

Министерство образования и науки Российской Федерации  
НОВОСИБИРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ

---

Ф.Э. ЛАППИ

# АНАЛИЗ ПРОСТЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ ЦЕПЕЙ

ОТ ЭЛЕКТРОТЕХНИКИ  
К ЭЛЕКТРОНИКЕ

СХЕМЫ С ДИОДАМИ  
И ТРАНЗИСТОРАМИ

Утверждено  
Редакционно-издательским советом университета  
в качестве учебного пособия

НОВОСИБИРСК  
2012

УДК 621.38.061(075.8)

Л 245

Рецензенты:

д-р техн. наук, проф. *В.Ю. Нейман*,  
канд. техн. наук, проф. *С.М. Кузнецов*

Работа подготовлена  
на кафедре теоретических основ электротехники  
для студентов факультета механики и автоматизации

**Лаппи Ф.Э.**

Л 245 Анализ простых электронных цепей. От электротехники к электронике. Схемы с диодами и транзисторами : учеб. пособие / Ф.Э. Лаппи. – Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2012. – 144 с.

ISBN 978-5-7782-1917-5

Рассмотрены основные резистивные элементы электронных цепей: диоды, стабилитроны, биполярные и полевые транзисторы, а также простые электронные схемы на их основе. Анализ схем проводится с использованием методов расчета, которые изучались в курсе теоретических основ электротехники, и с применением схемотехнического моделирования.

Предназначено для самостоятельной работы студентов факультета механики и автоматизации, а также *при начальном изучении курса электроники для всех прослушавших базовый курс электротехники в том или ином объеме для высшей школы (для подготовки к дальнейшему более глубокому изучению курса электроники).*

УДК 621.38.061(075.8)

ISBN 978-5-7782-1917-5

© Лаппи Ф.Э., 2012

© Новосибирский государственный  
технический университет, 2012

## ВВЕДЕНИЕ

Назначение настоящего пособия – помочь студентам, освоившим электротехнику, перейти к расчету простых электронных устройств.

Автор стремился показать, что умение решать задачу *анализа электрической цепи*, а именно рассчитывать токи и напряжения при заданных характеристиках активных и пассивных элементов цепи с помощью небольшого числа законов (закон Ома, законы Кирхгофа) и методов математического описания электрических цепей является базой для решения задач электроники.

Большое внимание уделено вольт-амперным характеристикам диодов, биполярных, полевых транзисторов, знание свойств которых является совершенно обязательным для понимания работы любой электронной схемы.

Во всех случаях автор стремился сочетать качественный анализ работы схем, с аналитическим на базе расчетных моделей, а также с использованием схемотехнического моделирования, позволяющего более глубоко понять суть происходящих явлений в электронных устройствах.

В работе затронут небольшой круг аналоговых электронных цепей, ведущих непрерывную обработку сигнала.

Автор надеется, что работа поможет сделать первые шаги от теоретического курса Электротехники в мир Электроники. Рекомендуется широко использовать схемотехническое моделирование схем. При этом следует помнить, что такой анализ – это не только помощь, но и сознательное понимание того, что происходит в схеме, а для этого требуются прочные знания основных законов и методов расчета, изучаемых в курсе электротехники.

## Глава 1. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ДВУХПОЛЮСНЫЕ ПРИБОРЫ

Полупроводниковые приборы – это устройства, работа которых обусловлена электрофизическими явлениями в полупроводниковых материалах.

Важные свойства полупроводниковых материалов приведены в табл. 1.1

Таблица 1.1

№ п/п	Свойства
1	Твердая кристаллическая структура
2	Величина удельного сопротивления полупроводников $\rho = 10^{-4} \dots 10^{10}$ Ом·см меньше, чем у диэлектриков ( $\rho = 10^{10} \dots 10^{15}$ Ом·см), но значительно больше, чем у металлов ( $\rho = 10^{-6} \dots 10^{-4}$ Ом·см )
3	Удельное сопротивление полупроводника в значительной степени зависит: – от электрического поля – нагрева – облучения светом – внесения примесей
4	Для изготовления полупроводниковых электротехнических приборов используют германий Ge, кремний Si и арсенид галлия
5	Главное отличие полупроводников от металлов – в механизме электропроводности

## 1.1. СТРУКТУРА ПОЛУПРОВОДНИКА И ПРОЦЕССЫ В НЕМ НА ПРИМЕРЕ ЧИСТОГО КРЕМНИЯ

Кремний относится к IV группе периодической таблицы элементов Д.И. Менделеева. Вокруг ядра атома кремния на разных орбитах вращаются 14 электронов. На внешней (незаполненной) орбите находятся 4 электрона, которые наиболее слабо связаны с ядром (рис. 1.1).

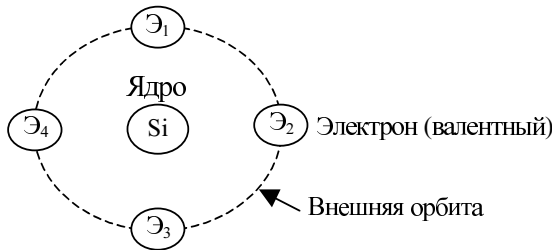


Рис. 1.1. Упрощенная структура атома кремния

Атомы располагаются в узлах кристаллической решетки и связаны между собой с помощью валентных электронов  $\text{Э}_1, \text{Э}_2, \text{Э}_3, \text{Э}_4$ . При такой связи, получившей название ковалентной, каждый валентный электрон принадлежит одновременно двум соседним атомам. Плоская картина для одного атома показана на рис. 1.2. Естественно, кристаллическая решетка имеет объемный характер, и при перемещении по внешней орбите валентный электрон последовательно создает *ковалентную связь* с тем соседним атомом, который в данный момент времени ближе. В момент времени  $t = t_1$   $\text{Э}_2$  создает ковалентную связь с правым атомом, а  $\text{Э}_4$  – с левым. В следующий момент времени на месте электрона  $\text{Э}_2$  появится электрон  $\text{Э}_1$  правого ядра и т. д.

*Энергетические процессы*, происходящие в полупроводнике, можно описать следующим образом.

