в базе проходит обратный ток коллектора $I_{\text{кбо}}$.

Выходными статическими характеристиками транзистора с ОЭ является семейство характеристик

$$I_{\text{к}} = f(U_{\text{кэ}}) \text{ при } I_{\text{б}} = \text{const}$$

Вид этих характеристик отражает особенности работы транзистора с ОЭ в различных режимах (рисунок 5.7).

В активном режиме и режиме насыщения эмиттерный переход включается в прямом направлении. Под действием напряжения в цепи базы проходит ток $I_{\text{б}}$. За счет напряжения $U_{\text{бэ}}$ при нулевом напряжении коллектора оба р-п-перехода транзистора смещены в прямом направлении. Транзистор работает в режиме насыщения и через коллектор проходит ток инжекции, направление которого противоположно направлению коллекторного тока в активном режиме. В базе накапливаются неосновные носители заряда.

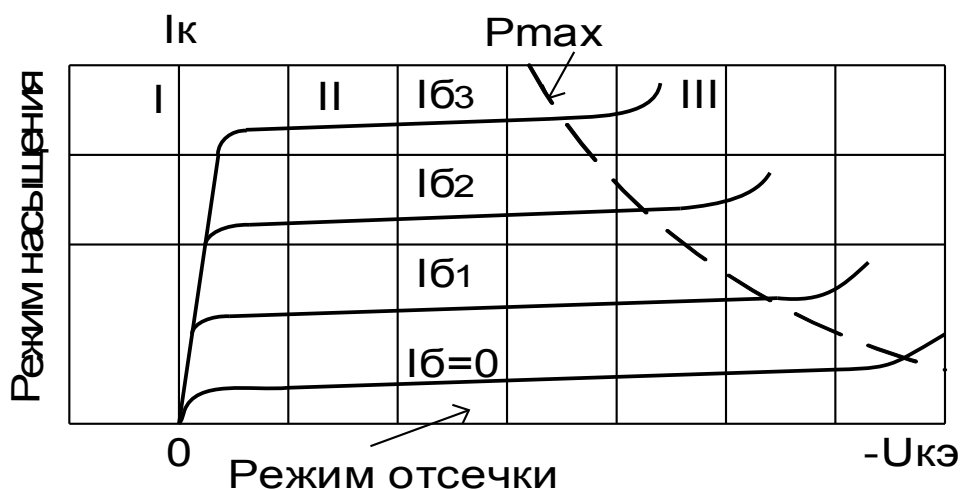


Рисунок 5.7 – Выходные характеристики транзистора с ОЭ

С появлением небольшого отрицательного напряжения на коллекторе ток инжекции из коллектора уменьшается, а ток обусловленный экстракцией дырок из базы в коллектор увеличивается. Поэтому при увеличении отрицательного напряжения коллектора до значения $U_{кэ} = U_{бэ}$ наблюдается значительный рост коллекторного тока. При $|U_{кэ}| > |U_{бэ}|$ транзистор из режима насыщения переходит в активный режим. Рост коллекторного тока при дальнейшем увеличении отрицательного напряжения $U_{кэ}$ замедляется. Но наклон выходных характеристик в схеме с ОЭ оказывается больше, чем в схеме с ОБ.

Увеличение тока базы вызывает увеличение коллекторного тока, то есть смещение выходных характеристик вверх.

Входные характеристики. Входные характеристики транзистора с ОЭ (рисунок 5.8) отображают зависимость

$$I_b = f(U_{бэ}) \text{ при } U_{кэ} = const$$

При $U_{кэ} = 0$ оба р-п-перехода транзистора оказываются включенными в прямом направлении. Из эмиттера и коллектора осуществляется инжекция дырок в базу. В цепи базы проходит ток рекомбинации обоих переходов. Поэтому входная характеристика представляет собой ВАХ двух параллельно включенных р-п-переходов.

При $U_{кэ} < 0$ коллекторный переход включается в обратном направлении и в цепи базы проходит ток $I_b > 0$.

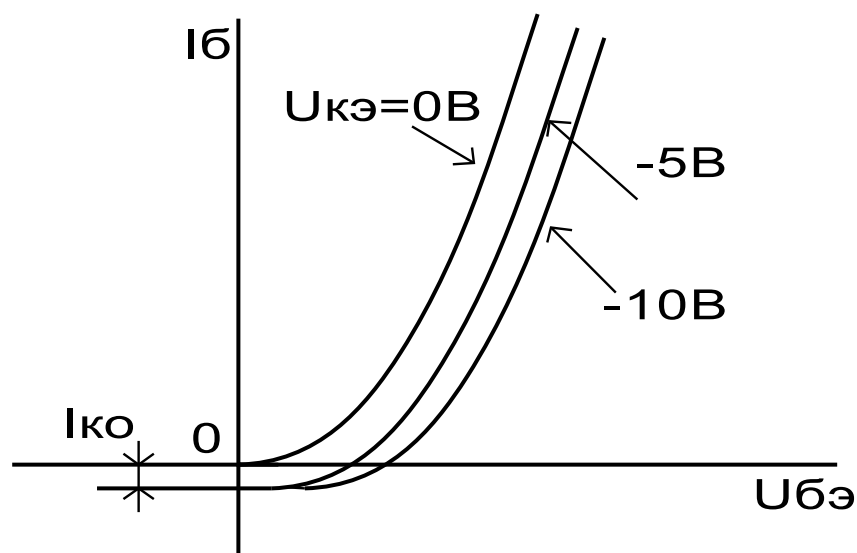


Рисунок 5.8 – Входные характеристики транзистора с ОЭ

Если $U_{бэ} = 0$, то $I_э = 0$ и в цепи базы проходит ток $I_б = -I_{кб0}$. Увеличение напряжения $U_{бэ}$ сопровождается рекомбинационной составляющей тока базы, и при некотором напряжении $U_{бэ}$ ток базы становится равным нулю. Дальнейшее увеличение напряжения $U_{бэ}$ сопровождается ростом тока базы. При увеличении отрицательного напряжения коллектора наблюдается смещение характеристик в сторону оси токов (вниз). Это связано с прохождением обратного тока коллектора $I_{кб0}$.

Схема включения транзистора с общим коллектором. По аналогии с предыдущими схемами включения транзистора схема с ОК имеет вид, представленный на рисунке 5.9, а.

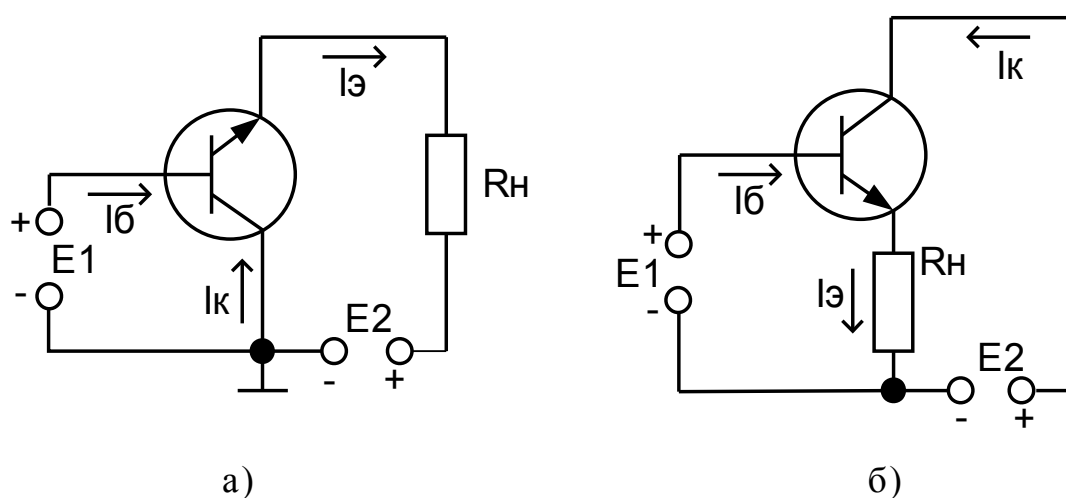


Рисунок 5.9 – Схема включения транзистора с ОК

Однако такое подключение источников E_1 и E_2 к выводам транзистора создает инверсный режим его работы, что приводит к значительному уменьшению значения коэффициента передачи тока эмиттера α (а следовательно, и β). Поэтому на практике применяют схему с ОК, приведенную на рисунке 5.9, б, обеспечивающую активный режим работы n-p-n-транзистора и сохранение тока базы – входным, а тока эмиттера – выходным. Так как нагрузка в схеме с ОК включена в эмиттерную цепь, то эта схема называется схемой эмиттерного повторителя.

В схеме с ОК входным является ток базы, выходным – ток эмиттера, выходным напряжением – $U_{\text{ЭК}}$, входным – $U_{\text{БК}}$. Эмиттерный переход включен в прямом направлении, а коллекторный в обратном. При таком включении управляющим входным током является ток базы, а управляемым (выходным) – ток эмиттера.

Выходной ток содержит управляемую $h_{21К}I_{\text{б}}$ и неуправляемую $h_{21К}I_{\text{кбо}}$ составляющие. Параметр $h_{21К}$ называют статическим коэффициентом передачи тока базы в схеме с ОК

$$I_{\text{э}} = h_{21\text{э}} I_{\text{б}} + h_{21\text{э}} I_{\text{кбо}}$$

Входное напряжение $U_{\text{БК}}$ в схеме с ОК меньше его выходного напряжения $U_{\text{ЭК}}$ лишь на малую величину $U_{\text{ЭБ}}$. В то же время входной ток $I_{\text{б}}$ значительно меньше выходного тока $I_{\text{э}}$. Из этого следует важная особенность схемы с ОК: большое входное и низкое выходное сопротивления.

Входные статические характеристики транзистора с ОК представляют собой зависимость

$$U_{\text{БК}} = f(I_{\text{б}}) \text{ при } U_{\text{ЭК}} = \text{const}$$

и представляют собой семейство почти прямых линий с небольшим криволинейным участком при малых токах (рисунок 5.10).

При напряжении $U_{\text{БК}} > U_{\text{ЭК}}$ эмиттерный переход закрыт и через базу проходит лишь обратный ток коллектора $I_{\text{кбо}}$. При $U_{\text{БК}} < U_{\text{ЭК}}$ эмиттерный, ток базы меняет своё направление и растёт с увеличением разности напряжений $U_{\text{ЭК}} - U_{\text{БК}}$. Так как напряжение $U_{\text{ЭК}}$ является параметром ($U_{\text{ЭК}} = \text{const}$) при снятии входных характеристик, увеличение тока базы происходит при уменьшении напряжения $U_{\text{БК}}$.

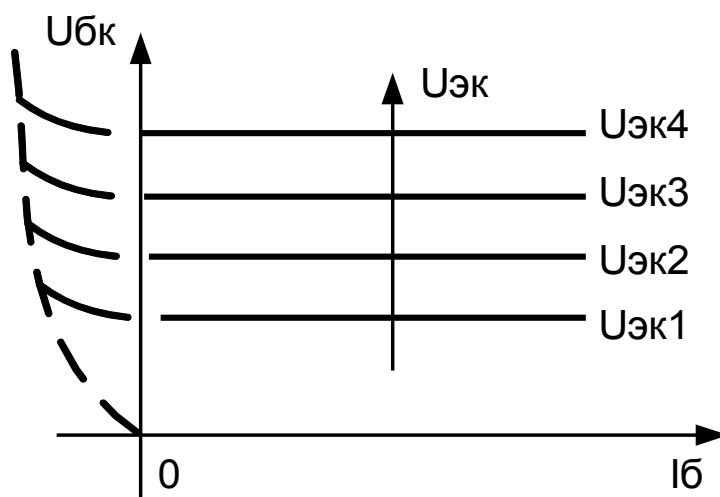


Рисунок 5.10 – Входные характеристики транзистора с ОК

Выходные характеристики транзистора с ОК представляют собой зависимость

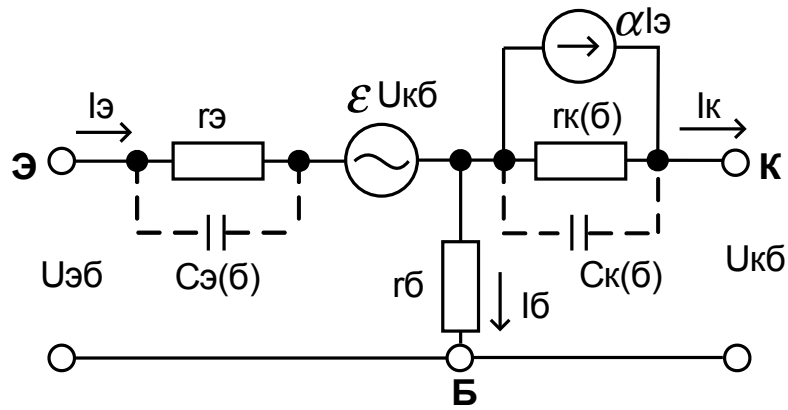
$$I_{\text{э}} = f(U_{\text{эк}}) \text{ при } I_{\text{б}} = \text{const}$$

Так как $I_{\text{э}} \approx I_{\text{к}}$, а $U_{\text{эк}} = -U_{\text{кэ}}$, эти характеристики практически совпадают с выходными характеристиками транзистора с ОЭ.

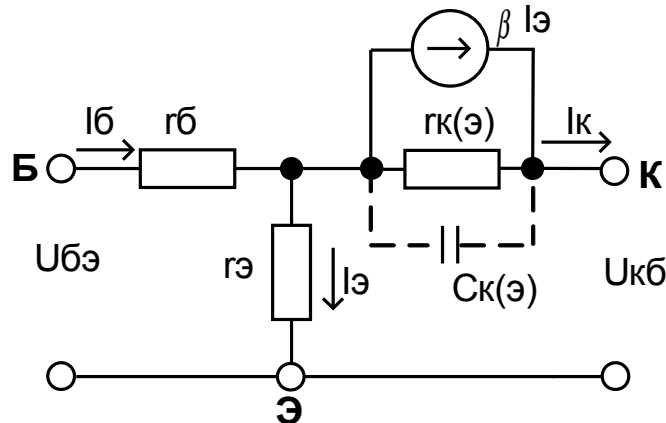
6 Эквивалентные схемы транзистора. Классификация биполярных транзисторов

6.1 Схема замещения транзистора в физических параметрах

Представление транзистора схемой замещения необходимо для проведения расчетов цепей с транзисторами. Все элементы схемы замещения связаны с физическими параметрами транзистора. Такие схемы замещения справедливы для линейных участков входных и выходных характеристик транзистора, при которых параметры транзистора можно считать неизменными. В этом случае используют дифференциальные параметры транзистора, относящиеся к небольшим приращениям напряжения и тока. Наиболее точно структуру транзистора отражает Т-образная схема замещения транзистора в физических параметрах включенного по схемам с ОБ и с ОЭ, показанная на рисунке 6.1.



а)



б)

Рисунок 6.1 – Т-образная схема замещения транзистора в физических параметрах, включенного по схемам а) с ОБ; б) с ОЭ

Рассмотрим схему замещения транзистора ОБ. Исходя из того, что биполярный транзистор есть совокупность двух встречно включенных взаимодействующих р-п-переходов, его можно представить в виде эквивалентной схемы, представляющей собой сочетание двух контуров: левого, относящегося к входной цепи (эмиттер-база), и правого, относящегося к выходной цепи (коллектор-база). Общим для обоих контуров является цепь базы с сопротивлением r_b .

Охарактеризуем элементы, входящие в схему замещения.

1. Дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода (включенного в прямом направлении). Это сопротивление определяется выражением

$$r_y' = \frac{dU_y'}{dI_y'}, \text{ при } U_{кб} = const$$

Сопротивление $r_э$ позволяет учесть связь между напряжением на эмиттерном переходе $U_э$ и проходящим через него током $I_э$. Объемное сопротивление эмиттерной области является низкоомным,

поэтому оно, как и сопротивление вывода эмиттера в схеме замещения не учитывается. Величина $rэ$ зависит от постоянной составляющей тока эмиттера $Iэ$ и связана с ней соотношением

$$rэ = \varphi_T / Iэ = 0,025 / Iэ$$

где $\varphi_T = \frac{kT}{q} = 0,025$ В, при $T = 300$ К. Числовое значение $rэ$ лежит в пределах от единиц до десятков Ом.

2. Объемное сопротивление базы $rб$ определяется в направлении прохождения базового тока в слое базы от границы с эмиттерным переходом. Базовый слой является сравнительно высокоомным и обычно $rб > rэ$. Числовое значение $rб$ зависит от типа транзистора и составляет от 100 Ом до 400 Ом.
3. Эквивалентный источник тока $\alpha Iэ$ учитывает транзитную составляющую приращения эмиттерного тока, проходящую через область базы в коллектор.
4. Дифференциальное сопротивление коллекторного перехода (включенного в обратном направлении)

$$rэ(\acute{a}) = \frac{dUэ\acute{a}}{dIэ} \text{ при } Iэ = const$$

Сопротивление $rк$ учитывает изменения коллекторного тока с изменением напряжения $Uкб$ вследствие эффекта модуляции базы. Значение $rк(\grave{б})$ лежит в пределах от 0,5 до 1 мОм.

5. Источник напряжения $\varepsilon Uкб$ во входной цепи определяет напряжение внутренней положительной обратной связи и отражает влияние эффекта модуляции базы на входную цепь транзистора.

Числовое значение коэффициента ε сравнительно мало ($10^{-4} - 10^{-3}$), поэтому источник напряжения $\varepsilon Uкб$ часто не вводят.

6. Ёмкости $Cэ(\grave{б})$, $Cк(\grave{б})$ эмиттерного и коллекторного переходов. Каждая из них, так же как ёмкость одиночного р-п-перехода, равна сумме барьерной и диффузионной ёмкостей соответствующего перехода.

Величина барьерной ёмкости зависит от напряжения смещения р-п-перехода, в частности при прямом смещении барьерная ёмкость больше, чем при обратном, следовательно, барьерная ёмкость эмиттерного перехода больше чем коллекторного перехода.

В отличие от барьерной ёмкости, определяемой шириной области объёмного заряда р-п-перехода, диффузионная ёмкость характеризует изменение заряда в базе, вызванное изменением напряжения на переходе. Диффузионная ёмкость эмиттерного перехода больше

диффузионной ёмкости коллекторного перехода. Величины $C_{э(б)}$, $C_{к(б)}$ зависят от типа транзистора. У высокочастотных транзисторов они существенно меньше чем у низкочастотных. При работе на средних частотах (десятки герц и единицы килогерц) емкости переходов не учитывают и в схему замещения не включают.

7. Дифференциальный коэффициент передачи эмиттерного тока, более точно характеризующий величину α для малых приращений этого тока. Он выражается соотношением

$$\alpha = \frac{dI_{э}}{dI_{б}} \text{ при } U_{кб} = const$$

Величину коэффициента α в области средних частот принимают неизменной. С переходом в область повышенных частот, при которых начинает сказываться время прохождения дырок через базу, коллекторный и базовый токи отличаются по фазе от эмиттерного тока, а коэффициент α – уменьшается.

О частотных свойствах транзистора судят по так называемой граничной частоте f_{α} , при которой модуль коэффициента передачи тока $|\alpha|$ уменьшается в $\sqrt{2}$ раз относительно своего значения, измеренного на низкой частоте. Эта частота называется предельной частотой усиления по току.

С изменением частоты будет изменяться также величина фазового сдвига выходного тока транзистора по отношению к входному. Следует подчеркнуть, что чем тоньше база, тем в меньшей степени искажается сигнал на выходе и допускается работа транзистора на более высоких частотах. Поэтому, чем более высокочастотный транзистор, тем тоньше у него должна быть база.

6.2 Транзистор как активный четырёхполюсник, h-параметры транзистора

Транзистор можно представить в виде линейного четырёхполюсника (рисунок 6.2), если в качестве измеряемых токов и напряжений принимать относительно небольшие их приращения, накладывающиеся на постоянные составляющие.

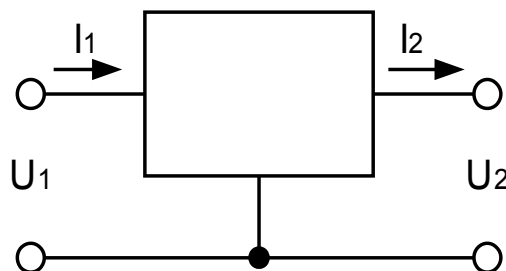


Рисунок 6.2 – Представление транзистора в виде четырехполюсника

Для транзистора как четырехполюсника в качестве независимых переменных обычно принимают приращения входного тока ΔI_1 и выходного напряжения ΔU_2 , а приращение входного напряжения ΔU_1 и выходного тока ΔI_2 выражают через h -параметры транзистора:

$$\begin{aligned}\Delta U_1 &= h_{11} \Delta I_1 + h_{12} \Delta U_2 \\ \Delta I_2 &= h_{21} \Delta I_1 + h_{22} \Delta U_2,\end{aligned}$$

где $h_{11} = \frac{\Delta U_1}{\Delta I_1}$ – входное сопротивление транзистора при ($\Delta U_2 = 0$) неизменном выходном напряжении,

$h_{21} = \frac{\Delta I_2}{\Delta I_1}$ – коэффициент передачи тока при неизменном выходном напряжении ($\Delta U_2 = 0$),

$h_{12} = \frac{\Delta U_1}{\Delta U_2}$ – коэффициент обратной связи по напряжению при неизменном входном токе ($\Delta I_1 = 0$),

$h_{22} = \frac{\Delta I_2}{\Delta U_2}$ – выходная проводимость транзистора при неизменном входном токе ($\Delta I_1 = 0$).

Конкретные значения h -параметров зависят от схемы включения транзистора, то есть от того, какие токи и напряжения являются входными и выходными. В справочниках обычно приводят h -параметры, измеренные в схеме ОБ для средней полосы частот при типовых значениях постоянных составляющих тока и напряжения.

Установим связь h -параметров транзистора с их физическими параметрами в схеме ОБ. Примем в ней $\varepsilon_{Укб} = 0$, переменные составляющие заменим приращениями: $U_{эб} = \Delta U_1$, $I_{э} = \Delta I_1$, $U_{кб} = \Delta U_2$, $I_{к} = \Delta I_2$, а ток $I_{б}$ выразим через входной ток: $I_{б} = (1 - \alpha) \Delta I_1$.

Для входной цепи транзистора при $\Delta U_2 = 0$ имеем:

$$\Delta U_1 = \Delta I_1 [r_{э} + (1 - \alpha) r_{Б}]$$

отсюда следует

$$h_{11} = r_{э} + (1 - \alpha) r_{Б}$$

ток выходной цепи при $\Delta U_2 = 0$

$$\Delta I_2 = \alpha \Delta I_1$$

$$h_{21} = \alpha$$

В отсутствие приращения входного тока ($\Delta I_1 = 0$) ток в выходной цепи

$$\Delta I_2 = \frac{\Delta U_2}{r_{K(B)} + r_B} \approx \frac{\Delta U_2}{r_{K(B)}}$$

$$h_{22} = \frac{1}{r_{K(B)}}$$

Для этого же режима напряжения на входе и выходе соответственно равны

$$\Delta U_1 = \Delta I_2 r_B, \quad \Delta U_2 \approx \Delta I_2 r_{K(B)}$$

$$\Rightarrow h_{12} \approx \frac{r_B}{r_{K(B)}}$$

Полученные соотношения для h -параметров используем для выражения физических параметров транзистора через его h -параметры:

$$r_{\Sigma} = h_{11} - (1 - h_{21}) h_{12} / h_{22};$$

$$r_B = h_{12} / h_{22};$$

$$r_{K(B)} = 1 / h_{22};$$

$$\alpha = h_{21}$$

6.3 Классификация биполярных транзисторов

Деление транзисторов на типы связано с их назначением, а также технологией создания трехслойной транзисторной структуры. Наиболее характерными признаками деления транзисторов по назначению являются частота усиливаемого сигнала и допустимая мощность рассеяния в коллекторном переходе P_K . Показателем частотных свойств транзистора является предельная частота усиления по току $f\alpha$. В зависимости от частоты $f\alpha$ различают транзисторы:

- низкочастотные $f\alpha < 3$ МГц;
- среднечастотные $3 \text{ МГц} < f\alpha < 30 \text{ МГц}$;
- высокочастотные $30 \text{ МГц} < f\alpha < 300 \text{ МГц}$;
- сверхвысокочастотные $f\alpha > 300 \text{ МГц}$.

Допустимая мощность рассеяния определяется условиями отвода тепла от коллектора. Мощность P_K имеет прямую связь с энергетическими показателями выходной (нагрузочной) цепи транзистора. По допустимой мощности в коллекторном переходе различают транзисторы:

- малой мощности $P_K < 0,3 \text{ Вт}$;
- средней мощности $0,3 \text{ Вт} < P_K < 1,5 \text{ Вт}$;
- большой мощности $P_K > 1,5 \text{ Вт}$.

При энергетическом расчете выходной цепи транзистора рассчитывают мощность P_k и выбирают тип транзистора по мощности. При использовании транзисторов средней и большой мощности следует увеличить теплоотвод для обеспечения допустимой температуры полупроводниковой структуры, для этого применяют радиатор.

По технологии изготовления различают сплавные, диффузионные, диффузионно-сплавные, конверсионные, эпитаксиальные и планарные транзисторы.

Принцип изготовления сплавных транзисторов тот же, что и сплавных диодов. Отличие заключается лишь в том, что вплавление примесных таблеток здесь производится с двух сторон полупроводниковой пластины. По сплавной технологии изготавливают низкочастотные транзисторы малой, средней и большой мощности.

Диффузионная технология позволяет создавать ускоряющее поле в базе для носителей заряда, проходящих в направлении коллектора, в связи с чем транзисторы, изготовленные по такой технологии, называют дрейфовыми. Диффузионную технологию используют при создании высокочастотных и СВЧ-транзисторов.

Диффузионно-сплавные транзисторы также являются высокочастотными дрейфовыми транзисторами. Отличие их технологии изготовления заключается в том, что диффузия акцепторной и донорной примесей осуществляется при вплавлении в исходный материал таблетки, представляющей собой сплав двухкомпонентной примеси. Преимуществами такой технологии являются меньшие требования к обработке поверхности исходного материала и возможность получения более тонкого базового слоя.

По технологии, близкой к диффузионно-сплавной, изготавливают конверсионные транзисторы, в которых в качестве исходного материала используют германий, содержащий донорную и акцепторную (медь) примеси. Содержание акцепторной примеси больше, чем донорной, поэтому исходный материал является полупроводником р-типа. Медь обладает высоким коэффициентом диффузии в германии. При создании базового n-слоя происходит изменение типа электропроводности (конверсия). Этот метод позволяет получить тонкие базовые слои большой площади и применяется при изготовлении мощных высокочастотных транзисторов.

Эпитаксиальные транзисторы представляют собой разновидность транзисторов, получаемых с помощью диффузионной технологии. Их особенностью является малое объемное сопротивление кол-

лекторного слоя, что существенно при работе транзисторов в импульсном режиме. Принцип создания основан на явлении эпитаксии – ориентированного наращивания полупроводникового слоя, структура которого повторяет структуру подложки. Для эпитаксиального наращивания применяют газофазные реакции восстановления в водороде чистого полупроводника из хлоридов германия с осаждением его на монокристаллическую подложку полупроводника.

Планарные транзисторы выполняют по технологии, наиболее полно отражающей современные достижения в производстве полупроводниковых приборов. Процесс создания планарных транзисторов сопровождается диффузией примесей в плоскую (планарную) кремниевую пластину, осуществляемой локально, т.е. с помощью защитных масок, полученных методом фотолитографии. Планарная технология позволяет изготавливать транзисторы групповым методом по 300 -500 штук на общей пластине при достаточно точном воспроизведении требуемых параметров. Если в число операций при планарной технологии помимо диффузии входит эпитаксиальное наращивание слоев, то технология получается планарно-эпитаксиальной. Планарная и планарно-эпитаксиальная технологии нашли широкое применение в производстве интегральных микросхем.

7 Полевые транзисторы

7.1 Общие сведения о полевых транзисторах

Полевой транзистор – полупроводниковый прибор, усилительные свойства которого обусловлены потоком основных носителей, протекающим через проводящий канал, и управляемым электрическим полем. Полевой транзистор в отличие от биполярного называют униполярным, так как его работа основана на использовании носителей заряда только одного знака – либо электронов, либо дырок. Поэтому в полевых транзисторах отсутствуют процессы изменения (накопления и рассасывания) объемного заряда неосновных носителей, оказывающие заметное влияние на быстродействие биполярных транзисторов. Основным способом движения носителей заряда, образующих ток полевого транзистора, является их дрейф в электрическом поле. Проводящий слой, в котором создается рабочий ток, называют каналом.

Полевой транзистор – полупроводниковый усилительный прибор, которым управляет не ток (как биполярным транзистором), а напряжение (электрическое поле, отсюда и название - полевой). Управление током в полевых транзисторах осуществляется изменением проводимости канала, через который протекает ток транзистора под воздействием электрического поля.

По способу создания канала различают полевые транзисторы с р-п-переходом, встроенным каналом и индуцированным каналом. Последние два типа имеют классическую структуру металл-диэлектрик-полупроводник (МДП-структуру), в которой роль диэлектрика играет оксид, поэтому полевой транзистор с такой структурой называют МОП-транзистором (металл-оксид-полупроводник). Металлический электрод, создающий эффект поля, называют затвором (З), два других электрода – истоком (И) и стоком (С). Исток и сток в принципе обратимы. Истоком служит тот из них, из которого при соответствующей полярности напряжения между истоком и стоком в канал поступают основные носители заряда, а стоком тот, через который эти носители уходят из канала. Условное обозначение транзистора с р-п-переходом показано на рисунке 7.1.



Рисунок 7.1 - Условное обозначение транзистора а) с р-п-переходом и каналом n-типа, б) с р-п-переходом и каналом p-типа

7.2 Транзисторы с р-п-переходом

Анализ работы полевого транзистора с р-п-переходом проведём на его модели, показанной на рисунке 7.2. Канал протекания тока транзистора - это слой полупроводника n-типа, заключенный между двумя р-п-переходами. Канал имеет контакты с внешними электродами прибора, электрод, от которого начинают движение носители заряда (в данном случае – электроны), является истоком, а электрод, к которым они движутся – стоком. Полупроводниковые слои р-типа имеют более высокую концентрацию примеси, чем n-слой. Оба р-слоя электрически связаны между собой и имеют общий внешний электрод, называемый затвором.

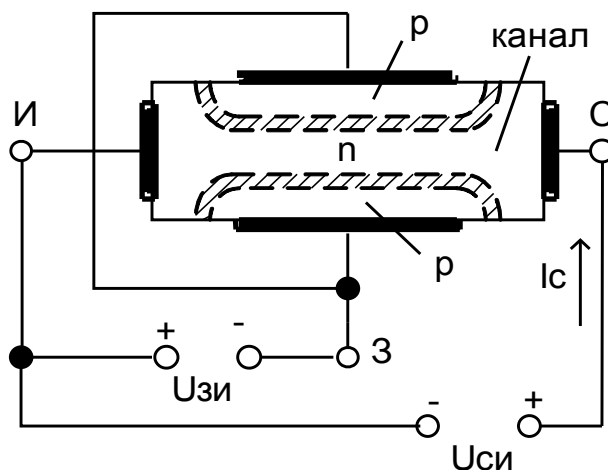


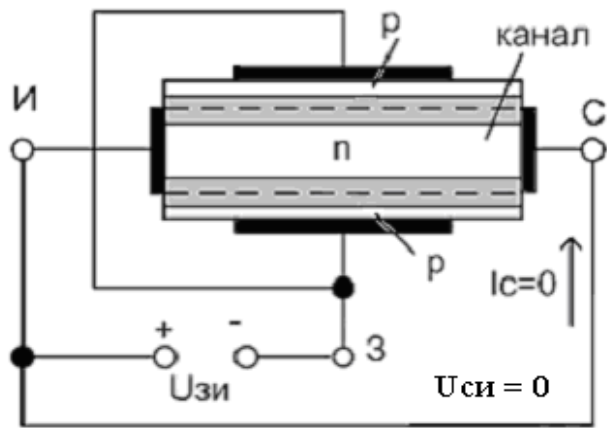
Рисунок 7.2 – Модель полевого транзистора с р-п-переходом

Управляющее (входное) напряжение подаётся между затвором и истоком. Напряжение $U_{зи}$ является обратным для обоих р-п-переходов. В выходную цепь, в которую входит канал транзистора, включается напряжение $U_{си}$ положительным полюсом к стоку.

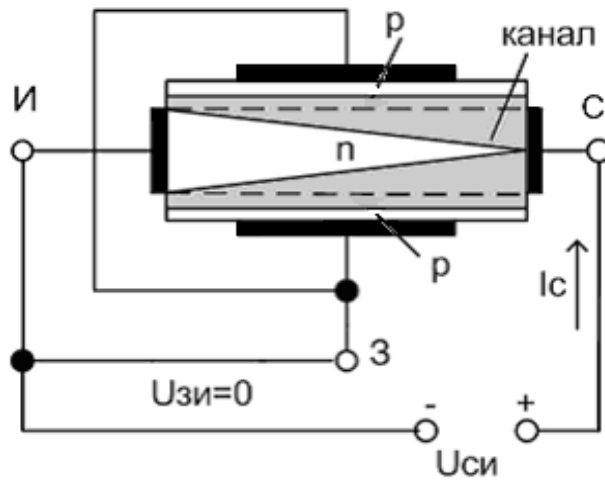
Управляющие свойства транзистора объясняются тем, что при изменении напряжения $U_{зи}$ изменяется ширина его р-п-переходов, представляющих собой участки полупроводников, обедненные носителями заряда. Так как р-слой имеет большую концентрацию примеси, чем п-слой, изменение ширины р-п-переходов происходит за счёт более высокоомного п-слоя (эффект модуляции ширины базы). Тем самым изменяется сечение токопроводящего канала и его проводимость, то есть выходной ток I_c прибора. Особенностью полевого транзистора является то, что на проводимость канала оказывает влияние как управляющее напряжение $U_{зи}$, так и $U_{си}$.

Влияние подводимых напряжений на проводимость канала иллюстрирует рисунок 7.3, где для простоты не показаны участки п-слоя, расположенные вне р-п-переходов.

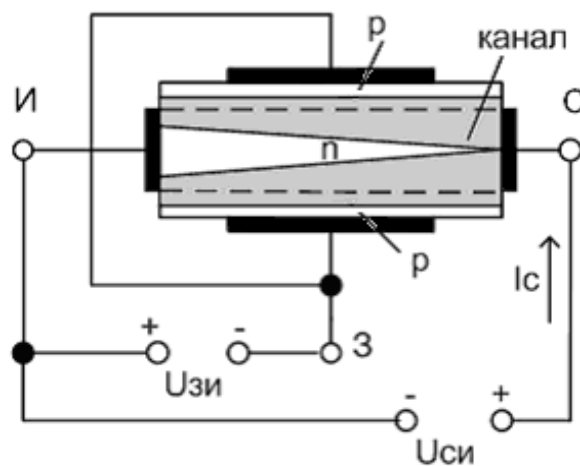
На рисунке 7.3,а внешнее напряжение приложено только к входной цепи транзистора.



а)



б)



в)

Рисунок 7.3 – Поведение полевого транзистора с р-п-переходом и каналом п-типа при подключении внешних напряжений

Изменение напряжения $U_{зи}$ приводит к изменению проводимости канала за счет изменения на одинаковую величину его сечения по всей длине канала. Но выходной ток $I_c = 0$, так как $U_{си} = 0$.

Рисунок 7.3,б иллюстрирует изменение сечения канала при воздействии только напряжения $U_{си}$ ($U_{зи} = 0$). При $U_{си} > 0$ через канал протекает ток I_c , в результате чего создаётся падение напряжения, возрастающее в направлении стока.

Суммарное падение напряжения участка исток-сток равно $U_{си}$. В силу этого потенциалы точек канала n-типа будут неодинаковыми по его длине, возрастая в направлении стока от нуля до $U_{си}$. Потенциал же точек р-области относительно истока определяется потенциалом затвора относительно истока и в данном случае равен нулю. В связи с этим обратное напряжение, приложенное к р-n-переходам, возрастает в направлении от истока к стоку и р-n-переходы расширяются в направлении стока. Это явление приводит к уменьшению сечения канала от истока к стоку. Повышение напряжения $U_{си}$ вызывает увеличение падения напряжения в канале и уменьшение его сечений, а, следовательно, уменьшение проводимости канала.

При некотором напряжении $U_{си}$ происходит сужение канала, при котором границы обоих р-n-переходов смыкаются и сопротивление канала становится высоким.

На рисунке 7.3,в отражено результирующее влияние на канал обоих напряжений $U_{зи}$ и $U_{си}$.

7.3 Вольтамперные характеристики полевых транзисторов с р-n-переходом

Для транзисторов с р-n-переходом представляют интерес два вида вольтамперных характеристик: стоковые и стоко-затворные.

Стоковые (выходные) характеристики полевого транзистора р-n-переходом показаны на рисунке 7.4. Они отражают зависимость тока стока от напряжения сток-исток $U_{си}$ при фиксированном напряжении затвор-исток $U_{зи}$, и представляют собой семейство кривых

$$I_c = f(U_{си}) \text{ при } U_{зи} = \text{const}$$

На каждой из этих кривых можно выделить три характерные области I – сильная зависимость тока стока I_c от напряжения $U_{си}$, II – слабая зависимость, III – пробой р-n-перехода.

Рассмотрим выходную характеристику полевого транзистора при $U_{зи} = 0$. В области малых напряжений $U_{си}$ (участок 0–а) влияние напряжения $U_{си}$ на проводимость канала незначительно, в связи с чем здесь имеется практически линейная зависимость $I_c = f(U_{си})$. По мере увеличения напряжения $U_{си}$ (участок а–б) сужение токопроводящего канала оказывает всё более существенное влияние на его проводимость, что приводит к уменьшению крутизны нарастания тока.

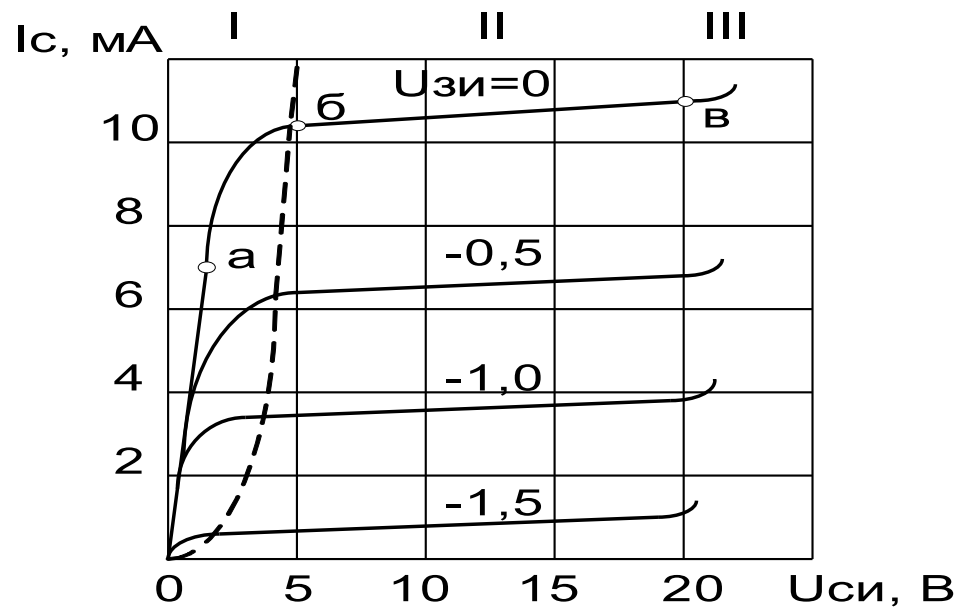


Рисунок 7.4 – Семейство стоковых (выходных) характеристик полевого транзистора с р-п-переходом и каналом п-типа

При подходе к границе с участком II (точка б) сечение токопроводящего канала уменьшается до минимума в результате смыкания обоих р-п-переходов. Дальнейшее повышение напряжения на стоке не должно приводить к увеличению тока через прибор, так как одновременно с ростом напряжения $U_{си}$ будет увеличиваться сопротивление канала. Некоторое повышение тока I_c объясняется наличием различного рода утечек и влиянием сильного электрического поля в р-п-переходах, прилегающих к каналу.

Участок III резкого увеличения тока I_c характеризуется лавинным пробоем области р-п-переходов вблизи стока по цепи сток-затвор. Напряжение пробоя соответствует точке в.

Приложение к затвору обратного напряжения вызывает сужение канала и уменьшение его исходной проводимости. Поэтому начальные участки кривых, соответствующих бóльшим напряжениям на затворе, имеют меньшую крутизну нарастания тока. Ввиду наличия

напряжения $U_{зи}$ перекрытие канала объёмным зарядом p-n-переходов (рисунок 7.3 в) происходит при меньшем напряжении и границе участков I и II будут соответствовать меньшие напряжения сток-исток. Напряжениям перекрытия канала соответствуют абсциссы точек пересечения стоковых характеристик с пунктирной кривой на рисунке 7.4.