Каждый из четырех валентных электронов обладает энергией  $W$ , от величины которой зависит прочность его связи с собственным ядром. При температуре абсолютного нуля все валентные электроны находятся в валентной зоне (рис. 1.3) и целиком участвуют в межатомных связях. Зона проводимости свободна. Следовательно, отсутствуют заряды, которые могли бы создать электрический ток.

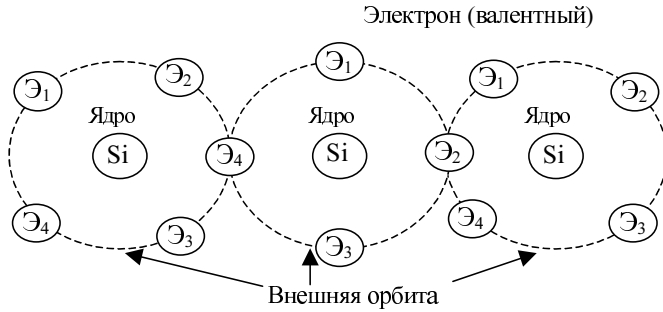


Рис. 1.2. Положение валентных электронов в момент времени  $t = t_1$

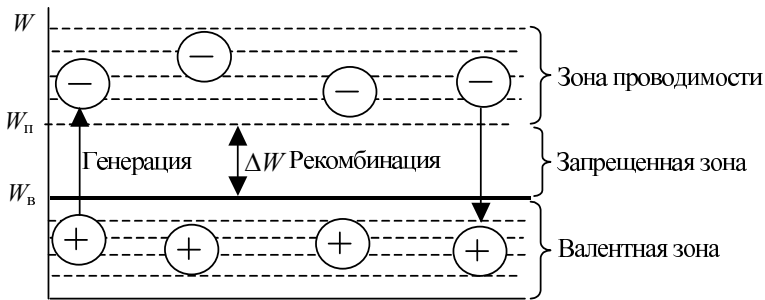


Рис. 1.3. Энергетические зоны в полупроводнике

Между валентной зоной и зоной проводимости находится запрещенная зона шириной  $\Delta W$ .

При повышении температуры часть валентных электронов разрывает ковалентную связь и переходит в зону проводимости, освобождая энергетические уровни в валентной зоне. Электроны, перешедшие в зону проводимости, способны под воздействием внешнего электрического поля создавать ток проводимости. Свободные места в валентной зоне, так называемые дырки, в электрическом и магнитном полях ведут себя как частица с положительным зарядом. Процесс перехода электрона в зону проводимости и образования при этом дырки называется генерацией.

Возможен и обратный процесс, получивший название рекомбинации, при котором в валентную зону попадает электрон, занимающий при этом место дырки. Проводимость полупроводника тем выше, чем

интенсивнее процесс генерации. При этом полная плотность тока в полупроводнике равна сумме плотностей электронной  $J_n$  и дырочной  $J_p$  составляющих:  $J = J_n + J_p$ . Если в полупроводнике нет примесей, то такая проводимость получила название *собственной проводимости*. С ростом температуры собственная проводимость растет, но остается достаточно низкой.

Чистые полупроводники используются довольно редко. Для увеличения числа носителей заряда, а значит, для увеличения проводимости полупроводника применяют *легирование примесями*. В частности, легирование германия и кремния мышьяком, имеющим пять валентных электронов.

Атомы мышьяка встраиваются в решетку кремния или германия. Четыре из пяти электронов мышьяка образуют обычные ковалентные связи с возможностью участия в процессе генерации и рекомбинации. Пятый электрон оказывается лишним и начинает хаотическое движение (рис. 1.4). Важно то, что он может легко создавать плотность тока проводимости. В легированном полупроводнике существует и плотность тока, обусловленная наличием дырок.

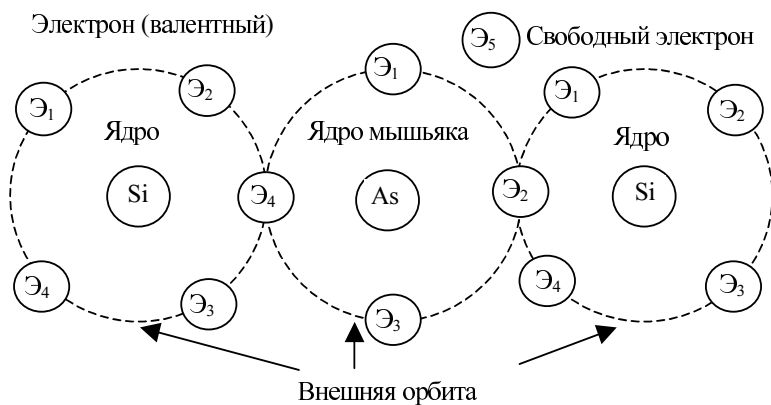


Рис. 1.4. Ковалентные связи при легировании кремния и германия мышьяком

Очевидно, что наличие мышьяка привело к избыточному числу, электронов, которые стали основными носителями заряда, т. е. проводимость полупроводника увеличилась.

Следует отметить, что даже при высокой степени легирования проводимость полупроводника ниже, чем у металла, и в отличие от проводимости металлов проводимость полупроводника растет с ростом температуры.

Примесь (в данном случае мышьяк), способную отдавать электроны, называют *донором*.

Если в качестве примеси использовать трехвалентный индий, то картина с носителями зарядов меняется. Все три валентных электрона будут участвовать в ковалентной связи, а в валентной зоне появятся избыточные дырки. Полупроводник в этом случае обладает дырочной электропроводностью *p*-типа (полупроводник *p*-типа), а примесь называют *акцептором*.

## 1.2. ЭЛЕКТРОННО-ДЫРОЧНЫЙ ПЕРЕХОД (*p-n*-переход)

Монолитный полупроводниковый кристалл (рис. 1.5), одна область которого является полупроводником *p*-типа, а другая *n*-типа, обладает уникальными свойствами.