Важным параметром полевого транзистора является напряжение на затворе, при котором ток стока близок к нулю. Оно соответствует напряжению запирающего прибора по цепи затвора и называется напряжением запирающего прибора или отсечки $U_{зи0}$. Числовое значение $U_{зи0}$ равно напряжению $U_{си}$ в точке б вольтамперной характеристики при $U_{зи} = 0$.

Поскольку управление выходным током полевых транзисторов производится напряжением входной цепи, для них представляет интерес так называемая переходная или стоко-затворная вольтамперная характеристика (рисунок 7.5).

Стоко-затворная характеристика полевого транзистора показывает зависимость тока стока от напряжения затвор-исток при фиксированном напряжении сток-исток:

$$I_c = f(U_{зи}) \text{ при } U_{си} = const$$

Эта характеристика связана с выходными характеристиками и может быть построена по ним.

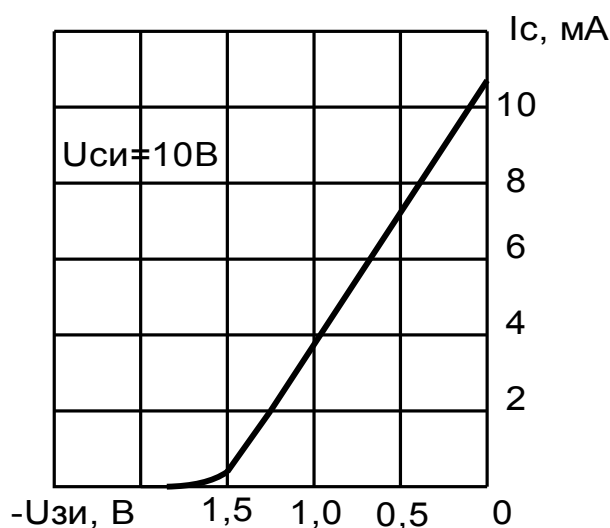


Рисунок 7.5 – Стоко-затворная характеристика полевого транзистора

Основными параметрами полевого транзистора являются:

- $I_{сmax}$ - максимальный ток стока соответствует его значению в точке v на выходных характеристиках при $U_{зи}=0$;
- $U_{си max}$ - максимальное напряжение сток-исток выбирают в 1,2 – 1,5 раза меньше напряжения пробоя участка сток-затвор при $U_{зи} = 0$;
- $U_{зи0}$ – напряжение отсечки соответствует напряжению на затворе при токе стока близком к нулю;
- $g_i = dU_{си}/dI_c$, при $U_{зи} = const$ – внутреннее сопротивление транзистора характеризует наклон характеристики на участке II. Типичные значения сопротивления 0,02 – 0,5 МОм;
- $S = dI_c/dU_{зи}$, при $U_{си} = const$ - крутизна стоко-затворной характеристики отражает влияние напряжения затвора на выходной ток транзистора. Крутизну S находят по стоко-затворной характеристике прибора. Типичные значения 0,3-7 мА/В;
- $g_{вх} = \frac{dU_{сэ}}{dI_c}$ - входное сопротивление, определяется сопротивлением р-п-переходов, смещенных в обратном направлении. Входное сопротивление полевых транзисторов довольно велико, что выгодно отличает их от биполярных транзисторов. Типичные значения 10^8 - 10^9 Ом;
- $C_{зи}$, $C_{зс}$, $C_{си}$ - межэлектродные ёмкости связаны главным образом с наличием в приборе р-п-переходов, примыкающих соответственно к истоку и стоку. Полевые транзисторы с р-п-переходом выпускают на токи I_c до 50 мА и напряжения до 50 В.

7.4 МДП–транзисторы

В отличие от полевых транзисторов с р-п-переходом, в которых затвор имеет непосредственный электрический контакт с близлежащей областью токопроводящего канала, в МДП–транзисторах затвор изолирован от указанной области слоем диэлектрика. По этой причине МДП–транзисторы относят к классу полевых транзисторов с изолированным затвором.

МДП–транзисторы (структура металл — диэлектрик — полупроводник) выполняют из кремния. В качестве диэлектрика используют окисел кремния SiO_2 . Отсюда другое название этих транзисторов – МОП–транзисторы (структура металл – окисел – полупровод-

ник). Наличие диэлектрика обеспечивает высокое входное сопротивление рассматриваемых транзисторов (10^{12} – 10^{14} Ом).

Принцип действия МДП–транзисторов основан на эффекте изменения проводимости приповерхностного слоя полупроводника на границе с диэлектриком под воздействием поперечного электрического поля. Приповерхностный слой полупроводника является токопроводящим каналом этих транзисторов. МДП–транзисторы выполняют двух типов – со встроенным и с индуцированным каналом.

МДП–транзисторы представляют собой в общем случае четырех-электродный прибор. Четвертым электродом (подложкой), выполняющим вспомогательную функцию, является вывод от подложки исходной полупроводниковой пластины. МДП–транзисторы могут быть с каналом n- или p-типа. Условные обозначения МДП–транзисторов показаны на рисунке 7.6 а–е.

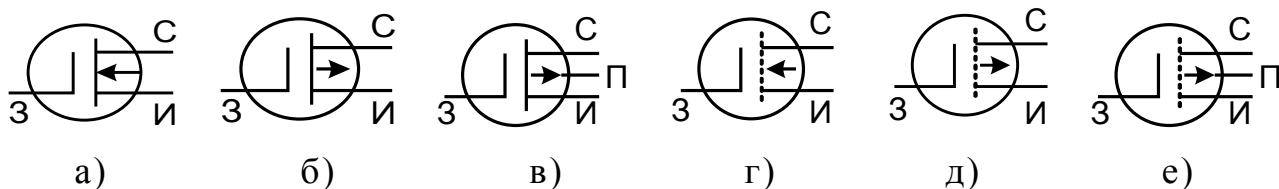


Рисунок 7.6 - Условные обозначения МДП–транзисторов со встроенным каналом n-типа (а), p-типа (б) и выводом от подложки (в); с индуцированным каналом n-типа (г), p-типа (д) и выводом от подложки (е)

Рассмотрим особенности МДП–транзисторов со встроенным каналом. Конструкция такого транзистора с каналом n-типа показана на рисунке 7.7.

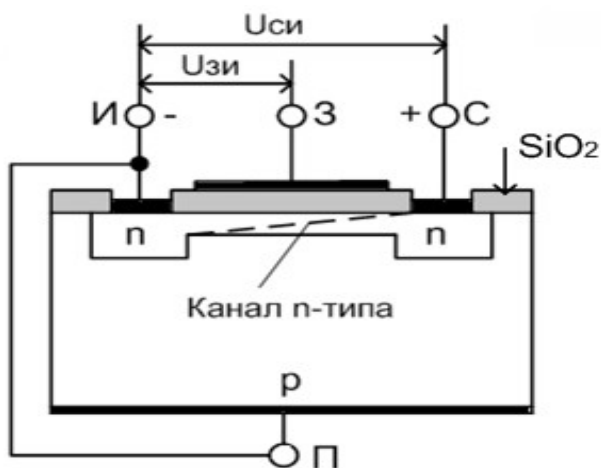


Рисунок 7.7 – Конструкция МДП–транзистора со встроенным каналом n-типа.

В исходной пластине кремния р-типа с помощью диффузионной технологии созданы 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) характеристики полевого транзистора со встроенным каналом n-типа для случая соединения подложки с истоком показаны на рисунке 7.8 а.

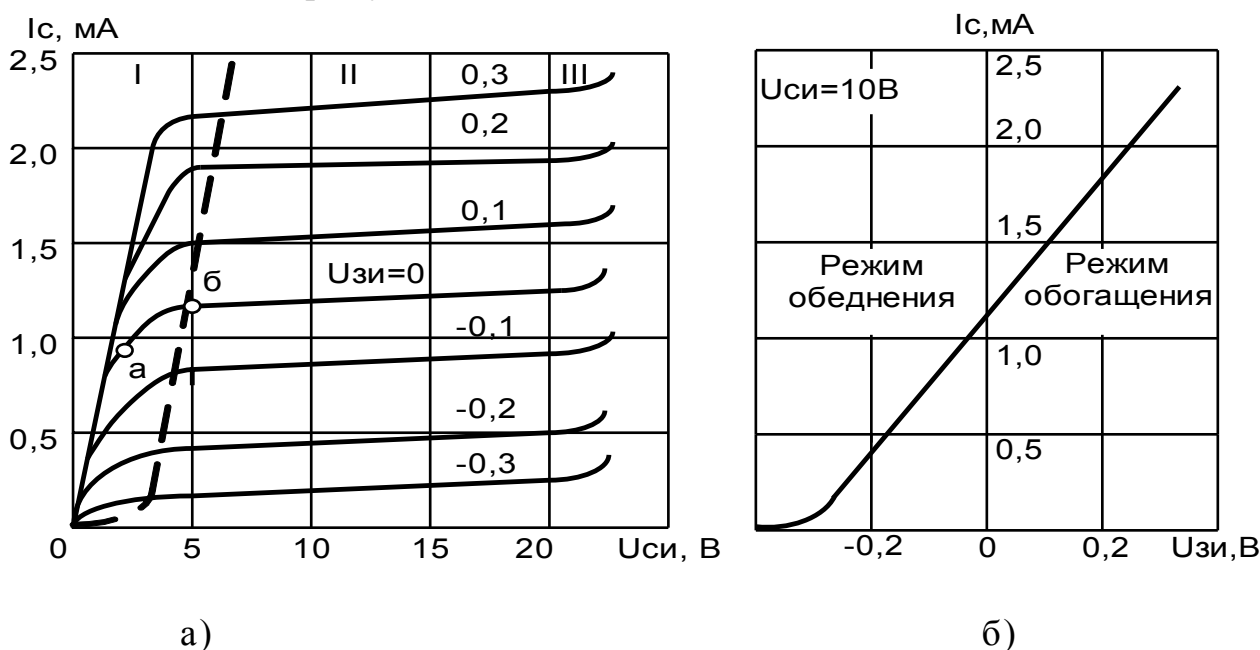


Рисунок 7.8 – а) Семейство стоковых характеристик, б) стоко-затворная характеристика

По виду эти характеристики близки к характеристикам полевого транзистора с р-n-переходом. Рассмотрим характеристику при $U_{зи} = 0$, что соответствует соединению затвора с истоком. Внешнее напряжение приложено к участку исток – сток положительным полюсом к стоку.

Поскольку $U_{зи} = 0$, через прибор протекает ток, определяемый исходной проводимостью канала. На начальном участке $0-a$, когда падение напряжения в канале мало, зависимость $I_c(U_{си})$ близка к линейной. По мере приближения к точке б падение напряжения в канале приводит к все более существенному влиянию его сужения (пунктир на рисунке 7.8 а) на проводимость канала, что уменьшает крутизну нарастания тока на участке а—б. После точки б токопрово-

дящий канал сужается до минимума, что вызывает ограничение нарастания тока и появление на характеристике пологого участка II.

Покажем влияние напряжения затвор — исток на ход 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 характеристики при $U_{зи} < 0$ располагаются ниже кривой, соответствующей $U_{зи} = 0$. Режим работы транзистора ($U_{зи} < 0$), при котором происходит уменьшение концентрации заряда в канале, называют режимом обеднения. При подаче на затвор напряжения $U_{зи} > 0$ поле затвора притягивает электроны в канал из р-слоя полупроводниковой пластины. Концентрация носителей заряда в канале увеличивается, что соответствует режиму обогащения канала носителями. Проводимость канала возрастает, ток I_c увеличивается. Стоковые характеристики при $U_{зи} > 0$ располагаются выше исходной кривой ($U_{зи} = 0$).

Для транзистора имеется предел повышения напряжения $U_{сз}$ ввиду наступления пробоя прилежащего к стоку участка сток — затвор. На стоковых характеристиках пробоем соответствует достижение некоторой величины $U_{сипр}$ (область III). В случае $U_{зи} < 0$ напряжение $U_{сз}$ увеличивается, в связи с чем при $U_{зи} < 0$ пробой наступает при меньшем напряжении $U_{си}$. Примерный вид стоко-затворной характеристики транзистора со встроенным каналом иллюстрирует рисунок 7.8,б. Ее отличие от стоко-затворной характеристики транзистора с р-п-переходом обусловлено возможностью работы прибора как при $U_{зи} < 0$ (режим обеднения), так и при $U_{зи} > 0$ (режим обогащения).

Конструкция МДП-транзистора с индуцированным каналом п-типа канал проводимости тока специально не создается, а образуется (индуцируется) благодаря притоку электронов из полупроводниковой пластины в случае приложения к затвору напряжения положительной полярности относительно истока. За счет притока электронов в приповерхностном слое происходит изменение электропроводности полупроводника, т.е. индуцируется токопроводящий канал п-типа, соединяющий области стока и истока. Проводимость канала возрастает с повышением приложенного к затвору напряжения положительной полярности. Таким образом, транзистор с индуцированным каналом работает только в режиме обогащения.

Стоковые (выходные) характеристики полевого транзистора с индуцированным каналом n-типа близки по виду аналогичным характеристикам транзистора со встроенным каналом и имеют тот же характер зависимости $I_c = f(U_{cu})$.

МДП–транзисторы обоих типов выпускаются на тот же диапазон токов и напряжений, что и транзисторы с p-n-переходом. Примерно такой же порядок величин имеют крутизна S и внутреннее сопротивление r_i . Что касается входного сопротивления и межэлектродных емкостей, то МДП–транзисторы имеют лучшие показатели, чем транзисторы с p-n-переходом. Как указывалось, входное сопротивление у них составляет 10^{12} – 10^{14} Ом. Значение межэлектродных емкостей не превышает: для C_{zu} , C_{cu} – 10 пФ, для C_{zc} – 2 пФ.

Схема замещения МДП–транзисторов аналогична схеме замещения полевых транзисторов с p-n-переходом. МДП–транзисторы широко применяются в интегральном исполнении. Микросхемы на МДП–транзисторах обладают хорошей технологичностью, низкой стоимостью, способностью работы при более высоком напряжении питания, чем микросхемы на биполярных транзисторах.

Полевые транзисторы имеют преимущество перед биполярными транзисторами в большем значении входного сопротивления по постоянному току и большей температурной стабильности их характеристик.

8 Тиристоры

8.1 Основные типы тиристоров

Тиристор – это четырехслойный полупроводниковый прибор, обладающий двумя устойчивыми состояниями: состояние низкой проводимости (тиристор закрыт) и состояние высокой проводимости (тиристор открыт). Перевод тиристора из закрытого состояния в открытое в электрической цепи осуществляется внешним воздействием на прибор (напряжением или светом).

Основными типами являются диодные и триодные тиристоры, условные обозначения которых показаны на рисунке 8.1.

В диодных тиристорах (динисторах) переход прибора из закрытого состояния в открытое связан с тем, что напряжение между анодом и катодом достигает некоторой граничной величины, являющейся параметром прибора. В триодных тиристорах управление состоя-

нием прибора производится по цепи третьего - управляющего электрода (УЭ). По цепи управляющего электрода могут выполняться одна, либо две операции изменения состояния тиристора. В зависимости от этого различают одно- и двухоперационные тиристоры. В однооперационных тиристорах по цепи управляющего электрода осуществимо только отпирание тиристора. С этой целью на управляющий электрод подается положительный относительно катода импульс напряжения.

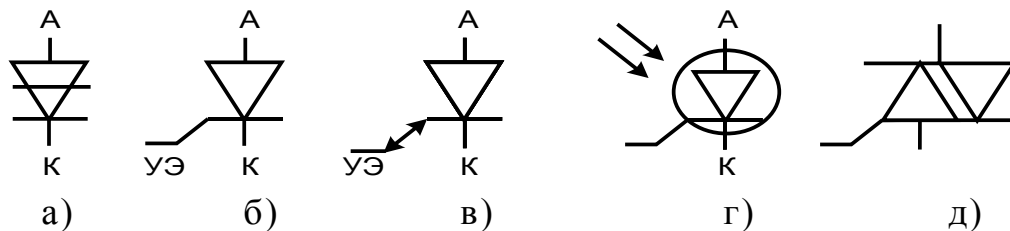


Рисунок 8.1 – Условные обозначения тиристоры: динистора (а), однооперационного тиристора (б), двухоперационного тиристора (в), фототиристора (г), симистора (д)

Запирание однооперационного тиристора, а также динистора производится по цепи анода изменением полярности напряжения анод – катод. В двухоперационных тиристорах по цепи управляющего электрода проводится как отпирание, так и запирание прибора отрицательным импульсом напряжения. В фототиристорах отпирание прибора производится с помощью светового импульса. Все тиристоры выполняют функцию бесконтактного ключа, обладающего односторонней проводимостью тока.

Прибор, позволяющий проводить ток в обоих направлениях, называют симметричным тиристором (симистором). По своему назначению симистор выполняет функции двух обычных тиристоры, включенных встречно параллельно.

8.2 Принцип действия и вольтамперная характеристика однооперационного тиристора

Тиристор представляет собой четырехслойную полупроводниковую структуру типа р-п-р-п с тремя р-п-переходами (рисунок 8.2), в которой р1-слой выполняет функцию анода, а п2-слой - катода, управляющий электрод (УЭ) связан с р2-слоем структуры. Основным материалом в производстве тиристоры – кремний.

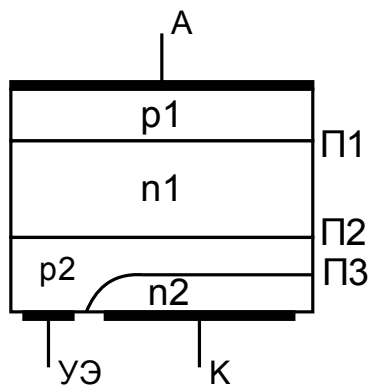


Рисунок 8.2 – Полупроводниковая структура тиристора

Четырехслойная структура создается по диффузионной технологии. Исходным материалом является кремниевая пластина n-типа. В начале методом диффузии акцепторной примеси с обеих сторон пластины создают транзисторную структуру типа p1-n1-p2. Затем после локальной обработки поверхности p2 слоя вносят донорную примесь в p2-слой для получения четвертого n2- слоя.

Для удобства изучения процессов, протекающих в тиристоре, представим его в виде структуры, изображенной на рисунке 8.3.

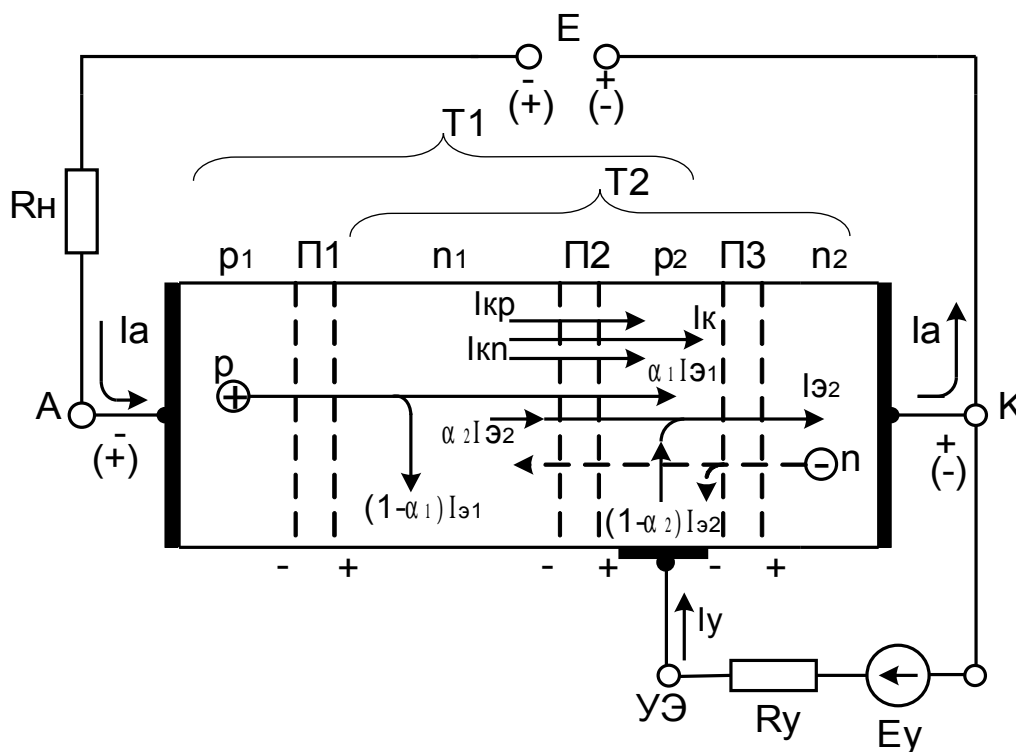


Рисунок 8.3 –Токи в тиристоре при включении внешних напряжений

Рассмотрим обратную ветвь вольтамперной характеристики тиристора, которая снимается при токе управления $I_y = 0$ (рисунок 8.4).

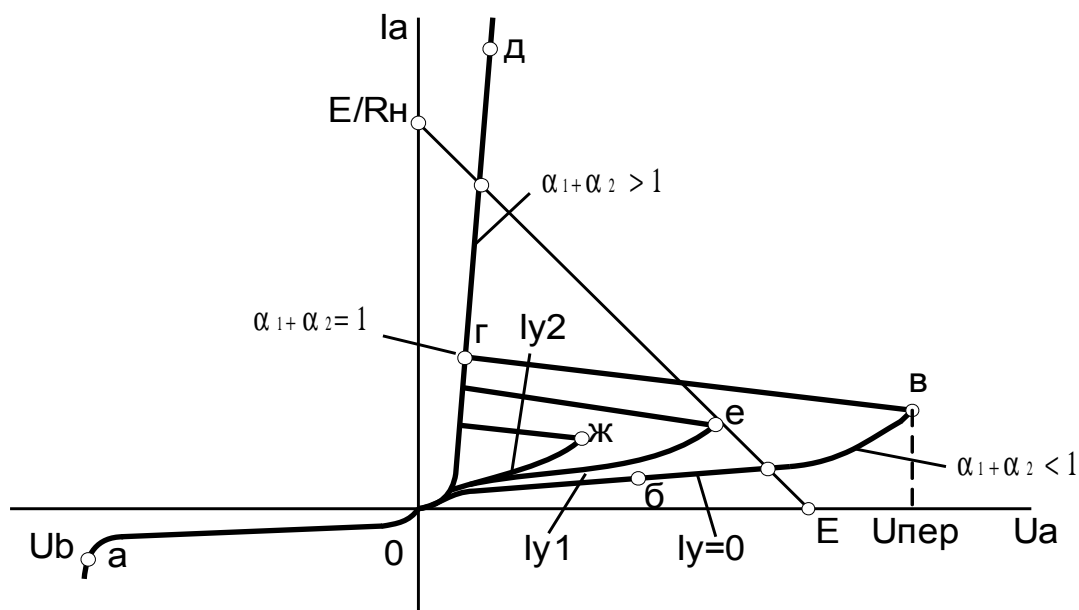


Рисунок 8.4 – Вольтамперная характеристика тиристора

Обратному напряжению тиристора ($E < 0$, $U_{AK} < 0$) соответствует подключение внешнего напряжения отрицательным полюсом к аноду А и положительным - к катоду К. Приложение обратного напряжения к тиристорному устройству вызывает смещение среднего перехода П2 в прямом направлении, двух крайних П1 и П3 – в обратном.

Переход П2 открыт, и падение напряжения на нем мало. Поэтому можно предположить, что обратное напряжение U_b распределяется главным образом по переходам П1 и П3. Однако в процессе изготовления тиристора концентрация примеси в р2- и n2- слоях обеспечивается высокой по сравнению с концентрацией в р1 и n1- слоях, и переход П3 получается узким.

С приложением обратного напряжения переход П3 вступает в режим электрического пробоя при напряжении, существенно меньшем рабочих напряжений U_b . Обратное напряжение по существу прикладывается к переходу П1, т.е. обратная ветвь вольтамперной характеристики тиристора представляет собой обратную ветвь перехода П1. Итак, способность тиристора выдерживать обратное напряжение возлагается на р-п-переход П1.

Проанализируем поведение тиристора при подведении к нему напряжения в прямом направлении ($E > 0$, $U_{AK} > 0$). Полярность внешнего напряжения на тиристоре и переходах структуры показана на рисунке 8.3 в скобках. Крайние переходы П1, П3 смещаются в прямом направлении, а средний переход П2 - в обратном. В связи с этим напряжение на приборе оказывается приложенным практически

к переходу П2. Рассмотрим случай отсутствия тока управления $I_u=0$. Этот режим, как и предыдущий, справедлив и для диристора.

Анализ процессов в тиристорѣ при $U_{AK} > 0$, удобно проводить, воспользовавшись так называемой двухтранзисторной аналогией. При наличии на тиристорѣ прямого напряжения, его можно представить в виде двух транзисторов р-п-р и п-р-п: транзистора Т1 типа р1-п1-р2 и транзистора Т2 типа п2-р2-п1 (см рисунок 8.3). Эмиттерным переходом для первого транзистора Т1 является переход П1, для второго транзистора Т2 эмиттерным переходом является переход П3. Переход П2 служит общим коллекторным переходом обоих транзисторов. При этом полярность напряжений на переходах соответствует той, которая требуется для работы обоих транзисторов в усилительном режиме: эмиттерные переходы смещены в прямом направлении, а коллекторные - в обратном.

Представив тиристор в виде сочетания транзистора Т1 с коэффициентом передачи тока α_1 и током эмиттера $I_{\varepsilon 1}$ и транзистора Т2 с коэффициентом передачи α_2 и током эмиттера $I_{\varepsilon 2}$, можно показать составляющие тока в приборе. Составляющая $(1-\alpha_1) I_{\varepsilon 1}$ - это ток базы транзистора Т1, составляющая $\alpha_1 I_{\varepsilon 1}$ - ток коллектора этого транзистора. Токи транзистора Т1 обусловлены главным образом потоками дырок через п1 - базу. В транзисторе Т2 ток переносится в основном электронами (пунктирные стрелки на рисунке 8.3). Его составляющие представляют собой: $(1-\alpha_2) I_{\varepsilon 2}$ - ток базы, $\alpha_2 I_{\varepsilon 2}$ - ток коллектора. Так как коллекторный переход смещен в обратном направлении, через него протекают также составляющие, обусловленные неосновными носителями заряда: дырки п1-области создают ток I_{kr} , электроны р2 - области - ток I_{kp} . Эти токи образуют суммарный ток коллектора I_k (см рисунок 8.3).

Одним из факторов, влияющих на прямую ветвь вольтамперной характеристики тиристора, является зависимость коэффициентов α_1 и α_2 от тока, примерный вид этой зависимости показан на рисунке 8.5.

Большее значение коэффициента α_2 по сравнению с α_1 , объясняется меньшей толщиной р2-базы по сравнению с п1- базой. Поэтому п1- базу часто называют *толстой*, а р2-базу - *тонкой*. Требуемая зависимость коэффициента α от тока создается в процессе изготовления приборов.

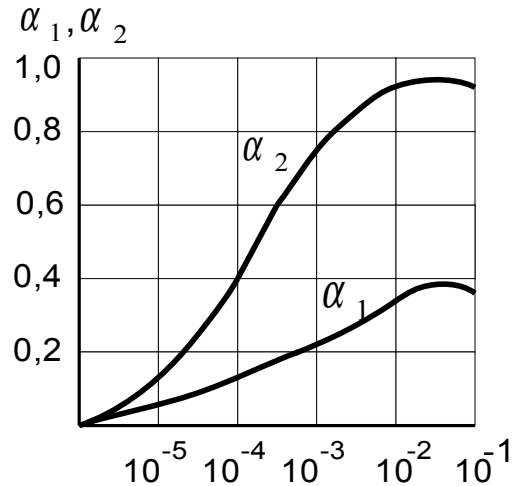


Рисунок 8.5 – Зависимость коэффициентов α_1 и α_2 от тока

Рассмотрим прямую ветвь вольтамперной характеристики тиристора (см рисунок 8.4). На начальном участке θ - δ , соответствующем малым значениям прямого напряжения U_a , ток I_a мал, коэффициенты α_1 и α_2 близки к нулю. Близки к нулю также составляющие токов $\alpha_1 I_{\Delta 1}$ и $\alpha_2 I_{\Delta 2}$ перехода П2. Ток через переход П2, а следовательно, и ток через тиристор I_a будет равен току I_k , то есть в данном случае будет определяться обратным (тепловым) током I_{k0} перехода П2. Итак, начальный участок θ - δ прямой ветви вольтамперной характеристики тиристора представляет собой обратную ветвь вольтамперной характеристики перехода П2, смещенного в обратном направлении.

По мере роста анодного напряжения, а, следовательно, и напряжения на коллекторном переходе, увеличивается ток I_k и анодный ток через тиристор. Увеличение тока сопровождается повышением коэффициентов α_1 и α_2 . Начиная с некоторого значения тока I_a необходимо учитывать составляющие токов транзисторов $\alpha_1 I_{\Delta 1}$ и $\alpha_2 I_{\Delta 2}$, протекающие через коллекторный переход.

Вследствие того, что повышение напряжения U_a приводит к увеличению тока I_k , а также составляющих $\alpha_1 I_{\Delta 1}$, $\alpha_2 I_{\Delta 2}$ на вольтамперной характеристике появляется участок δ - ϵ (см рисунок 8.4) с более сильной зависимостью I_a от U_a . Ток I_a можно найти, определив ток I_{n2} , протекающий через коллекторный переход

$$I_{n2} = \alpha_1 I_{\Delta 1} + \alpha_2 I_{\Delta 2} + I_k$$

С учетом того, что в любом сечении прибора при $I_y = 0$ протекает один и тот же ток I_a

$$I_{n2} = I_a = (\alpha_1 + \alpha_2)I_a + I_k$$

$$I_a = \frac{I_e}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}$$

Это выражение подтверждает наличие участков θ - δ и δ - ϵ на вольтамперной характеристике тиристора.

При малых значениях напряжения U_a и тока I_a (участок $\theta - \delta$, рисунок 8.4) сумма коэффициентов передачи тока $\alpha_1 + \alpha_2 \approx 0$, анодный ток $I_a \approx I_k$. На участке $\delta - \epsilon$ ток I_a возрастает за счет увеличения I_k и суммы $\alpha_1 + \alpha_2$.

Точка ϵ является граничной, в которой создаются условия для отпирания тиристора. Напряжение на приборе в точке ϵ называется напряжением переключения $U_{пер}$. При отпирании тиристора происходят два явления 1) уменьшение напряжения на переходе П2; 2) действие внутренней обратной связи в приборе, благодаря которой процесс имеет скачкообразный характер.

Причиной перехода тиристора в открытое состояние является увеличение роли составляющих $\alpha_1 I_{\epsilon 1}$ и $\alpha_2 I_{\epsilon 2}$ и соответственно их суммы $(\alpha_1 + \alpha_2)I_a$ в токе через переход П2 по сравнению с током I_k . В точке ϵ роль составляющих $\alpha_1 I_{\epsilon 1}$ и $\alpha_2 I_{\epsilon 2}$ и их суммы $(\alpha_1 + \alpha_2)I_a$ столь значительна, что дальнейшее увеличение I_a возможно только за счет уменьшения тока I_k . В приборе действует внутренняя положительная обратная связь, приводящая к лавинообразному развитию процесса его отпирания.

Участок ϵ - δ на рисунке 8.4 соответствует открытому состоянию тиристора. В точке ϵ напряжение на П2 равно 0, ток $I_k = 0$, $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$. Напряжение на приборе U_a равно сумме напряжений на переходах П1 и П2, смещенных в прямом направлении.

При перемещении по кривой от ϵ к δ ток через тиристор возрастает, что увеличивает коэффициенты α_1 и α_2 , а также их сумму. Коллекторный переход под действием избыточных зарядов переводится в проводящее состояние и ток I_k теперь уже не является обратным током.

На участке ϵ - δ все три р-п-перехода находятся под прямым напряжением смещения. Напряжение на П1 и П3 противоположны по знаку напряжению на переходе П2. В связи с этим падение напряжения на приборе приблизительно равно падению напряжения на одном переходе (как в диоде).

Рассмотрим поведение тиристора при наличии тока управления $I_y > 0$. Выражение для анодного тока

$$I_a = \frac{I_{\delta} + \alpha_2 I_{\delta}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}.$$

В соответствии с этим выражением ток управления приводит к более крутому нарастанию анодного тока. Это связано, во-первых, с наличием в числителе выражения, составляющей $\alpha_2 I_y$ и, во-вторых, с большим значением коэффициента α_2 вследствие возрастания тока $I_{\delta 2}$ на величину тока управления. Ввиду появления дополнительной составляющей $\alpha_2 I_y$ в токе коллекторного перехода и повышения коэффициента α_2 переключение тиристора из закрытого состояния в открытое происходит при меньшем напряжении на приборе (рисунок 8.4). Процесс, связанный с переходом тиристора из закрытого состояния в открытое, происходит при $I_y \neq 0$ подобно рассмотренному. Влияние тока I_y на вольтамперную характеристику тиристора иллюстрируют участки кривых $\theta-e$ и $\theta-ж$, показанные для двух значений тока управления $I_{y2} > I_{y1}$.

При некотором значении тока управления участок закрытого состояния тиристора на прямой ветви вольтамперной характеристики исчезает и характеристика приближается к прямой ветви вольтамперной характеристики простого р-п-перехода (ветвь $\theta-z-d$). Наблюдается так называемое спрямление характеристики. Значение тока I_y , при котором происходит спрямление характеристики, определяет ток управления спрямления $I_y \text{ снр}$.

Тиристор как ключевой элемент нашел широкое применение в цепях постоянного и переменного токов. Рассмотренный режим работы, когда отпирание прибора следует после достижения на нем напряжения переключения $U_{пер}$ (переключение по цепи анода), используется лишь в схемах с динисторами.

Для тиристора переключение по цепи анода представляет интерес лишь с точки зрения анализа принципа действия и вольтамперной характеристики этого прибора. Практическое применение нашел режим отпирания по управляющему электроду, т. е. за счет подачи на управляющий электрод отпирающего импульса напряжения. Сущность этого режима отпирания тиристора заключается в следующем.

В исходном состоянии тиристор закрыт, ток управления равен нулю. Напряжение источника питания E меньше напряжения переключения тиристора $U_{пер}$. При $E > 0$ рабочая точка тиристора расположена на прямой ветви вольтамперной характеристики $\theta - в$. Через нагрузку и тиристор протекает малый ток, соответствующий ра-

бочей точке на этой ветви. В требуемый момент времени подают импульс управления E_u , задавая необходимый для отпирания тиристора импульс тока управления, большой тока спрямления. Тиристор открывается, и рабочая точка переходит на ветвь $\alpha-\delta$. Ток через тиристор и нагрузку находят теперь из соотношения $I_a = I_n = (E - U_a) / R_n$, где U_a — падение напряжения на тиристоре, определяемое рабочей точкой на ветви $\alpha-\delta$. Задачу определения токов и напряжений удобно решать графически, построив линию, проходящую через точки с координатами $(0; E/R_n)$ и $(E; 0)$. Координаты точек пересечения этой линии с вольтамперной характеристикой определяют ток и напряжение на тиристоре в закрытом и открытом состояниях.

Тиристоры выпускаются на диапазон прямых токов от десятков миллиампер до нескольких сотен ампер и напряжения от десятков вольт до нескольких киловольт.

Тиристоры малой и средней мощности применяются в релейной и коммутационной аппаратуре. Их справочными параметрами по току служат допустимое значение среднего прямого тока (как для маломощных выпрямительных диодов и диодов средней мощности) или максимальный постоянный прямой ток. Параметром по напряжению этих тиристоров является максимально допустимое напряжение, которое определяется по наименьшему из значений прямого ($U_{пер}$ при $I_u = 0$) и обратного напряжений, соответствующих началу крутого нарастания обратного тока.

Мощные тиристоры используются в системах преобразования электрической энергии. Параметры по току (I_n , $I_{p.n}$, $I_{уд}$) и напряжению (U_p , U_n , $U_{ни}$) у них те же, что и для мощных диодов. Параметры по напряжению указываются по наименьшему значению прямого и обратного напряжений. Мощные тиристоры выполняют с теплоотводом. Способы теплоотвода здесь те же, что и для мощных диодов. Подобным же образом решаются задачи последовательного и параллельного соединения тиристоров.

Из других наиболее существенных параметров необходимо указать обратный ток тиристора, напряжение и ток цепи управления, соответствующие переходу тиристора из закрытого состояния в открытое. Динамические параметры тиристора характеризуют время перехода тиристора из закрытого состояния в открытое (время включения $t_{вк}$) и время восстановления запирающих свойств (время выключения $t_{в}$). Восстановление запирающих свойств осуществляется за счет приложения к тиристору обратного напряжения. Величина $t_{в}$ определяет время, в течение которого происходит полное расса-

сывание носителей заряда в базовых слоях ранее проводившего тиристора при приложении обратного напряжения, по окончании которого к прибору может быть вновь приложено напряжение в прямом направлении без опасения его самопроизвольного отпирания. Процесс восстановления запирающих свойств происходит за счет двух факторов: протекания обратного тока через тиристор, при котором отводится основная часть носителей заряда, накопленных в базах прибора, и рекомбинации оставшихся носителей заряда. Величины $t_{вк}$ и $t_{в}$ определяют частотные свойства тиристора и зависят от его типа. Время $t_{вк}$ составляет от 1 – 5 до 30 мкс, а время $t_{в}$ – от 5–12 до 250 мкс.

Фототиристор по принципу действия подобен рассмотренному. Отличие заключается в том, что увеличение числа носителей заряда в тиристоре, необходимое для его отпирания, производится не за счет тока управления, а за счет освещения прибора. С этой целью в корпусе прибора предусматривается специальное окно. Фототиристоры нашли широкое применение в высоковольтных установках преобразования электрической энергии, поскольку они позволяют надежно решать задачу развязки по напряжению выходной цепи прибора и системы управления.

Вольтамперные характеристики двухоперационного тиристора (такие же, как и у однооперационного. В двухоперационных тиристорах запираение осуществляется не изменением полярности напряжения анод – катод, а пропуском через управляющий электрод импульса тока, противоположного по направлению току отпирания. При этом используется свойство внутренней положительной обратной связи, действующей в приборе. При пропуске встречного тока в цепи управляющего электрода ток базы транзистора Т2 уменьшается, что приводит к уменьшению всех составляющих токов тиристора, а следовательно, к снижению анодного тока и запираению прибора. Двухоперационные тиристоры выпускаются на токи до 10 А.

В симметричных тиристорах с помощью комбинации р- и п-слоев создают полупроводниковую структуру, в которой как при одной, так и при другой полярности напряжения выполняются условия, соответствующие прямой ветви вольтамперной характеристики обычного тиристора. Прибор способен проводить ток в обоих направлениях;

9 Компоненты микроэлектроники

Современное развитие всех областей промышленности характеризуется значительным усложнением задач, возлагаемых на электронную аппаратуру. В этих условиях построение аппаратуры на основе дискретных компонентов (транзисторов, диодов, резисторов, конденсаторов и т.д.) не может удовлетворить предъявляемых к ней требований. Множество компонентов, разветвленность межэлементных соединений, обилие паек, низкая плотность монтажа приводит к значительной трудоемкости изготовления, большим массе и габаритам, высокой стоимости и низкой надежности аппаратуры при таком принципе ее выполнения.

Микроэлектроника – это современное направление электроники, охватывающее конструирование, изготовление и применение электронных узлов, блоков и устройств с высокой степенью миниатюризации. Микроэлектроника решает проблемы существенного повышения надежности, уменьшения массогабаритных показателей и стоимости электронной аппаратуры.

В основу микроэлектроники положен интегральный принцип изготовления и применения электронных компонентов, при котором каждый компонент представляет собой не отдельно взятый транзистор, диод, резистор, конденсатор и т.д., а их неразъемное схемное соединение, представляющее собой некоторый узел, блок или целое устройство электронной аппаратуры, в связи с этим компоненты микроэлектроники носят название интегральных микросхем или просто микросхем. Количество элементов, входящих в микросхему может достигать десятков тысяч.

По конструктивно-технологическим признакам интегральные микросхемы классифицируются на полупроводниковые (монокристаллические), гибридные и совмещенные. В полупроводниковых интегральных микросхемах все элементы изготавливают в общей полупроводниковой подложке (кристалле кремния) в процессе общих технологических операций. В качестве активного элемента применяют биполярный или полевой (МДП) транзистор. В соответствии с этим полупроводниковые микросхемы подразделяют на биполярные и МДП-микросхемы.

В биполярных микросхемах используются почти исключительно транзисторы типа $n-p-n$. Это объясняется большим быстродействием кремниевых транзисторов типа $n-p-n$ по сравнению с транзи-

сторами типа p-n-p и возможностью получения для транзисторов типа n-p-n большего значения коэффициента α . Оба преимущества транзисторов типа n-p-n обусловлены тем, что подвижность и коэффициент диффузии электронов в кремнии почти в три раза выше, чем дырок. Задача получения больших значений коэффициента α облегчается также благодаря широкому применению фосфора – лучшего донорного диффузанта для кремния, обладающего хорошей растворимостью в кремнии. Тем самым облегчается задача создания сильнолегированной эмиттерной области транзистора по сравнению с базой для увеличения коэффициента инжекции, а, следовательно, и коэффициента α .