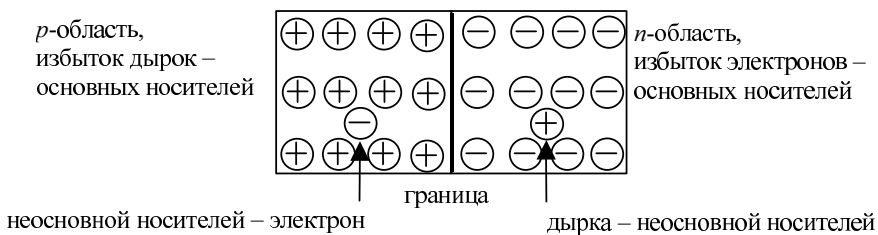


Рис 1.5. Монолитный полупроводниковый кристалл, состоящий из материалов с проводимостями *p*- и *n*-типа

Напомним, что две области находятся в одном кристалле. А так как в одной из них – избыток электронов, а в другой дырок, то начинается диффузия (рассеивание свободно движущихся электронов и дырок). Электроны из *n*-области пересекают границу и в *p*-области рекомбинируют с дырками. Около границы в *p*-области образуется тонкий слой, имеющий избыточный отрицательный заряд. В *n*-области происходит аналогичный процесс, но только с дырками. Уход дырок из приграничной *p*-области и электронов из приграничной *n*-области приводит к образованию в этих областях обедненной подвижными



зарядами *слоя* и появлению нескомпенсированного положительного заряда за счет ионов донорной примеси (в приграничной *n*-области) и отрицательного заряда за счет ионов акцепторной примеси (в приграничной *p*-области), рис. 1.6.

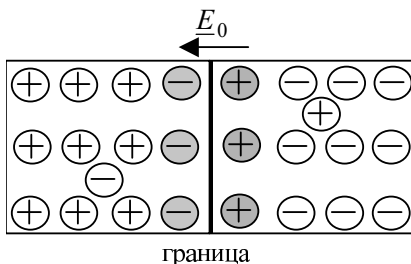


Рис. 1.6. Двойной электрический слой на границе *p-n*-перехода

На границе образуется двойной слой, создающий электрическое поле, вектор напряженности которого  $\underline{E}_0$  имеет такое направление, которое стремится ограничить дальнейший переход основных носителей из *p*-области в *n*-область и наоборот. Это же поле способствует переходу неосновных носителей через границу. Таким образом, на границе существует ток, вызванный движением основных носителей, получивший название тока диффузии  $I_{\text{диф}}$ , и ток, определяемый движением неосновных носителей, называемый дрейфовым  $I_{\text{др}}$ . Движение основных и неосновных зарядов идет постоянно, но так как ток диффузии и дрейфовый ток имеют разное направление, то полный ток через границу равен нулю. При этом появляется так называемая контактная разность потенциалов  $\phi_K$ , претерпевающая наибольшее изменение на границе. Для германиевых *p-n*-переходов  $\phi_K = 0,3 \dots 0,4$  В, а для кремниевых  $\phi_K = 0,6 \dots 0,8$  В (рис. 1.7).

Создадим в кристалле внешнее электрическое поле, напряженность которого  $\underline{E}$ . Для этого включим кристалл в замкнутую электрическую цепь (рис. 1.8). При указанном направлении действующей в схеме ЭДС  $E_T$  направления векторов напряженности  $\underline{E}$  и  $\underline{E}_0$  противоположны, а следовательно, если  $\underline{E}_0$  тормозит движение основных носителей, то  $\underline{E}$  действует наоборот.

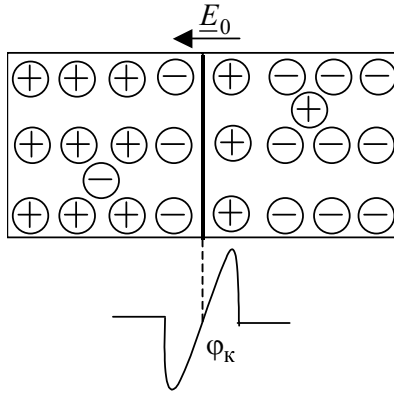


Рис. 1.7. Контактная разность потенциалов на границе  $p$ - $n$ -перехода

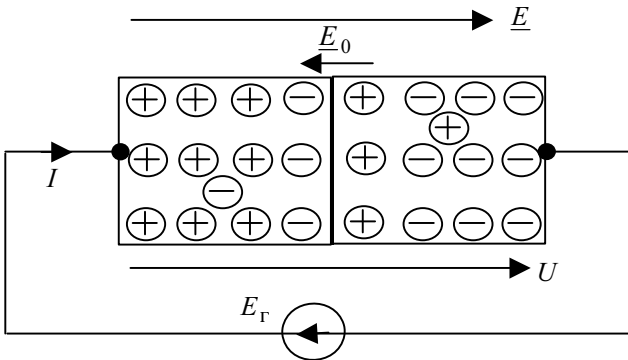


Рис. 1.8. Прямое включение  $p$ - $n$ -перехода

Очевидно, меняя величину ЭДС, мы будем менять величину напряженности внешнего электрического поля, а следовательно, будет меняться воздействие этого поля на основные и неосновные носители зарядов. В результате меняется величина полного тока через границу. Полупроводник начинает проводить ток.

При указанной на рис. 1.8 полярности источника ЭДС он способствует движению через границу основных носителей, которых значи-

тельно больше, чем неосновных. Данное включение получило название *прямого включения*. Полупроводник начинает проводить ток.

Исследования физиков показали, что зависимость тока диффузии при прямом включении имеет следующий вид:

$$I_{\text{диф}} = I_{\text{диф}0} \left( e^{\frac{eU}{kT}} - 1 \right), \quad (1.1)$$

где  $I_{\text{диф}0}$  – тепловой или обратный ток насыщения, величина которого зависит, в первую очередь, от материала и площади  $p$ – $n$ -перехода;  $e$  – заряд электрона;  $U = E_{\Gamma}$  – напряжение, приложенное к кристаллу;  $k$  – постоянная Больцмана;  $T$  – абсолютная температура кристалла. Важно то обстоятельство, что ток диффузии при прямом включении экспоненциально зависит от приложенного напряжения. А так как при этом включении дрейфовый ток очень мал, то вольт-амперная характеристика  $p$ – $n$ -перехода имеет вид, показанный на рис. 1.9 (прямая ветвь).