Пассивные элементы в биполярных микросхемах изготавливают на основе p-n-переходов (диоды и конденсаторы) и слоев полупроводника (резисторы). При этом диоды получают на основе транзисторных структур с использованием его p-n-переходов; например, анодом диода является эмиттер транзистора, а катодом – соединенные вместе базы и коллектор. Такой способ получения диодов оказывается проще, чем специальное формирование p-n-переходов. В качестве резисторов и конденсаторов в полупроводниковых интегральных микросхемах используют соответственно сопротивление и зарядную емкость p-n-перехода, что позволяет обеспечить единый технологический цикл изготовления структур транзисторов, диодов, резисторов и конденсаторов при производстве полупроводниковых интегральных микросхем.

Характерной особенностью полупроводниковых интегральных микросхем является отсутствие среди ее элементов катушки индуктивности и тем более трансформатора. Это объясняется тем, что до сих пор не удалось использовать в твердом теле какие-либо физические явления, эквивалентные электромагнитной индукции. Поэтому при разработке интегральных микросхем стараются реализовать необходимую функцию без использования индуктивностей или применяют навесные индуктивные элементы.

В МДП-микросхемах преимущественное распространение получили полевые транзисторы с индуцированным каналом. При соответствующем включении МДП-транзистор может быть использован и как пассивный элемент - резистор. Это позволяет создавать микросхемы только на основе МДП-структур. Технология изготовления МДП-микросхем существенно проще технологии изготовления биполярных микросхем. Процесс изготовления микросхем базируется на планарной и планарно-эпитаксиальной технологии. Полупроводни-

ковые слои создаются способами локальной диффузии и эпитаксиального наращивания. Важнейшими этапами получения слоев требуемой конфигурации являются создание защитных слоев из двуокиси кремния и их прецизионное фотолитографическое локальное травление. В связи с этим термическое окисление кремния и методы фотолитографии входят в число основных операций в производстве полупроводниковых микросхем.

В гибридных интегральных микросхемах на керамической подложке методом последовательного нанесения пленок получают пассивные элементы (резисторы, конденсаторы, индуктивности, соединительные проводники). Активные элементы (транзисторы), а также диоды в микроминиатюрном бескорпусном исполнении применяют в качестве навесных элементов. Микросхемы с толщиной пленки менее 1 мкм относят к тонкопленочным, а более 1 мкм – к толстопленочным.

Тонкие пленки, из которых создают пассивные элементы, получают методом осаждения в вакууме через трафареты. В основу технологии положены испарение материала путем его нагрева до соответствующей температуры и последующая конденсация материала из газовой фазы на более холодную подложку. Исходным материалов при производстве толстопленочных микросхем являются различные проводящие пасты для создания проводников, контактных площадок, обкладок конденсаторов, индуктивностей и резисторов, а также диэлектрические пасты для получения диэлектриков конденсаторов. Пасты наносят на керамическую подложку через трафареты с последующим вжиганием.

В совмещенных интегральных микросхемах активные элементы создают по планарной или планарно-эпитаксиальной технологии в объеме полупроводника, а пассивные элементы получают методом пленочной технологии.

Наиболее распространены на практике и перспективны полупроводниковые интегральные микросхемы, так как они позволяют создавать надежные и достаточно сложные в функциональном отношении электронные устройства малых размеров при небольшой их стоимости.

Функциональную сложность интегральных микросхем принято характеризовать степенью интеграции, т.е. числом элементов (чаще всего транзисторов), входящих в состав интегральной схемы. Для количественной оценки степени интеграции используют условный коэффициент $K = \lg N$, где N – число элементов, входящих в инте-

гральную микросхему. Если $K < 1$ (т.е. $N < 10$), интегральную микросхему называют простой; если $1 < K < 2$ – средней (СИС); если $2 < K < 3$ – большой (БИС); если $K > 3$ (т.е. $N > 1000$) – сверхбольшой (СБИС).

Интегральные микросхемы предназначены для решения самых разнообразных задач. В соответствии с функциональным назначением интегральные микросхемы подразделяют на логические элементы, усилители, генераторы и т.д. В общем виде их можно разделить на два больших класса: цифровые и аналоговые микросхемы.

10 Усилители

10.1 Общие сведения

Усилителем называют устройство, предназначенное для увеличения параметров электрического сигнала (напряжения, тока, мощности). Усилитель (рисунок 10.1) имеет входную цепь, к которой подключается усиливаемый сигнал, и выходную цепь, с которой выходной сигнал снимается и подается в нагрузку.

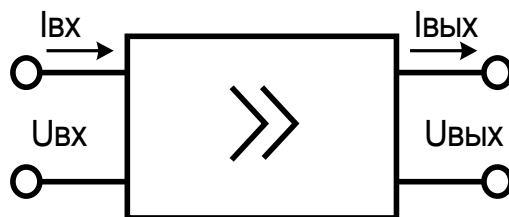


Рисунок 10.1 – Схематичное изображение усилителя

Основными параметрами усилителя являются:

коэффициент усиления по напряжению

$$K_U = U_{\text{вых}} / U_{\text{вх}},$$

коэффициент усиления по току

$$K_I = I_{\text{вых}} / I_{\text{вх}}$$

коэффициент усиления по мощности

$$K_P = \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{вх}}} = \frac{U_{\text{вых}} I_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}} I_{\text{вх}}} = K_U K_I$$

Для усилителя возможны различные значения коэффициентов усиления K_U , K_I , K_P , но принципиально то, что коэффициент усиления по мощности K_P больше (обычно существенно больше) единицы. Из этого следует обязательное условие, согласно которому больше единицы будет также один из двух других коэффициентов усиления (K_U или K_I) или все три коэффициента, что часто и имеет место на

практике. При $K_U < 1$ и $K_I < 1$ устройство потеряло бы смысл как усилитель.

Коэффициенты усиления K_U , K_I , K_P являются взаимосвязанными параметрами. Вместе с тем при расчете или выборе усилителя для конкретного случая применения предпочтение может отдаваться одному из указанных параметров. Это зависит от того, какой параметр на выходе усилителя (напряжение, ток или мощность) является определяющим. Наиболее часто им служит напряжение выходного сигнала. По этой причине в справочниках по усилителям, как правило, указывается параметр K_U .

10.2 Классификация усилителей

Классификация усилителей приведена на рисунке 8.2. Все усилители можно подразделить на два класса — с линейным и нелинейным режимами работы.

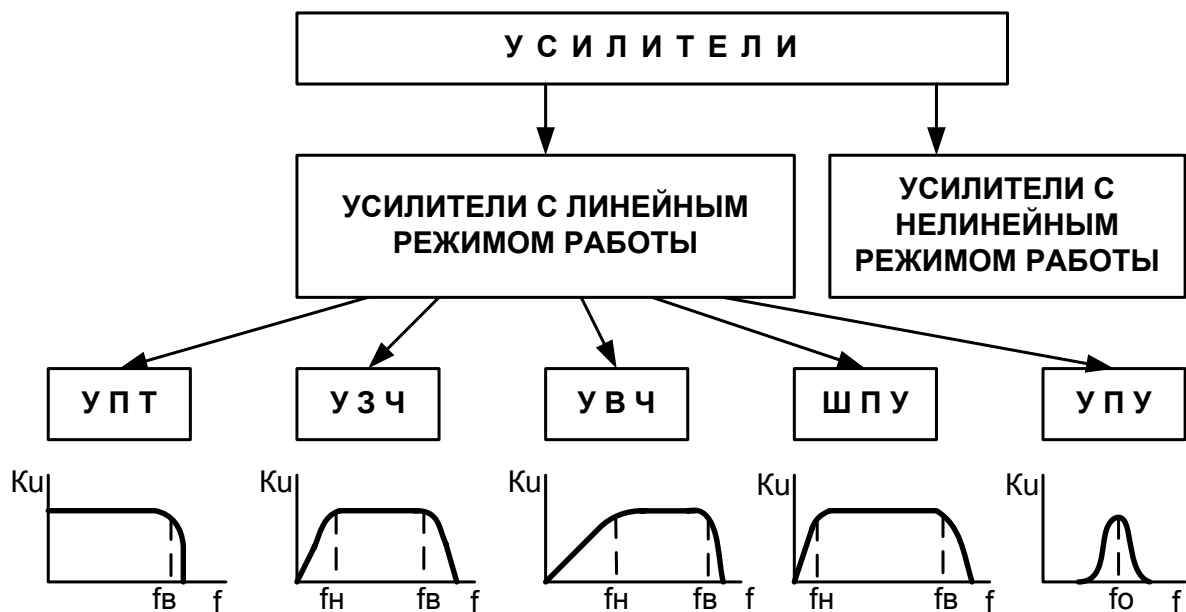


Рисунок 10.2 – Классификация усилителей

К усилителям с линейным режимом работы (или усилителям мгновенных значений) предъявляется требование получения выходного сигнала, близкого по форме к входному. Искажения формы сигнала, вносимые усилителем, должны быть минимальными. Это достигается благодаря пропорциональной передаче усилителем мгновенных значений напряжения (тока), составляющих во времени входной сигнал. Коэффициенты усиления здесь рассчитывают по

амплитудным или действующим значениям (в случае синусоидального сигнала) напряжения и тока.

Важнейшим показателем усилителей с линейным режимом работы является *амплитудно-частотная характеристика (АЧХ)*, отражающая зависимость модуля коэффициента усиления K_U , определенного для синусоидального входного сигнала, от частоты. В зависимости от вида АЧХ усилители с линейным режимом работы подразделяют на усилители медленно изменяющегося сигнала (усилители постоянного тока — УПТ), усилители звуковых частот (УЗЧ), усилители высокой частоты (УВЧ), широкополосные усилители (ШПУ) и узкополосные усилители (УПУ).

Характерная особенность УПТ — способность усиливать сигналы с нижней частотой, приближающейся к нулю ($f_i \rightarrow 0$). Верхняя граница частоты f_A в УПТ может составлять в зависимости от назначения $10 - 10^8$ Гц. УЗЧ характеризуется частотным диапазоном от десятков герц (f_H) до $15 - 20$ кГц (f_B). УВЧ имеют полосу пропускания от десятков килогерц до десятков и сотен мегагерц. ШПУ имеют нижнюю границу частоты примерно такую же, как УЗЧ, и верхнюю — как УВЧ. На основе ШПУ выполняются *линейные импульсные усилители*. УПУ характеризуются пропусканием узкой полосы частот.

В усилителях с *нелинейным режимом работы* пропорциональность в передаче мгновенных значений входного сигнала отсутствует. После достижения некоторой величины напряжения входного сигнала при его увеличении сигнал на выходе усилителя остается без изменения (ограничивается на некотором уровне). Такие усилители нашли применение для преобразования входного сигнала, например синусоидального, в импульсный сигнал (усилители-ограничители). Они используются также для усиления импульсов (нелинейные импульсные усилители).

В настоящее время усилительная техника базируется на линейных (аналоговых) интегральных микросхемах.

10.3 Усилительные каскады на биполярных транзисторах

10.3.1 Принцип построения усилительных каскадов

Многие усилители состоят из нескольких ступеней, осуществляющих последовательное усиление сигнала и обычно называемых каскадами. Число каскадов в таких *многоступенчатых усилителях* за-

висит от требуемых значений коэффициентов усиления K_I , K_U , K_P . В зависимости от выполняемых функций усилительные каскады подразделяют на каскады предварительного усиления и выходные каскады. Каскады предварительного усиления предназначены для повышения уровня сигнала по напряжению, а выходные каскады — для получения требуемых тока или мощности сигнала в нагрузке.

Схемы усилительных каскадов характеризуются большим разнообразием. Они могут отличаться числом и режимом работы используемых транзисторов при усилении переменного сигнала. Вместе с тем принцип построения главных цепей усилительных каскадов один и тот же. Принцип построения и работы различных каскадов удобно показать на примере структурной схемы (рисунок 10.3, а), действительной для усилительных каскадов на одном транзисторе.

Основными элементами каскада являются управляемый элемент УЭ, функцию которого выполняет биполярный или полевой транзистор и резистор R . Совместно с напряжением питания E эти элементы образуют выходную цепь каскада.

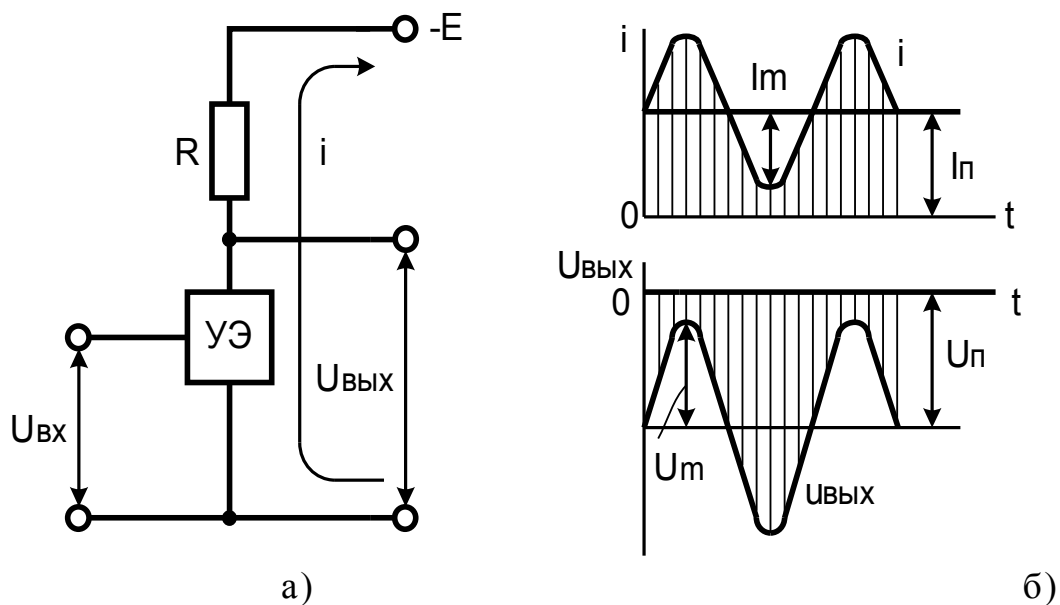


Рисунок 10.3 – Принцип построения (а) и временные диаграммы (б) усилительного каскада

Усиливаемый сигнал $U_{\text{вх}}$, принятый на рисунке 10.3 а) для простоты синусоидальным, подается на вход УЭ. Выходной сигнал $U_{\text{вых}}$ снимается с выхода УЭ или с резистора R . Он создается в результате изменения сопротивления УЭ и, следовательно, тока i в выходной цепи под воздействием, входного напряжения. Процесс усиления основывается на преобразовании энергии источника постоянн

ного напряжения E в энергию переменного напряжения в выходной цепи за счет изменения сопротивления управляемого элемента по закону, задаваемому входным сигналом.

Для усилительных каскадов, питающихся постоянным напряжением, важно выявить сущность получения переменного выходного напряжения (или приращений напряжения обоих знаков на выходе) при переменном напряжении на входе.

Ввиду использования для питания источника постоянного напряжения E ток i в выходной цепи каскада является однонаправленным (рисунок 8.3 а). При этом переменный ток и напряжение выходной цепи (пропорциональные току и напряжению входного сигнала) следует рассматривать как переменные составляющие суммарных тока и напряжения, накладывающиеся на их постоянные составляющие I_{Π} и U_{Π} и (рисунок 10.3 б). Связь между постоянными и переменными составляющими должна быть такой, чтобы амплитудные значения переменных составляющих не превышали постоянных составляющих, т. е. $I_{\Pi} \geq I_m$ и $U_{\Pi} \geq U_m$. Если эти условия не будут выполняться, ток i в выходной цепи на отдельных интервалах будет равен нулю, что приведет к искажению формы выходного сигнала. Таким образом, для обеспечения работы усилительного каскада при переменном входном сигнале в его выходной цепи должны быть созданы постоянные составляющие тока I_{Π} и напряжения U_{Π} . Задачу решают путем подачи во входную цепь каскада помимо усиливаемого сигнала соответствующего постоянного напряжения $U_{ВХП}$ (или задания соответствующего постоянного входного тока $I_{ВХП}$).

Постоянные составляющие тока и напряжения определяют так называемый режим покоя усилительного каскада. Параметры режима покоя по входной цепи ($I_{ВХП}$, $U_{ВХП}$) и по выходной цепи (I_{Π} , U_{Π}) характеризуют электрическое состояние схемы в отсутствие входного сигнала.

Усилительные свойства каскадов усиления основываются на следующем. При подаче на управляемый элемент напряжения входного сигнала в токе выходной цепи создается переменная составляющая, вследствие чего на управляемом элементе образуется аналогичная составляющая напряжения, превышающая переменную составляющую напряжения на входе. Усилительные свойства проявляются тем сильнее, чем больше сказывается влияние входного сигнала на выходной ток управляемого элемента и чем сильнее проявляется воздействие изменения тока в выходной цепи на изменение на-

пряжения на управляемом элементе (т. е. чем выше сопротивление R).

Показатели усилительных каскадов зависят от способа включения транзистора, выполняющего роль управляемого элемента. В связи с этим анализ усилительных каскадов на биполярных транзисторах проводится для трех способов включения: с *общим эмиттером (ОЭ)*, *общим коллектором (ОК)* и *общей базой (ОБ)*. Каскады рассматриваются в предположении синусоидальной формы кривой усиленного сигнала в области средних частот, для которых реактивное сопротивление дополнительно вводимых в схемы конденсаторов можно считать равным нулю, а влиянием паразитных емкостей схемы и транзистора, а также зависимостью коэффициента α транзистора от частоты - пренебречь.

10.3.2 Усилительный каскад ОЭ

Существует множество вариантов выполнения схемы усилительного каскада на транзисторе ОЭ. Это обусловлено главным образом особенностями задания режима покоя каскада. Особенности усилительных каскадов ОЭ рассмотрим на примере схемы рисунок 10.4, получившей наибольшее применение при реализации каскада на дискретных компонентах.

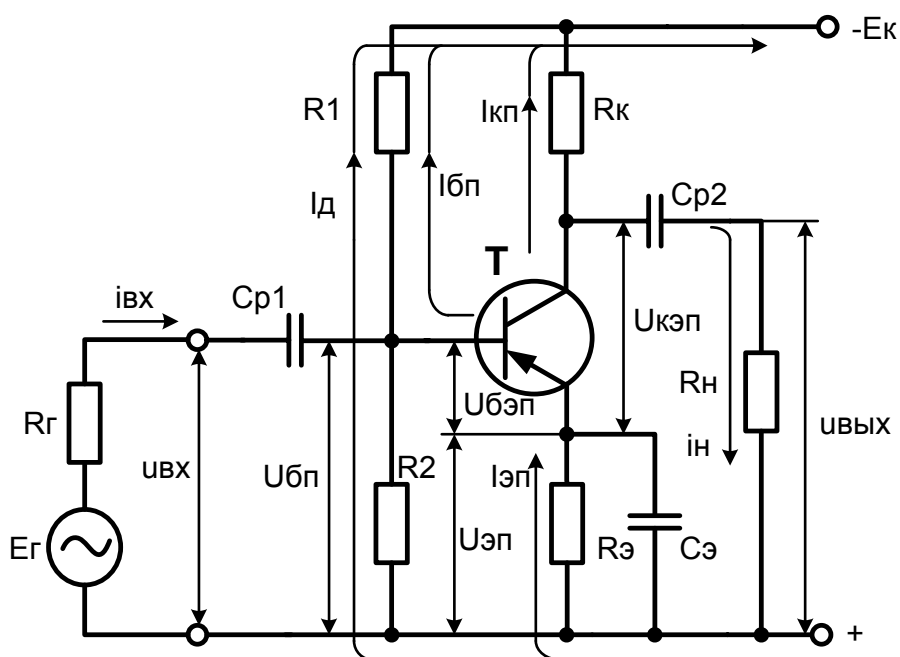


Рисунок 10.4 – Схема усилительного каскада ОЭ

Основными элементами схемы являются источник питания E_K , управляемый элемент — транзистор T и резистор R_K . Эти элементы образуют главную цепь усилительного каскада, в которой за счет протекания управляемого по цепи базы коллекторного тока создается усиленное переменное напряжение на выходе схемы. Остальные элементы каскада выполняют вспомогательную роль. Конденсаторы C_{P1} , C_{P2} являются разделительными. Конденсатор C_{P1} исключает шунтирование входной цепи каскада цепью источника входного сигнала по постоянному току, что позволяет, во-первых, исключить протекание постоянного тока через источник входного сигнала по цепи $E_K - R_1 - R_2$ и, во-вторых, обеспечить независимость от внутреннего сопротивления этого источника R_G напряжения на базе $U_{БП}$ в режиме покоя. Функция конденсатора C_{P2} сводится к пропусканию в цепь нагрузки переменной составляющей напряжения и задержанию постоянной составляющей.

Резисторы R_1 , R_2 используются для задания режима покоя каскада. Поскольку биполярный транзистор управляется током, ток покоя управляемого элемента (в данном случае ток $I_{КП}$) создается заданием соответствующей величины тока базы покоя $I_{БП}$. Резистор R_1 предназначен для создания цепи протекания тока $I_{БП}$. Совместно с R_2 резистор R_1 обеспечивает исходное напряжение на базе $U_{БП}$ относительно зажима «+» источника питания.

Резистор R_3 является элементом отрицательной обратной связи, предназначенным для стабилизации режима покоя каскада при изменении температуры. Конденсатор C_3 шунтирует резистор R_3 по переменному току, исключая тем самым проявление отрицательной обратной связи в каскаде по переменным составляющим. Отсутствие конденсатора C_3 привело бы к уменьшению коэффициентов усиления схемы.

Принцип действия каскада ОЭ заключается в следующем. При наличии постоянных составляющих токов и напряжений в схеме подача на вход каскада переменного напряжения приводит к появлению переменной составляющей тока базы транзистора, а следовательно, переменной составляющей тока в выходной цепи каскада (в коллекторном токе транзистора). За счет падения напряжения на резисторе R_K создается переменная составляющая напряжения на коллекторе, которая через конденсатор C_{P2} передается на выход каскада — в цепь нагрузки.

Важными показателями каскада являются его коэффициенты усиления по току, напряжению и мощности, а также входное и вы-

ходное сопротивление. Входное сопротивление каскада ОЭ не превышает 1-3 кОм. Выходное сопротивление каскада ОЭ определяется величиной R_K . Коэффициент усиления по току

$$K_I \approx \beta \frac{R_{\hat{e}} // R_i}{R_i}$$

Каскад ОЭ обладает довольно значительным коэффициентом усиления по току, стремящимся в пределе при $R_K \gg R_n$ к коэффициенту передачи тока транзистора β .

Коэффициент усиления каскада по напряжению

$$K_U \approx \beta \frac{R_{\hat{e}} // R_i}{R_{\tilde{a}} + R_{\hat{a}\tilde{o}}}$$

Из этого выражения следует, что коэффициент усиления каскада по напряжению тем больше, чем больше коэффициент β транзистора и сопротивление выходной цепи каскада по сравнению с сопротивлением входной цепи. В частности, коэффициент усиления каскада по напряжению возрастает с уменьшением внутреннего сопротивления источника сигнала. Коэффициент K_U в схеме ОЭ составляет 20-100.

Усилительный каскад ОЭ осуществляет поворот по фазе на 180° выходного напряжения относительно входного. Повышение напряжения u_{BX} уменьшает ток базы и соответственно ток коллектора транзистора. Падение напряжения на резисторе R_n уменьшается, что вызывает увеличение напряжения отрицательной полярности на коллекторе (или появление на выходе отрицательной полуволны напряжения). Инверсия фазы выходного напряжения на каскада ОЭ иногда учитывается знаком «-» в выражениях для K_U .

Коэффициент усиления по мощности $K_P = P_{ВЫХ}/P_{ВХ} = K_U K_I$ в схеме ОЭ составляет $(0,2 - 5)10^3$.

10.3.3 Усилительный каскад ОК (эмиттерный повторитель)

Схему, показанную на рисунке 10.5 называют каскадом ОК, потому что коллекторный вывод транзистора по переменному току является общим электродом для входной и выходной цепей каскада. Эмиттерным повторителем схему называют вследствие того, что ее выходное напряжение, снимаемое с эмиттера транзистора, близко по величине входному напряжению ($u_n = u_{вх} + u_{6э} \approx u_{вх}$) и совпадает с ним по фазе.

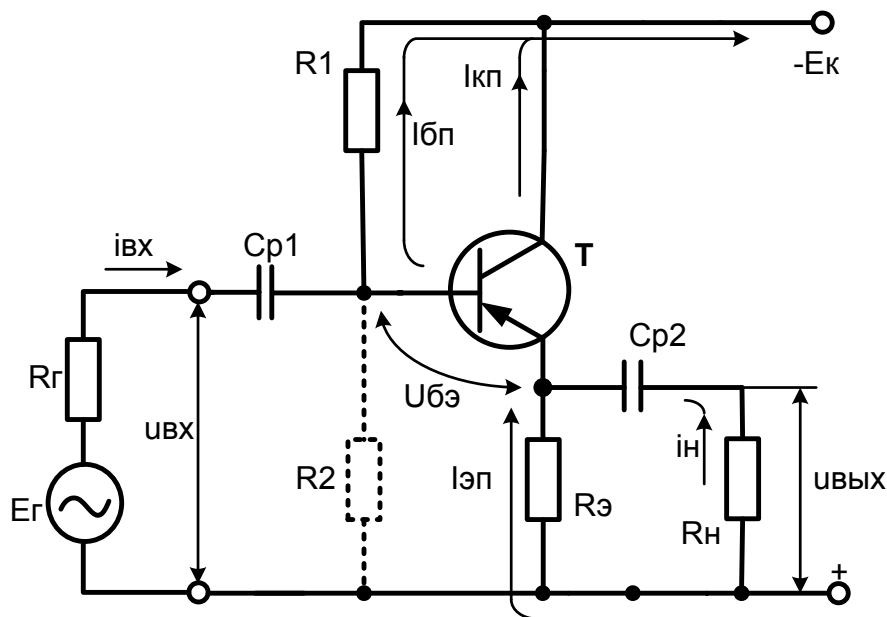


Рисунок 10.5 - Схема усилительного каскада ОК

Резистор $R_э$ в схеме выполняет ту же функцию, что и резистор $R_к$ в схеме ОЭ – создание изменяющегося напряжения в выходной цепи за счет протекания в ней тока, управляемого по цепи базы. Функция конденсатора C_{P2} сводится к передаче в нагрузку переменной составляющей выходного сигнала. Резисторы R_1 , R_2 предназначены для задания режима покоя каскада. Для повышения входного сопротивления резистор R_2 в схему часто не вводят. Расчет каскада по постоянному току проводят по аналогии со схемой ОЭ. Входное сопротивление каскада определяется параллельно соединенными сопротивлениями R_1 и R_2 и сопротивлением входной цепи транзистора

$$R_{BX} = R_1 \parallel R_2 \parallel [(1 + \beta) (R_э \parallel R_H)] \parallel r_{K(э)}.$$

При выборе высокоомного входного делителя входное сопротивление каскада получается достаточно большим. Так, при $\beta = 50$ и $R_э \parallel R_H = 1 \text{ кОм}$

$$R_{вх} = 51 \text{ кОм}$$

Высокое входное сопротивление является одним из важнейших преимуществ каскада ОК.

Высокое входное сопротивление требуется в случае применения каскада в качестве согласующего звена при работе от источника

входного сигнала, обладающего высоким внутренним сопротивлением. Коэффициент усиления по току определяется выражением

$$K_I \approx (1 + \beta) \frac{R_{\dot{Y}} \parallel R_i}{R_i}.$$

Согласно этому выражению каскад ОК обеспечивает усиление по току. При $R_{\mathcal{E}} = R_K$ и одинаковых значениях R_H коэффициенты усиления по току в схемах ОК и ОЭ примерно одинаковы.

Коэффициент усиления по напряжению K_U рассчитывают по формуле

$$K_U \approx (1 + \beta) \frac{R_{\dot{Y}} \parallel R_i}{R_{\dot{A}} + R_{\dot{A}O}}.$$

Для оценки коэффициента K_U примем $R_{BX} \gg R_2$, а величину R_{BX} определим приближенно по формуле: $R_{BX} \approx (1 + \beta) [R_{\mathcal{E}} \parallel R_H]$. При этом $K_U = 1$. Точный расчет дает $K_U < 1$ и в пределе K_U стремится к единице. Это свойство каскада ОК используют, когда необходимо повысить мощность сигнала при сохранении величины его напряжения.

Поскольку $K_U \approx 1$ коэффициент усиления по мощности K_P близок по величине к K_I .

Выходное сопротивление $R_{ВЫХ}$ каскада ОК, представляющее собой сопротивление схемы со стороны эмиттера (рисунок 10.5), определяется из соотношения

$$R_{ВЫХ} = R_{\mathcal{E}} \parallel \left(r_3 + \frac{r_{\dot{a}} + R_{\dot{A}} \parallel R_1 \parallel R_2}{1 + \beta} \right) \approx R_{\mathcal{E}} \parallel r_3.$$

Выходное сопротивление каскада мало (10–50 Ом). Это свойство используют, когда необходимо решать задачу согласования выходной цепи усилителя с низкоомным сопротивлением нагрузки. При этом каскад ОК применяют в качестве выходного каскада усилителя.

10.3.4 Усилительный каскад ОБ

Схема каскада ОБ приведена на рисунке 10.6. Его элементы $E_{\mathcal{E}}$, $R_{\mathcal{E}}$ предназначены для задания тока $I_{ЭП}$ в режиме покоя. Остальные элементы каскада выполняют те же функции, что и в схеме ОЭ. В принципе реализация схемы ОБ допускает использование и общего источника питания E_K .

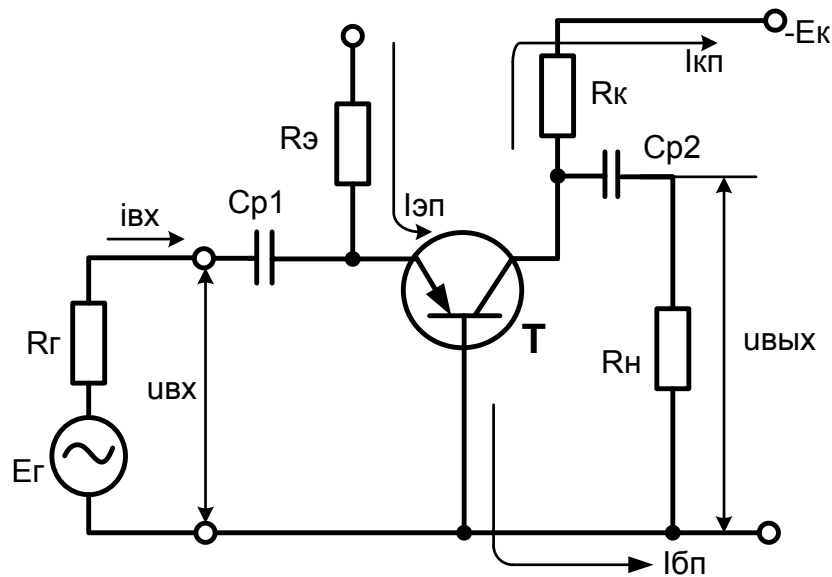


Рисунок 10.6 - Схема усилительного каскада ОБ

Рассмотрим параметры усилительного каскада ОБ по переменному току. Расчет по схеме (рисунок 10.6) дает

$$R_{BX} = R_{\mathcal{E}} \parallel [r_{\mathcal{E}} + (1 - \alpha) r_{\delta}] .$$

Согласно этому выражению, входное сопротивление каскада определяется главным образом сопротивлением $r_{\mathcal{E}}$ и составляет 10–50 Ом. Малое входное сопротивление является существенным недостатком каскада ОБ, так как этот каскад создает большую нагрузку для источника входного сигнала.

По переменной составляющей ток коллектора связан с током эмиттера соотношением $I_K = \alpha I_{\mathcal{E}}$. Поскольку цепь эмиттера транзистора входит во входную цепь каскада, коэффициент усиления по току здесь меньше единицы. Соотношение для K_I полученное из расчета схемы рисунок 8.6 (б), имеет вид

$$K_I \approx \alpha \frac{R_{\hat{e}} \parallel R_{\hat{i}}}{R_{\hat{i}}}$$

Коэффициент усиления по току в схеме ОБ существенно (в 10–50 раз) меньше, чем в схемах ОЭ и ОК.

Расчет коэффициента усиления по напряжению дает

$$K_U \approx \alpha \frac{R_{\hat{e}} \parallel R_{\hat{i}}}{R_{\tilde{a}} + R_{\hat{a}\tilde{o}}}$$

Согласно этому выражению, коэффициент усиления по напряжению каскада ОБ возрастает с уменьшением внутреннего сопротивления источника входного сигнала. Простейшие расчеты показыва-

ют, что при $R_c \rightarrow 0$ коэффициент усиления по напряжению каскада ОБ приближается к величине K_u каскада ОЭ.

Выходное сопротивление каскада ОБ

$$R_{вых} = R_n \parallel r_{к(б)} \approx R_k$$

При рассмотрении статических характеристик транзистора отмечалось, что в схеме ОБ выходные характеристики отличаются большей линейностью, а транзистор может использоваться при большем коллекторном напряжении, чем в схеме ОЭ. В соответствии с этим каскад ОБ будет вполне оправдан при необходимости получения повышенных значений выходного напряжения, когда каскад ОЭ не может быть применен ввиду невозможности использования транзистора по напряжению или недостаточной линейности характеристик. Усилительный каскад ОБ при этом служит в качестве выходного каскада усилителя, а каскад ОК – в качестве предвыходного каскада. Каскад ОК будет представлять для каскада ОБ источник входного сигнала с малым внутренним (выходным) сопротивлением, что важно для применения каскада ОБ.

11 Расчет усилительного каскада с общим эмиттером

11.1 Расчет усилительного каскада ОЭ по постоянному току

Рассмотрим основные положения, на которых базируется расчет элементов схемы каскада, предназначенных для обеспечения требуемых параметров режима покоя (расчет по постоянному току).

Анализ каскада по постоянному току проводят графоаналитическим методом, основанным на использовании графических построений и расчетных соотношений. Графические построения проводятся с помощью выходных характеристик транзистора (рисунок 11.1). Удобство метода заключается в наглядности нахождения связи параметров режима покоя каскада ($U_{кэп}$ и $I_{кп}$) с амплитудными значениями его переменных составляющих (выходного напряжения $U_{выхт}$ и тока $I_{кт}$), являющимися исходными при расчете каскада. На выходных характеристиках проводят так называемую линию нагрузки каскада по постоянному току (а-б), представляющую собой геометрические места точек, координаты которых соответствуют возможным значениям точки покоя каскада.

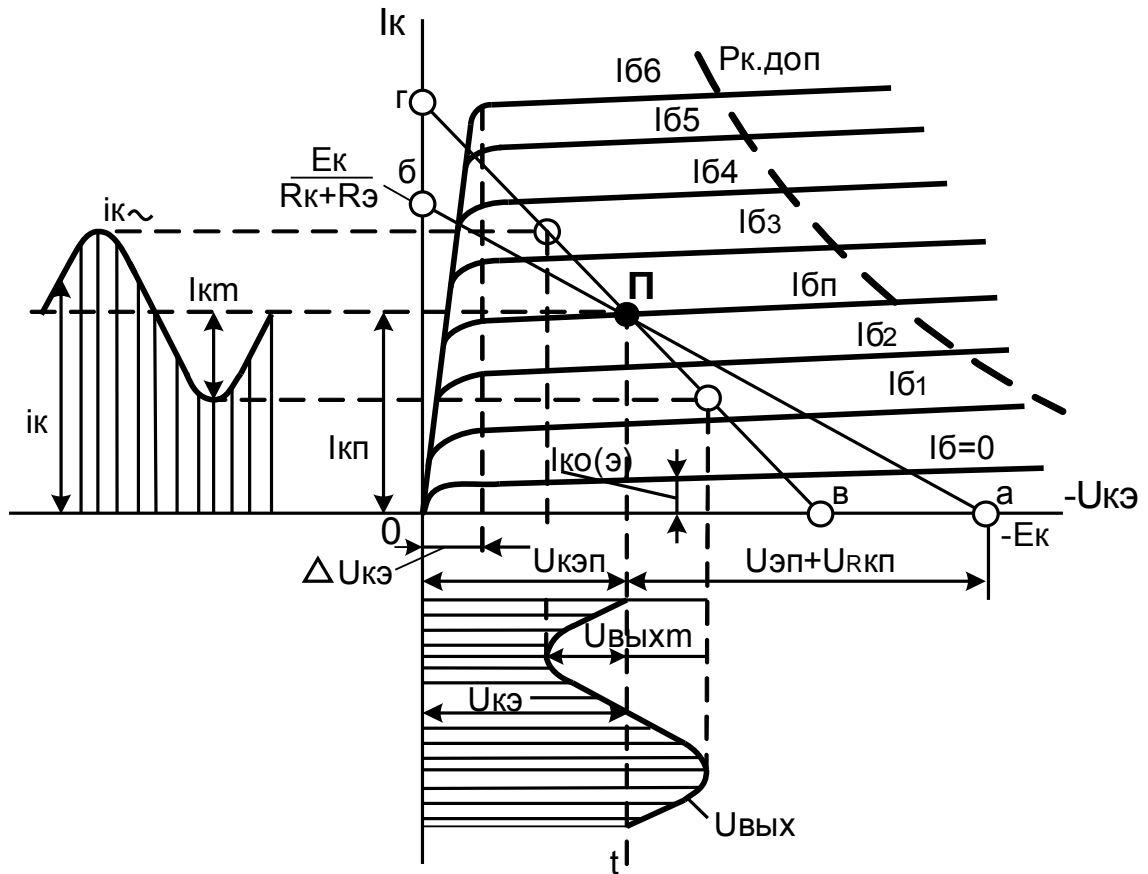


Рисунок 11.1 – Выходная характеристика транзистора с ОЭ

Аналитически зависимость $U_{\text{э\у}} = F(I_{\text{э\у}})$ находят из уравнения, характеризующего баланс напряжений в выходной цепи каскада:

$$U_{\text{э\у}} = E_{\text{э}} - I_{\text{э\у}} R_{\text{э}} - I_{\text{у}} R_{\text{у}} = \dot{A}_{\text{э}} - I_{\text{э\у}} R_{\text{э}} - \frac{I_{\text{э\у}}}{\alpha} R_{\text{у}}$$

Так как $\alpha \approx 1$, то можно записать $U_{\text{э\у}} = E_{\text{э}} - I_{\text{э\у}} (R_{\text{э}} + R_{\text{у}})$ - это уравнение прямой. В связи с этим построение линии нагрузки каскада по постоянному току удобно провести по двум точкам, характеризующим режим холостого хода (точка а) и короткого замыкания (точка б) выходной цепи каскада. Для точки а: $I_{\text{э\у}} = 0$, $U_{\text{э\у}} = -E_{\text{э}}$, а для точки б: $U_{\text{э\у}} = 0$, $I_{\text{э\у}} = E_{\text{э}} / (R_{\text{э}} + R_{\text{у}})$. Выбрав по входной (базовой) характеристике $I_{\text{б}} = F(U_{\text{бэ}})$ необходимое значение тока базы покоя $I_{\text{А\у}}$, тем самым определим координаты точки П пересечения соответствующей выходной характеристики при $I_{\text{А}} = I_{\text{А\у}}$ с линией нагрузки каскада по постоянному току (рисунок 11.1).

При определении переменных составляющих выходного напряжения каскада и коллекторного тока транзистора используют линию нагрузки каскада по переменному току. При этом надо учесть, что

по переменному току сопротивление в цепи эмиттера равно нулю, так как резистор R_Y шунтируется конденсатором C_{Σ} , а к коллекторной цепи подключается нагрузка, поскольку сопротивление конденсатора C_{P2} по переменному току мало.

Если также учесть, что сопротивление источника питания $A_{\dot{E}}$ по переменному току близко к нулю, то сопротивление каскада по переменному току определяется сопротивлением резисторов $R_{\dot{E}}$ и R_i включенных параллельно, то есть $R_{H\sim} = R_K // R_H$.

Так как при наличии входного сигнала напряжение и ток транзистора представляют собой суммы постоянных и переменных составляющих, линия нагрузки по переменному току проходит через точку покоя П. Наклон линии нагрузки по переменному току больше, чем по постоянному. Линию нагрузки по переменному току строят по отношению приращений

$$\frac{\Delta U_{\dot{E}Y}}{\Delta I_{\dot{E}}} = R_{\dot{E}} // R_i$$

При подаче на вход каскада напряжения $U_{вх}$ в базовой цепи транзистора создается переменная составляющая тока $i_{б\sim}$, связанная с напряжением $U_{вх}$ входной характеристикой транзистора (рисунок 11.2).