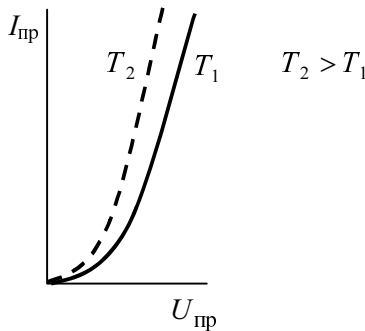


Рис. 1.9. Прямая ветвь вольт-амперной характеристики  $p$ – $n$ -перехода

Дадим оценку величин, входящих в выражение (1.1). При комнатной температуре величина  $\frac{e}{kT} \approx 40$ . Если  $U > 0,1$  В, то выражение (1.1) можно записать следующим образом:

$$I = I_{\text{диф}0} e^{40U}. \quad (1.2)$$

Из (1.2) следует, что если  $U = 0,1$  В, то ток равен  $I = I_{\text{диф}0} e^4 = I_{\text{диф}0} 54,5$ . Для увеличения тока в 10 раз напряжение на

переходе должно стать равным:  $U = \frac{\ln(545)}{40} = 0,157$  В, т. е. возрасти на

57,5 мВ. Пожалуй, следует запомнить, что каждое увеличение прямого напряжения приблизительно на 60 мВ приводит к увеличению тока в 10 раз по сравнению с предшествующим значением. С ростом температуры вольт-амперная характеристика смещается в область более высоких значений токов (рис. 1.9). Это объясняется тем, что с повышением температуры возрастает роль собственной электропроводности полупроводника.

Если поменять полярность источника, то получим *обратное включение*, при котором внешнее поле и поле зарядов действуют в одном направлении. Следовательно, потенциальный барьер возрастает, движение основных зарядов (ток диффузии) уменьшается. Зависимость тока диффузии от обратного напряжения также носит экспоненциальный характер:

$$I_{\text{диф}} = I_{\text{диф}0} e^{-\frac{eU}{kT}}. \quad (1.3)$$

С ростом температуры вольт-амперная характеристика также смещается в область более высоких значений токов. С увеличением величины обратного напряжения ток диффузии быстро убывает, и полный ток определяется только дрейфовой составляющей, обусловленной движением неосновных носителей. Увеличение обратного напряжения приводит при некотором значении  $U_{\text{обр}} = U_{\text{обр.пр}}$  к пробоем  $p-n$ -перехода и резкому увеличению тока. В этом случае возможна потеря свойств перехода. Различают три вида пробоев: туннельный (эффект Зенера), лавинный и тепловой. Если ток ограничен общим сопротивлением цепи, то пробоем может носить обратимый характер. Полная вольт-амперная характеристика  $p-n$ -перехода показана на рис. 1.10.

Следует заметить, что вольт-амперная характеристика при прямом включении имеет участок шириной  $\Delta U$ , на протяжении которого ток практически равен нулю. Величина  $\Delta U$  равна контактной разности потенциалов на границе  $p-n$ -перехода и составляет, как указывалось выше, для германиевых  $p-n$ -переходов  $\Delta U = 0,3...0,4$  В, а для кремниевых  $\Delta U = 0,6...0,8$  В. Обратите внимание, что при обратном вклю-

чении ток через  $p$ - $n$ -переход при достаточно большом изменении приложенного напряжения практически не меняется (обратный участок). Это поможет в дальнейшем более отчетливо понять характеристики биполярного транзистора.

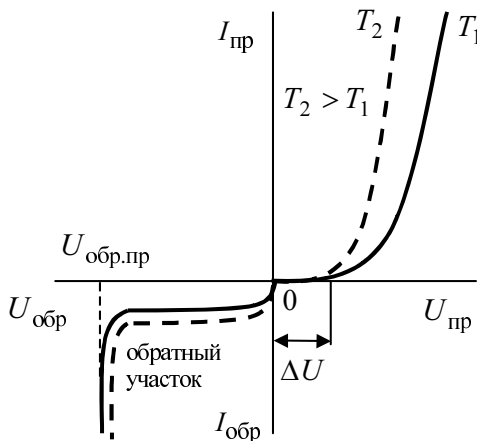


Рис. 1.10. Вольт-амперная характеристика  $p$ - $n$ -перехода

### 1.3. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЙ ДИОД. ВОЛЬТ-АМПЕРНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА

Полупроводниковый диод – это электротехническое устройство, в работе которого использованы свойства  $p$ - $n$ -перехода. Схемное изображение диода показано на рис. 1.11. Там же приведена вольт-амперная характеристика диода, которая естественно аналогична характеристике  $p$ - $n$ -перехода. Характер вольт-амперной характеристики во многом определяет область использования диода в электротехнических и электронных системах.

Обозначим на участках вольт-амперной характеристики, имеющих различный изгиб, пять точек. Ток и напряжение, характеризующие каждую точку, связаны законом Ома, а их отношение равно сопротивлению, называемому статическим сопротивлением. Например, в точке 2

$$R_{ст2} = \frac{U_2}{I_2} .$$

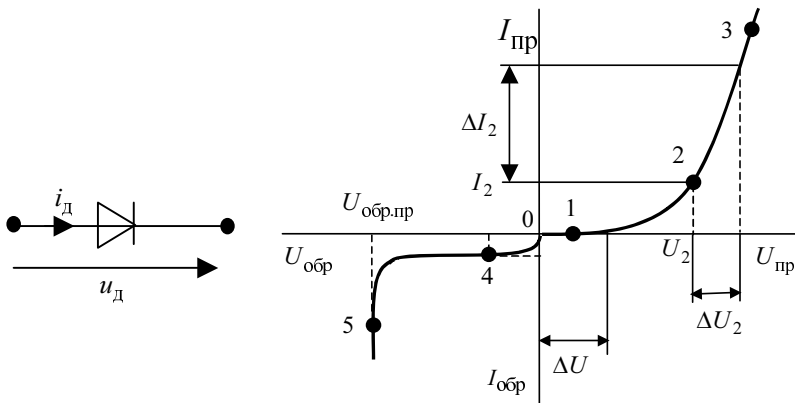


Рис. 1.11. Схемное изображение диода и его вольт-амперная характеристика

Очевидно, что так как вольт-амперная характеристика имеет нелинейный характер, то величина статического сопротивления в разных точках характеристики различна. Оценить значения статического сопротивления поможет табл. 1.2.