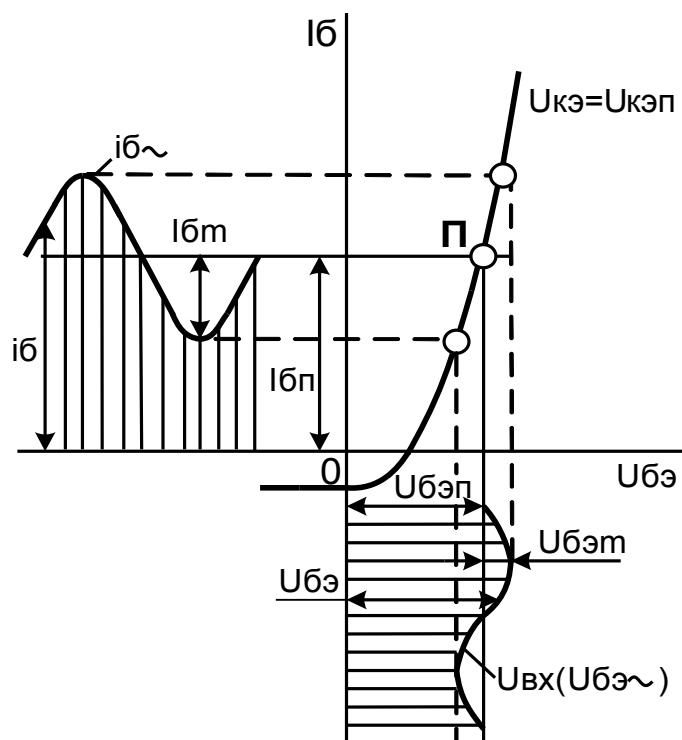


Рисунок 11.2 – Входная характеристика транзистора с ОЭ

Так как ток коллектора через коэффициент β пропорционально зависит от тока базы, в коллекторной цепи транзистора создаются переменная составляющая тока коллектора $i_{\hat{E}} \sim$ (рисунок 11.1) и переменное выходное напряжение, связанное с током $i_{\hat{E}} \sim$ линией нагрузки по переменному току. При этом линия нагрузки по переменному току характеризует изменение мгновенных значений тока коллектора $i_{\hat{E}}$ и напряжения на транзисторе $u_{\hat{E}\hat{Y}}$ или, как говорят, перемещение рабочей точки. Рабочая точка перемещается вниз от точки покоя Π при положительной полуволне входного напряжения и вверх – при отрицательной полуволне. Очевидно, для исключения искажений выходного сигнала необходимо, чтобы рабочая точка при перемещении вверх по линии нагрузки не заходила в область нелинейных начальных участков выходных характеристик, а при перемещении вниз – в область начальных токов коллектора $I_{\hat{E}O(\hat{Y})}$. Работа каскада без искажений выходного сигнала достигается за счет обеспечения соответствующей величины входного сигнала и правильного выбора режима (точки) покоя.

Рассмотрим факторы, которые следует учитывать при выборе точки покоя и расчете конкретного каскада. Исходными параметрами являются амплитудные значения переменных составляющих напряжения $U_{\hat{A}\hat{U}\hat{O}.m}$ и тока нагрузки $I_{\hat{I}.m}$, мощность в нагрузке $P_{\hat{I}}$ и сопротивление нагрузки $R_{\hat{I}}$. При существующих связях между указанными параметрами достаточно знать только две из них, например $U_{\hat{A}\hat{U}\hat{O}}$ и $R_{\hat{H}}$, чтобы найти все остальные.

Для исключения возможных искажений усиленного сигнала параметры режима покоя должны удовлетворять следующим условиям:

$$\begin{aligned} U_{\hat{E}\hat{Y}\hat{I}} &> U_{\hat{A}\hat{U}\hat{O}.m} + \Delta U_{\hat{E}\hat{Y}}, \\ I_{\hat{E}\hat{I}} &> I_{\hat{E}m} + I_{\hat{E}O(\hat{Y})\max}, \end{aligned}$$

где $\Delta U_{K\Theta}$ - напряжение на коллекторе, соответствующее области нелинейных начальных участков выходных характеристик транзистора; $I_{K0(\Theta)\max}$ - начальный ток коллектора, соответствующий максимальной температуре.

Ток I_{Km} связан с выходным напряжением каскада соотношением

$$I_{\hat{E}m} = \frac{U_{\hat{A}\hat{U}\hat{O}m}}{R_{\hat{E}} // R_j} = \frac{U_{\hat{A}\hat{U}\hat{O}m}}{R_j \sim},$$

Чтобы увеличить коэффициенты усиления каскада, величину R_K выбирают в 3-5 раз больше R_H .

По выбранному току $I_{КП}$ находят ток базы покоя

$$I_{\hat{A}\hat{I}} = \frac{I_{\hat{E}\hat{I}} - I_{\hat{E}0(\hat{Y})}}{\beta},$$

а по входным характеристикам транзистора (рисунок 11.2) – напряжение $U_{БЭП}$.

Ток эмиттера покоя связан с токами $I_{КП}$ и $I_{БП}$ соотношением

$$I_{\hat{Y}\hat{I}} = (1 + \beta)I_{\hat{A}\hat{I}} + I_{\hat{E}0(\hat{Y})} = \frac{I_{\hat{E}\hat{I}} - I_{\hat{E}0(\hat{Y})}}{\beta}(1 + \beta) + I_{\hat{E}0(\hat{Y})} \approx I_{\hat{E}\hat{I}}.$$

При выборе величины E_K (если она не задана) необходимо руководствоваться условием

$$\hat{A}_{\hat{E}} = U_{\hat{E}\hat{Y}\hat{I}} + I_{\hat{E}\hat{I}} R_{\hat{E}} + U_{\hat{Y}\hat{I}},$$

где $U_{\hat{Y}\hat{I}} = I_{\hat{Y}\hat{I}} R_{\hat{Y}} \approx I_{\hat{E}\hat{I}} R_{\hat{Y}}$

При определении величины $U_{\hat{Y}\hat{I}}$ исходят из следующих соображений: повышение напряжения $U_{\hat{Y}\hat{I}}$ сказывается на увеличении температурной стабильности режима покоя каскада, так как при этом сопротивление $R_{\hat{Y}}$ получается больше и тем самым увеличивается глубина отрицательной обратной связи по постоянному току в каскаде. Однако при этом необходимо повышать напряжение питания E_K схемы. В соответствие с указанной величиной $U_{\hat{Y}\hat{I}}$ выбирают равной (0,1...0,3) E_K . С учетом указанного выше выражения получаем

$$E_K = \frac{U_{КЭП} + I_{КП} R_K}{0,7...0,9}.$$

Сопротивление $R_{\hat{Y}}$ находят из отношения

$$R_{\hat{Y}} = \frac{U_{ЭП}}{I_{КП}}$$

При расчете элементов входного делителя следует исходить из таких соображений. С точки зрения стабильности режима покоя нужно, чтобы изменение тока базы покоя $I_{БП}$ слабо отражалось на изменении напряжения $U_{БП}$.

Для этого требуется, чтобы ток делителя I_D , протекающий через резисторы R_1 и R_2 , превышал ток $I_{БП}$ через резистор R_1 . Однако при условии $I_D \gg I_{БП}$ сопротивления R_1 и R_2 получаются малыми и оказывают сильное шунтирующее действие на входную цепь транзистора. Поэтому при расчете элементов входного усилителя вводят ограничения:

$$R_A = R_1 // R_2 = (2..5)r_{\dot{A}\dot{O}},$$

$$I_D = (2..5)I_{БП},$$

где r_{BX} – входное сопротивление транзистора, характеризующее сопротивление цепи база-эмиттер по переменному току ($r_{\dot{A}\dot{O}} = \frac{\Delta U_{\dot{A}\dot{Y}}}{\Delta I_{\dot{A}}}$).

Соотношение для расчета сопротивлений R_1 и R_2 получаем из схемы (рисунок 10.4).

$$R_2 = \frac{U_{БП}}{I_D} = \frac{U_{ЭП} + U_{БЭП}}{I_D},$$

$$R_1 = \frac{E_K + U_{БП}}{I_D + I_{БП}}.$$

Тип транзистора выбирают с учетом частотного диапазона работы каскада (по частоте f_α или f_β), а также параметров по току, напряжению и мощности. Максимально допустимый ток коллектора транзистора $I_{K\dot{o}o\dot{n}}$ должен быть больше мгновенного значения тока коллектора в каскаде, то есть $I_{K\dot{m}ax} = I_{KП} + I_{K\dot{m}} < I_{K\dot{o}o\dot{n}}$ (рисунок 11.1). Транзистор по напряжению обычно выбирают с учетом соотношения $U_{KП\dot{d}o\dot{n}} > E_K$. Мощность $P_K = U_{KП} I_{KП}$, рассеиваемая в коллекторном переходе транзистора, должна быть меньше максимально допустимой мощности $P_{K\dot{o}o\dot{n}}$ транзистора. Кривая предельно допустимой мощности представляет собой гиперболу, для которой $U_{KЭ} I_{KП} = P_{K\dot{o}o\dot{n}}$ (рисунок 11.1).

Таким образом, расчет каскада по постоянному току решает задачу выбора элементов схемы для получения в нагрузке необходимых параметров выходного сигнала.

11.2 Расчет усилительного каскада ОЭ по переменному току

Важными показателями каскада являются его коэффициенты усиления по току, напряжению и мощности, а также входное и выходное сопротивления. Задача определения этих показателей решается при расчете усилительного каскада по переменному току. Метод расчета основан на замене транзистора и всего каскада его схемой замещения по переменному току. Схема замещения приведена на рисунке 11.3, где транзистор представлен его схемой замещения в физических параметрах.

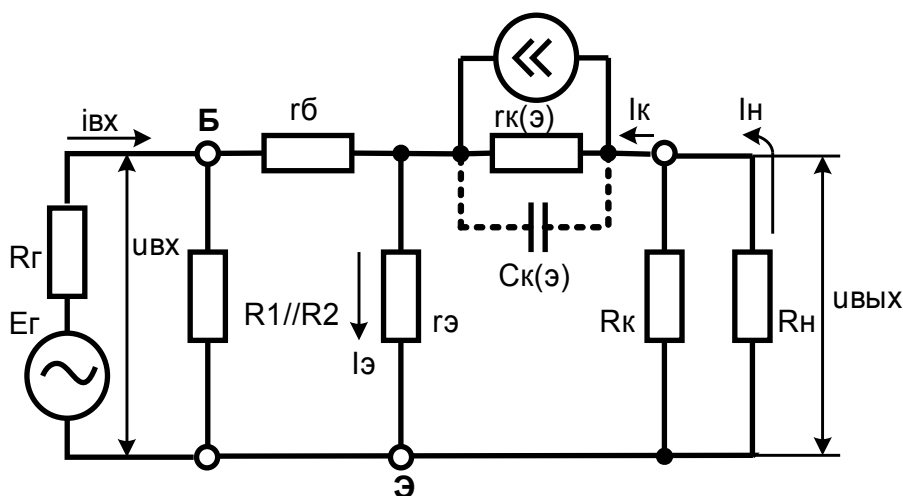


Рисунок 11.3 – Схема замещения усилительного каскада ОЭ в физических параметрах

Расчет каскада производится для области средних частот, в которой зависимость параметров от частоты не учитывается, а сопротивления конденсаторов в схеме равны нулю и на схеме рисунок 11.3 не показаны.

По переменному току сопротивление источника питания равно нулю, в связи с чем верхний вывод резистора $R1$ на схеме замещения связан с выводом эмиттера. Входной сигнал принимается синусоидальным. Токи и напряжения в схеме характеризуются их действующими значениями, связанными с амплитудными значениями коэффициентом $1/\sqrt{2}$.

Определим входное сопротивление каскада $R_{вх}$. Его находят из параллельного соединения сопротивлений $R1$ и $R2$ и сопротивления $r_{АЭ}$ входной цепи транзистора:

$$R_{АЭ} = R_1 // R_2 // r_{АЭ}$$

Для определения сопротивления $r_{\hat{A}\hat{O}}$ выразим напряжение $U_{\hat{b}\hat{э}}$ через ток $I_{\hat{b}}$. Поскольку внутреннее сопротивление источника тока $\beta I_{\hat{b}}$ велико, а $r_{\hat{E}(\hat{Y})} + R_{\hat{E}} // R_i \gg r_{\hat{Y}}$, имеем

$$U_{\hat{A}\hat{Y}} = I_{\hat{A}} r_{\hat{A}} + I_{\hat{Y}} r_{\hat{Y}}$$

или

$$U_{\hat{A}\hat{Y}} = I_{\hat{A}} [r_{\hat{A}} + (1 + \beta) r_{\hat{Y}}]$$

Поделив левую и правую части уравнения на ток $I_{\hat{b}}$, находим

$$r_{\hat{A}\hat{O}} = r_{\hat{A}} + (1 + \beta) r_{\hat{Y}}$$

Подсчитав в первом приближении $R_{\hat{A}\hat{O}}$ по величине $r_{\hat{A}\hat{O}}$ с учетом возможных значений $r_{\hat{A}}, \beta, r_{\hat{Y}}$ и условия $R_1 // R_2 \geq (2 \dots 5) r_{\hat{A}\hat{O}}$, получаем, что входное сопротивление каскада ОЭ не превышает 1...3 кОм.

Для определения коэффициента усиления каскада по току $K_I = I_i / I_{\hat{A}\hat{O}}$ выразим ток I_i через $I_{\hat{A}\hat{O}}$. С этой целью вначале определим ток $I_{\hat{A}}$ через $I_{\hat{A}\hat{O}}$:

$$I_{\hat{A}} = I_{\hat{A}\hat{O}} \frac{R_{\hat{A}\hat{O}}}{r_{\hat{A}\hat{O}}}$$

При определении тока I_i через $I_{\hat{A}}$ можно не учитывать сопротивление $r_{\hat{Y}}$, весьма малое по сравнению с сопротивлениями элементов выходной цепи:

$$I_i = \beta I_{\hat{A}} \frac{r_{\hat{E}(\hat{Y})} // R_{\hat{E}} // R_i}{R_i}$$

Подставив полученное соотношение в выражение для коэффициента усиления по току, находим

$$K_I = \beta \frac{R_{\hat{A}\hat{O}}}{r_{\hat{A}\hat{O}}} \frac{r_{\hat{E}(\hat{Y})} // R_{\hat{E}} // R_i}{R_i}$$

Очевидно, что коэффициент K_I пропорционален коэффициенту β транзистора и зависит от шунтирующего действия входного делителя и значений сопротивлений R_k и R_n . Для ориентировочной оценки K_I можно принять $R_{\hat{A}\hat{O}} \approx r_{\hat{A}\hat{O}}$ и $r_{\hat{E}(\hat{Y})} \gg R_{\hat{E}} // R_i$. Тогда выражение для K_I принимает вид

$$K_I \approx \beta \frac{R_{\hat{E}} // R_i}{R_i}$$

Таким образом каскад ОЭ обладает довольно значительным коэффициентом усиления по току, стремящимся в пределе при $R_k \gg R_n$ к коэффициенту передачи тока транзистора β .

Коэффициент усиления каскада по напряжению $K_U = U_{\hat{A}\hat{O}\hat{O}} / \hat{A}_{\hat{A}}$ можно найти, выразив напряжение на нагрузке через ток нагрузки $U_i = I_i R_i$, а напряжение источника – через входной ток каскада:

$$K_U = \frac{I_i R_i}{I_{\hat{A}\hat{O}}(R_{\hat{A}} + R_{\hat{A}\hat{O}})} = \hat{E}_I \frac{R_i}{R_{\hat{A}} + R_{\hat{A}\hat{O}}}$$

Подставив в эту формулу выражение для K_I , находим

$$K_U \approx \beta \frac{R_{\hat{e}} // R_i}{R_{\hat{a}} + R_{\hat{A}\hat{O}}}$$

Из этого выражения следует, что коэффициент усиления каскада по напряжению тем больше, чем больше коэффициент β транзистора и сопротивление выходной цепи каскада по сравнению с сопротивлением входной цепи. В частности, коэффициент усиления каскада по напряжению возрастает с уменьшением внутреннего сопротивления источника сигнала. Коэффициент K_U в схеме ОЭ составляет 20-100.

Усилительный каскад ОЭ осуществляет поворот по фазе на 180° выходного напряжения относительно входного. Повышение напряжения u_{BX} уменьшает ток базы и соответственно ток коллектора транзистора. Падение напряжения на резисторе R_H уменьшается, что вызывает увеличение напряжения отрицательной полярности на коллекторе (или появление на выходе отрицательной полуволны напряжения). Инверсия фазы выходного напряжения на каскада ОЭ иногда учитывается знаком «-» в выражениях для K_U .

Коэффициент усиления по мощности $K_P = P_{ВЫХ} / P_{ВХ} = K_U K_I$ в схеме ОЭ составляет $(0,2..5)10^3$.

Выходное сопротивление каскада рассчитывают относительно его выходных зажимов:

$$R_{\hat{A}\hat{O}\hat{O}} = R_{\hat{E}} // r_{\hat{E}(\hat{Y})}$$

Поскольку $r_{\hat{E}(\hat{Y})} \gg R_{\hat{E}}$, выходное сопротивление каскада ОЭ определяется величиной $R_{\hat{E}}$.

12 Усилители с обратной связью

12.1 Виды обратных связей

Введение обратной связи (ОС) призвано улучшить показатели усилителя или придать ему некоторые специфические свойства.

Обратная связь осуществляется подачей на вход усилителя сигнала с его выхода. Иллюстрацией усилителя с обратной связью служит структурная схема, приведенная на рисунке 12.1. Звено обратной связи характеризуется коэффициентом передачи k (каппа), показывающим связь параметра (напряжения, тока) выходного сигнала этого звена с параметром (напряжением, током) выходной цепи усилителя. Коэффициент усиления усилителя K и коэффициент передачи цепи ОС k указаны на рисунке 1 в виде комплексных значений.

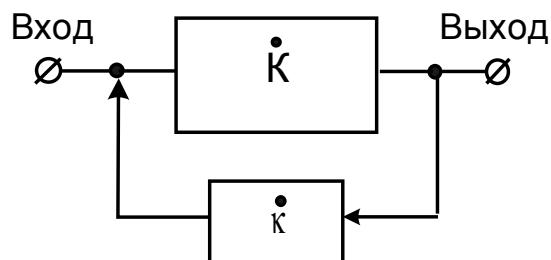


Рисунок 12.1- Структурная схема усилителя с обратной связью

Это означает учет возможного фазового сдвига, возникающего на низких или высоких частотах за счет наличия, как в схеме усилителя, так и в цепи ОС реактивных элементов. Если работа усилителя осуществляется в области средних частот, а в цепи ОС отсутствуют реактивные элементы, то коэффициенты передачи усилителя и звена ОС будут характеризоваться действительными значениями K и k .

В усилителях применяются различные виды обратных связей. Вид обратной связи зависит, в частности, от параметра (напряжения, тока) выходного сигнала, используемого для создания обратной связи и способа подачи обратной связи на вход усилителя. Если параметром выходного сигнала является выходное напряжение усилителя, то в усилителе будет осуществлена обратная связь по напряжению, если ток выходной цепи - то обратная связь по току. Возможна и комбинированная обратная связь, т. е. одновременно как по напряжению, так и по току.

При подаче напряжения обратной связи с выхода четырехполюсника k последовательно с напряжением источника входного сигнала обратную связь называют последовательной. Когда же напряже-

ние обратной связи подается на вход усилителя параллельно напряжению источника входного сигнала, обратная связь является параллельной. Оба указанных признака определяют конкретный вид обратной связи усилителя: последовательную (параллельную) обратную связь по напряжению, последовательную (параллельную) обратную связь по току, последовательную (параллельную) комбинированную обратную связь. На рисунке 12.2 приведены примеры, иллюстрирующие наиболее распространенные виды обратных связей в усилителях.

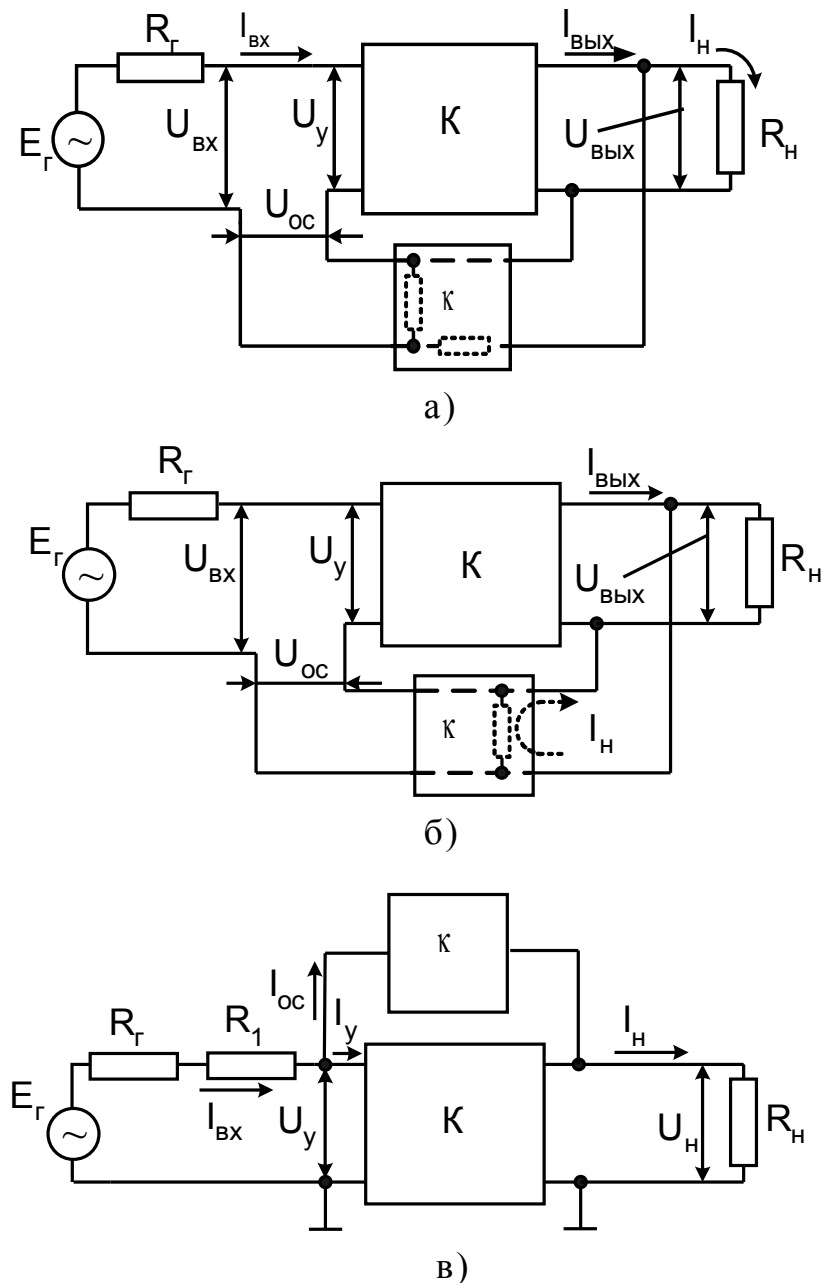


Рисунок 12.2 - Виды обратных связей: последовательная ОС по напряжению (а), последовательная ОС по току (б), параллельная ОС по напряжению (в).

Виды обратных связей: последовательная обратную связь по напряжению (а), последовательная обратную связь по току (б), параллельная обратную связь по напряжению (в). Если при последовательной обратной связи (см. рисунок 12.2 а, б) ее влияние сказывается на величине входного напряжения собственно усилителя U_y , то при параллельной обратной связи (рисунок 12.2 в) - на величине входного тока усилителя I_y .

Воздействие обратной связи может привести либо к увеличению, либо к уменьшению результирующего сигнала на входе усилителя. В первом случае обратную связь называют положительной, во втором - отрицательной.

12.2 Действие обратных связей на параметры усилителя

Отрицательная обратная связь позволяет улучшить некоторые показатели усилителя, в связи, с чем она нашла здесь преимущественное применение. Оценку влияния обратной связи на показатели усилителя рассмотрим на примере схемы с последовательной обратной связью по напряжению (рисунок 12.2 а).

Определим коэффициент усиления усилителя $K_{UOC} = U_{ВЫХ} / U_{ВХ}$ при наличии обратной связи.

С этой целью выразим напряжение усилителя U_y через напряжение $U_{ВХ}$ и напряжение обратной связи U_{OC}

$$U_y = U_{ВХ} + U_{OC}$$

Разделив левую и правую части этого выражения на выходное напряжение усилителя $U_{ВЫХ}$, получаем

$$\frac{U_o}{U_{\hat{A}\hat{U}\hat{O}}} = \frac{U_{\hat{A}\hat{O}}}{U_{\hat{A}\hat{U}\hat{O}}} + \frac{U_{\hat{I}\hat{N}}}{U_{\hat{A}\hat{U}\hat{O}}}$$

Или

$$\frac{1}{K_U} = \frac{1}{K_{U\hat{I}\hat{N}}} + \kappa$$

где $\kappa = U_{OC} / U_{ВЫХ}$ - коэффициент передачи цепи обратной связи. Из последнего выражения находим соотношение для расчета коэффициента усиления усилителя, охваченного обратной связью:

$$K_{U\hat{I}\hat{N}} = \frac{\hat{E}_U}{1 - K_U \kappa}$$

Согласно этому выражению, при $1 > K_{UOC} \kappa > 0$ коэффициент усиления усилителя, охваченного обратной связью получается больше коэффициента усиления самого усилителя K_U . Это соответствует положительной обратной связи, когда напряжение U_{OC} подается на вход усилителя в фазе с входным напряжением U_{BX} , вследствие чего $U_Y = U_{BX} + U_{OC}$. Выходное напряжение усилителя с положительной обратной связью $U_{ВЫХ} = K_U(U_{BX} + U_{OC}) > K_U U_{BX}$, а следовательно, $K_{UOC} > K_U$.

Случай, когда $K_{U\hat{I}\hat{N}} \kappa \geq 1$ при положительной обратной связи характеризует условия самовозбуждения усилителя, когда на выходе усилителя появляется сигнал, состоящий из спектра частот независимо от сигнала на входе. При комплексных значениях K_U и κ , неравенство $|K_{U\hat{I}\hat{N}} \kappa| \geq 1$ соответствует условию самовозбуждения на фиксированной частоте с появлением сигнала на выходе, близкого к синусоиде. Этот режим широко применяется в генераторах синусоидального напряжения.

При $K_U \kappa < 0$, имеем выражение

$$K_{U\hat{I}\hat{N}} = \frac{K_U}{1 + K_U \kappa} < K_U$$

Это соответствует отрицательной обратной связи, когда напряжение U_{OC} подается в противофазе с напряжением U_{BX} , в следствии чего $U_Y = U_{BX} - U_{OC}$. Таким образом, коэффициент усиления усилителя с отрицательной обратной связью K_{UOC} оказывается меньше, чем коэффициент K_U в усилителе без обратной связи.

Математический анализ показывает, что относительное изменение коэффициента усиления усилителя с отрицательной обратной связью в $(1 + K_U \kappa)$ раз меньше, чем относительное изменение коэффициента усиления усилителя без обратной связи. Причем стабильность коэффициента усиления повышается с увеличением глубины обратной связи, то есть величины $1 + K_U \kappa$.

Рассматриваемая возможность повышения стабильности коэффициента усиления является ценной в условиях непостоянства коэффициента усиления усилителя из-за температурных изменений параметров элементов, в частности транзисторов, и их старения. В этом случае достигается также высокая стабильность коэффициента

усиления при существующем разбросе параметров элементов в условиях массового производства аппаратуры.

При большом коэффициенте усиления K_U и глубокой отрицательной обратной связи удается практически полностью исключить зависимость коэффициента усиления усилителя от изменения его параметров. При этом единицей в знаменателе выражения можно пренебречь и коэффициент усиления усилителя будет определяться только коэффициентом передачи цепи обратной связи κ : $K_{UOC} \approx 1/\kappa$, т. е. практически не будет зависеть от K_U и его возможных изменений. Таким свойством будет обладать, например, усилитель с $K_U=10^4$ и $\kappa=10^{-2}$, коэффициент усиления которого $K_{UOC} \approx 1/\kappa = 100$.

Физический смысл повышения стабильности коэффициента усиления усилителя с отрицательной обратной связью заключается в том, что при изменении коэффициента усиления усилителя K_U изменяется напряжение обратной связи, приводящее к изменению напряжения U_y (рисунок 12.2 а) в направлении, препятствующем изменению выходного напряжения усилителя. Например, при снижении K_U вследствие изменения параметров усилителя напряжение U_{OC} уменьшается вследствие уменьшения напряжения $U_{ВЫХ}$ (рисунок 12.2 а), напряжение $U_y = U_{ВХ} - U_{OC}$ возрастает, что вызывает повышение напряжения $U_{ВЫХ}$, препятствуя тем самым уменьшению коэффициента усиления K_U .

Повышение стабильности коэффициента усиления усилителя с помощью отрицательной обратной связи широко используется для улучшения амплитудно-частотной характеристики (рисунок 12.3) многокаскадных усилителей с конденсаторной связью.

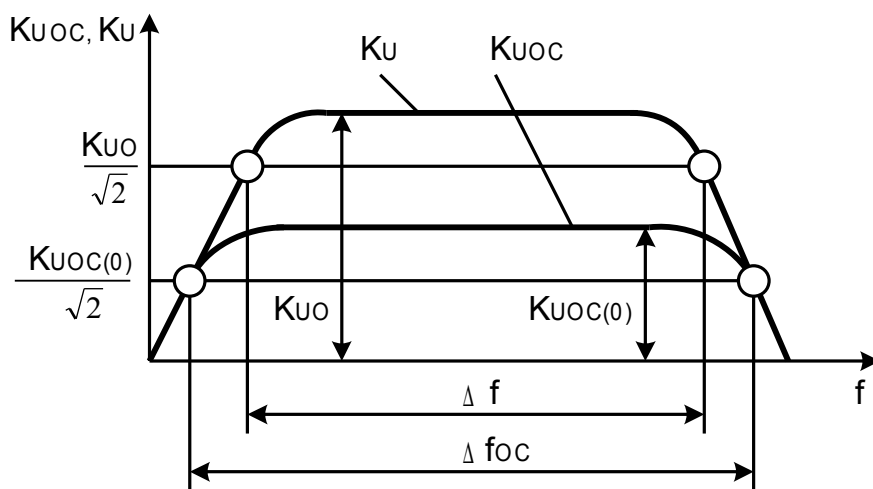


Рисунок 12.3 – Влияние отрицательной обратной связи на амплитудно-частотную характеристику усилителя

Как известно, в области низких и высоких частот коэффициент усиления этих усилителей уменьшается. При наличии отрицательной обратной связи ее действие в указанных областях частот будет ослаблено из-за меньших значений K_U усилителя, что приводит к повышению на границах частотного диапазона коэффициента усиления и расширению полосы пропускания Δf усилителя (рисунок 12.3). С помощью отрицательных обратных связей, охватывающих отдельные каскады усилителя, решают также задачу уменьшения нелинейных искажений выходного сигнала, а также ослабления влияния помех в усилителе.

Рассмотрим влияние отрицательной обратной связи на входное сопротивление усилителя $R_{\hat{A}\hat{O}} = U_{\hat{A}\hat{O}} / I_{\hat{A}\hat{O}}$. В случае последовательной отрицательной обратной связи $U_{\hat{A}\hat{O}} = U_{\hat{O}} + U_{\hat{I}\hat{N}}$. Напряжение $U_{\hat{I}\hat{N}}$ связано с напряжением $U_{\hat{O}}$ соотношением $U_{\hat{I}\hat{N}} = \hat{E}_U \kappa U_{\hat{O}}$. В связи с этим находим

$$R_{\hat{A}\hat{O}} = (1 + \hat{E}_U \kappa) U_{\hat{O}} / I_{\hat{A}\hat{O}} = R_{\hat{A}\hat{O}} (1 + \hat{E}_U \kappa)$$

Введение последовательной отрицательной обратной связи позволяет увеличить входное сопротивление усилителя в $(1 + K_U \kappa)$ раз. Необходимость использования обратной связи с указанной целью возникает при усилении сигналов от датчиков, обладающих большим внутренним сопротивлением, особенно для усилителей на биполярных транзисторах.

Наличие отрицательной обратной связи по напряжению приводит, как отмечалось, к повышению стабильности выходного напряжения усилителя при неизменном напряжении $U_{ВХ}$. При отрицательной обратной связи по напряжению выходное напряжение $U_{ВЫХ}$ усилителя меньше подвержено изменению при изменении тока нагрузки, что соответствует уменьшению его выходного сопротивления. Выходное сопротивление усилителя для рассматриваемого вида обратной связи

$$R_{ВЫХОС} = R_{ВЫХ} / (1 + K_U \kappa),$$

т. е. оно уменьшается в $(1 + K_U \kappa)$ раз.

Отрицательную обратную связь по напряжению, уменьшающую выходное сопротивление усилителя, вводят для обеспечения меньшей зависимости выходного напряжения усилителя при изменяющемся сопротивлении нагрузки R_H .

Общие закономерности влияния отрицательной обратной связи на показатели усилителя следующие. Независимо от вида отрица-

тельная обратная связь приводит к уменьшению входного сигнала непосредственно на входе усилителя (U_V или I_V), а, следовательно, к уменьшению коэффициента усиления K_{UOC} . Все виды отрицательной обратной связи стабилизируют коэффициент усиления усилителя.

Последовательная отрицательная обратная связь (см. рисунок 12.2 а, б) уменьшает результирующее напряжение U_V на входе усилителя, что сопровождается увеличением входного сопротивления. При этом последовательная обратная связь по напряжению (см. рисунок 12.2 а) «стабилизирует» выходное напряжение усилителя, уменьшая выходное сопротивление $R_{ВЫХОС}$, а последовательная обратная связь по току (см. рисунок 12.2 б) «стабилизирует» выходной ток усилителя I_H , увеличивая выходное сопротивление $R_{ВЫХОС}$.

Параллельная отрицательная обратная связь (см. рисунок 12.2 в) приводит к увеличению входного тока $I_{ВХ}$, в связи с чем уменьшается входное сопротивление усилителя, а также выходное сопротивление $R_{ВЫХОС}$.

Отрицательная обратная связь нашла преимущественное применение в усилителях. Положительная обратная связь в усилителях обычно нежелательна, однако она может возникать произвольно через внутренние или внешние электрические связи. Такая обратная связь, называемая паразитной, может возникать через общие цепи питания усилительных каскадов, а также через паразитные взаимдуктивность или емкость между выходными и входными цепями усилителя.

Наличие паразитной обратной связи вызывает изменение амплитудно-частотной характеристики усилителя из-за повышения коэффициента усиления на отдельных участках частотного диапазона или может даже привести к самовозбуждению усилителя, т. е. к возникновению в нем генерации на определенной частоте.

Средствами борьбы с указанным явлением является устранение паразитных связей выходных цепей усилителя с входными. Так, для устранения паразитных связей по цепи питания применяют развязывающие фильтры, отделяющие по переменному току цепи питания входных каскадов от выходных. Устранение паразитных связей каскадов через реактивные элементы достигается соответствующим конструктивным исполнением усилителя, исключаящим близкое размещение входного и выходного каскадов и применение длинных проводниковых соединений. Для этого широко используют экранирование каскадов и монтаж экранированным проводом.

13 Операционные усилители

13.1 Общие сведения об операционных усилителях

Современный этап развития электроники характеризуется тем, что при проектировании электронных средств различного назначения используют не дискретные элементы (диоды, транзисторы, резисторы, конденсаторы и т. п.), а законченные функциональные узлы, выполненные в виде интегральных схем (ИС). Такой подход позволяет значительно повысить статические, динамические, эксплуатационные и надежность показатели аппаратуры, существенно удешевить и сократить сроки ее проектирования, которое фактически сводится к разработке структуры, удовлетворяющей поставленным требованиям, выбору необходимых ИС и согласованию их входных и выходных характеристик.

Применительно к цифровым устройствам выбор ИС с нужными свойствами достаточно формализован и практически не представляет труда. В то же время выбор и применение аналоговых ИС (АИС) достаточно специфичны и оставляют большой простор для творчества разработчика. Он должен знать внутреннюю схемотехнику и конструкцию АИС, свойства типовых схем и условия их применения, а также методы быстрой оценки основных характеристик разрабатываемого устройства.

В настоящее время разработано большое число АИС как общего, так и специального назначения. К ним, в первую очередь, следует отнести АИС усилителей постоянного тока (операционных усилителей), схем сравнения (компараторов), источников питания (непрерывных стабилизаторов напряжения). Несмотря на различие используемой элементной базы, функционального назначения и технологии изготовления основой большинства из них является схемотехника дифференциального усилителя постоянного тока. Дифференциальный усилитель в настоящее время является основным схемотехническим элементом современной интегральной аналоговой электроники. Именно по этой причине интегральные усилители постоянного тока являются наиболее массовым типом АИС.

Операционный усилитель (ОУ) – унифицированный многокаскадный усилитель постоянного тока, удовлетворяющий следующим требованиям к электрическим параметрам:

- коэффициент усиления по напряжению стремится к бесконечности ($K_U \rightarrow \infty$);

- входное сопротивление стремится к бесконечности ($R_{BX} \rightarrow \infty$);
- выходное сопротивление стремится к нулю ($R_{ВЫХ} \rightarrow 0$);
- если входное напряжение равно нулю, то и выходное напряжение равно нулю ($U_{BX}=0 \rightarrow U_{ВЫХ}=0$);
- бесконечная полоса усиливаемых частот ($f_B \rightarrow \infty$).

История названия операционного усилителя связана с тем, что подобные усилители постоянного тока использовались в аналоговой вычислительной технике для реализации различных математических операций, например, сложение, вычитание, интегрирование и др. В настоящее время эти функции хотя и не утратили своего значения, однако составляют лишь малую часть списка возможных применений ОУ.

Являясь, по существу, идеальным усилительным элементом, ОУ составляет основу всей аналоговой электроники, что стало возможным в результате достижений современной микроэлектроники, позволившей реализовать достаточно сложную структуру ОУ в интегральном исполнении на одном кристалле и наладить массовый выпуск таких устройств. Все это позволяет рассматривать ОУ в качестве простейшего элемента электронных схем подобно диоду, транзистору и т. п. В настоящее время ОУ применяются в усилительной технике, устройствах генерации сигналов синусоидальной и импульсной форм, в стабилизаторах напряжения, активных фильтрах и т.д.

Следует отметить, что на практике ни одно из перечисленных выше требований к ОУ не может быть удовлетворено полностью. Достоверность допущений об идеальности свойств в каждом конкретном случае подтверждается сопоставлением реальных параметров ОУ и требований к разрабатываемым электронным средствам. Так, если требуется разработать усилитель с коэффициентом усиления 10, то стандартный ОУ с коэффициентом усиления 25000 можно рассматривать для этого случая как идеальный.

13.2 Структурная схема и характеристики операционного усилителя

Операционный усилитель (ОУ) – это усилитель постоянного тока с большим коэффициентом усиления, имеющим дифференциальный вход и один общий выход. ОУ – это аналоговая интегральная микросхема, снабженная пятью выводами. Два вывода ОУ использу-

альный вход и один общий выход. ОУ – это аналоговая интегральная микросхема, снабженная пятью выводами. Два вывода ОУ используются в качестве входных, один является выходным и еще два вывода используются для подключения источника питания. Условно-графические изображения ОУ приведены на рисунке 13.1.

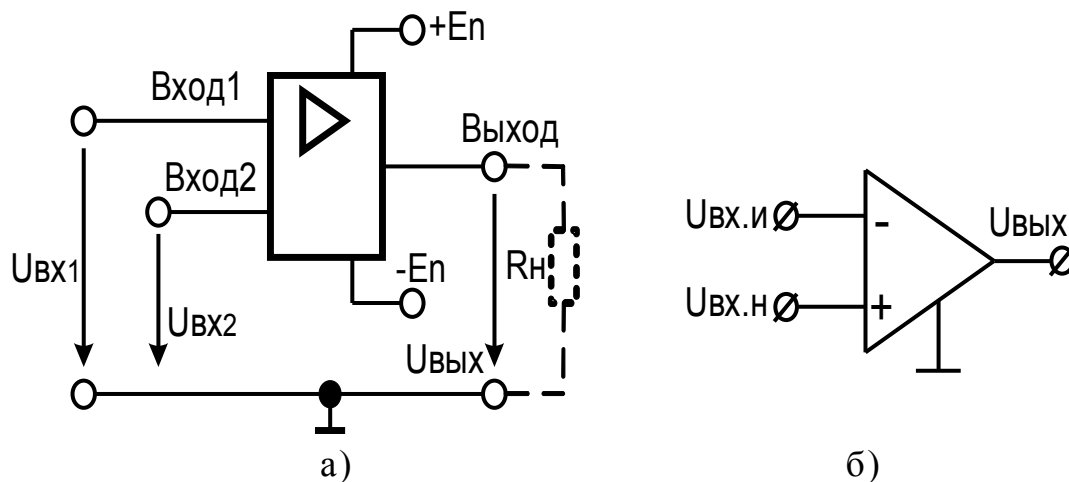


Рисунок 13.1 - Условно-графические изображения ОУ в электронных схемах: а) - в виде интегральной схемы, б) - упрощенное обозначение

С учетом фазовых соотношений входного и выходного сигналов один из входных выводов (вход 1) называется неинвертирующим, а другой (вход 2) - инвертирующим. При подаче сигнала на неинвертирующий вход приращение выходного сигнала совпадает по знаку (фазе) с приращением входного сигнала. Если же сигнал подан на инвертирующий вход, то приращение выходного сигнала имеет обратный знак (противоположный по фазе) по сравнению с приращением входного сигнала.

Инвертирующий вход часто используют для введения в операционный усилитель внешних отрицательных обратных связей.

Выходное напряжение $U_{вых}$ связано с входными напряжениями $U_{вх1}$ и $U_{вх2}$ соотношением:

$$U_{\Delta U \partial} = \dot{E}_{\partial i} (U_{\Delta \partial 1} - U_{\Delta \partial 2})$$

где K_{vO} – собственный коэффициент усиления ОУ по напряжению.

Из приведенного выражения следует, что ОУ воспринимает только разность входных напряжений, называемую дифференциальным входным сигналом, и нечувствителен к любой составляющей входного напряжения, воздействующей одновременно на два его входа (синфазный входной сигнал).

Как было отмечено ранее, K_{VO} в ОУ должен стремиться к бесконечности, однако на практике он ограничивается значением 10^5 - 10^6 или 100-120 дБ.

В качестве источника питания ОУ используют двух полярный источник напряжения ($+E_{п}$, $-E_{п}$). Средний вывод этого источника, как правило, является общей шиной для входных и выходных сигналов и в большинстве случаев не подключается к ОУ. В реальных ОУ напряжение питания лежит в диапазоне 3-18 В. Использование источника питания со средней точкой предполагает возможность изменения не только уровня, но и полярности как входного, так и выходного напряжений ОУ.

Реальные ОУ строятся на основе двух- или трехкаскадных усилителей постоянного тока. Структурная схема трехкаскадного ОУ приведена на рисунке 13.2. Она включает в себя входной, согласующий и выходной каскады усиления.

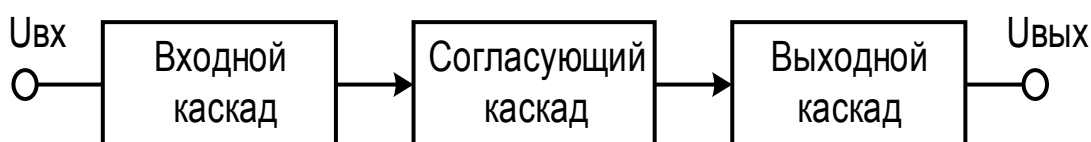


Рисунок 13.2 – Структурная схема трехкаскадного ОУ

Основу ОУ составляет дифференциальный каскад, применяемый в качестве входного каскада усилителя. Выходным каскадом ОУ обычно служит эмиттерный повторитель (ЭП), обеспечивающий требуемую нагрузочную способность всей схемы, или усилитель мощности класса АВ. Поскольку коэффициент усиления по напряжению эмиттерного повторителя близок к единице, необходимое значение K_{UOY} операционного усилителя достигается с помощью дополнительных усилительных каскадов, включаемых между дифференциальным каскадом и эмиттерным повторителем. Согласующий каскад служит для согласования выходного сигнала дифференциального усилителя с выходным каскадом ОУ, обеспечивая необходимое усиление сигнала по току и напряжению, а также согласование фаз сигналов. На рисунке 13.3. представлена принципиальная электрическая схема операционного усилителя.

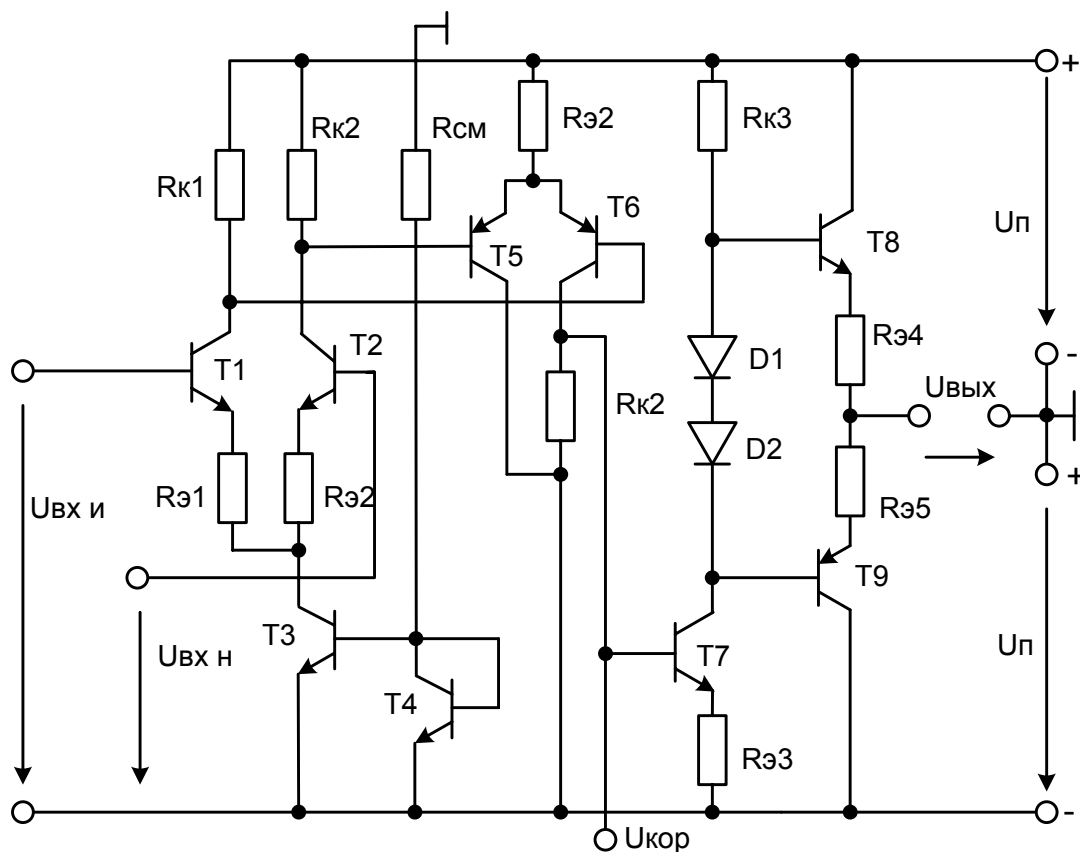


Рисунок 13.3 – Принципиальная электрическая схема операционного усилителя

Входной дифференциальный усилительный каскад выполнен на транзисторах T1 и T2. Для задания эмиттерного тока транзисторов использована схема «токового зеркала» на транзисторах T3 и T4. Для уменьшения мощности, рассеиваемой в усилителе, резистор смещения $R_{см}$ «токового зеркала» питается от одного источника питания ОУ. Резисторы $R_{э1}$ и $R_{э2}$, обеспечивая введение в цепь каждого транзистора дифференциального каскада местной последовательной ООС по току нагрузки, увеличивают входное сопротивление усилителя.

Согласующий каскад усилителя также выполнен с использованием дифференциального каскада (транзисторы T5 и T6), на выходе которого подключен каскад с общим эмиттером (транзистор T7). Особенности этого каскада являются использование в дифференциальном усилителе транзисторов, проводимость которых противоположна проводимости транзисторов входного каскада, и применение несимметричного выхода. Вследствие этого нагрузочный резистор в коллекторной цепи транзистора T6 отсутствует. Режим по по-

стоянному току в каскаде на транзисторе Т7 стабилизируется введением цепи последовательной ООС по оку нагрузки. Резистор $R_{КЗ}$ является нагрузочным для каскада на транзисторе Т7.

В выходном каскаде усилителя (транзисторы Т8 и Т9) использована схема двухтактного усилителя мощности, работающего в классе АВ. Необходимое для этого начальное смещение задается диодами $D1$ и $D2$. Эти же диоды обеспечивают температурную стабилизацию режима покоя выходного усилителя. Эмиттерные резисторы $R_{Э4}$ и $R_{Э5}$ обеспечивают согласование параметров комплементарной пары транзисторов выходного каскада ОУ и ограничивают его максимальный выходной ток.

Схема усилителя на рисунке 13.3 снабжена тремя выводами для подключения двухполярного источника питания, выходным выводом, выводом для подключения внешней коррекции $U_{КОР}$ и двумя входными выводами. Цепь внешней коррекции позволяет требуемым образом изменять частотную характеристику усилителя, что важно при введении в него различных цепей обратной связи. Следует отметить, что цепи коррекции часто встраиваются непосредственно в усилитель.

Применение двух источников питания при подключении нагрузки к их общей точке позволяет формировать на выходе двухполярное напряжение. Следовательно, передаточная характеристика усилителя расположена в двух квадрантах. На рисунке 13.4 приведены передаточные характеристики ОУ для неинвертирующего и для инвертирующего входов.

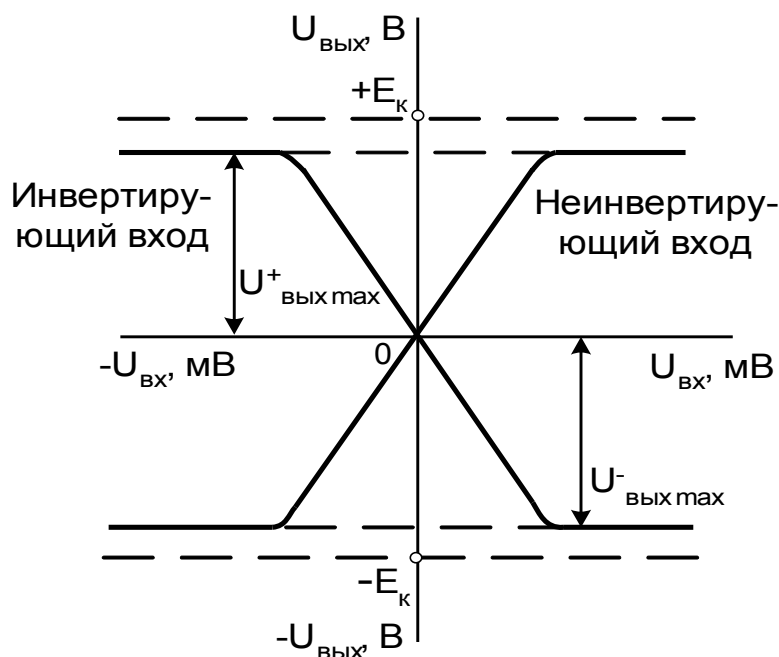


Рисунок 13.4 - Передаточные характеристики ОУ

Их представляют в виде двух кривых, относящихся соответственно к инвертирующему и неинвертирующему входам. Характеристики снимают при подаче сигнала на один из входов при нулевом сигнале на другом. Каждая из кривых состоит из горизонтальных и наклонного участков. Из этой характеристики следует, что максимальное выходное напряжение $U_{ВЫХ\ МАХ}$ всегда меньше напряжения питания E_K .

Горизонтальные участки кривых соответствуют режиму полностью открытого (насыщенного) либо закрытого транзистора выходного каскада (эмиттерного повторителя). При изменении напряжения входного сигнала на этих участках выходное напряжение усилителя остается без изменения и определяется напряжениями $U_{ВЫХ\ МАХ}^+$ и $U_{ВЫХ\ МАХ}^-$. Указанные значения максимальных выходных напряжений близки к напряжению E_K источника питания.

Наклонному (линейному) участку кривых соответствует пропорциональная зависимость выходного напряжения от входного. Угол наклона участка определяется коэффициентом усиления по напряжению $K_{UOY} = \Delta U_{ВЫХ} / \Delta U_{ВХ}$ операционного усилителя. Значение K_{UOY} зависит от типа ОУ и может составлять от нескольких сотен до сотен тысяч и более. Большие значения K_{UOY} позволяют при охвате таких усилителей глубокой отрицательной обратной связью получать схемы со свойствами, которые зависят только от параметров цепи отрицательной обратной связи.

Кривые, приведенные на рисунке 13.4, проходят через ноль. Состояние, когда $U_{ВЫХ} = 0$ при $U_{ВХ} = 0$, называется балансом ОУ. Однако для реальных ОУ условие баланса обычно не выполняется (наблюдается разбаланс). При $U_{ВХ} = 0$ выходное напряжение ОУ может быть больше или меньше нуля ($U_{ВЫХ} = + \Delta U_{ВЫХ}$ или $U_{ВЫХ} = - \Delta U_{ВЫХ}$). Основой причиной разбаланса ОУ является существующий разброс параметров элементов дифференциального усилительного каскада (в частности, транзисторов). Зависимость от температуры параметров ОУ вызывает температурный дрейф входного напряжения смещения и температурный дрейф выходного напряжения.

13.3 Основные параметры операционного усилителя

Операционные усилители характеризуются усилительными, входными, выходными, энергетическими, дрейфовыми, частотными и скоростными параметрами.

Входные параметры ОУ: входное сопротивление, входные токи смещения, разность и дрейф входных токов смещения, а также максимальное входное дифференциальное напряжение.

Энергетические параметры ОУ оценивают максимальными потребляемыми токами от обоих источников питания и соответственно суммарной потребляемой мощностью.

Усиление гармонических сигналов характеризуется частотными параметрами ОУ, а усиление импульсных сигналов - его скоростными или динамическими параметрами.

Частотные параметры определяют по амплитудно-частотной характеристике ОУ (рисунок 13.5), которая имеет спадающий характер в области высокой частоты, начиная от частоты среза $f_{ср}$.

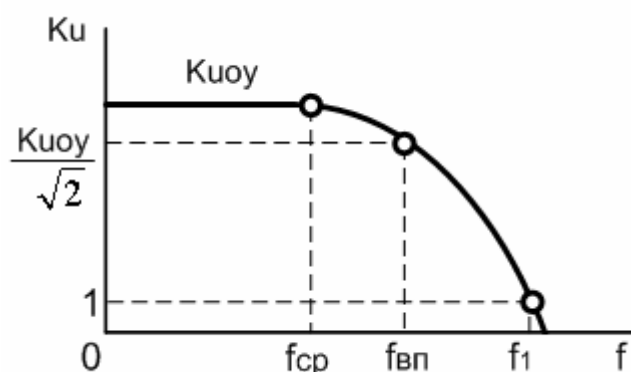


Рисунок 13.5 – Амплитудно-частотная характеристика ОУ

Причиной этого является частотная зависимость параметров транзисторов и паразитных емкостей схемы ОУ. Частота f_1 , при которой коэффициент усиления ОУ равен единице, называется частотой единичного усиления. По граничной частоте $f_{вп}$ которой соответствует снижение коэффициента усиления ОУ в $\sqrt{2}$ раз, оценивают полосу пропускания частот усилителя, составляющую для современных ОУ десятки мегагерц. При усилении сигналов ОУ обычно охватывается отрицательной обратной связью по инвертирующему входу.

Динамическими параметрами ОУ являются скорость нарастания выходного напряжения (скорость отклика) и время установления выходного напряжения. Они определяются по реакции ОУ на воздействие скачка напряжения на входе (рисунок 13.6). Скорость нарастания выходного напряжения $\nu_{u_{вых}}$ находят по отношению приращения выходного напряжения к времени на участке изменения выходного напряжения от $0,1U_{вых}$ до $0,9U_{вых}$. Время установления выходного напряжения $t_{уст}$ оценивают интервалом времени, в течение которого выходное напряжение изменяется от уровня 0,1 до уровня 0,9 уста-

новившегося значения. Ряд схем ОУ допускают введение корректирующих цепей, улучшающих параметры $\nu_{U_{ВЫХ}}$ и $t_{УСТ}$. Для операционных усилителей $\nu_{U_{ВЫХ}} = 0,1 - 100$ В/мкс, а $t_{УСТ} = 0,05 - 2$ мкс.

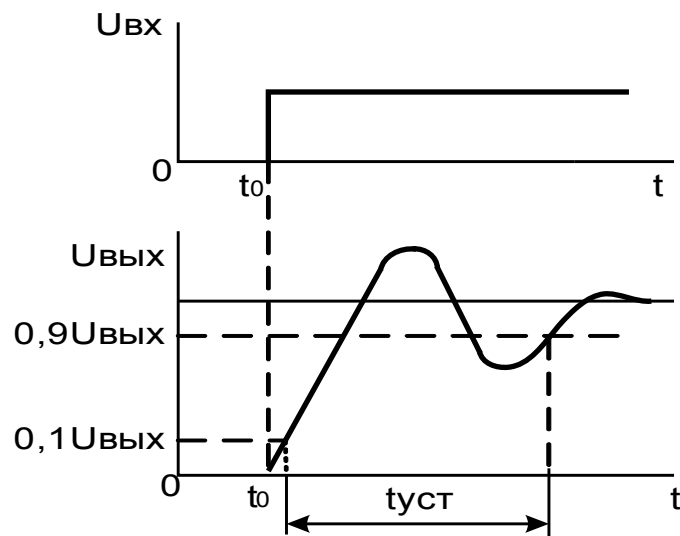


Рисунок 13.6 – Реакция ОУ на воздействие скачка напряжения на входе

Операционный усилитель является сложным электронным устройством, правильное применение которого зависит от понимания особенностей его работы и знания основных требований, которые он предъявляет к схемам разрабатываемого электронного средства. Работу ОУ характеризуют следующие параметры.

Коэффициент усиления по напряжению $K_{UOУ}$ характеризует способность ОУ усиливать подаваемый на его входы дифференциальный сигнал

$$K_{UOУ} = \Delta U_{ВЫХ} / \Delta U_{ВХ}$$

Типовое значение коэффициент усиления ОУ составляет до 10^5 - 10^6 или 100 - 120 дБ.

Входное напряжение смещения – это напряжение, которое обусловлено, в основном, неидентичностью напряжений эмиттерных переходов транзисторов входного дифференциального усилителя. Наличие этого напряжения приводит к нарушению условия, согласно которому $U_{ВЫХ} = 0$ при $U_{ВХ} = 0$. Численно входное напряжение смещения определяется как напряжение, которое необходимо приложить ко входу усилителя для того, чтобы его выходное напряжение было равно нулю. Иногда это напряжение называют напряжением сдвига нуля. Типовое значение этого напряжения единицы – десятки милливольт.

Входной ток $I_{ВХ}$ (входной ток смещения) – ток, протекающий во входных выводах ОУ и необходимый для обеспечения требуемого режима работы транзисторов по постоянному току. Типовое значение этого тока единицы микроампер – сотни наноампер.

Максимальным дифференциальным входным напряжением лимитируется напряжение, подаваемое между входами ОУ в схеме, для исключения повреждения транзисторов дифференциального каскада. Для защиты между входами ОУ включают встречно-параллельно два диода или стабилитрона.

Разность входных токов $\Delta I_{ВХ}$ (ток сдвига). Природа этого тока кроется, в основном, в неодинаковости коэффициентов передачи тока транзисторов входного каскада ОУ. Численно он равен модулю разности входных токов усилителя

$$\Delta I_{A\bar{O}} = |I_{A\bar{O}1} - I_{A\bar{O}2}|$$

Типовое значение параметра – от единиц микроампер до единиц и десятых долей наноампера.

Входное сопротивление $R_{ВХ}$. Различают дифференциальное входное сопротивление $R_{ВХ \text{ диф}}$ и синфазное входное сопротивление $R_{ВХ \text{ син}}$.

$R_{ВХ \text{ диф}}$ определяется как сопротивление между входами усилителя, а $R_{ВХ \text{ син}}$ - как сопротивление между объединенными входными выводами и нулевой шиной. Типовое значение входного сопротивления ОУ – сотни килом.

Выходное сопротивление $R_{ВЫХ}$ – это сопротивление усилителя, рассматриваемого как эквивалентный генератор. Типовое значение выходного сопротивления ОУ – сотни ом.

Коэффициент подавления синфазного сигнала $K_{П \text{ сф}}$ определяет степень подавления (ослабления) синфазной составляющей входного сигнала. Его типовое значение – 50...70 дБ.

Максимальная скорость изменения выходного напряжения характеризует частотные свойства усилителя при его работе в импульсных схемах; измеряется при подаче на вход ОУ напряжения ступенчатой формы. Типовое значение скорости изменения выходного напряжения – единицы вольт/микросекунд.

Частота единичного усиления $f_{МАХ}$ – это частота, на которой модуль коэффициента усиления ОУ равен единице. Обычно эта частота не превышает нескольких мегагерц.

Кроме перечисленных обычно задаются и предельно допустимые значения основных эксплуатационных параметров:

- максимально допустимое напряжение питания;

- максимально допустимый выходной ток;
- диапазон рабочих температур;
- максимально допустимая рассеиваемая мощность;
- максимально допустимое входное синфазное напряжение;
- максимально допустимое входное дифференциальное напряжение и др.

Широкое практическое использование ОУ в аналоговых схемах основывается главным образом на применении в них различного рода внешних отрицательных обратных связей, чему способствует большое значение коэффициента усиления K_{UOV} , а также высокое входное и малое выходное сопротивления ОУ.

14 Преобразователи аналоговых сигналов на операционных усилителях

14.1 Повторитель напряжения

Схема повторителя напряжения, построенная на основе ОУ, приведена на рисунке 14.1.

Это усилитель, охваченный последовательной ООС по выходному напряжению с коэффициентом передачи равным единице.

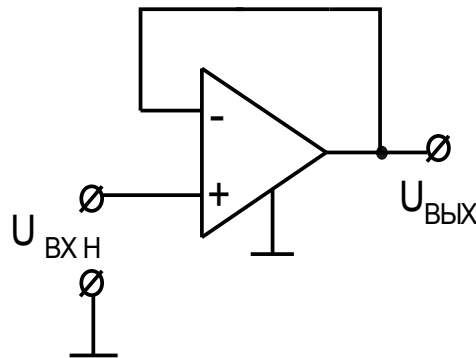


Рисунок. 14.1 - Схема повторителя напряжения

Свойства такого усилителя подобны свойствам эмиттерного или истокового повторителя и для него выполняется условия

$$\begin{aligned}
 u_{ВХН} &= u_{ВЫХ} \\
 R_{ВХ\text{ }ООС} &= R_{ВХ0} (1 + K_{UOV}) \\
 R_{ВЫХ\text{ }ООС} &= R_{ВЫХ0} (1 + K_{UOV})
 \end{aligned}$$

Что хорошо согласуется со свойствами ОУ. Действительно, напряжение, приложенное между входами ОУ, передается на выход с коэффициентом усиления K_{UOY} , т.е. при любом выходном напряжении

$$\Delta u_{BX} = \Delta u_{BX И} - \Delta u_{BX Н} = \Delta u_{ВЫХ} / K_{UOY}$$

В случае $K_{UOY} \rightarrow \infty$ получим $\Delta u_{BX} \rightarrow 0$ и $u_{BX И} = u_{ВЫХ}$.

Появление любого входного напряжения сразу приводит к появлению разности $u_{BX И} - u_{BX Н} = u_{ВЫХ} - u_{BX Н}$. Эта разность, передаваясь на выход ОУ, изменяет его выходное напряжение так, чтобы скомпенсировать возникшее отклонение и восстановить условия, указанные выше.

Учитывая, что собственное входное сопротивление ОУ стремится к бесконечности, а выходное сопротивление стремится к нулю, можно сказать, что рассмотренная схема подобно эмиттерному или истоковому повторителю находит практическое применение в качестве буферных или согласующих элементов.

14.2 Неинвертирующий усилитель

Схема повторителя, приведенная на рисунке 14.1, не инвертировала входной сигнал, но и не усиливала его. Это объясняется тем, что коэффициент передачи отрицательной обратной связи равен единице. Для получения коэффициента передачи усилителя, превышающего единицу в схеме необходимо обеспечить коэффициент обратной связи $b_{OC} < 1$. Для этого в цепь ООС вводят делитель напряжения так, как показано на рисунке 14.2. Эта схема представляет собой неинвертирующий усилитель.

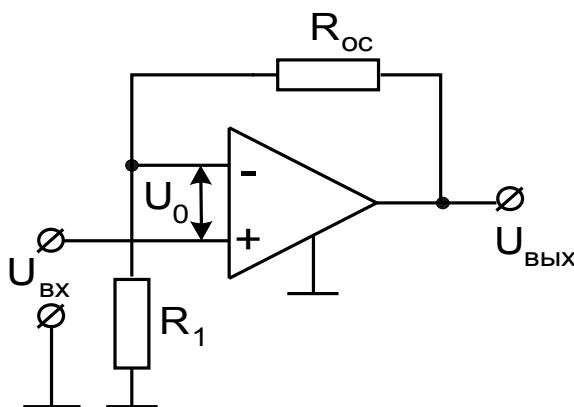


Рисунок 14.2 - Схема неинвертирующего усилителя

Коэффициент передачи делителя в цепи ООС определяется из выражения

$$b_{oc} = R1 / (R_{oc} - R1)$$

Тогда коэффициент усиления ОУ, охваченного отрицательной обратной связью

$$K_{U_{OOC}} = K_{U_{OY}} / (1 + K_{U_{OY}} b_{oc}) = K_{U_{OY}} / [1 + R1 K_{U_{OY}} / (R_{oc} - R1)]$$

С учетом $K_{U_{OY}} \rightarrow \infty$ окончательно получим

$$K_{U_{OOC}} = (R_{oc} - R1) / R1 = 1 + R_{oc} / R1 = 1 / b_{oc}$$

Из полученного выражения можно сделать следующие выводы:

- коэффициент передачи (усиления) неинвертирующего усилителя обратно пропорционален коэффициенту передачи цепи ООС;
- при любых сопротивлениях резисторов в цепи ООС коэффициент передачи (усиления) неинвертирующего усилителя не может быть меньше единицы.

Последний вывод непосредственно вытекает из свойств ОУ.

14.3 Инвертирующий усилитель

В схемах повторителя и неинвертирующего усилителя сигнал ООС u_{OOC} и $u_{ВХН}$ подавались на различные входы ОУ. Для получения инвертирующего усилителя входной сигнал и сигнал обратной связи должны подаваться на один и тот же инвертирующий вход, т.е. цепь ООС превращается из последовательной в параллельную. При этом неинвертирующий вход, как правило, соединяют с общей шиной. Типовая схема инвертирующего усилителя приведена на рисунке 14.3.

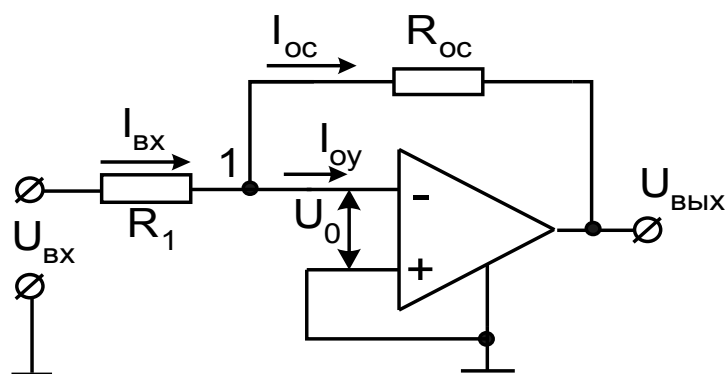


Рисунок 14.3 - Схема инвертирующего усилителя

Неинвертирующий вход связывается с общей точкой входа и выхода схемы (заземляется). Входной сигнал подается через резистор $R1$, на инвертирующий вход ОУ.

Показатели схемы можно определить, воспользовавшись уравнением токов для узла 1. Если принять $R_{BXOY} = \infty$ и входной ток ОУ $I_{BX} = 0$, то $I_{BX} = I_{OC}$, откуда

$$(U_{BX} - U_0) / R1 = - (U_{ВЫХ} - U_0) / Roc$$

При $K_{UOY} \rightarrow \infty$ напряжение на входе ОУ $U_0 = U_{ВЫХ} / K_{UOY} \rightarrow 0$, в связи с чем получим

$$U_{BX} / R1 = - U_{ВЫХ} / Roc$$

Следовательно, коэффициент усиления по напряжению инвертирующего усилителя с отрицательной параллельной обратной связью $K_{U И} = U_{ВЫХ} / U_{BX}$ определяется параметрами только пассивной части схемы

$$K_{U И} = - Roc / R1$$

Выбор $Roc = R1$, когда $K_{U И} = -1$, придает схеме на рисунке 14.3 свойство инвертирующего повторителя напряжения (инвертора сигнала).

Поскольку $U_0 \rightarrow 0$, входное сопротивление схемы $R_{BX} = R1$. Выходное сопротивление усилителя

$$R_{A\dot{U}\dot{O}} = \frac{R_{A\dot{U}\dot{O}i\dot{O}} (1 + R_{iN} / R1)}{\hat{E}_{U\dot{O}}}$$

Изменение коэффициента передачи усилителя до величины, меньшей единицы, достигается за счет действия входного делителя. Действительно, в предельном случае, когда $Roc = 0$, коэффициент передачи цепи ООС $b_{OC} = 1$ и собственный коэффициент передачи сигнала со входа ОУ равен единице. В этом случае выполняется условие $u_{BX И} = u_{ВЫХ}$. Однако коэффициент передачи делителя, обеспечивающего необходимый входной сигнал ОУ, снижается до нуля. Вследствие этого суммарный коэффициент передачи всего ОУ также снижается до нуля. Для инвертирующего усилителя фазы входного и выходного напряжений сдвинуты относительно друг друга на 180^0 .

14.4 Преобразователь тока в напряжение

Схема, осуществляющая преобразование тока в напряжение (рисунок 14.4), является вариантом схемы инвертирующего усилителя при $R1=0$.

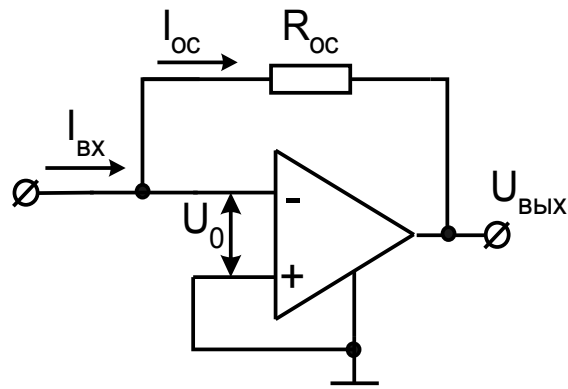


Рисунок 14.4 - Схема преобразователя тока в напряжение

Из данной схемы имеем $I_{ВХ} = I_{ОС} = -U_{ВЫХ}/R_{ОС}$, откуда

$$U_{ВЫХ} = - I_{ВХ} R_{ОС}$$

Малые входное и выходное сопротивления являются важными преимуществами схемы при ее использовании для преобразования тока источников сигнала в напряжение.

14.5 Инвертирующий и неинвертирующий сумматор

Данное электронное устройство предназначено для формирования напряжения, равного усиленной алгебраической сумме нескольких входных сигналов, т.е. выполняет математическую операцию суммирования нескольких сигналов. При этом выходной сигнал дополнительно инвертируется, отсюда и название – инвертирующий сумматор. Схема инвертирующего сумматора приведена на рисунке 14.5.

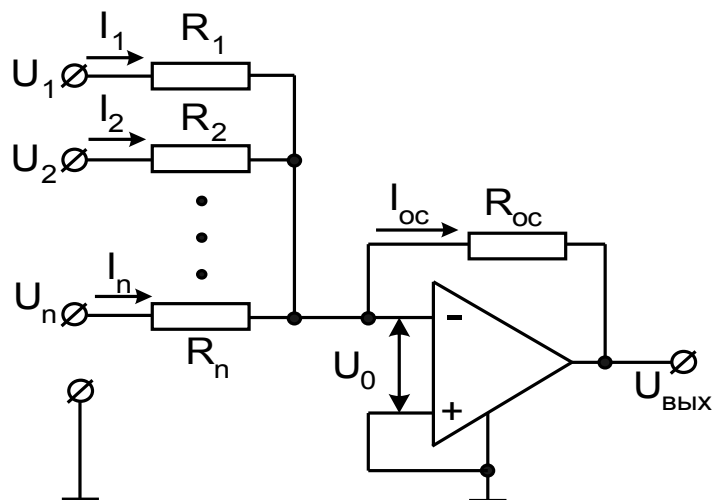


Рисунок 14.5 - Схема инвертирующего сумматора

Число параллельных ветвей на входе равно количеству сигналов, предназначенных для сложения. Сопротивления резисторов принимают одинаковыми:

$$R_{OC} = R_1 = R_2 = \dots = R_n \ll R_{BX\ OY}$$

При $I_{BX\ OY} = 0$ имеем

$$I_{OC} = I_1 + I_2 + \dots + I_n$$

$$U_{ВЫХ} = - (U_1 + U_2 + \dots + U_n)$$

Соотношение отражает равноправное весовое участие слагаемых в их сумме. Суммирование может производиться и с соответствующими весовыми коэффициентами для каждого из слагаемых:

$$U_{\text{вых}} = - \left(\frac{R_{OC}}{R_1} U_1 + \frac{R_{OC}}{R_2} U_2 + \dots + \frac{R_{OC}}{R_n} U_n \right)$$

это достигается применением различных значений сопротивлений резисторов во входных ветвях.

Неинвертирующий сумматор (рисунок 14.6) выполняется на основе схемы неинвертирующего усилителя.

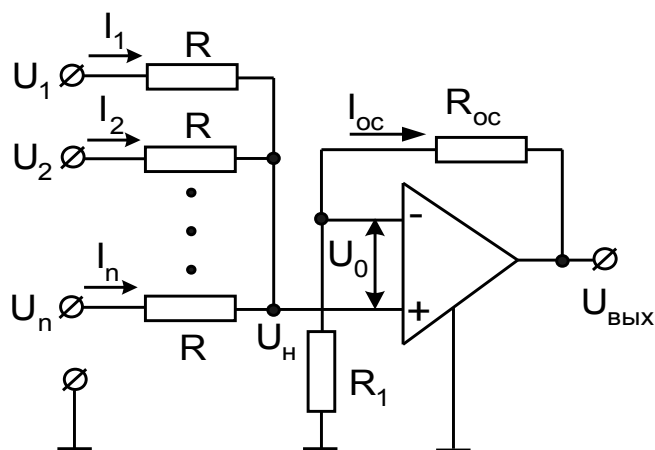


Рисунок 14.6 - Схема неинвертирующего сумматора

При $U_0 = 0$ напряжения на обоих входах ОУ равны и составляют

$$U_i = U_{\dot{E}} = \frac{R_1}{R_1 + R_{i\dot{N}}} U_{\dot{A}\dot{O}\dot{O}}.$$

При равенстве нулю тока по неинвертирующему входу ($R_{BX\ OY} = \infty$) имеем

$$\frac{U_1 - U_i}{R} + \frac{U_2 - U_i}{R} + \dots + \frac{U_n - U_i}{R} = 0$$

или

$$U_1 + U_2 + \dots + U_n = n \frac{R_1}{R_1 + R_{iN}} U_{\Delta U \delta},$$

откуда

$$U_{\Delta U \delta} = \frac{R_1 + R_{iN}}{nR_1} (U_1 + U_2 + \dots + U_n)$$

Выбор параметров схемы производят, исходя из равенства единице первого сомножителя в правой части последнего выражения:

$$(R_1 + R_{OC}) / (nR_1) = 1$$

14.6 Интегратор и дифференциатор

Интегратором называется электронное устройство, выходной сигнал которого пропорционален интегралу по времени от его входного сигнала. Простейшая схема интегратора приведена на рисунке 14.7.

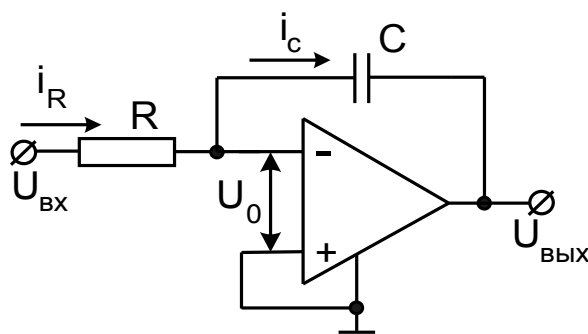


Рисунок 14.7 - Схема интегратора

Данная схема является инвертирующим усилителем, в цепь обратной связи которого включен конденсатор

По аналогии со схемой инвертирующего усилителя, $i_C = i_R$. Тогда получим

$$-C \frac{du_{\Delta U \delta}}{dt} = \frac{u_{\Delta U \delta}}{R},$$

$$u_{\Delta U \delta} = -\frac{1}{RC} \int_0^t u_{\Delta U \delta} dt + U_{\Delta U \delta 0},$$

где $U_{\Delta U \delta 0}$ – выходное напряжение при $t = 0$.

Отсчет времени ведут с момента поступления входного сигнала, причем обычно при $t = 0$, $u_{\Delta U \delta} = 0$ и $u_{\Delta U \delta 0} = 0$. В связи с указанным выражение для выходного напряжения интегратора приобретает вид

$$u_{\hat{A}\hat{O}\hat{O}} = -\frac{1}{\tau} \int_0^t u_{\hat{A}\hat{O}} dt,$$

где $\tau = RC$ - постоянная интегрирования.

При $\tau = RC = 1 \text{ с}^{-1}$ (например, $R = 1 \text{ МОм}$ и $C = 1 \text{ мкФ}$) интегрирование осуществляется в реальном масштабе времени. При других соотношениях R и C масштаб интегрирования может быть иным. Так, при $R = 1 \text{ МОм}$ и $C = 0,1 \text{ мкФ}$ $\tau = 0,1 \text{ с}^{-1}$ и масштаб интегрирования во времени составляет 10.

Масштаб интегрирования выбирают с учетом параметров входных сигналов, чтобы к концу проведения этой операции выходное напряжение усилителя не достигло предельного значения $U_{\text{ВЫХ МАХ}}^+$ или $U_{\text{ВЫХ МАХ}}^-$. В противном случае интегрирование будет выполнено неверно. Указанное иллюстрирует временная диаграмма интегратора (рисунок 14.8), где входной сигнал представлен в виде единичного скачка напряжения, а выходное напряжение интегратора при неправильном выборе постоянной интегрирования показано пунктиром.

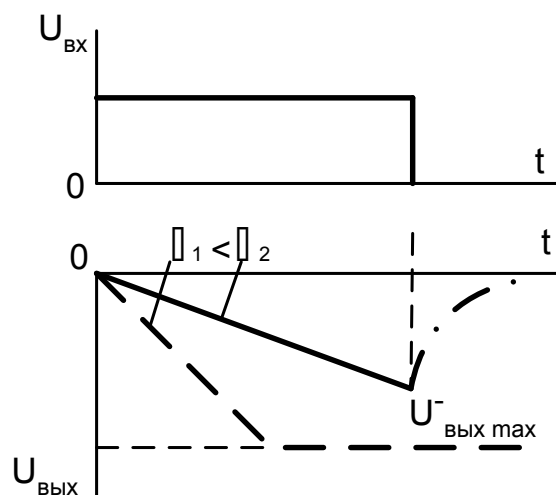


Рисунок 14.8 - Временные диаграммы, иллюстрирующие характер изменения выходного напряжения при наличии единичного скачка напряжения на входе

Интегратор широко используют при построении аналоговых решающих и моделирующих устройств. На его основе выполняют генераторы линейно изменяющегося напряжения. При входном импульсе напряжения положительной полярности на выходе такого генератора на базе схемы на рисунке 14.7 создается линейно нарастающее напряжение отрицательной полярности, или положительной при управлении импульсом напряжения отрицательной полярности.

Процесс последующего уменьшения выходного напряжения до нуля (штрихпунктир на рисунке 14.8) обуславливается разрядом конденсатора с постоянной времени $\tau = C (R + R_{ВЫХ ОУ})$. Для уменьшения времени разряда до нуля разряд конденсатора часто осуществляют через включаемый параллельно ему транзисторный ключ.

Дифференциатором называется устройство, выходной сигнал которого пропорционален производной от его входного сигнала. Поэтому при анализе свойств дифференциатора будем рассматривать мгновенные значения напряжений.

Простейшая схема дифференциатора, выполненная на ОУ, приведена на рисунке 14.9.

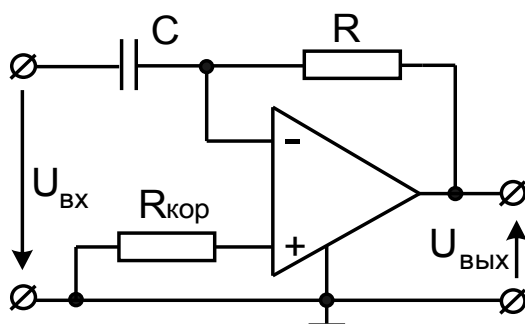


Рисунок 14.9 – Схема дифференциатора

Данная схема является инвертирующим усилителем, в цепь обратной связи которого включено апериодическое RC звено. В соответствии с первым законом Кирхгофа

$$u_{ВЫХ} / R = - C du_{ВХ} / dt \quad \text{или} \quad u_{ВЫХ} = - RC du_{ВХ} / dt$$

Следует заметить, что схема дифференциатора, приведенная на рисунке 14.9, вследствие специфики своей частотной характеристики, кроме полезной составляющей входного сигнала усиливает также высокочастотные составляющие внешних помех и собственных шумов. Все это приводит к значительной погрешности выходного напряжения. Поэтому с точки зрения уменьшения чувствительности к внешним помехам верхнюю частоту рабочего диапазона схемы следует уменьшать. Однако это, в свою очередь, снижает точность работы схемы.