Таблица 1.2

Номер точки	Ток	Напряжение	Статическое сопротивление	Дифференциальное сопротивление
1	$\approx 0$	$0 < U < 0,7 \text{ В}$	$R_{\text{ст}} \rightarrow \infty$	$R_{\text{диф}} \rightarrow \infty$
2	От мА до кА	$0,7 < U \leq 1,5 \text{ В}$	$\infty > R_{\text{ст}} \rightarrow 0$	$\infty > R_{\text{диф}} \rightarrow 0$
3	Аналогично точке 2			
4	Микроамперы	Десятки вольт	$R_{\text{ст}} \rightarrow \infty$	$R_{\text{диф}} \rightarrow \infty$
5	Ограничен внешним сопротивлением	Пробивное напряжение в десятки, сотни, тысячи вольт	$R_{\text{ст}} \rightarrow 0$	$R_{\text{диф}} \rightarrow 0$

Пусть напряжение в т. 2 увеличилось на величину  $\Delta U_2$ , соответственно ток через диод возрастет на величину  $\Delta I_2$ . Отношение прира-

щения напряжения на диоде к вызвавшему его малому приращению тока получило название дифференциального сопротивления

$$R_{\text{диф}2} = \lim_{\Delta I_2 \rightarrow 0} \frac{\Delta U_2}{\Delta I_2} .$$

Дифференциальное сопротивление характеризует поведение диода в т. 2 при небольшом изменении напряжения в окрестности выбранной точки, а следовательно, определяет свойства диода в динамических режимах в отличие от статического сопротивления  $R_{\text{ст}2}$ , характеризующего свойства диода при неизменном токе и напряжении на диоде.

При анализе важно знание величин как статического, так и дифференциального сопротивления. Для точек, расположенных правее т. 1, используя выражение (1.2), получим

$$\frac{dI}{dU} = 40I_{\text{диф}0}e^{40U}, \text{ или } R_{\text{диф}} = \frac{dU}{dI} = \frac{1}{40I} .$$

Если ток выразить в миллиамперах, то  $R_{\text{диф}} = \frac{25}{I}$  Ом.

Таким образом, если рабочая точка расположена на участке между точками 1 и 3, то дифференциальное сопротивление обратно пропорционально току. При токе  $I = 1$  мА,  $R_{\text{диф}} = 25$  Ом. В таб. 1.2 приведены диапазоны изменения токов, напряжений и сопротивлений, важных с практической точки зрения.

При прямом включении (рис. 1.11, т. 2 и 3) сопротивление диода значительно (на порядки) меньше и используется для выпрямления переменного тока, а также в диодных ключах. При прямом включении важнейшим параметром является максимально допустимый ток, а при обратном – величина пробивного напряжения. В табл. 1.3 описаны основные параметры выпрямительных диодов.

Нелинейный характер вольт-амперной характеристики диода существенно затрудняет расчет схем. По этой причине при расчетах чаще используют графический метод (если в схеме один диод) или компьютерное моделирование.

При качественном анализе (при так называемом «чтении» схем) в случае, если напряжение, приложенное к схеме, при прямом включении значительно больше, чем  $\Delta U$  (рис. 1.11), а также, если при обрат-

ном питания токами через диод можно пренебречь, то вольт-амперную характеристику диода *идеализируют* и представляют двумя отрезками прямых (рис. 1.12).

Таблица 1.3

Параметр	Краткая характеристика параметра
$U_{\text{обр max}}$	Максимально допустимое обратное напряжение, которое диод может выдерживать в течение длительного времени без нарушения работоспособности диода
$I_{\text{ср}}$	Средний выпрямленный ток диода – среднее за период значение выпрямленного тока
$I_{\text{обр ср}}$	Средний обратный ток диода – среднее за период значение обратного тока
$P_{\text{ср}}$	Средняя рассеиваемая мощность диода – средняя за период мощность, рассеиваемая диодом
$R_{\text{диф}}$	Дифференциальное сопротивление

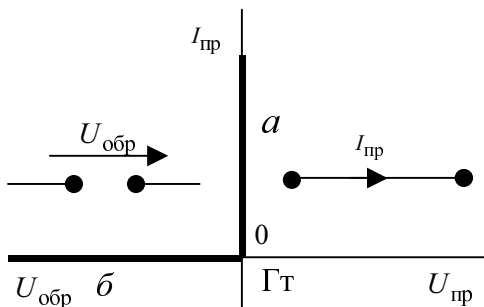


Рис. 12. Идеализированная (вентильная) вольт-амперная характеристика диода

Исходя из вида вентильной характеристики идеального диода можно считать, что если рабочая точка находится на участке *a*, то диод можно заменить короткозамкнутым участком, а если на участке *б*, то диод представляют как разрыв. В граничной точке 0 (ГТ) ток и напряжение равны нулю. В этот момент времени происходит переход рабочей точки с одного участка на другой. Такое представление характеристики позволяет серьезно упростить анализ схем с диодами.



## 1.4. АНАЛИЗ СХЕМ С ДИОДАМИ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ ВЕНТИЛЬНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ

При анализе рекомендуется действовать в следующей последовательности.

1. Классифицировать характер схемы и режим ее работы.
2. На **первом** шаге расчета все диоды заменить короткозамкнутыми отрезками.

3. Рассчитать (или качественно проанализировать) полученную схему и определить направления токов через диоды. Если направление тока, полученное в результате анализа, совпадает с прямым током диода, то в схеме диод заменяется короткозамкнутым отрезком, при обратном направлении тока диод заменяется участком с разрывом.

4. На **втором** шаге рассчитываем полученную схему и находим фактические токи и напряжения.

5. Если полярность источников может меняться, то повторяем пп. 2, 3 и 4.

6. Если в схеме есть реактивные элементы, то на каждом шаге необходимо считать переходный процесс в схеме.

**Пример 1.** Получить зависимость выходного напряжения  $U_2$  от величины входного напряжения  $U_1$  для схемы, изображенной на рис. 1.13.

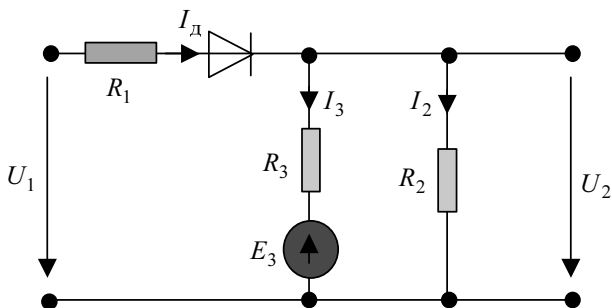


Рис. 1.13. Схема функционального преобразователя

Данная схема, рассматриваемая как четырехполюсник в режиме холостого хода, содержащая линейные и нелинейные резистивные элементы, может выполнять роль функционального преобразователя,

т. е. устройства, формирующего выходной сигнал (напряжение), связанный с входным сигналом (напряжением) функциональной зависимостью, которую и следует получить.

Анализ цепи сделаем в соответствии с предложенной выше последовательностью расчета.

1. Классификация схемы – это нелинейная резистивная цепь. Так как отсутствуют реактивные элементы, то будем считать, что режим в цепи устанавливается мгновенно, после подключения источника с напряжением  $U_1$ .

2. Выбираем направления токов, заменяем диод «закороткой» и составляем расчетную модель (рис. 1.14).

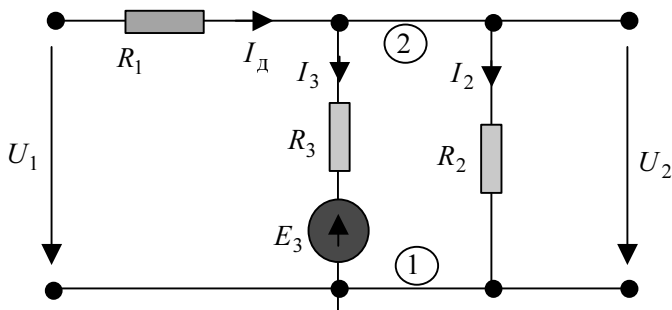


Рис. 1.14. Расчетная модель на первом шаге

3. Проводим расчет, используя метод узловых потенциалов. Принимаем потенциал узла 1 равным нулю. Уравнение для узла 2 имеет вид

$$\varphi_2 \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right) = \frac{U_1}{R_1} + \frac{E_3}{R_3}$$

или

$$\varphi_2 = \frac{U_1 g_1 + E_3 g_3}{g_S} \quad (1.4)$$

Ток через диод найдем по закону Ома:  $I_d = \frac{U_1 - \varphi_2}{R_1}$ . Подставляя в последнее выражение значение  $\varphi_2$  и проведя небольшие алгебраические преобразования, получим

$$I_{\text{д}} = \frac{U_1(g_2 + g_3) - E_3g_3}{g_S R_1}. \quad (1.5)$$

Устанавливаем границы применимости выражения (1.5), полученного из предположения, что диод работает на участке  $a$  (рис. 1.12) вольт-амперной характеристики. Для этого ток диода должен быть больше или равен нулю. Следовательно, необходимо, чтобы

$$U_1(g_2 + g_3) - E_3g_3 \geq 0,$$

или

$$U_1 \geq \frac{E_3g_3}{g_2 + g_3} = C_1. \quad (1.6)$$

Пока напряжение  $U_1$  меньше значения  $C_1$ , диод будет закрыт.

Если напряжение  $U_1$  меньше  $C_1$ , то диод закрыт, и расчетная модель примет вид, изображенный на рис. 1.15.

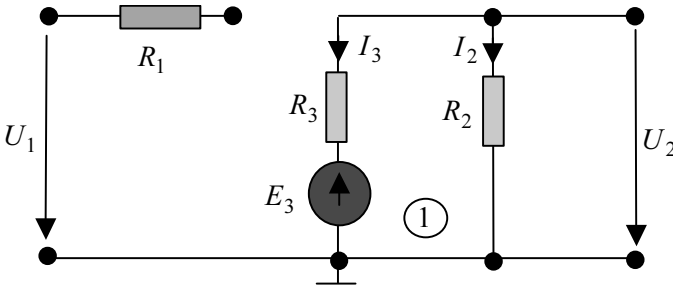


Рис. 1.15. Расчетная модель на втором шаге

Сопротивления  $R_3$  и  $R_2$  соединены последовательно, следовательно:

$$I_3 = -I_2 = -\frac{E_3}{R_2 + R_3}.$$

Выходное напряжение остается постоянным и равно

$$U_2 = I_2 R_2 = E_3 \frac{R_2}{R_2 + R_3} = U_{20}. \quad (1.7)$$

4. Если сменить полярность входного напряжения, то диод все время будет находиться в закрытом состоянии, и напряжение на выходе будет оставаться постоянным и равным  $U_{20}$ .

Используя (1.6) и (1.7), строим функциональную зависимость  $U_2 = f(U_1)$  (рис. 1.16):

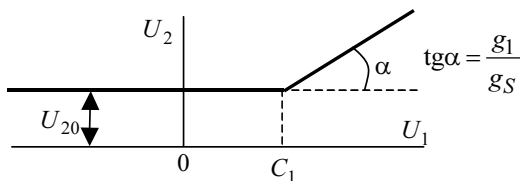


Рис. 1.16. График функциональной зависимости  $U_2 = f(U_1)$  для преобразователя (рис. 1.13)

Зависимость  $U_2 = f(U_1)$  называют передаточной характеристикой.

Пусть входное напряжение представляет серию импульсов различной величины. Выходное напряжение при этом будет иметь вид, показанный на рис. 1.17.

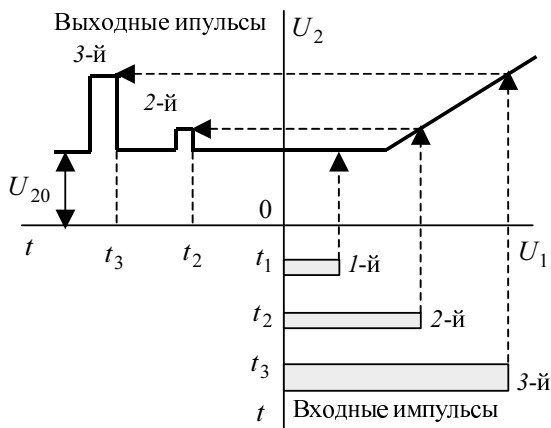


Рис. 1.17 Обработка прямоугольных импульсов функциональным преобразователем

Совершенно очевидно, что входные импульсы с отрицательной амплитудой на выходе не появятся, и напряжение  $U_2 = U_{20}$ .