15 Импульсные электронные устройства

15.1 Основные понятия импульсной электроники

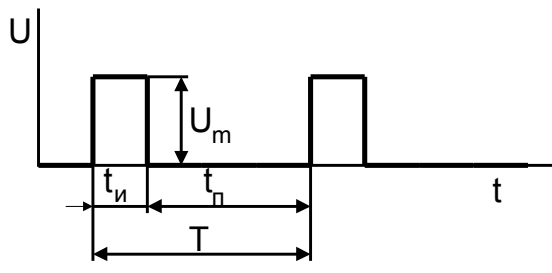
В современной информационной электронике импульсный принцип построения систем занимает доминирующее положение по сравнению с аналоговым. На базе импульсной техники выполняются системы управления и регулирования, устройства измерения и отображения информации. На ней основана цифровая вычислительная техника.

В отличие от аналоговых систем, в которых сигналы изменяются непрерывно во времени (например, напряжение изменяется пропорционально регулируемой температуре), в импульсных системах используются сигналы (напряжение, ток) импульсной формы. Преобладающее применение импульсных систем обусловлено их существенно меньшим потреблением тока (большим к. п. д.), более высокой точностью, меньшей критичностью к изменению температуры, большей помехоустойчивостью. Немаловажную роль играют также относительная простота средств представления информации в импульсной форме и наличие эффективных способов ее обработки (преобразования).

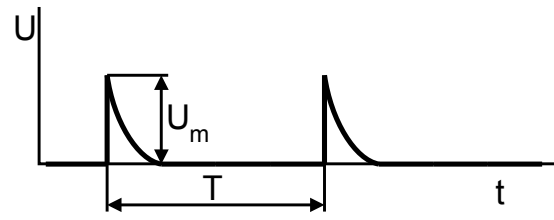
В импульсной технике применяются импульсы различной формы. Распространены импульсы, близкие по форме к прямоугольной, пилообразной и экспоненциальной кривым (рисунок 15.1, а — в), а также импульсы положительной, отрицательной и чередующейся полярности (рисунок 15.1, г).

Импульсный сигнал характеризуется рядом параметров. Рассмотрим их на примере реального импульса напряжения с формой кривой, близкой к прямоугольной (рисунок 15.2).

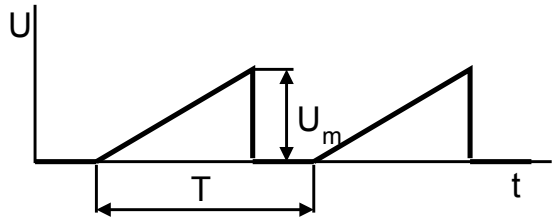
Такой сигнал вначале быстро нарастает до максимального значения, затем напряжение может сравнительно медленно изменяться в течение некоторого промежутка времени, после чего происходит быстрое спадание импульса. Характерными участками импульса являются фронт (передний фронт), вершина (плоская часть) и срез (задний фронт).



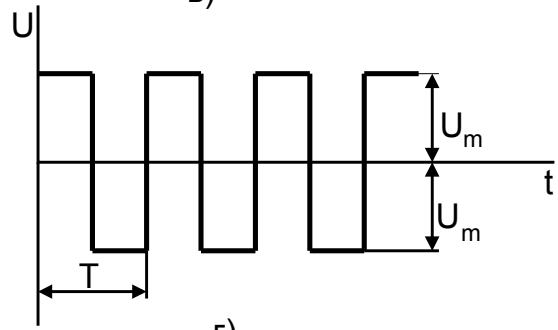
a)



B)



б)



г)

Рисунок 15.1 - Импульсные сигналы прямоугольной (а), пилообразной (б), экспоненциальной (в), прямоугольной с чередующейся полярностью (г) форм

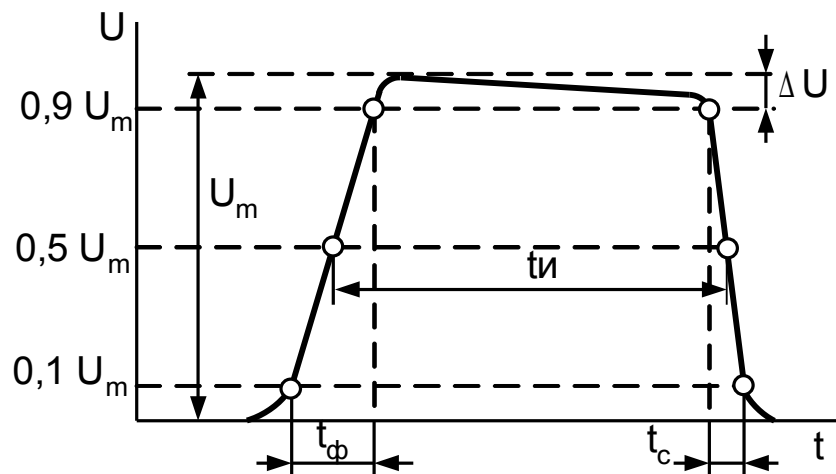


Рисунок 15.2 – Реальный импульс напряжения прямоугольной формы

Параметрами импульса являются амплитуда, длительность импульса, длительность фронта, длительность среза и спад вершины.

Амплитуда импульса U_m определяет наибольшее значение напряжения импульсного сигнала.

Длительность импульса $t_{И}$ характеризует продолжительность импульса во времени. Ее часто измеряют на уровне, соответствующем половине амплитуды (активная длительность импульса). Иногда длительность импульса определяют на уровне $0,1U_m$. При относительно малых продолжительностях двух крайних участков импульса длительность $t_{И}$ определяют по его основанию (см рисунок 15.1, а).

Длительность фронта t_ϕ и длительность среза импульса t_c характеризуют соответственно времена нарастания и спада импульса. Наиболее часто пользуются понятиями активных длительностей фронта и среза, представляющими указанные времена изменения напряжения относительно уровней $0,1U_m$ и $0,9 U_m$ (рисунок 15.2). Длительности t_ϕ и t_c обычно составляют доли процента от длительности t_H . Чем меньше t_ϕ и t_c по сравнению с t_H , тем меньше отличие сигнала от идеального импульса прямоугольной формы.

Спад вершины импульса ΔU и его относительная величина $\Delta U/U_m$ отражают уменьшение напряжения на плоской части импульса. Спад вершины импульса, в частности создается при прохождении сигнала прямоугольной формы через импульсный усилитель с RC -связями.

Параметрами последовательности импульсов (см рисунок 15.1, а) являются период повторения (следования), частота повторения, пауза, коэффициент заполнения и скважность.

Периодом повторения импульсов называют интервал времени между соответствующими точками (например, между началами) двух соседних импульсов.

Величину, обратную периоду повторения, называют частотой повторения импульсов: $f = 1/T$.

Паузой t_H называют интервал времени между окончанием одного и началом следующего импульсов: $t_H = T - t_H$.

Коэффициент заполнения γ характеризуется отношением длительности импульсов к периоду их следования: $\gamma = t_H / T$

Величину, обратную коэффициенту заполнения, называют скважностью импульсов: $q = T/t_H = 1/\gamma$.

Импульсный сигнал (последовательность импульсов) обладает большими информационными возможностями. Для преобразования электрического или неэлектрического параметра в сигнал импульсной формы наибольшее применение получили времяимпульсный и числоимпульсный методы. Носителем информации в первом случае является длительность импульсов, во втором - число импульсов в фиксированном интервале времени.

В схемах импульсной техники для обработки и преобразования информации широко применяют цифровые методы. Они базируются на использовании сигнала прямоугольной формы, имеющего два фиксированных уровня напряжения. Это позволяет представить сигнал в цифровой форме: уровню высокого напряжения приписывают символ «1», а уровню низкого напряжения - символ «0». На указан-

ном виде сигнала основана, в частности, работа цифровых вычислительных устройств, а также используемая в них двоичная система счисления.

Цифровая форма представления сигнала упрощает рассмотрение импульсных систем и позволяет использовать при их анализе и разработке соответствующий математический аппарат (алгебру логики). Цифровые методы построения и проектирования импульсных систем занимают в современной электронике ведущее место.

15.2 Общие сведения об электронных схемах коммутации

Применение импульсных и цифровых методов преобразования электрических сигналов базируется на использовании режима ком-

мутации, характеризующегося периодическим включением, выключением и переключением электрических цепей. Этот режим на практике называют ключевым режимом, а графическое изображение подобных электрических цепей – схемами коммутации. Большое влияние на переходные процессы в таких электронных схемах, наряду с реактивными элементами (конденсаторами и катушками индуктивности), оказывают полупроводниковые приборы. Это объясняется тем, что полупроводниковые приборы обладают некоторой инерционностью. В зависимости от типа применяемого полупроводникового прибора и условий эксплуатации эта инерционность проявляется в большей или меньшей степени. Однако независимо от типа применяемого полупроводникового прибора и условий его работы можно выделить ряд характерных особенностей построения схем коммутации.

В общем случае любая схема коммутации содержит:

- источник входного электрического сигнала $e_{ВХ}$, изменяющегося соответствующим образом во времени, с внутренним сопротивлением $R_{ВН}$, которое в общем случае также может изменяться во времени;
- полупроводниковый прибор, представляющий собой нелинейный элемент и выполняющий роль электронного ключа;
- нагрузку $R_{Н}$.

Для простоты считают указанные сопротивления активными: $R_{ВН}$ и $R_{Н}$. Следует отметить, что для переключения электронного ключа в общем случае необходим дополнительный входной сигнал $e_{УПР}$, подаваемый в его цепь управления. Минимальное значение этого сигнала, вызывающее бесперебойное переключение электронного ключа, определяется чувствительностью ключа и обычно измеряется в единицах напряжения. Для надежной работы электронного ключа во всех условиях эксплуатации сигнал $e_{УПР}$ должен быть заведомо больше минимально необходимого для его бесперебойного функционирования. В простейших электронных ключах в качестве $e_{УПР}$ может использоваться непосредственно входной электрический сигнал $e_{ВХ}$, т. е. Само коммутируемое напряжение.

В зависимости от расположения элементов различают последовательную, параллельную и последовательно-параллельную схемы коммутации.

Последовательная схема коммутации предусматривает последовательное включение $e_{ВХ}$, электронного ключа и $R_{Н}$. Такая схема приведена на рисунке 15.3, а), электронный ключ обозначен S.

Параллельная схема коммутации предусматривает параллельное включение e_{BX} , электронного ключа и R_H . Такая схема приведена на рисунке 15.3, б).

Последовательно-параллельная схема коммутации (рисунок 15.3, в) содержит два электронных ключа, один из которых (S1) включен последовательно с нагрузкой, а другой (S2) – параллельно ей. При этом S1 и S2 переключаются синхронно и в противофазе, т. е. когда S1 открыт (разомкнут), то S2 закрыт (замкнут) или наоборот.

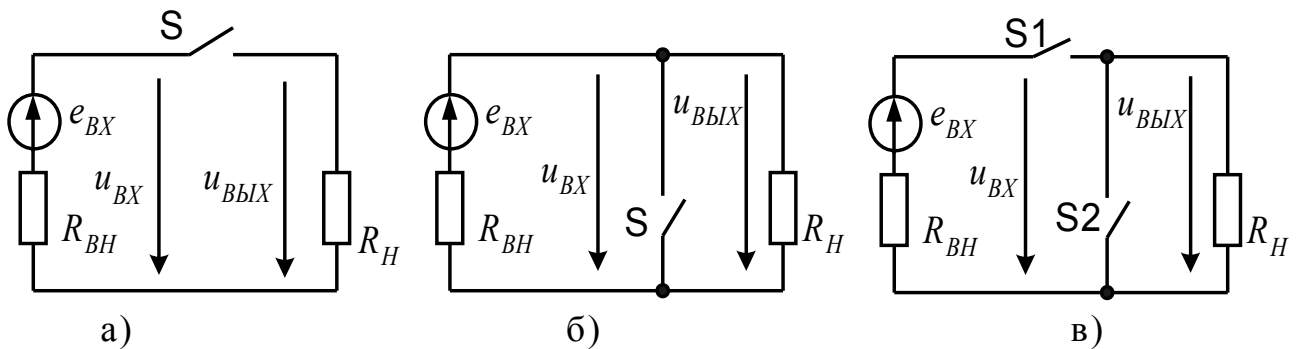


Рисунок 15.3 – Схемы коммутации а) последовательная, б) параллельная, в) последовательно-параллельная

В любой из приведенных схем коммутации к электронному ключу предъявляются следующие основные требования:

- при замкнутом электронном ключе (во включенном состоянии полупроводникового прибора) внутреннее сопротивление электронного ключа должно быть близко к нулю $R_{ЭКз} \rightarrow 0$;
- при разомкнутом электронном ключе (в выключенном состоянии полупроводникового прибора) внутреннее сопротивление электронного ключа должно стремиться к бесконечности $R_{ЭКр} \rightarrow \infty$;
- время переключения электронного ключа из включенного состояния в выключенное и наоборот должно стремиться к нулю $t_3 \rightarrow 0$; $t_p \rightarrow 0$.

Степень приближения реальных свойств электронного ключа к указанным требованиям отражается его статическими и динамическими характеристиками.

Зависимость напряжения нагрузки от изменения входного электрического сигнала определяется статической характеристикой передачи схемы коммутации $u_{BЫX} = f(e_{BX})$.

- при разомкнутом электронном ключе (в выключенном состоянии полупроводникового прибора) внутреннее сопротивление электронного ключа должно стремиться к бесконечности $R_{ЭКР} \rightarrow \infty$;
- время переключения электронного ключа из включенного состояния в выключенное и наоборот должно стремиться к нулю $t_3 \rightarrow 0$; $t_P \rightarrow 0$.

Степень приближения реальных свойств электронного ключа к указанным требованиям отражается его статическими и динамическими характеристиками.

Зависимость напряжения нагрузки от изменения входного электрического сигнала определяется статической характеристикой передачи схемы коммутации $u_{ВЫХ} = f(e_{ВХ})$.

В общем случае таких характеристик две. Одна соответствует включенному, а другая выключенному состоянию электронного ключа.

Динамические свойства схем коммутации характеризуют их способность передавать на выход короткие сигналы $e_{УПР}$ и определяются как инерционными свойствами применяемых электронных ключей, так и паразитными параметрами самих электрических цепей. Численно эти свойства характеризуются временами переключения, задержки переключения или максимальной частотой коммутации.

В качестве электронных ключей в настоящее время применяются кремниевые биполярные и полевые транзисторы или полупроводниковые диоды. Основное достоинство электронных ключей на полупроводниковых диодах – их простота – при интегральной технологии не дает практически никаких преимуществ. Это определяет их меньшее применение при изготовлении интегральных схем.

Наибольшее применение находят электронные ключи на основе полевых транзисторов. Это определяется возможностью уменьшения рассеиваемой мощности, что согласуется с требованием комплексной миниатюризации электронных устройств. В то же время применение биполярных транзисторов в качестве электронных ключей позволяет реализовать большее быстродействие схем коммутации, чем и объясняется их широкое использование в устройствах импульсной и цифровой электроники наряду с полевыми транзисторами.

16 Ключевой режим работы биполярных транзисторов

Транзисторная импульсная и цифровая техника базируется на работе транзистора в качестве ключа. Замыкание и размыкание цепи нагрузки - главное назначение транзистора, работающего в ключевом режиме. По аналогии с механическим ключом (реле, контактором), качество транзисторного ключа определяется в первую очередь падением напряжения (остаточным напряжением) на транзисторе в замкнутом (открытом) состоянии, а также остаточным током транзистора в выключенном (закрытом) состоянии.

Важность рассмотрения свойств транзисторного ключа для уяснения последующего материала вытекает из того, что путем изменения состояний транзистора в последовательной цепи с резистором и источником питания осуществляются, по сути дела, формирование сигналов импульсной формы, а также различные преобразования импульсных сигналов в схемах и узлах импульсной техники. Транзистор применяют также в качестве бесконтактного ключа в цепях постоянного и переменного токов для регулирования мощности, подводимой к нагрузке.

Основой всех узлов и схем импульсной и цифровой техники является так называемая ключевая схема - каскад на транзисторе, работающем в ключевом режиме. Построение ключевой схемы подобно усилительному каскаду. Транзистор в ключевой схеме может включаться с общей базой, общим эмиттером и общим коллектором. Наибольшее распространение получила схема ОЭ. Этот вид включения биполярного транзистора и используется далее при рассмотрении ключевого режима его работы.

Ключевая схема на транзисторе типа р-п-р показана на рисунке 16.1. Транзистор выполняет функцию ключа в последовательной цепи с резистором R_K и источником питания.

Для удобства рассмотрения процессов в схеме в режимах открытого и закрытого состояний транзистора воспользуемся графоаналитическим методом, основанным на построении линии нагрузки $a - б$ по постоянному току. Графическое определение режимов открытого и закрытого состояний транзистора приведено на рисунке 16.2. Линия нагрузки описывается соотношением $U_{КЭ} = (E_K - I_K R_K)$ и проводится так же, как для усилительного каскада. Точки пересечения линии нагрузки с вольтамперными характеристиками транзи-

стора определяют напряжения на элементах и ток в последовательной цепи.

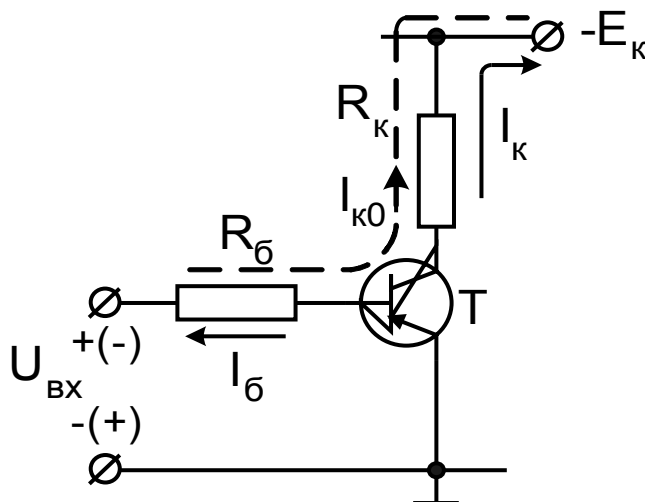


Рисунок 16.1 - Ключевая схема на транзисторе

Режим запирания (режим отсечки) транзистора осуществляется подачей на его вход напряжения положительной полярности ($U_{ВХ} > 0$), указанной на рисунке 16.1 без скобок. Под действием входного напряжения эмиттерный переход транзистора запирается ($U_{БЭ} > 0$) и его ток $I_{Э} = 0$. Вместе с тем через резистор $R_{Б}$ протекает обратный (тепловой) ток коллекторного перехода $I_{К0}$. Режиму закрытого состояния транзистора соответствует точка M_3 (рисунок 16.2).

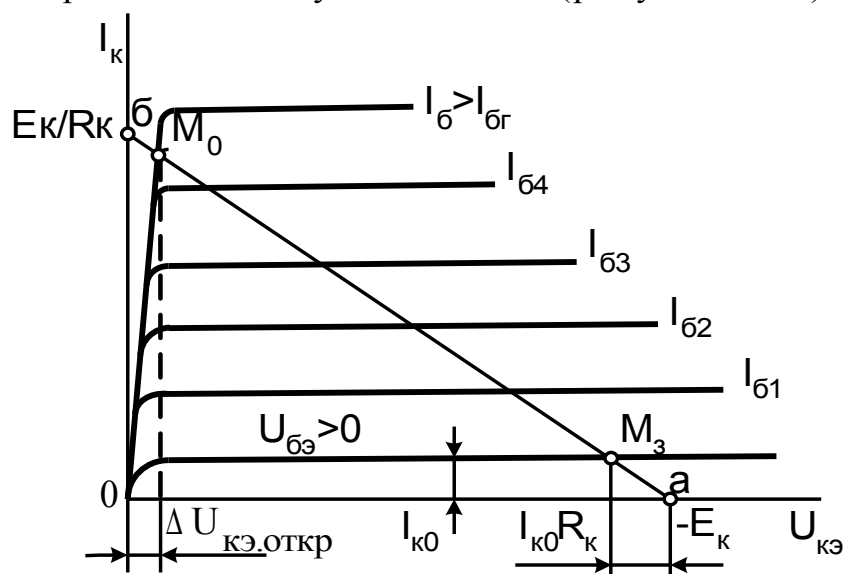


Рисунок 16.2 - Графическое определение режимов открытого и закрытого состояний транзистора

Протекание через нагрузку теплового тока I_{KO} связано с тем, что транзистор в закрытом состоянии не обеспечивает полного отключения нагрузочного резистора R_K от источника питания. Малое значение I_{KO} является одним из критериев выбора транзистора для ключевого режима работы.

Величину запирающего входного напряжения $U_{ВХЗАП}$ выбирают из расчета того, чтобы при протекающем через резистор R_B тепловом токе было обеспечено выполнение условия

$$U_{БЭ} = U_{ВХЗАП} - I_{KO}R_B > 0$$

Напряжение $U_{БЭ}$ для германиевых транзисторов составляет 0,5 - 2 В.

Режим открытого состояния транзистора достигается изменением полярности входного напряжения ($U_{ВХ} < 0$) и заданием соответствующего тока базы. Открытое состояние транзистора характеризуется точкой M_o на линии нагрузки.

Определим необходимые условия для создания открытого состояния транзистора. С этой целью предположим, что при $U_{ВХ} < 0$ ток базы I_B увеличивается постепенно.

Увеличению тока базы будет соответствовать увеличение тока коллектора и перемещение рабочей точки из положения M_3 вверх по линии нагрузки. Напряжение $U_{КЭ}$ транзистора при этом постепенно уменьшается.

До некоторого граничного значения тока базы ($I_{Б ГР}$) сохраняется известная пропорциональная зависимость между I_K и I_B :

$$I_K = \beta_{СТ} I_B + (1 + \beta_{СТ}) I_{KO} \approx \beta_{СТ} I_B$$

где $\beta_{СТ}$ - статический (усредненный) коэффициент передачи тока транзистора в схеме ОЭ (а не дифференциальный коэффициент β , действительный для малого входного сигнала).

Точка M_o при токе базы $I_{Б ГР}$ характеризует «полное» открытие транзистора. Через транзистор и резистор R_K протекает ток

$$I_K = (E_K - \Delta U_{КЭ ОТКР}) / R_K$$

где $\Delta U_{КЭ ОТКР}$ - падение напряжения (остаточное напряжение) на транзисторе в открытом состоянии.

Остаточное напряжение $\Delta U_{КЭ ОТКР}$, являющееся существенным параметром транзистора в импульсном режиме работы, должно быть минимальным. В зависимости от типа прибора напряжение $\Delta U_{КЭ ОТКР}$ лежит в пределах (0,05-1)В. Ввиду относительно малого остаточного

напряжения по сравнению с E_K расчет тока I_K открытого транзистора проводится по формуле

$$I_K = E_K/R_K$$

Находят граничное значение тока базы $I_{Б ГР}$ открытого транзистора, при котором наблюдается пропорциональная зависимость тока коллектора от тока базы:

$$I_{Б ГР} = I_K/\beta_{СТ} = E_K/(\beta_{СТ} R_K)$$

Таким образом, точка M_o на рисунке 16.2 представляет собой точку пересечения линии нагрузки с начальным участком коллекторной характеристики транзистора при $I_B = I_{Б ГР}$

При дальнейшем увеличении тока базы ($I_B > I_{Б ГР}$) остаточное напряжение $\Delta U_{КЭ ОТКР}$ остается почти неизменным, так как все коллекторные характеристики транзистора при $I_B > I_{Б ГР}$ практически проходят через точку M_o на рисунке 16.3.

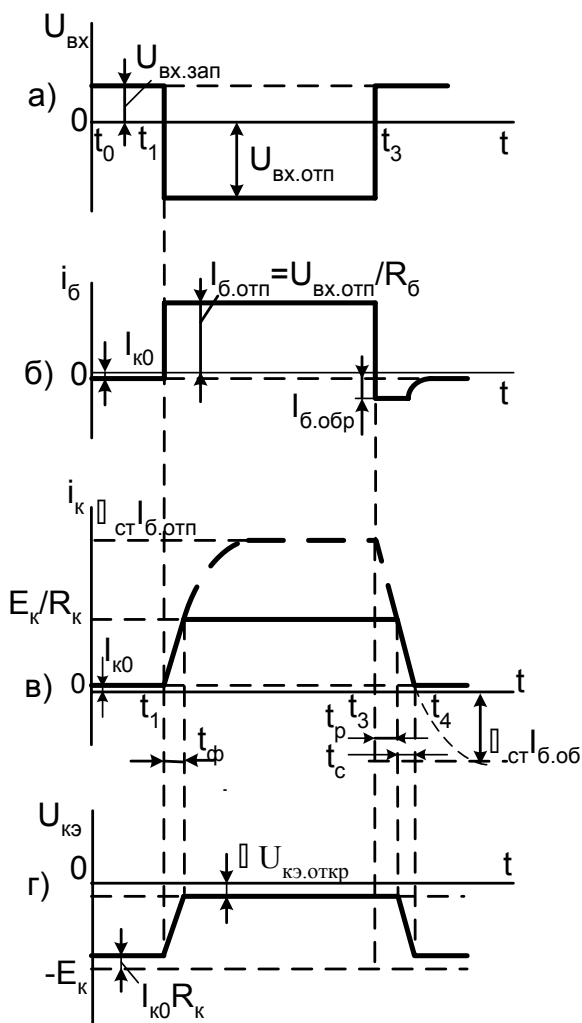


Рисунок 16.3 - Диаграммы напряжений и токов ключевой схемы: а - входной импульс напряжения; б - ток базы; в - ток коллектора; г - напряжение на коллекторе

Режим работы открытого транзистора при $I_B > I_{B \text{ ГР}}$ называют насыщенным, а отношение $s = I_B / I_{B \text{ ГР}}$ - коэффициентом насыщения транзистора.

Режим насыщения широко используют для обеспечения открытого состояния транзистора. Его открытое состояние при этом становится более устойчивым к воздействию помех во входной цепи, а положение точки M_o не зависит от изменения коэффициента передачи тока $\beta_{СТ}$ транзистора, в частности, с понижением температуры. В режиме насыщения ток базы транзистора

$$I_B = s I_K / \beta_{СТ}$$

где коэффициент s для надежного насыщения транзистора в требуемом температурном диапазоне может составлять 1,5...3. Найденный ток базы обеспечивается параметрами входной цепи ключевой схемы:

$$I_B = (U_{ВХ} - U_{БЭ}) / R_B$$

Рассмотрим процессы, протекающие в ключевой схеме при наличии на ее входе управляющего импульса напряжения (рисунок 16.3, а). Это необходимо для выяснения свойств схемы при передаче импульсных сигналов. Примем входной импульс напряжения идеальной прямоугольной формы (длительности переднего и заднего фронтов импульса равны нулю).

На интервале $t_0 - t_1$, когда входной импульс напряжения отсутствует, транзистор заперт напряжением $U_{ВХ \text{ ЗАП}}$ положительной полярности. Токи I_B , I_K определяются тепловым током транзистора $I_{КО}$ (рисунок 16.3, б, в). Напряжение на транзисторе $U_{КЭ} = -(E_K - I_{КО} R_K)$ (рисунок 16.3, г).

С момента времени t_1 (рисунок 16.3, а) процессы в схеме обуславливаются отпиранием транзистора входным импульсом напряжения отрицательной полярности $U_{ВХ \text{ ОТП}}$. Это сопровождается изменением тока i_K напряжения $u_{КЭ}$ транзистора (рисунок 16.3, в, г).

Как видно из диаграмм, характер изменения i_K и $u_{КЭ}$ при отпирании транзистора отличается от вызвавшего их скачкообразного изменения входного напряжения. Отличие обусловлено инерционностью транзистора и проявляется в постепенных нарастании тока i_K и уменьшении напряжения $u_{КЭ}$. В первом приближении можно принять, что изменения $i_K(t)$ и $u_{КЭ}(t)$ происходят по экспоненте. Тогда инерционность транзистора может быть учтена эквивалентной постоянной времени $\tau_B = \tau_\beta + \tau_K$ в предположении $\tau_K = C_{К(Э)} R_K$, где

$C_{K(\text{Э})}$ — интегральная (для большого сигнала) емкость коллекторного перехода транзистора в схеме ОЭ.

Если принять, что ток базы в интервале отпирания имеет прямоугольную форму с амплитудой $I_{B \text{ отп}} \approx U_{BХ \text{ отп}}/R_B > I_{B \text{ гр}}$ (рисунок 16.3, б), то вызванный им ток $i_K(t)$ будет изменяться по закону

$$I_K(t) = \beta_{СТ} I_{B \text{ отп}} (1 - e^{-t/\tau_B})$$

Коллекторный ток возрастает по экспоненциальному закону, стремясь к $\beta_{СТ} I_{B \text{ отп}} > E_K/R_K$ (см рисунок 16.3, в). Однако, достигнув предельного значения $I_K \approx E_K/R_K$, ток i_K в дальнейшем не изменяется и формирование фронта импульса i_K заканчивается.

Положив в формуле $i_K = I_K$, находим длительность фронта нарастания коллекторного тока транзистора:

$$t_\phi = \tau_B \ln \frac{I_{\text{н}}}{I_{\text{н}} - I_{\text{э}} / \beta_{\text{н}}}$$

С учетом того, что $I_K / \beta_{СТ} = I_{B \text{ гр}}$, а $I_{B \text{ отп}} / I_{B \text{ гр}} = s$, имеем

$$t_\phi = \tau_B \ln \frac{s}{s-1}$$

Из этого соотношения, следует, что длительность фронта импульса сокращается с увеличением коэффициента насыщения транзистора. Это объясняется тем, что большему коэффициенту s соответствует больший отпирающий базовый ток, вследствие чего ток коллектора достигает установившегося значения за меньший интервал времени. Так, например, при $\tau_B = 5 \text{ мкс}$ и $s = 3$ получаем $t_\phi = 2,03 \text{ мкс}$.

При $s=1$ (транзистор при отпирании работает в активном режиме) соотношение не может быть использовано для определения t_ϕ . В этом случае уместно говорить об активной длительности фронта, определяемой относительно уровней 0,1 и 0,9 установившегося значения коллекторного тока:

$$t_\phi = \tau_B \ln \frac{0.9}{0.1} = 2,2 \tau_B$$

Характер изменения $u_{KЭ}(t)$ при отпирании транзистора (рисунок 16.3, г) подчиняется зависимости $u_{KЭ}(t) = -E_K + i_K(t)R_K$.

В момент времени t_3 действие входного отпирающего импульса напряжения заканчивается. К базе транзистора прикладывается запирающее напряжение $U_{BХ \text{ зап}}$ (рисунок 16.3, а).

С приложением запирающего напряжения ток коллектора и напряжение $u_{KЭ}$ в течение некоторого интервала времени остаются не-

изменными, а транзистор по-прежнему открыт. Создается задержка в запираании транзистора. Это объясняется тем, что к моменту времени t_3 транзистор находится в режиме насыщения и при наличии запирающего сигнала ток коллектора поддерживается уходящими из базы в коллектор избыточными носителями заряда (дырками). Только после ухода (рассасывания) избыточных носителей и перехода транзистора в активный режим ток коллектора начинает уменьшаться, а напряжение на коллекторе - возрастать (рисунок 16.3, в, г). Помимо ухода избыточных носителей заряда по цепи коллектора их рассасывание осуществляется и по цепи базы за счет протекания обратного тока $I_{B\text{ ОБР}}$, вызванного запирающим напряжением. Обратный (инверсный) ток базы при этом ограничивается сопротивлением R_B входной цепи: $I_{B\text{ ОБР}} \approx U_{ВХ\text{ ЗАП}}/R_B$.

Время, в течение которого происходит рассасывание избыточного заряда в базе, называется временем рассасывания t_P (рисунок 16.3, в). Это время пропорционально коэффициенту насыщения s . Следующий затем интервал спадания тока i_K определяет время заднего фронта (среза) t_C коллекторного тока.

При определении t_P и t_C необходимо решать уравнение, описывающее изменение заряда в базе. Ввиду пропорциональности заряда в базе току коллектора (базы) процесс, протекающий в транзисторе после момента времени t_3 , выражается через токи транзистора в следующем виде:

$$i_K(t) = \beta_{cm} (I_{\bar{b}.omn} + I_{\bar{b}.обр}) e^{-t/\tau'_\beta} - \beta_{cm} I_{\bar{b}.обр}$$

где τ'_β — эквивалентная постоянная времени, примерно равная времени жизни неосновных носителей заряда в базе в режиме насыщения, но меньшая постоянной времени τ_β , действительной для активного режима ($\tau'_\beta \approx \tau_\beta/2$).

Выражение является уравнением экспоненциальной кривой, показанной в интервале $t_3 — t_4$ пунктиром (рисунок 16.3, в).

Положив в этом выражении $i_K = I_K \approx E_K/R_K = \beta_{CT} I_{B\text{ ГР}}$, находим

$$t_P = \tau'_\beta \ln \frac{I_{\dot{a}.i\delta\bar{i}} + I_{\dot{a}.i\dot{a}\delta}}{I_{\dot{a}.a\delta} + I_{\dot{a}.i\dot{a}\delta}}$$

При $U_{ВХ\text{ ЗАП}} = 0$ ток $I_{B\text{ ОБР}} = 0$ и

$$t_P = \tau'_\beta \ln s$$

После выхода транзистора из насыщения ток $i_K(t)$ уменьшается от значения I_K , также стремясь к $-\beta_{ст}I_{б.обр}$ (рисунок 16.4, в), т.е.

$$i_K(t) = (I_K + \beta_{ст}I_{б.обр})e^{-t/\tau_\beta} - \beta_{ст}I_{б.обр}$$

Положив в формуле $i_K = 0$, получаем

$$t_c = \tau_\beta \ln \frac{I_{б.зр} + I_{б.обр}}{I_{б.обр}}$$

Длительности t_ϕ , t_P , t_C характеризуют быстродействие транзисторного ключа и зависят от частотных свойств используемого транзистора и параметров импульса базового тока. Порядок их величин составляет от долей единицы до единиц микросекунды.

В настоящее время широко используется (особенно в интегральных микросхемах) ключевой режим работы кремниевых транзисторов типа n-p-n.

По построению и характеру работы ключевая схема на транзисторе типа n-p-n аналогична схеме рисунка 16.1. Отличие заключается в противоположных полярностях напряжения питания E_K и отпирающего напряжения ($U_{Вх} отп$), а также - в противоположных направлениях токов базы, эмиттера, коллектора.

Кремниевые транзисторы, в частности типа n-p-n, имеют довольно малый тепловой ток $I_{КО}$. Влияние тока $I_{КО}$ в выходной и входной цепях закрытого транзистора пренебрежимо мало. По этой причине запирающие этих транзисторов осуществимо при $U_{ВХ ЗАП} = U_{БЭ} = 0$. Эта особенность кремниевых транзисторов дает важное практическое преимущество - возможность исключить дополнительные источники запирающего напряжения в базовых цепях, необходимые для германиевых транзисторов.

17 Импульсный режим работы операционных усилителей. Компараторы. Триггер Шмитта

Интегральные операционные усилители находят широкое применение в импульсной технике. Уровни входного сигнала ОУ в импульсном режиме работы превышают значения, соответствующие линейной области амплитудной характеристики (см рисунок 13.4-передаточные характеристики ОУ). В связи с этим выходное напря-

жение ОУ в процессе работы определяется либо напряжением $U_{ВЫХ}^{+}$ MAX , либо $U_{ВЫХ}^{-}$ MAX

Работу ОУ в импульсном режиме рассмотрим на примере компаратора, осуществляющего сравнение измеряемого входного напряжения ($U_{ВХ}$) с опорным напряжением ($U_{ОП}$). Опорное напряжение представляет собой неизменное по величине напряжение положительной или отрицательной полярности, входное напряжение изменяется во времени. При достижении входным напряжением уровня опорного напряжения происходит изменение полярности напряжения на выходе ОУ, например с $U_{ВЫХ}^{+}$ MAX на $U_{ВЫХ}^{-}$ MAX . При $U_{ОП}=0$ компаратор осуществляет фиксацию момента перехода входного напряжения через нуль. Компаратор часто называют *нуль-органом*, поскольку его переключение происходит при $u_{ВХ} - U_{ОП} \approx 0$.

Компараторы нашли применение в системах автоматического управления и в измерительной технике, а также для построения различных узлов импульсного и цифрового действия (в частности, аналого-цифровых и цифро-аналоговых преобразователей). Простейшая схема компаратора на операционном усилителе приведена на рисунке 17.1, а.

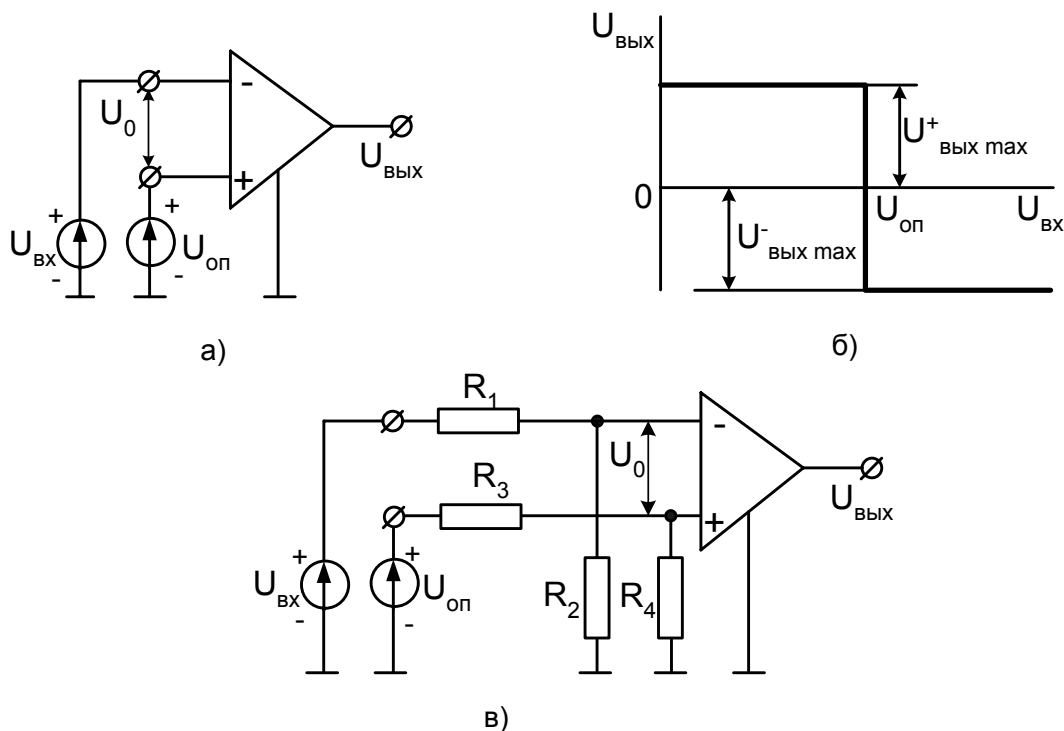


Рисунок 17.1 - Схема компаратора на операционном усилителе (а), его передаточная характеристика (б), схема компаратора с входными делителями напряжения (в)

Эту схему характеризует симметричное подключение измеряемого и опорного напряжений ко входам ОУ. Разность напряжений $u_{ВХ} - U_{ОП}$ является входным напряжением u_0 операционного усилителя, что и определяет передаточную характеристику компаратора (рисунок 17.1, б). При $u_{ВХ} < U_{ОП}$ напряжение $u_0 < 0$, в связи с чем $u_{ВЫХ} = U_{ВЫХ МАХ}^+$ (см рисунок 13.4). При $u_{ВХ} > U_{ОП}$ напряжение $u_0 > 0$ и $u_{ВЫХ} = U_{ВЫХ МАХ}^-$.

Изменение полярности выходного напряжения происходит при переходе входного измеряемого напряжения через значение $U_{ОП}$. Ввиду большого значения коэффициента усиления ОУ это изменение носит ступенчатый характер при $u_0 = u_{ВХ} - U_{ОП} \approx 0$. Если источники входного и опорного напряжений в схеме рисунка 17.1, а) поменять местами или изменить полярность их подключения, то произойдет инверсия передаточной характеристики компаратора. Условию $u_{ВХ} < U_{ОП}$ будет отвечать равенство $u_{ВЫХ} = U_{ВЫХ МАХ}^-$, а условию $u_{ВХ} > U_{ОП}$ – равенство $u_{ВЫХ} = U_{ВЫХ МАХ}^+$.

Схема рисунка 17.1, а) применима тогда, когда измеряемое и опорное напряжения не превышают допустимых паспортных значений входных напряжений ОУ. В противном случае они подключаются к ОУ с помощью делителей напряжения как показано на рисунке 17.1, в).

Широкое применение получил также компаратор, в котором ОУ охвачен положительной обратной связью, осуществляемой по неинвертирующему входу с помощью резисторов R_1, R_2 (рисунок 17.2, а). Такой компаратор обладает передаточной характеристикой с гистерезисом (рисунок 17.2, б). Схема известна под названием триггера Шмитта или порогового устройства.