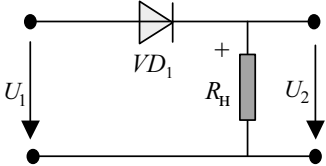
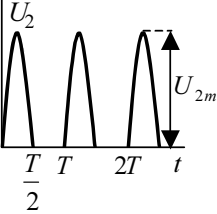
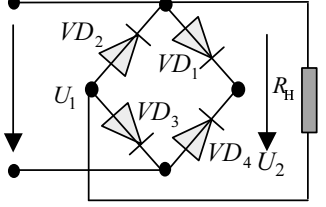
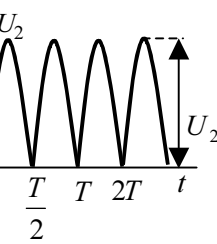
## 1.5. ОСНОВНЫЕ УСТРОЙСТВА НА БАЗЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО ДИОДА

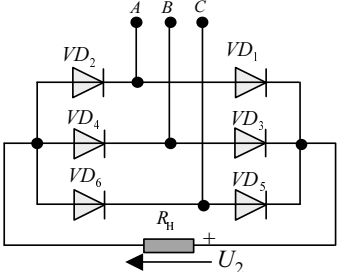
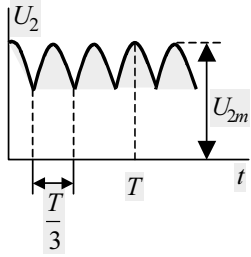
Основное свойство полупроводникового диода, а именно практически односторонняя проводимость, широко используется в промышленной электронике. Перечислить все устройства, в которых применяется диод, не представляется возможным. Но есть ряд устройств, где диод – главное действующее лицо.

### 1.5.1. Выпрямительные схемы Выпрямительные устройства

В табл. 1.4 приведены примеры схем устройств, предназначенных для преобразования переменного тока в постоянный (выпрямления переменного тока). Такие устройства используются как в силовой (сильноточной), так и в информационной (слаботочной) электронике. Входное напряжение в таких схемах, как правило, является синусоидальным:  $U_1 = U_{1m} \sin \omega t$ .

Таблица 1.4

Название схемы	Принципиальные схемы	Графики выходного напряжения
Однополупериодная схема преобразователя		
Двуполупериодная схема преобразователя (диодный мостик)		

Название схемы	Принципиальные схемы	Графики выходного напряжения
Трехфазная схема преобразователя (схема Ларионова)		

На примере схемы однополупериодного преобразователя покажем порядок анализа подобных схем.

**Пример 2.** Провести расчет токов и напряжений в схеме, приведенной на рис. 1.18, при условии, что входное напряжение меняется по закону  $u_1(t) = U_{1m} \sin \omega t$ .

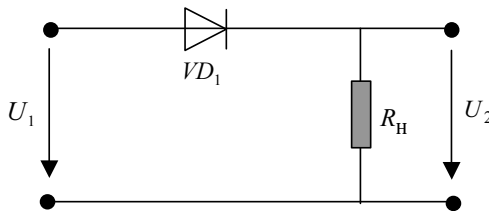


Рис. 1.18. Схема однополупериодного выпрямления

Считая, что  $U_{1m} \gg 0,7$  В, диод следует рассматривать как элемент с вентильной характеристикой (см. рис. 1.12).

Применив метод анализа, рассмотренный выше, получим, что функциональная зависимость  $U_2 = f(U_1)$  имеет вид, показанный на рис. 1.19.

При воздействии на схему синусоидального напряжения, используя функциональную зависимость (рис. 1.19), получим, что выходное напряжение имеет вид, показанный на рис. 1.20.

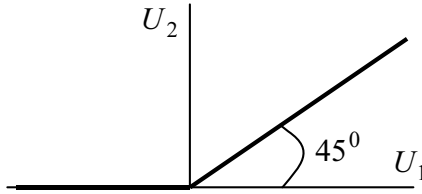


Рис. 1.19. График функциональной зависимости  $U_2 = f(U_1)$  для схемы, изображенной на рис. 1.18

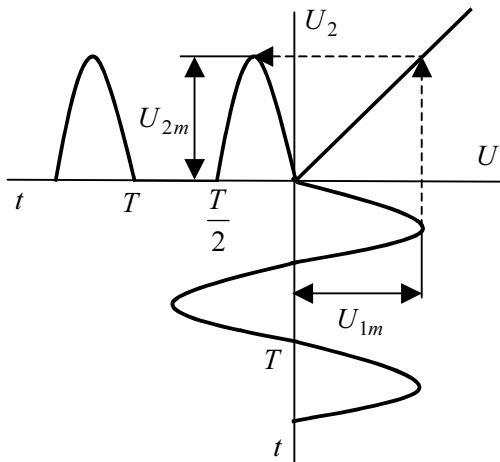


Рис. 1.20. Выходное напряжение в схеме однополупериодного выпрямления при резистивной нагрузке

Если входное напряжение действует достаточно долго, т. е. много дольше периода входного напряжения  $T$ , то выходное напряжение является периодической несинусоидальной функцией, описываемой следующим аналитическим выражением:

$$u_2(t) = U_{1m} \sin \omega t, \quad 0 \leq t \leq \frac{T}{2} \quad \text{и} \quad u_2(t) = 0, \quad \frac{T}{2} \leq t \leq T.$$

Для этой функции существует ряд Фурье

$$u_2(t) = \frac{2U_{2m}}{\pi} \left( \frac{1}{2} + \frac{\pi}{4} \sin \omega t + \frac{\sin 2\omega t}{1 \cdot 3} - \frac{\sin 4\omega t}{3 \cdot 5} + \dots \right).$$

В табл. 1.5 приведены выражения для расчета коэффициентов, характеризующих функцию выпрямленного напряжения.