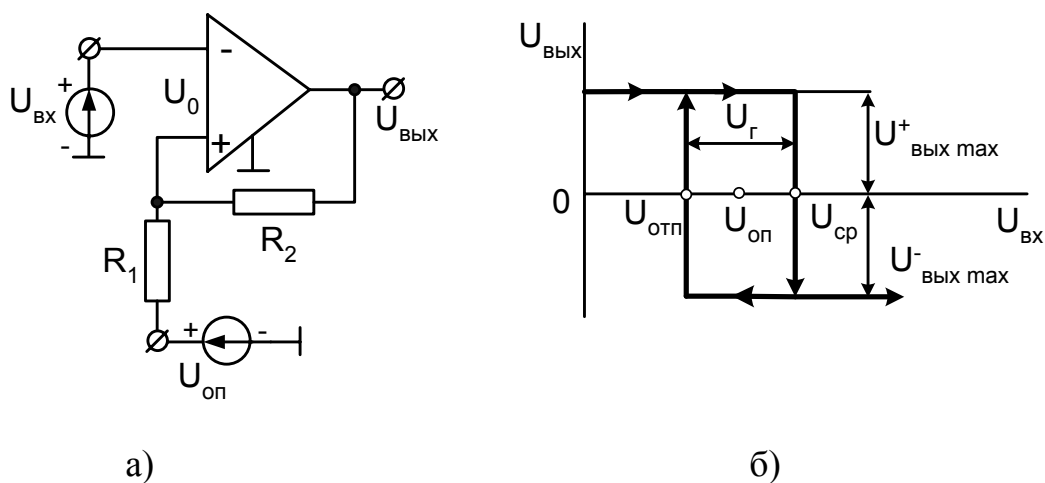


Рисунок 17.2 - Схема компаратора с положительной обратной связью (а) и его идеализированная передаточная характеристика (б)

Переключение схемы в состояние $U_{\text{ВЫХ МАХ}}^-$ происходит при достижении $u_{\text{ВХ}}$ напряжения (*порога*) *срабатывания* $U_{\text{СР}}$, а возвращение в исходное состояние $u_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВЫХ МАХ}}^+$ — при снижении $u_{\text{ВХ}}$ до напряжения (*порога*) *отпускания* $U_{\text{ОТП}}$. Значения пороговых напряжений находят по схеме, положив $u_0=0$:

$$U_{\text{СР}} = U_{\text{он}} + \frac{U_{\text{вых.мах}}^+ - U_{\text{он}}}{R_1 + R_2} R_1,$$

$$U_{\text{оти}} = U_{\text{и}} - \frac{U_{\text{аио.мах}}^- + U_{\text{и}}}{R_1 + R_2} R_1,$$

откуда ширина зоны гистерезиса

$$U_{\text{а}} = U_{\text{нот}} - U_{\text{оти}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} (U_{\text{аио.мах}}^+ + U_{\text{аио.мах}}^-)$$

Схема рисунка 17.3,а) является частным случаем предыдущей схемы при $U_{\text{ОП}}=0$. Ее пороговые напряжения и зона гистерезиса (рисунок 17.3, б) составляют

$$U_{\text{СР}} = \kappa U_{\text{ВЫХ МАХ}}^+, \quad U_{\text{ОТП}} = -\kappa U_{\text{ВЫХ МАХ}}^-$$

$$U_{\text{Г}} = \kappa (U_{\text{ВЫХ МАХ}}^+ + U_{\text{ВЫХ МАХ}}^-),$$

где $\kappa = R_1/(R_1+R_2)$.

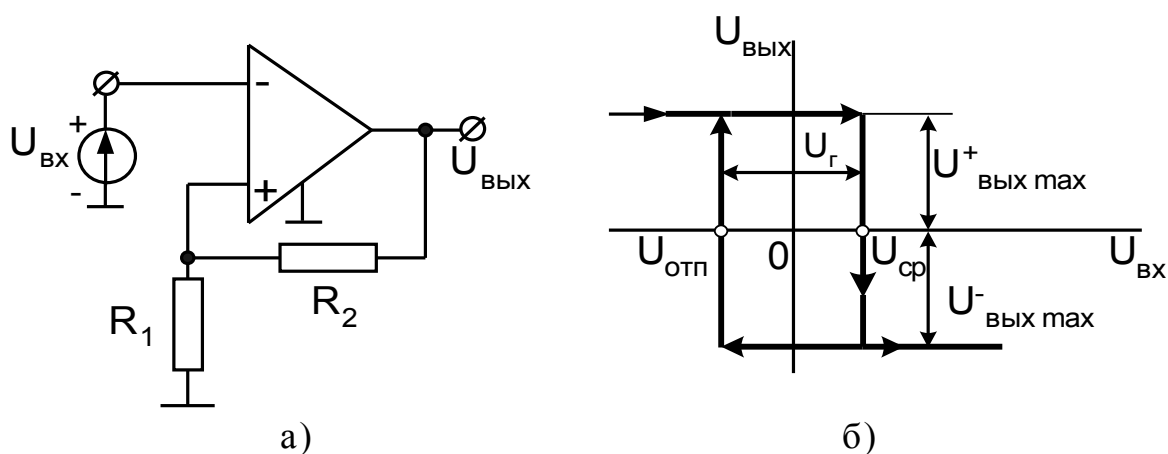


Рисунок 17.3 - Схема компаратора с положительной обратной связью и нулевым опорным напряжением (а), его передаточная характеристика (б)

Схема рисунка 17.3, а) служит основой при построении генераторов импульсов на операционных усилителях.

Важнейшим показателем операционных усилителей, работающих в импульсном режиме, является их *быстродействие*, которое

оценивается *задержкой срабатывания и временем нарастания выходного напряжения*. Задержка срабатывания (время задержки выходного импульса) ОУ общего применения составляет единицы микросекунд, а время нарастания выходного напряжения - доли микросекунды.

Лучшим быстродействием обладают специализированные ОУ, предназначенные непосредственно для импульсного режима работы и получившие общее название «компараторы». Задержка срабатывания таких микросхем составляет менее 1 мкс, а время нарастания - сотые доли микросекунды. Более высокое быстродействие достигается за счет уменьшения τ_{β} интегральных транзисторов и исключения режима их насыщения в схеме ОУ.

18 Триггерные и генераторные устройства

Во всех импульсных устройствах приходится иметь дело, как правило, только с двумя уровнями сигнала. Поэтому в основе их построения лежат схемы коммутации. Общим для всех схем коммутации является работа полупроводниковых приборов в ключевом режиме. Это предполагает возможность минимизации рассеиваемой в них мощности и, следовательно, использование при изготовлении методов гибридной и полупроводниковой технологий. Последнее является главной причиной широкого использования устройств импульсной электроники, позволяющих разрабатывать на своей основе надежные, экономичные, малогабаритные системы, предназначенные для решения различных практических задач.

Основные принципы работы и построения импульсных устройств рассмотрим на примере нескольких наиболее типичных схем, выполненных на биполярных транзисторах.

18.1. Транзисторные триггеры

Триггер (от англ. trigger – курок) – бесконтактное электронное устройство с двумя устойчивыми состояниями равновесия, способное под воздействием внешнего управляющего сигнала переходить скачком из одного состояния в другое. Применительно к электронной схеме под устойчивым состоянием равновесия понимают такой режим ее работы, при котором токи и напряжения в любом ее эле-

менте неизменны во времени (постоянны). При этом возникающие изменения (переменные составляющие), обусловленные действием внешних ограниченных по величине и длительности возмущений с течением времени стремятся к нулю. Следовательно, если устройство имеет устойчивое состояние равновесия, оно может находиться в нем произвольно длительное время.

С устройством, отвечающим перечисленным признакам, мы уже сталкивались - это гистерезисный компаратор напряжения. Согласно его передаточной характеристике, если его входной сигнал лежит в диапазоне $U_{от} < u_{вх} < U_{сп}$, выходное напряжение компаратора неизменно (либо $+U_{ВЫХМАХ}$, либо $-U_{ВЫХМАХ}$) и может поддерживаться на этом уровне сколь угодно долго. Для изменения уровня выходного напряжения необходимо, чтобы входное напряжение компаратора вышло из области гистерезиса его передаточной характеристики.

Анализируя схему компаратора, можно прийти к выводу, что для получения триггера необходимо и достаточно любой усилитель охватить цепью положительной обратной связи с коэффициентом передачи $b_{ос} > 1/K_0$, где K_0 – коэффициент передачи усилителя без цепи обратной связи. Этот принцип заложен в основу построения всех триггерных устройств.

В настоящее время разработано большое число различных триггерных схем, основное отличие которых заключается в типе используемого усилителя и способе введения в этот усилитель цепи положительной обратной связи. По этим признакам можно выделить два основных класса триггеров: с коллекторно-базовыми связями и с эмиттерной связью. Триггер с коллекторно-базовыми связями, схема которого приведена на рисунке 18.1, а, называют *симметричным триггером*.

Понятие симметричности здесь относится не только к схеме, но и к параметрам ее элементов:

$$R_{K1} = R_{K2} = R_K; R_{B1} = R_{B2} = R_B; R_{CM1} = R_{CM2} = R_{CM}.$$

Триггер представляет собой две каскадно-соединенные управляемые ключевые схемы ($VT1, R_{K1}$ и $VT2, R_{K2}$), охваченные цепью положительной обратной связи. Для ускорения процессов, происходящих в устройстве, связи между выходом одной из схем коммутаций с управляющим входом другой выполнены с использованием форсирующих RC-цепей ($R_{B1}, C1$ и $R_{B2}, C2$). Кроме основного источника питания $+U_{п}$ в схеме используется дополнительный источник смеще-

ния $-U_{\tilde{N}i}$, обеспечивающий через резисторы R_{CM1} и R_{CM2} подачу на базы транзисторов $VT1$ и $VT2$ некоторого запирающего сигнала.

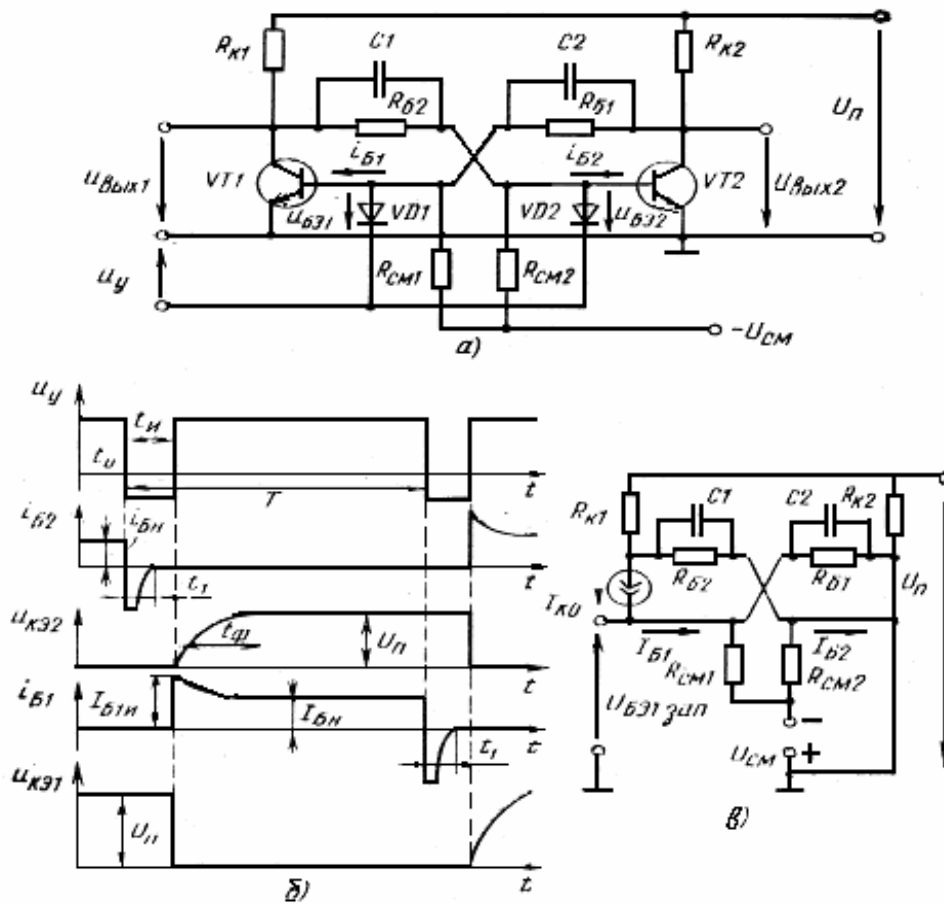


Рисунок 18.1 Схема триггера с коллекторно-базовыми связями (а), временные диаграммы, поясняющие работу триггера (б) и схема замещения (в)

Рассмотрим работу приведенной схемы. При подключении напряжения питания в базовых цепях транзисторов $VT1$ и $VT2$ начинают протекать токи, которые согласно первому закону Кирхгофа соответственно равны:

$$i_{B1} = \frac{(u_{BЫX2} - U_{БЭ1.0}) / R_{B1} + (U_{CM} - U_{БЭ1.0}) / R_{CM1}}{1 + r_{BX1} / R_{B1} + r_{BX1} / R_{CM1}}$$

$$i_{B2} = \frac{(u_{BЫX1} - U_{БЭ2.0}) / R_{B2} + (U_{CM} - U_{БЭ2.0}) / R_{CM2}}{1 + r_{BX2} / R_{B2} + r_{BX2} / R_{CM2}}$$

где $U_{A\dot{Y}1.0}$, r_{BX1} и $U_{A\dot{Y}2.0}$, r_{BX2} — параметры кусочно-линейной аппроксимации входной характеристики транзисторов $VT1$ и $VT2$.

Полагая, для $VT1$ и $VT2$ $h_{21\dot{Y}} \gg 1$, можно записать:

$$u_{ВЫХ2} = U_{\Pi} - i_{B2} h_{21\dot{Y}2} R_{K2}$$

$$u_{ВЫХ1} = U_{\Pi} - i_{B1} h_{21\dot{Y}1} R_{K1}$$

Очевидно, для полностью симметричной схемы $i_{A1} = i_{A2}$ и $u_{ВЫХ1} = u_{ВЫХ2}$, что предполагает работу обоих транзисторов в активном режиме. Однако на практике достичь полной симметрии схемы не удастся. Предположим, что в некоторый момент $i_{A1} < i_{A2}$. Тогда $u_{ВЫХ2} < u_{ВЫХ1}$. Увеличение $u_{ВЫХ1}$, в свою очередь, повлечет дальнейшее увеличение i_{A2} и падение $u_{ВЫХ2}$. Следует отметить, что процесс изменения токов из-за действия цепи положительной обратной связи протекает лавинообразно. Следовательно, и процесс переключения транзисторов в триггерном устройстве носит лавинообразный (регенеративный) характер. Он завершается в момент времени, когда один из транзисторов (в данном случае $VT2$) попадает в режим насыщения, а другой ($VT1$) — в режим глубокой отсечки, что приводит к фактическому размыканию цепи положительной обратной связи. Это состояние схемы будет устойчивым. При этом, если транзистор насыщен, $U_{БК} = U_{БЭ} = U_{КЭ} = 0$, если заперт, $I_{Э} = 0$ и $I_{Б} = -I_{КО}$. Схема замещения для рассматриваемого состояния триггера показана на рисунке 18.1,в. Напряжение эмиттерного перехода запертого транзистора $VT1$

$$U_{БЭ1ЗАП} = I_{КО} R_{СМ1} R_{Б1} / (R_{СМ1} + R_{Б1}) - U_{СМ1} R_{Б1} / (R_{СМ1} + R_{Б1})$$

При $U_{БЭ1ЗАП} = 0$ устойчивое запертое состояние $VT1$ определяется из условия

$$R_{СМ1} \leq U_{СМ1} / I_{КО}$$

С одной стороны, для насыщения $VT2$ необходимо, чтобы $I_{Б2} \geq U_{\Pi} q / R_{K2} h_{21ЭМН}$, где q — степень насыщения; $h_{21ЭМН}$ — минимальный коэффициент передачи тока транзистора $VT2$. С другой стороны, справедливо выражение $I_{Б2} = (U_{\Pi} - I_{КО} R_{K1}) / (R_{K1} + R_{Б2}) - U_{СМ} / R_{СМ2}$

Учитывая симметричность триггера, решаем выражение для I_{A2} относительно R_B ; получаем условие для устойчивого насыщенного состояния транзистора

$$R_A \leq R_E \left[\frac{h_{21YMIN} (1 - I_{E1} R_E / U_I)}{q + h_{21YMIN} U_{N1} R_E / U_I R_{N1}} - 1 \right]$$

Таким образом, при выполнении вышеуказанных условий состояние, установившееся после включения схемы, будет устойчивым.

Вывести триггер из устойчивого состояния можно только подачей внешнего управляющего сигнала u_Y в базовые или коллекторные цепи его транзисторов. Если u_Y подается только в цепь одного из транзисторов, то такой способ управления (запуска) называют *разделенным*, если в цепь управления обоих транзисторов — *общим* или *счетным*.

Для управления триггером можно использовать импульсы произвольной полярности. Однако на практике большее распространение получило управление импульсами, полярность которых является запирающей для транзисторов схемы. Это уменьшает необходимую мощность сигналов управления и увеличивает быстродействие устройства.

Очевидно, что процессы переключения триггера при раздельном и общем запусках имеют много общего. Рассмотрим процессы переключения триггера с общим запуском. В схеме триггера на рисунке 18.1,а используется общий запуск запирающими (отрицательными) импульсами u_Y , которые подаются в базовые цепи транзисторов через диоды $VD1$ и $VD2$. На рисунке 18.1,б показаны упрощенные временные диаграммы, поясняющие его работу.

Для надежного переключения триггера выбирают амплитуду и длительность u_Y из условия запираения ранее включенного транзистора схемы. Если это условие выполнено, то на интервале $t_E - t_1$ оба транзистора оказываются запертыми ($t_1 = t_{PAC} + t_{CP}$ — время выключения насыщенного транзистора). Дальнейшие процессы в схеме определяются напряжениями на конденсаторах $C1$ и $C2$, которые кроме форсирования переключения транзисторов выполняют функции элементов памяти о предыдущем состоянии триггера.

В устойчивом состоянии (рисунок 18.1,б) транзистор $VT2$ насыщен, а $VT1$ заперт. Поэтому $U_{C1} = U_I - R_{E1} (I_{A2} + I_{E1}) \approx U_I$ и

$U_{C2} = U_{БЭ13АП} \approx 0$. За время t_H напряжения на конденсаторах не успевают измениться. При этом после окончания запускающего импульса u_Y ток $i_{A1} \gg i_{A2}$ и начинается процесс включения $VT1$, в результате напряжения $u_{ВЫХ1}$, $u_{БЭ2} = u_{ВЫХ2} - u_{C1}$ и ток i_{A2} уменьшаются. Из-за действия цепи положительной обратной связи процесс развивается лавинообразно и заканчивается насыщением транзистора $VT1$ и запирающим $VT2$. В схеме устанавливается новое устойчивое состояние. Скорость увеличения напряжения $u_{КЭ2} = u_{ВЫХ2}$ определяется временем перезаряда конденсатора $C2$ от источника $U_{П}$ через резистор R_{K2} и прямосмещенный эмиттерный переход транзистора $VT1$. По окончании заряда конденсатора $C2$ падение напряжения на нем примет установившееся значение, равное $u_{C2} = U_{П}$. Длительность этого процесса ориентировочно можно оценить выражением

$$t_{\phi} = 3R_K C = 3R_{K2} C_2$$

По мере заряда конденсатора $C2$ базовый ток транзистора $VT1$ уменьшается от $I_{A1\delta}$, обусловленного током перезаряда $C2$, до значения $I_{БН} \approx U_{П} / (R_{K2} + R_{Б1})$.

В то же время, ранее заряженный конденсатор $C1$ разряжается на параллельно соединенные резисторы $R_{Б2}$ и $R_{СМ2}$. Длительность этого процесса можно оценить выражением

$$t_{ВОС} \approx 3 \frac{R_{Б} R_{СМ} C}{R_{Б} + R_{СМ}} = 3 \frac{R_{Б2} R_{СМ2} C_1}{R_{Б2} + R_{СМ2}}$$

Время $t_{ВОС}$ называется *временем восстановления*. Оно необходимо для подготовки триггера к следующему переключению. В конце $t_{ВОС}$ напряжение конденсатора $C1$ и, следовательно, напряжение эмиттерного перехода $VT2$ достигнут установившихся значений.

В реальных схемах обычно выполняется условие $R_{Б} \gg R_K$ и $R_{СМ} \gg R_K$. Поэтому, как правило, $t_{\phi} \ll t_{ВОС}$ и минимальный период следования управляющих импульсов определяется условием

$$T_{MIN} \geq t_{\Delta i \dot{N}}$$

Таким образом, выходное напряжение триггера в установившемся режиме может принимать два значения: $U_{ВЫХ MIN} = U_{КЭН}$ — напряжение открытого транзистора, работающего в режиме насыщения

и $U_{\text{ВЫХМАХ}} \approx U_{\text{П}}$ — напряжение запертого транзистора, работающего в режиме отсечки.

После прихода очередного запускающего импульса в момент $t = t_0 + T$ процессы в схеме повторяются. Транзистор $VT1$ перейдет в режим отсечки, а $VT2$ — в режим насыщения.

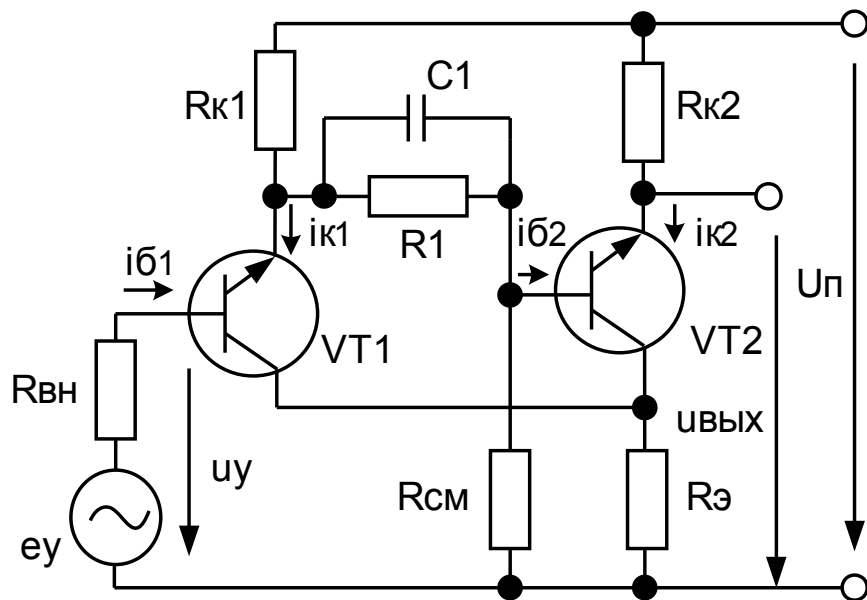
Из приведенного анализа можно сделать вывод, что надежность переключения схемы во многом определяется длительностью импульса управления. С одной стороны, длительность $t_{\text{И}}$ должна быть больше длительности t_1 выключения ранее насыщенного транзистора, иначе он не успеет запереться и переключение схемы не произойдет. С другой стороны, слишком большое $t_{\text{И}}$ приведет к тому, что разность напряжений на конденсаторах $C1$ и $C2$ из-за их разряда через резисторы $R_{\text{Б1}}$ и $R_{\text{Б2}}$ уменьшится, что может привести к потере памяти о предыдущем состоянии схемы. Поэтому емкости конденсаторов $C1$ и $C2$ необходимо увеличивать, но это приводит к снижению максимально допустимой частоты переключений триггера. Заметим, что эти требования к длительности $t_{\text{И}}$, характерны только для общего запуска триггера.

При раздельном запуске запирающими импульсами переключение триггера происходит сразу после выключения ранее насыщенного транзистора, а не после окончания u_{γ} , что обеспечивает более высокую максимально допустимую частоту его переключения.

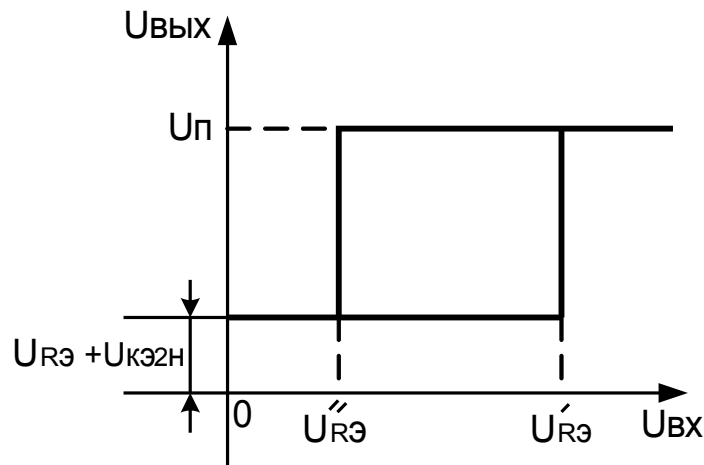
Триггер с эмиттерной связью, схема которого приведена на рисунке 18.2,а отличается от симметричного триггера с коллекторно-базовыми связями несимметричностью связей между транзисторами.

Если для связи выхода транзистора $VT1$ первой схемы коммутации с входом транзистора $VT2$ (управляющим входом второй схемы коммутации), как и ранее, используется резистивно-емкостная форсирующая цепь $RIC1$, то цепь положительной обратной связи образована включением в эмиттерные цепи транзисторов общего резистора $R_{\text{Э}}$.

В исходном состоянии ($u_{\gamma} = 0$) транзистор $VT2$ открыт (режим насыщения) и на его входе протекает ток $I_{\text{Б2Н}}$ от источника питания $+U_{\text{П}}$ через последовательно соединенные резисторы $R_{\text{К1}}$ и R_1 . На резисторе $R_{\text{Э}}$, присутствует падение напряжения $U_{\text{КЭ}} = I_{\text{Э2}} R_{\text{Э}}$, которое надежно запирает транзистор $VT1$. Конденсатор $C1$ заряжен до напряжения $U_{\text{С1}} \approx -I_{\text{Б2Н}} R_1$.



а)



б)

Рисунок 18.2 – Схема триггера с эмиттерной связью (а), передаточная характеристика триггера с эмиттерной связью (б)

При увеличении входного напряжения $u_y > U_{БЭ10} + I_{Э2H}R_{Э}$, где $U_{БЭ10}$ — пороговое напряжение эмиттерного перехода транзистора $VT1$, транзистор $VT1$ начинает открываться. Напряжение заряженного конденсатора $C1$ (U_{C1}) начинает смещать эмиттерный переход транзистора $VT2$ в обратном направлении, способствуя уменьшению его тока базы $i_{Б2}$. Покажем, что обратная связь, образованная резистором $R_{Э}$, положительна и, поэтому способствует форсированному переключению транзисторов $VT1$ и $VT2$. Допустим, что оба транзистора находятся в активном режиме работы и ток $i_{Б1}$ получил неко-

торое положительное приращение Δi_{A1} . Это приращение вызовет пропорциональное изменение коллекторного тока $\Delta i_{K1} = \Delta i_{B1} h_{21\Theta 1}$.

Так как напряжение конденсатора $C1$ в силу законов коммутации не может измениться скачком, то в первом приближении можно считать, что $\Delta U_{EY1} = \Delta U_{AY2} \approx 0$. Следовательно, изменение коллекторного тока транзистора $VT1$ гложет произойти только за счет уменьшения базового тока транзистора $VT2$, т. е. $\Delta i_{EY1} = -\Delta i_{A2}$, и не сопровождается изменением напряжений на резисторах R_{K1} и R_{Θ} . Уменьшение базового тока транзистора $VT2$ на Δi_{A2} приводит к соответствующему уменьшению как его эмиттерного тока [$\Delta i_{Y2} = (h_{21Y2} + 1)\Delta i_{A2}$], так и падения напряжения на резисторе обратной связи R_{Θ}

$$\Delta u_{EY} = -\Delta i_{A1} h_{21Y1} (h_{21Y2} + 1) R_{Y}$$

Напряжение, приложенное к эмиттерному переходу транзистора $VT1$, $U_{AY1} = U_Y - U_{RY}$, при неизменной величине u_Y получит положительное приращение $\Delta u_{AY} = \Delta u_{RY}$, что повлечет дальнейшее увеличение тока базы транзистора $VT1$ и уменьшение тока базы транзистора $VT2$. Этот процесс, протекая лавинообразно, завершится насыщением транзистора $VT1$ и запираанием транзистора $VT2$.

Обычно в схеме выполняется условие $R_{E1} > R_{E2}$, поэтому после переключения напряжение $U''_{RY} = I_{Y1} R_Y < U'_{RY}$.

Следовательно, передаточная характеристика схемы, как и характеристика компаратора с цепью положительной обратной связи, имеет гистерезис (рисунок 18.2,б).

В отличие от симметричного триггера, в рассмотренной схеме нагрузка, подключаемая к коллектору транзистора $VT2$, практически не оказывает влияния на режим работы триггера. Поэтому данная схема характеризуется большей, чем симметричный триггер, нагрузочной способностью и может устойчиво работать при любом виде нагрузки, включая емкостную.

Рассмотренная схема, называемая триггером Шмитта, наравне с компаратором находит широкое применение в качестве порогового устройства, реагирующего на уровень входного напряжения.

В заключение следует отметить общую особенность обеих рассмотренных схем. Конденсаторы, применяемые в триггерах, служат лишь для ускорения процессов переключения транзисторов, а поэтому могут отсутствовать. Следовательно, схема триггера может быть

выполнена только с использованием резисторов и полупроводниковых элементов, что важно с точки зрения применения современных методов технологии изготовления электронных устройств.

18.2. Основы теории генераторов. Баланс амплитуд и фаз

Генератором электрических колебаний называется устройство, преобразующее энергию источника постоянного тока в энергию переменного тока требуемой формы. В зависимости от формы выходного напряжения различают: генераторы гармонических колебаний и генераторы негармонических колебаний (импульсные или релаксационные генераторы).

Не зависимо от формы выходного напряжения любой генератор может работать в одном из двух режимов: режим автоколебаний; режим запуска внешними импульсами.

Генератор, работающий в режиме автоколебаний, обычно называют *автогенератором*. Выходное переменное напряжение формируется на его выходе сразу после подключения напряжения питания и не требует для начала работы подачи внешнего управляющего воздействия.

Генераторы, работающие в режиме запуска внешними импульсами, после подключения источника питания могут сколь угодно долго находиться в устойчивом состоянии, не формируя выходное переменное напряжение. При подаче управляющего сигнала на вход такого генератора, на его выходе формируется выходной сигнал, параметры которого полностью определяются - собственными характеристиками устройства. Такой режим работы часто называют ждущим или заторможенным. Большое распространение получили заторможенные мультивибраторы — *одновибраторы*.

В соответствии со сказанным, автогенераторный режим работы применяется в устройствах, используемых в основном в качестве задающих генераторов, а ждущий — в устройствах, преобразующих форму импульсов к требуемому виду.

Условия самовозбуждения автогенератора (баланс амплитуд и фаз). Пусть имеются два четырехполюсника:

первый — с комплексным коэффициентом усиления \dot{K}_U , действующим в направлении, показанном зачерненной стрелкой (рисунок 18.3), т. е.

$$\dot{K}_U = \dot{U}_2 / \dot{U}_1 = K_U(\omega) e^{j\varphi_K(\omega)}$$

где $K_U(\omega) = U_2(\omega)/U_1(\omega)$ — модуль коэффициента усиления на частоте ω ; $\varphi_k(\omega) = \psi_2(\omega) - \psi_1(\omega)$ — сдвиг фаз между выходным и входным напряжениями усилителя \dot{K}_u на частоте ω ;

второй — с комплексным коэффициентом передачи \dot{B}_U , т. е.

$$\dot{B}_U = \dot{U}'_2 / \dot{U}'_1 = B_U(\omega) e^{j\varphi_B(\omega)}$$

где $B_U(\omega) = U'_2(\omega)/U'_1(\omega)$ — модуль коэффициента передачи на частоте ω ; $\varphi_B(\omega) = \psi_2(\omega) - \psi_1(\omega)$ — сдвиг фаз между выходным и входным напряжениями четырехполюсника \dot{B}_u на частоте ω .

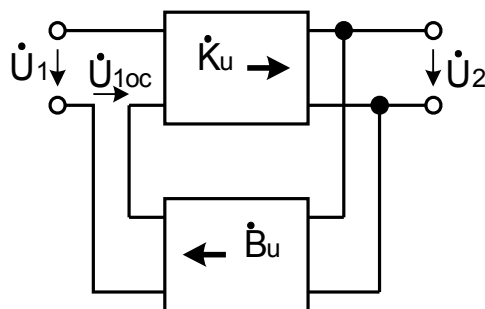


Рисунок 18.3 - Структурная схема автогенератора

Соединив оба четырехполюсника, как это показано на рисунке 18.3, получим усилительное устройство со встроенным каналом обратной связи, обеспечивающим суммирование выходного сигнала четырехполюсника с коэффициентом передачи \dot{B}_U с входным сигналом четырехполюсника \dot{K}_U , т. е. реализацию положительной обратной связи.

Запишем с учетом действия цепи положительной обратной связи выражение для суммарного коэффициента передачи полученной структуры

$$(\dot{K}_U)_{oc} = \dot{K}_U / (1 - \dot{B}_U \dot{K}_U)$$

Предположим, что в некоторый момент t_0 на входе схемы рисунка 18.3 появилось некоторое сколь угодно малое напряжение $\Delta \dot{U}_1$. Представим это напряжение в виде суммы гармоник. В общем случае

$$\Delta \dot{U}_1 = \sum_{i=0}^{\infty} U_{mi} \sin(\omega_i t + \phi_i)$$

Тогда для выходного напряжения рассматриваемой схемы с можно записать

$$\Delta \dot{U}_2 = \Delta \dot{U}_1 \frac{K_U(\omega) \exp j\varphi_E(\omega)}{1 - K_U(\omega)B_U(\omega) \exp j[\varphi_K(\omega) + \varphi_B(\omega)]}$$

Если для некоторой частоты ω_1 выполняется условие

$$K_U(\omega)B_U(\omega) \exp j[\varphi_K(\omega) + \varphi_B(\omega)] = 1$$

то амплитуда выходного напряжения с частотой ω_1 будет стремиться к бесконечности независимо от того, насколько было мало начальное значение

U_{m1} . Это означает, что в схеме рисунка 18.3 возможно существование устойчивых колебаний с частотой ω_1 . Условие выполняется, если

$$\varphi_K(\omega_1) + \varphi_B(\omega_1) = 2\pi k$$

где $k=0, 1, 2, \dots$ — целое число, и

$$|K_U(\omega_1)B_U(\omega_1)| = 1$$

Последние два выражения и есть условия самовозбуждения генератора. Первое из них известно как *условие баланса фаз*, а второе — как *условие баланса амплитуд*.

Если эти условия выполняются только для одной частоты, то на выходе схемы присутствуют колебания только этой единственной частоты и устройство является автогенератором гармонических колебаний. Если указанные условия выполняются для нескольких частот, то выходное напряжение имеет негармонический характер. В частном случае, когда условия выполнены для бесконечного диапазона частот $0 \leq \omega \leq \infty$, выходное напряжение генератора имеет вид перепадов напряжения или тока.

18.3. Автогенераторы и принципы обеспечения баланса фаз

Автогенераторы гармонических колебаний широко используют в измерительной технике.

Различают следующие основные типы автогенераторов: низкочастотные (до 100 кГц); высокочастотные (от 100 кГц до 10 МГц); ультравысокочастотные (свыше 10 МГц). Основными функциональными элементами автогенератора являются активный элемент, выполненный в виде усилительного устройства для обеспечения баланса амплитуд, и фазосдвигающая цепь, обеспечивающая баланс фаз.

Простейший автогенератор гармонических колебаний может быть реализован на однокаскадном усилителе, снабженном цепью положительной обратной связи. Как известно, фаза выходного сигнала в транзисторном каскаде, выполненном по схеме включения с общим эмиттером, оказывается сдвинутой относительно входного на угол, равный π . В то же время баланс фаз требует сдвига фаз $\Delta\psi = 2\pi n_r$ ($n_r = 0, 1, 2, \dots$). Поэтому автогенератор на однокаскадном усилителе можно получить, если за счет внешней фазосдвигающей цепи обеспечить дополнительный сдвиг фазы выходного сигнала на угол, равный π .

В реальных автогенераторах такой фазовый сдвиг в каналах обратной связи осуществляют двумя способами: посредством магнитной (трансформаторной) связи, реализующей так называемые LC -схемы, и с помощью резистивно-емкостной связи в RC -схемах. При трансформаторной связи внешняя цепь строится либо с использованием гальванически не связанных обмоток трансформатора (рисунок 18.4,а), либо со встречным включением обмоток в последовательной схеме (рисунок 18.4,б).

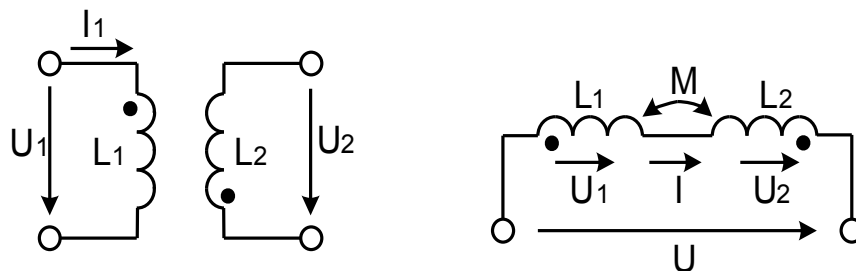


Рисунок 18.4 - Схема цепи трансформаторной ПОС с использованием отдельных обмоток (а) и встречным включением обмоток трансформатора (б)

Однако в обоих случаях входное \dot{U}_1 и выходное \dot{U}_2 напряжения направлены навстречу друг другу, а потому сдвиг фаз $\psi = \psi_2 - \psi_1 = \pi$.

Для реализации резистивно-емкостной связи в цепь положительной обратной связи (ПОС) можно включить RC -контур (Γ -образную ячейку) (рисунок 18.5, а).

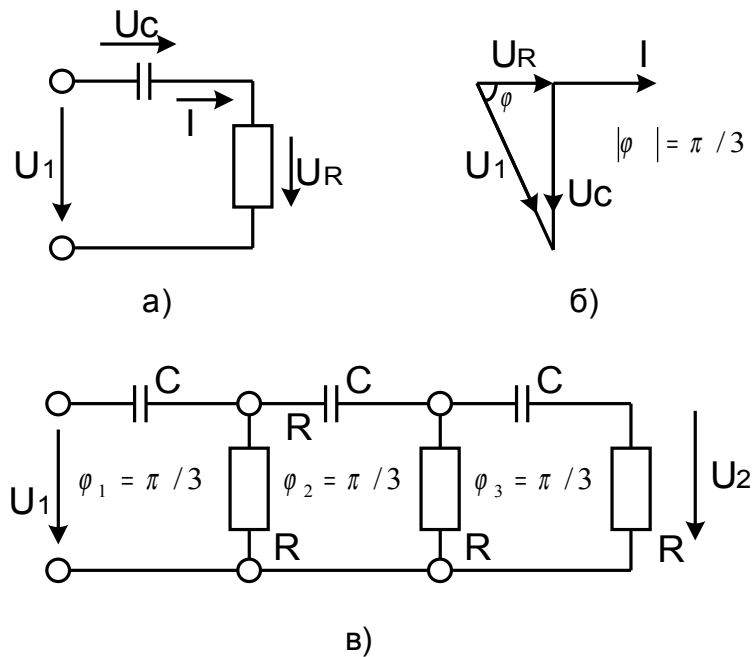


Рисунок 18.5 - Резистивно-емкостная цепь (а), ее векторная диаграмма (б) и схема трехзвенной цепи ПОС(в)

Ранее было показано, что для такой цепи фазовый сдвиг $\Delta\phi = \pi$ достигается только при $\omega \rightarrow \infty$. Поэтому для получения $\Delta\phi = \pi$ на некоторой, отличной от бесконечности, частоте необходимо каскадно включать как минимум две таких цепи. Полагая, например, $U_R = U_C$ и выбирая значение $X_C = 1/\omega C = \sqrt{3}R$, получаем сдвиг фаз (рисунок 18.5,б)

$$|\phi| = \arctg X_C / R = \arctg \sqrt{3} = \pi / 3$$

Поэтому для обеспечения требуемого $\phi = \pi$ используют, как показано на рисунке 18.5,в, трехзвенную комбинацию Г-образных ячеек.

Для получения синусоидального выходного напряжения широко применяются генераторы, использующие в цепи положительной обратной связи параллельный колебательный контур. Рассмотрим работу таких устройств.

Роль колебательного контура. Пусть имеем реальный RLC -контур с предварительно заряженным до напряжения U_0 конденсатором C (рисунок 18.6,а). Как известно, электромагнитные процессы в RLC -контуре описываются дифференциальным уравнением второго порядка. При относительно малом активном сопротивлении, что соответствует используемым в генераторах колебательным контурам высокой добротности, изменение тока i имеет почти синусоидальный характер с плавным уменьшением амплитуды колебаний (рисунок

18.6,б). Коэффициент затуханий этих колебаний $\alpha = R/(2L)$, а частота $f_0 = 1/2\pi \sqrt{LC}$.

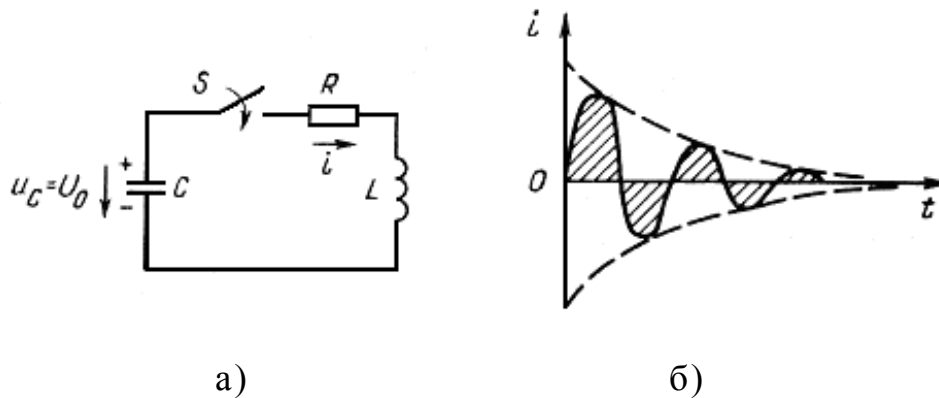


Рисунок 18.6 - Схема последовательного колебательного контура (а) и переходный процесс изменения тока в нем (б)

Включая колебательный контур в цепь обратной связи транзисторного усилительного каскада и обеспечивая в системе баланс амплитуд и фаз, получаем автогенератор синусоидальных колебаний. На рисунке 18.7 приведена схема простейшего автогенератора с колебательным $L_K C_K$ -контуром и взаимной индуктивной обратной связью.

В колебательном контуре, включенном в коллекторную цепь транзистора VT , под действием напряжения питания возникают затухающие синусоидальные колебания (см. рисунок 18.6,б).

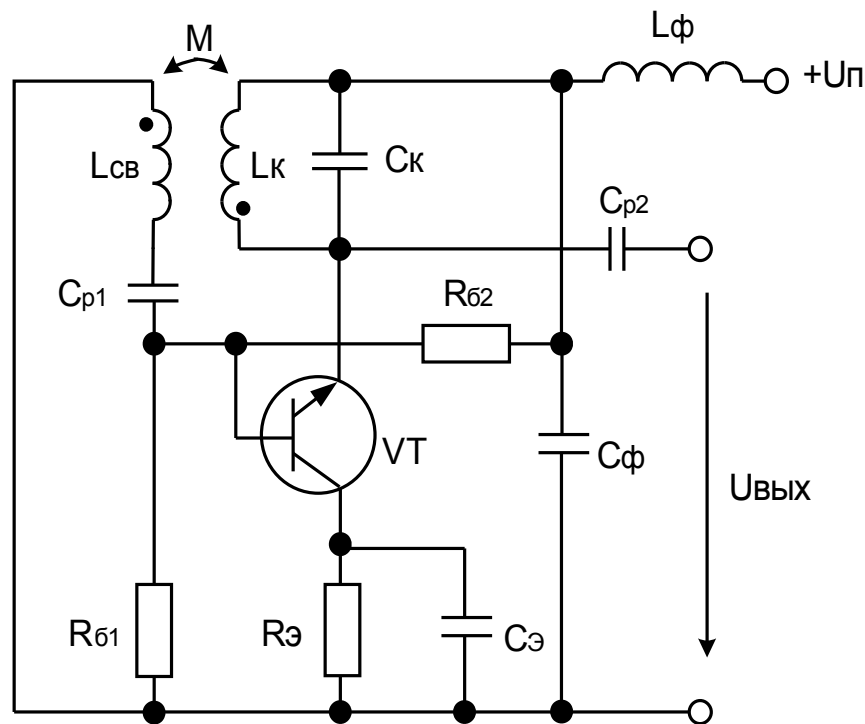


Рисунок 18.7 - Схема автоколебательного LC-генератора

Взаимоиндуктивная связь дросселей L_{CB} и L_K обеспечивает передачу сигнала обратной связи с дополнительным сдвигом фаз (входного и выходного сигналов) на угол $\phi = \pi$, что позволяет обеспечить в схеме баланс фаз. Если параметры транзисторного каскада выбрать с учетом выражения для баланса амплитуд, то в данной схеме будет выполнено и условие баланса амплитуд, что приведет к установлению устойчивых синусоидальных колебаний выходного напряжения.

Элементы L_ϕ и C_ϕ , включенные в цепь питания транзистора VT , обеспечивают протекание переменной составляющей коллекторного тока VT , минуя источник питания $U_{П}$.

Рассмотренные выше LC -генераторы оказываются малоэффективными при низких частотах из-за необходимости применения в колебательном контуре катушки индуктивности и конденсатора с большими номиналами L и C . Поэтому при низких частотах более предпочтительны автогенераторы RC -типа.

На рисунке 18.8 приведена простейшая схема автогенератора RC -типа. Как было показано ранее, трехзвенная RC -цепь в контуре обратной связи, обеспечивает в схеме баланс фаз, способствующий генерации в выходной цепи транзистора VT гармонических колебаний. Следует отметить, что роль $R_{Б1}$ в делителе напряжения на входе транзистора VT в данном случае выполняет правый (третий) резистор R в фазосдвигающей цепи схемы рисунка 18.8.

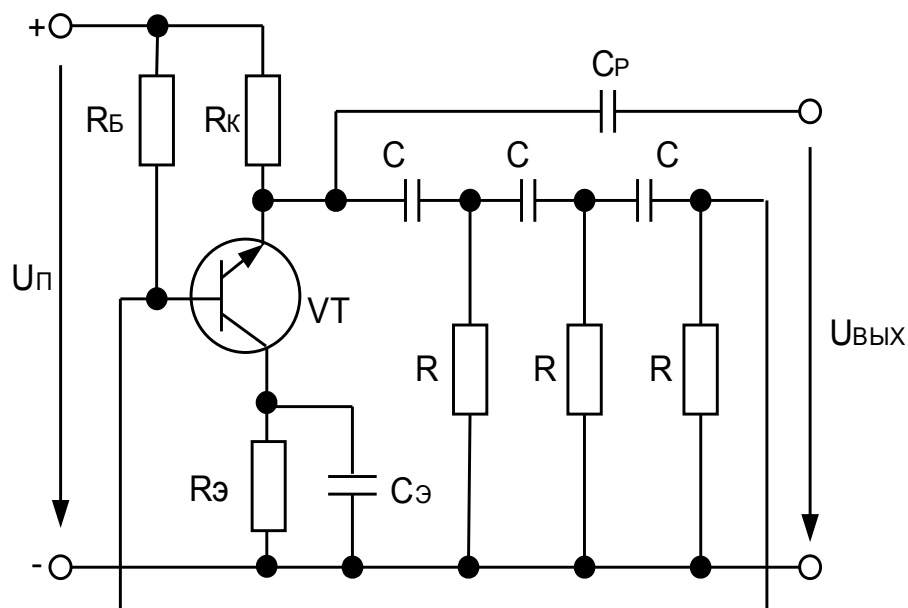


Рисунок 18.8 – Схема автоколебательного RC -генератора

18.4 Мультивибраторы на операционных усилителях

Мультивибраторы относятся к классу узлов импульсной техники, предназначенных для генерирования периодической последовательности импульсов напряжения прямоугольной формы с требуемыми параметрами (амплитудой, длительностью, частотой следования и др.). Подобно генераторам синусоидальных колебаний, мультивибраторы работают в режиме самовозбуждения: для формирования импульсного сигнала в мультивибраторах не требуется внешнее воздействие, например подача входных сигналов. Процесс получения импульсного напряжения основывается на преобразовании энергии источника постоянного тока.

Мультивибратор в подавляющем большинстве случаев выполняет функцию задающего (ведущего) генератора, формирующего запускающие входные импульсы для последующих узлов и блоков в системе импульсного или цифрового действия.

Существует большое разнообразие средств и методов построения схем мультивибраторов. В настоящее время для построения мультивибраторов наибольшее распространение получили операционные усилители (ОУ) в интегральном исполнении.

Возможность создания мультивибратора на операционном усилителе основывается на использовании ОУ в качестве порогового узла (компаратора). Схема симметричного мультивибратора на ОУ приведена на рисунке 18.9.

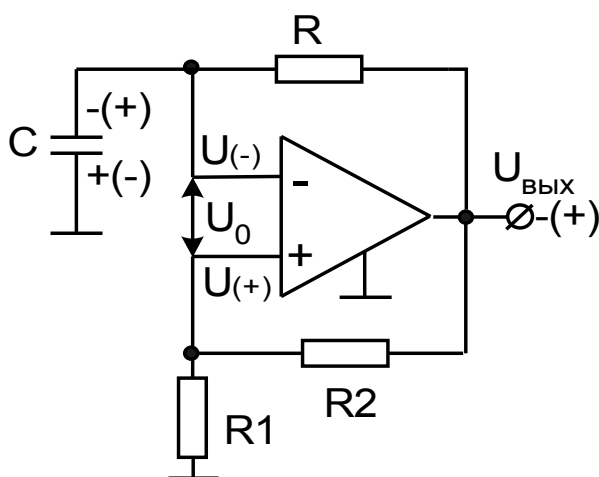


Рисунок 18.9 - Схема симметричного мультивибратора на ОУ

Ее основой служит компаратор на ОУ с положительной обратной связью (см рисунок 17.2, а), обладающий передаточной характе-

ристикой вида рис. 17.2, б. Автоколебательный режим работы создается благодаря подключению к инвертирующему входу ОУ времязадающей цепи из конденсатора C и резистора R . Принцип действия схемы иллюстрируют временные диаграммы, приведенные на рис. 18.10, а— в.

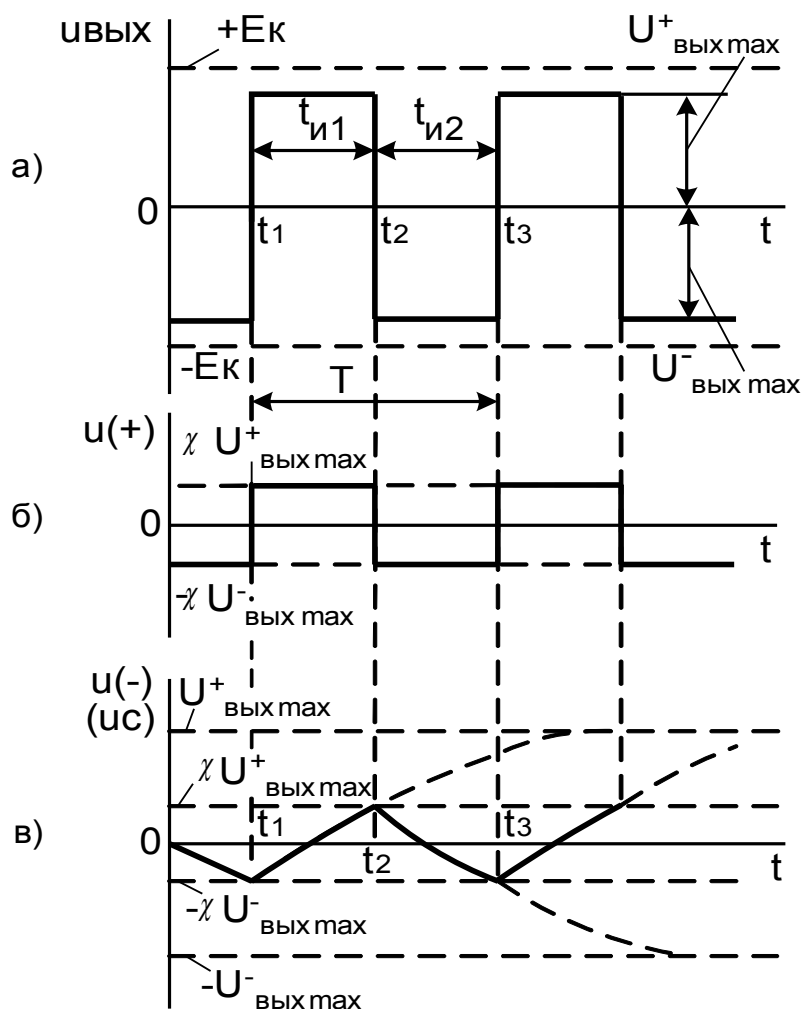


Рисунок 18.10 – Временные диаграммы симметричного мультивибратора

Предположим, что до момента времени t_1 напряжение между входами ОУ $u_0 > 0$. Это определяет напряжение на выходе операционного усилителя $u_{\text{ВЫХ}} = -U_{\text{ВЫХМАХ}}^-$ и на его неинвертирующем входе $u_{(+)} = -\chi U_{\text{ВЫХМАХ}}^-$ (рисунок 18.10, а, б), где $\chi = R_1 / (R_1 + R_2)$ – коэффициент передачи цепи положительной обратной связи. Наличие на выходе схемы напряжения $-U_{\text{ВЫХМАХ}}^-$ обуславливает процесс заряда конденсатора C через резистор R с полярностью, указанной на рисунке 18.9 без скобок. В момент времени t_1 экспоненциально изменяющееся напряжение на инвертирующем входе ОУ (рисунок 18.10, в) достига-

ет напряжения на неинвертирующем входе $-\chi U_{ВЫХМАХ}^-$. Напряжение u_0 становится равным нулю, что вызывает изменение полярности напряжения на выходе ОУ: $u_{ВЫХМАХ} = U_{ВЫХМАХ}^+$ (рисунок 18.10, а). Напряжение $u_{(+)}$ изменяет знак и становится равным $\chi U_{ВЫХМАХ}^+$ (рисунок 18.10,б), что соответствует $u_0 < 0$ и $u_{ВЫХ} = U_{ВЫХМАХ}^+$.

С момента времени t_1 начинается перезаряд конденсатора от уровня напряжения $-\chi U_{ВЫХМАХ}^-$. Конденсатор стремится перезарядиться в цепи с резистором R до уровня $U_{ВЫХМАХ}^+$ с полярностью напряжения, указанной на рисунке 18.9 в скобках.

В момент времени t_2 напряжение на конденсаторе достигает значения $\chi U_{ВЫХМАХ}^+$. Напряжение u_0 становится равным нулю, что вызывает переключение ОУ в противоположное состояние (рисунок 18.10, а –в). Далее процессы в схеме протекают аналогично.

Частота следования импульсов симметричного мультивибратора

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{t_{H1} + t_{H2}} = \frac{1}{2t_H}$$

Время t_H можно определить по длительности интервала t_{H1} (рисунок 18.10, а), характеризующего перезаряд конденсатора C в цепи с резистором R и напряжением $U_{ВЫХМАХ}^+$ от $-\chi U_{ВЫХМАХ}^-$ до $\chi U_{ВЫХМАХ}^+$ (рисунок 18.10, в). Процесс перезаряда описывается известным из ТОЭ уравнением

$$u_C(t) = u_C(\infty) - [u_C(\infty) - u_C(0)]e^{-t/\tau}$$

где $u_C(\infty) = U_{ВЫХМАХ}^+$, $u_C(0) = -\chi U_{ВЫХМАХ}^-$, $\tau = CR$.

Отсюда

$$u_C(t) = U_{ВЫХМАХ}^+ - (U_{ВЫХМАХ}^+ + \chi U_{ВЫХМАХ}^-)e^{-t/\tau}$$

Положив $u_C(t_H) = \chi U_{ВЫХМАХ}^+$ находим:

$$t_H = \tau \ln \frac{\chi U_{ВЫХМАХ}^- + U_{ВЫХМАХ}^+}{U_{ВЫХМАХ}^+ - \chi U_{ВЫХМАХ}^-}$$

$$f = \frac{1}{2\tau \ln \frac{\chi U_{ВЫХМАХ}^- + U_{ВЫХМАХ}^+}{U_{ВЫХМАХ}^+ - \chi U_{ВЫХМАХ}^-}}$$

Если принять для ОУ $U_{ВЫХМАХ}^+ = \chi U_{ВЫХМАХ}^-$, то последние соотношения примут вид

$$t_H = \tau \ln(1 + 2R_1 / R_2)$$

$$f = \frac{1}{2\tau \ln(1 + 2R_1/R_2)}$$

На рисунке 18.11, а приведена схема несимметричного мультивибратора на ОУ, для которого $t_{и1} \neq t_{и2}$.

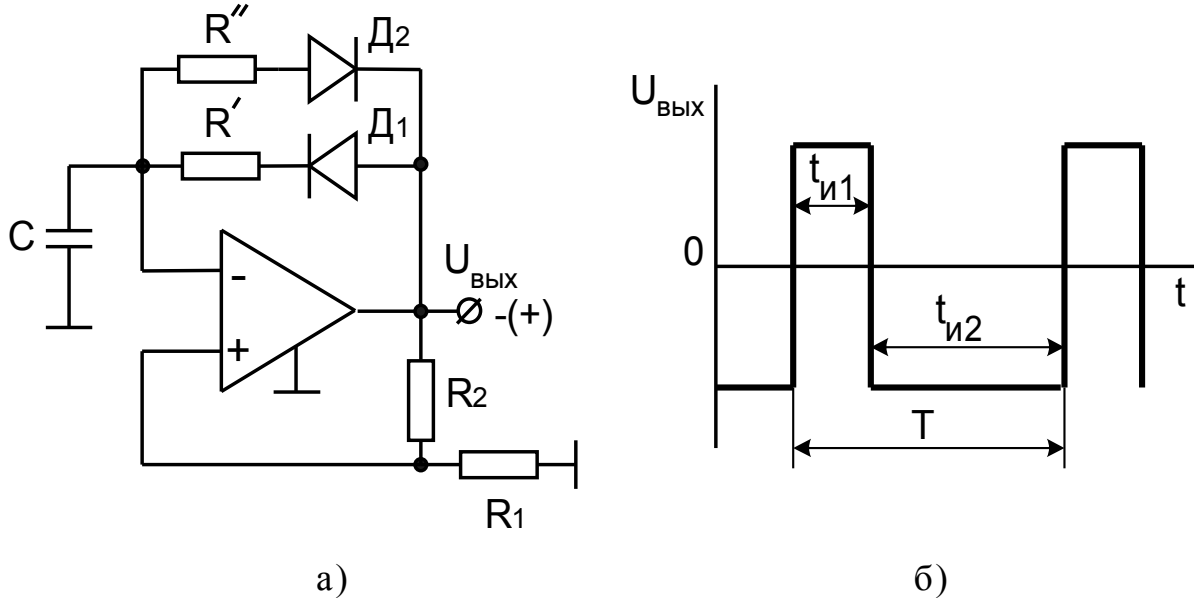


Рисунок 18.11- Схема несимметричного мультивибратора на ОУ (а), кривая его выходного напряжения (б)

Несимметричному режиму работы отвечают неодинаковые постоянные времени времязадающих цепей мультивибратора по полупериодам. В схеме рисунка 18.11, а это достигается включением вместо резистора R двух параллельных ветвей, состоящих из резистора и диода. Диод D_1 открыт при положительной полярности выходного напряжения, а диод D_2 — при отрицательной. В первом случае $\tau_1 = CR'$, во втором — $\tau_2 = CR''$. Вид кривой выходного напряжения при $R'' > R'$ показан на рисунке 18.11,б. Длительности импульсов $t_{и1}$, $t_{и2}$ несимметричного мультивибратора рассчитывают по выше приведенной формуле с подстановкой соответствующего значения $\tau_{1,2}$, а его частоту — по формуле

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{t_{и1} + t_{и2}}$$

На выбор коэффициента передачи $\chi = R_1/(R_1 + R_2)$ и значений сопротивлений резисторов в обеих схемах накладываются условия ограничения по предельно допустимым режимам работы операционного усилителя. Так, коэффициент передачи χ задают с учетом максимально допустимого значения напряжения U_{0MAX} по дифферен-

циальному входу ОУ. В то время как максимальные напряжения на неинвертирующем и инвертирующем входах ОУ в мультивибраторах составляют $\chi U_{ВЫХМАХ}^{\pm}$, максимальному напряжению на дифференциальном входе $U_{0МАХ}$ соответствует величина $2\chi U_{ВЫХМАХ}^{\pm}$, действующая в момент переключения схемы. Исходя из этого $\chi \leq U_{0МАХ} / (2U_{ВЫХМАХ}^{\pm})$. Если напряжения питания ОУ $E_{K1} = E_{K2} = E_K$ и $U_{ВЫХМАХ}^+ = U_{ВЫХМАХ}^- \approx E_K$, то коэффициент передачи χ выбирают из условия

$$\chi \leq \frac{U_{0МАХ}}{2E_K}$$

Выбор значений сопротивлений R , R_1 , R_2 в схемах осуществляют с учетом максимально допустимого тока $I_{ВЫХМАХ}$ операционного усилителя. Выходной ток ОУ образуется из трех составляющих: тока нагрузки $u_{ВЫХМАХ} / R_H$, тока обратной связи по неинвертирующему входу $u_{ВЫХ} / (R_1 + R_2)$ и тока обратной связи $(u_{ВЫХ} - u_C) / R$ по инвертирующему входу, максимального в момент переключения схемы. В предположении $E_{K1} = E_{K2} = E_K$ и $U_{ВЫХМАХ}^+ = U_{ВЫХМАХ}^- \approx E_K$ имеем

$$E_K \left(\frac{1}{R_H} + \frac{1}{R_1 + R_2} + \frac{1 + \chi}{R} \right) \leq I_{АУ0МАХ}$$

Для отдельных типов ОУ максимально допустимый ток зависит от полярности выходного напряжения ($U_{ВЫХМАХ}^+$, $U_{ВЫХМАХ}^-$). В этом случае в качестве тока $I_{ВЫХМАХ}$ выбирают наименьшее из его значений.

В схеме на рисунке 18.11, а условие для допустимого тока $I_{ВЫХМАХ}$ должно выполняться для наименьшего из сопротивлений R' , R'' . Ограничение по максимуму сопротивлений R , R_1 вводят для уменьшения влияния неустойчивости входного сопротивления $R_{ВХОУ}$ на длительность выходных импульсов и частоту мультивибратора. Исходя из этого, сопротивления R и R_1 выбирают в 3—5 раз (а иногда и более) меньшими входного сопротивления ОУ соответственно по инвертирующему и неинвертирующему входам.

Длительности фронтов генерируемых импульсов определяются временем переключения ОУ при управлении большим уровнем входного сигнала. Достигаемые длительности фронтов зависят от типа используемого ОУ и составляют не более 0,5 мкс.

Распространенной операцией преобразования импульсного сигнала прямоугольной формы, получаемой, в частности, от мультивибратора, является уменьшение длительности импульсов, осуществляемое с помощью так называемой укорачивающей или дифференциру-

ющей цепи (рисунок 18.12). Временные диаграммы цепи показаны на рисунке 18.13. Дифференцирующую цепь используют для формирования запускающих импульсов последующих узлов, например одновибратора, в момент начала или окончания импульса прямоугольной формы.

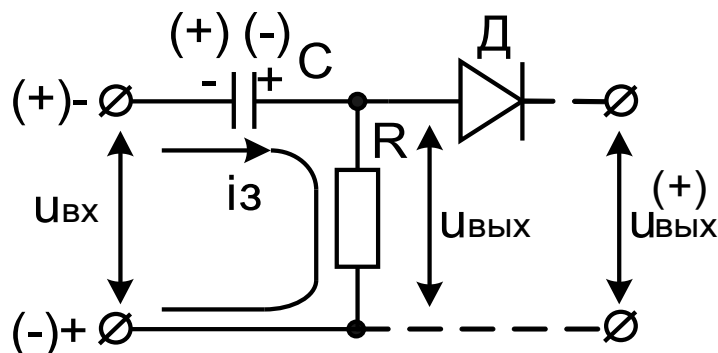


Рисунок 18.12 – Схема дифференцирующей цепи

Принцип действия дифференцирующей цепи основывается на процессах перезаряда конденсатора C в цепи с резистором R под воздействием входных импульсов.

Предположим, что на вход дифференцирующей цепи поступают импульсы прямоугольной формы (рисунок 18.13, а). На интервале $t_0 - t_1$ входное напряжение $u_{\text{вх}} = -U_m$ и конденсатор заряжен до напряжения $-U_m$ с полярностью, указанной на рисунке 18.12 без скобок. Поскольку напряжение на конденсаторе не может измениться скачком, изменение полярности входного импульса в момент времени t_1 вызывает на выходе цепи скачок напряжения $2U_m$ положительной полярности (рисунок 18.13, в). После момента времени t_1 процесс в цепи обуславливается зарядом конденсатора C по экспоненциальному закону до напряжения U_m (рисунок 18.13, б). Если принять внутреннее сопротивление источника сигналов $R_s = 0$, то постоянная времени будет равна $\tau = CR$.

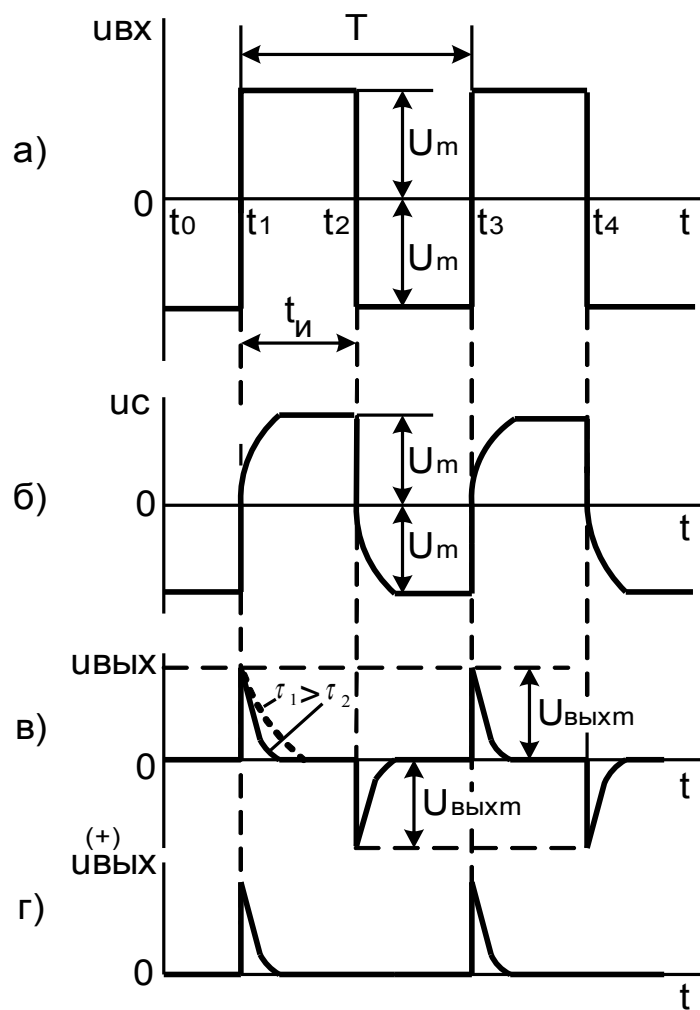


Рисунок 18.13 – Временные диаграммы схемы дифференцирующей цепи

Характер изменения напряжения на конденсаторе с момента времени t_1 находим по формуле $u_C(t) = u_C(\infty) - [u_C(\infty) - u_C(0)]e^{-t/\tau}$ где $u_C(\infty) = U_m$, $u_C(0) = -U_m$:

$$u_C(t) = U_m - 2U_m e^{-t/\tau}$$

Напряжение на входе цепи $u_{ВЫХ} = u_{ВХ} - u_C(t)$ изменяется согласно зависимости $u_{ВЫХ} = 2U_m e^{-t/\tau}$

Иными словами, с момента времени t_1 дифференцирующая цепь формирует импульс экспоненциальной формы положительной полярности, длительность которого зависит от постоянной времени τ (рисунок 18.13, в).

По окончании процесса заряда напряжение на конденсаторе равно U_m и имеет полярность, указанную на рисунке 18.12 в скобках.

Изменение полярности входного импульса в момент времени t_1 вызывает обратный перезаряд конденсатора и аналогичное формирование на выходе цепи импульса напряжения отрицательной полярности (рисунок 18.13, в).

Таким образом, на выходе цепи создается последовательность импульсов напряжения чередующейся полярности, совпадающих во времени с началом действия входных импульсов. Требуемая длительность выходных импульсов достигается с помощью соответствующей постоянной времени $\tau = CR$, которую обычно выбирают много меньшей длительности t_H входных импульсов. Для выделения выходных импульсов только одной полярности к выходу дифференцирующей цепи подключают диод. На рисунке 18.12 пунктиром показан способ включения диода для получения выходных импульсов только положительной полярности (рисунок 18.13, г). Если требуются импульсы отрицательной полярности, диод включают в противоположном направлении.

18.5 Одновибраторы на операционных усилителях

Одновибраторы предназначены для формирования прямоугольного импульса напряжения требуемой длительности при воздействии на входе короткого запускающего импульса.

Одновибраторы, так же как мультивибраторы и триггеры, относятся к классу схем, обладающих двумя состояниями. Однако в отличие от мультивибраторов, в которых оба состояния являются неустойчивыми, в одновибраторах (часто называемых также ждущими мультивибраторами) одно состояние устойчивое, а другое — неустойчивое. Устойчивое состояние характеризует исходный режим работы (режим ожидания) одновибратора. Неустойчивое состояние наступает с приходом входного запускающего импульса. Оно продолжается некоторое время, определяемое времязадающей цепью схемы, после чего одновибратор возвращается в исходное устойчивое состояние.

Выходной импульс формируется в результате следования одного за другим двух тактов переключения схемы.

В настоящее время для построения одновибраторов используют преимущественно интегральные операционные усилители. Наибольшее распространение получила схема одновибратора, приведенная на рисунке 18.14. Временные диаграммы одновибратора приведены на рисунке 18.15.

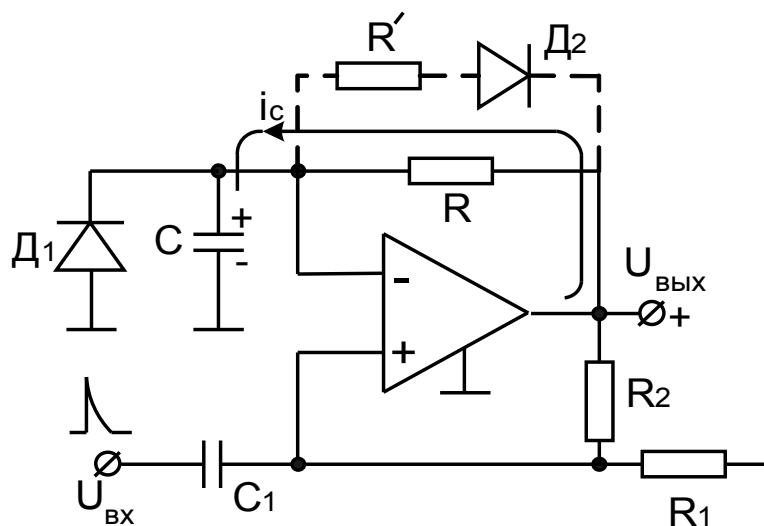


Рисунок 18.14 – Схема одновибратора на операционном усилителе

Ее основой служит схема мультивибратора рисунку 18.9, в которую для создания ждущего режима работы параллельно конденсатору C включен диод D_1 .

При показанном на рисунке 18.14 направлении включения диода D_1 схема запускается входным импульсом напряжения положительной полярности. При обратном включении диода D_1 (а также D_2) требуется запускающий импульс отрицательной полярности, чему соответствует также изменение полярности выходного импульса.

В исходном состоянии напряжение на выходе одновибратора равно $U_{ВЫХМАХ}^-$, что определяет напряжение на неинвертирующем входе ОУ $u_{(+)} = \chi U_{ВЫХМАХ}^-$ (рисунок 18.15, а-в). Напряжение на инвертирующем входе ОУ $u_{(-)}$, равное падению напряжения на диоде D_1 от протекания тока по цепи с резистором R , близко к нулю (рисунок 18.15, г). Поступающий входной импульс в момент времени t_1 переводит ОУ в состояние $U_{ВЫХМАХ}^+$. На неинвертирующий вход ОУ передается напряжение $\chi U_{ВЫХМАХ}^+$ (рисунок 18.15, в), поддерживающее его изменившееся состояние. Воздействие напряжения положительной полярности на выходе ОУ вызывает процесс заряда конденсатора C в цепи с резистором R , в которой конденсатор стремится зарядиться до напряжения $U_{ВЫХМАХ}^+$ (рисунок 18.15, г).

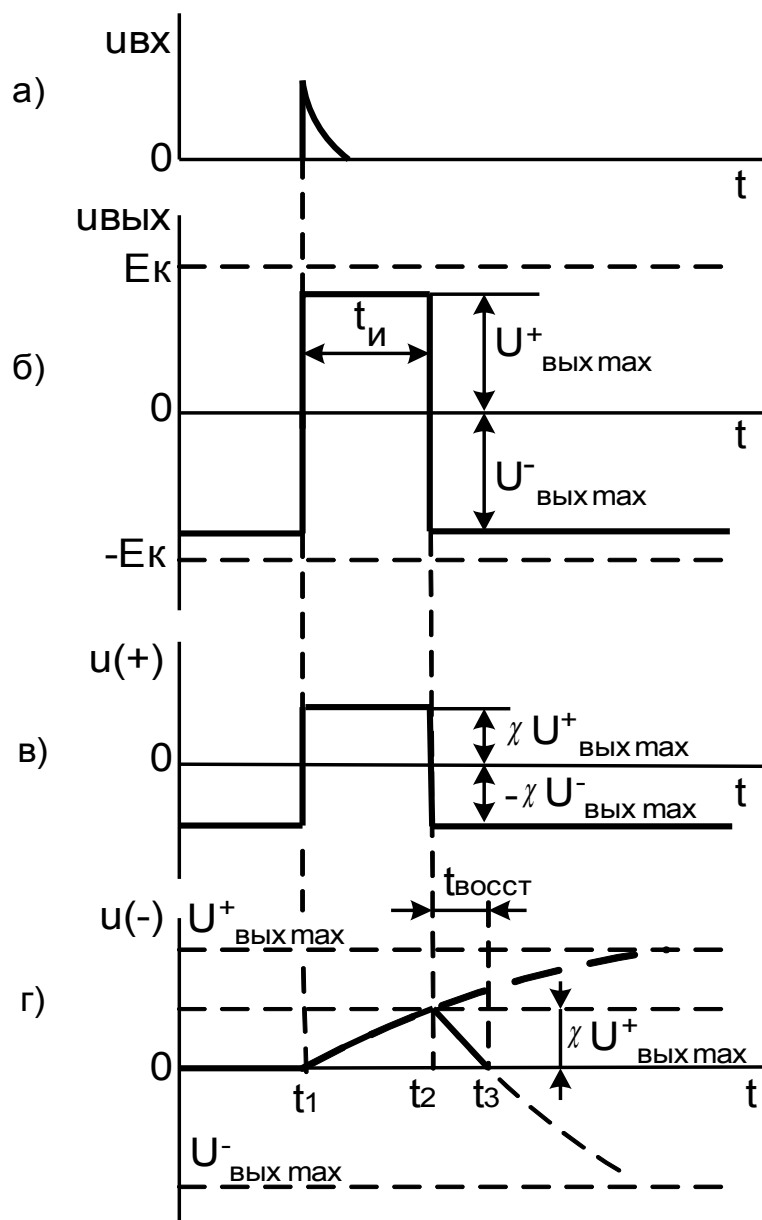


Рисунок 18.15 – Временные диаграммы одновибратора

Характер процесса заряда находят из уравнения $u_c(t) = u_c(\infty) - [u_c(\infty) - u_c(0)]e^{-t/\tau}$, где $u_c(\infty) = U_{\text{ВЫХМАХ}}^+$, $u_c(0) = 0$, $\tau = CR$

$$u_c(t) = U_{\text{ВЫХМАХ}}^+ (1 - e^{-t/\tau})$$

Однако в процессе заряда напряжение на конденсаторе не достигает значения $U_{\text{ВЫХМАХ}}^+$. так как в момент времени t_2 при $u_{(-)} = u_c = \chi U_{\text{ВЫХМАХ}}^+$ происходит возвращение ОУ в исходное состояние (рисунок 18.15, б, в). Положив в последнем выражении $u_c(t_H) = \chi U_{\text{ВЫХМАХ}}^+$ находим длительность импульса, формируемого одновибратором:

$$t_H = \tau \ln \frac{1}{1 - \chi} = \tau \ln \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right)$$

После момента времени t_2 в схеме наступает процесс восстановления исходного напряжения на конденсаторе $u_C = 0$ (рисунок 18.15,г), который обуславливается изменившейся полярностью напряжения на выходе ОУ. Процесс перезаряда конденсатора в цепи с резистором R определяется той же зависимостью $u_C(t) = u_C(\infty) - [u_C(\infty) - u_C(0)]e^{-t/\tau}$, где $u_C(\infty) = -U_{ВЫХМАХ}^-$, $u_C(0) = \chi U_{ВЫХМАХ}^+$.

$$\text{Отсюда } u_C(t) = (\chi U_{ВЫХМАХ}^+ + U_{ВЫХМАХ}^-)e^{-t/\tau} - U_{ВЫХМАХ}^-$$

Режим восстановления заканчивается тем, что напряжение на конденсаторе достигает напряжения отпираания диода D_1 , которое можно принять равным нулю. Положив в последней формуле $u_C = 0$ при $t = t_{ВОССТ}$, находим время восстановления:

$$t_{ВОССТ} = \tau \ln \frac{\chi U_{ВЫХМАХ}^+ + U_{ВЫХМАХ}^-}{U_{ВЫХМАХ}^-}$$

$$\text{При } U_{ВЫХМАХ}^+ = U_{ВЫХМАХ}^- \text{ имеем } t_{ВОССТ} = \tau \ln(1 + \chi) = \tau \ln \frac{2R_1 + R_2}{R_1 + R_2}$$

Поскольку коэффициент передачи $\chi < 1$ и $1/(1 - \chi) > 1 + \chi$, длительность импульса $t_u > t_{ВОССТ}$.

Процесс восстановления исходного состояния схемы должен быть завершен к приходу очередного запускающего импульса. В тех случаях, когда длительность t_H соизмерима с периодом следования запускающих импульсов, возникает задача сокращения времени $t_{ВОССТ}$. С этой целью параллельно резистору R включают ветвь из диода D_2 и резистора R' , уменьшающую постоянную времени этапа восстановления. При этом постоянная τ составит $C(R||R')$ для t_H она останется без изменения. На выбор χ и сопротивлений резисторов накладываются те же ограничения, что и для схемы мультивибратора.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. **Аваев Н.А.** Основы микроэлектроники / Н.А. Аваев, Ю.Е. Наумов, В.Т. Фролкин - М.: Радио и связь, 1991. – 386 с.
2. **Барыбин В.Г.** Физико-технологические основы электроники / В.Г. Барыбин - СПб.: Лань, 2001 – 421 с.

3. **Булычев А.Л.** Электронные приборы / А.Л. Булычев, П.М. Лямин, Е.С.Тулинов – М.: Лайт ЛТД, 2000. – 416с.
4. **Ганский П.Н.** Машинный анализ и расчет электронных схем: Учебное пособие / П.Н. Ганский - М.: "АВС Паблш", 1999.
5. **Гусев В.Г.** Электроника и микропроцессорная техника. Учебник для вузов / В.Г. Гусев, Ю.М. Гусев - М: Высшая школа, 2004. – 790 с.
6. **Забродин Ю.С.** Промышленная электроника / Ю.С. Забродин – М.: Высшая школа, 1982. –496с.
7. **Зи С.** Физика полупроводниковых приборов / С. Зи - М.: Мир, 1984. – 541 с.
8. **Лачин В.И.** Электроника: учебное пособие / В.И. Лачин, Н.С. Савелов – Ростов н/Д.: Феникс, 2000. – 448 с.
9. **Новиков Ю.В.** Основы цифровой схемотехники. Базовые элементы и схемы. Методы проектирования / Ю.В. Новиков – М.: Мир, 2001. – 379 с.
10. **Опадчий Ю.Ф.** Аналоговая и цифровая электроника / Ю.Ф. Опадчий, О.П. Глудкин, А.И. Гуров – М.: Горячая линия – Телеком, 2003. – 768с.
11. **Панфилов Д.И.** Электротехника и электроника в экспериментах и упражнениях: Практикум на Electronics Workbench / Д.И. Панфилов, И.Н. Чепурин – М.: ДОДЭКА, 2001. – 288 с.
12. **Партала О.Н.** Цифровая электроника. Практические схемы. Мультиплексы, генераторы, АЦП, ЦАП, ОЗУ, ПЗУ / О.Н. Партала – СПб.: Наука и техника, 2000. – 208 с.
13. **Пасынков В.В.** Полупроводниковые приборы / В.В. Пасынков, Л.К. Чиркин - М.: Высшая школа, 1987.
14. **Прянишников В.А.** Электроника: Курс лекций / В.А. Прянишников – СПб.: КОРОНА принт, 2000. – 416с.
15. **Степаненко И.П.** Основы микроэлектроники / И.П. Степаненко - М.: Лаборатория базовых знаний, 2002.