Таблица 1.5

Характеристики периодической кривой при однополупериодном выпрямлении				
Действующее значение	Среднее значение по модулю	Коэффициент формы	Коэффициент амплитуды	Коэффициент гармоник
$U_2 =$ $= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u_2^2(t) dt} =$ $= \frac{U_{2m}}{2}$	$U_{2cp} =$ $= \frac{1}{T} \int_0^T  u_2(t)  dt =$ $= \frac{U_{2m}}{\pi}$	$k_\Phi =$ $= \frac{U_2}{U_{2cp}} =$ $= \frac{\pi}{2}$	$k_a =$ $= \frac{U_{2m}}{U_2} = 2$	$k_\Gamma =$ $= \frac{1}{U_2} \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} U_k^2}$

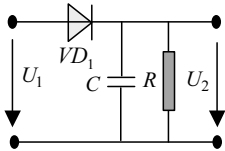
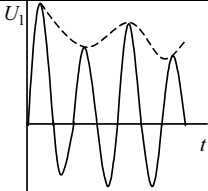
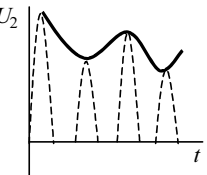
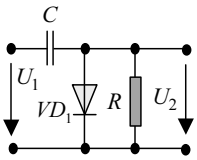
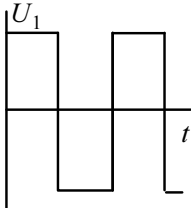
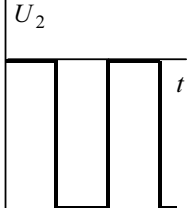
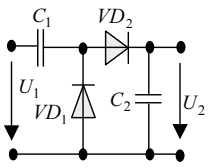
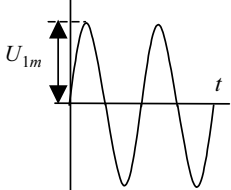
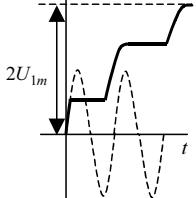
Знание характеристик выпрямленного напряжения имеет большое значение при проектировании источников вторичного напряжения, которые часто являются неизменным элементом любого электронного устройства.

### 1.5.2. Схемы с диодом, использующие процессы заряда и разряда конденсатора

Рассмотренные выше схемы полупроводниковых устройств состояли из резистивных сопротивлений элементов. Но главное свойство диода, а именно его односторонняя проводимость, в сочетании с другим основным элементом электрической цепи – конденсатором позволяет создать целую гамму схем, имеющих совершенно удивительные и разнообразные свойства. В табл. 1.6 приведен ряд схем, созданных на базе диода и конденсатора емкости.



Таблица 1.6

Название схемы	Вид принципиальной схемы	График входного напряжения	График выходного напряжения
Демодулятор			
Восстановитель постоянной составляющей			
Удвоитель напряжения			

Работа этих схем основана на характере переходного процесса в цепи  $R - C$  и свойстве односторонней проводимости диода. Напомним, что если цепь  $R - C$  (рис. 1.21) включить на постоянное напряжение  $U_0$ , то напряжение на емкости будет меняться по экспоненциальному закону:

$$u_C(t) = U_0(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}), \quad (1.8)$$

где  $\tau = RC$  – получило название постоянной времени цепи  $R - C$ . Это **важнейшая** характеристика данной схемы и ее следует хорошо запомнить. На рис. 1.22 построены два графика: на одном показана зависимость напряжения на емкости по выражению (1.8), а на другом – та же зависимость в относительных единицах.

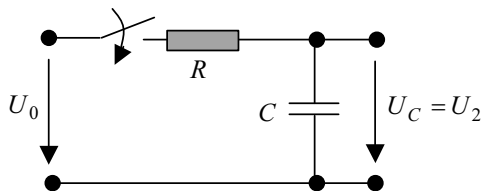


Рис. 1.21. Включение цепи  $R - C$  на постоянное напряжение

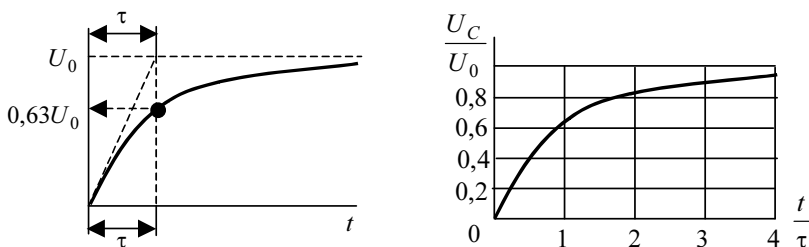


Рис. 1.22. Графики изменения напряжения на емкости при включении цепи  $R - C$  на постоянное напряжение

Если для заряженного до напряжения  $U_0$  конденсатора создать условия для разряда (рис. 1.23), то напряжение на емкости будет убывать также по экспоненциальному закону:

$$u_C(t) = U_0 e^{-\frac{t}{\tau}}. \quad (1.9)$$

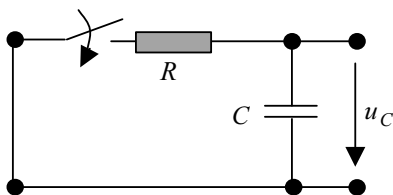


Рис. 1.23. Схема разряда конденсатора на резистор

На рис. 1.24 построены два графика – на одном показана зависимость напряжения на емкости по выражению (1.9), а на другом та же зависимость в относительных единицах.

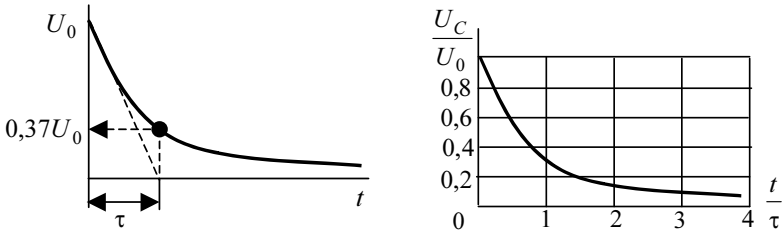


Рис. 1.24. Графики изменения напряжения на емкости при разряде на резистор

Запомните ход этих графиков и обратите внимание на то, что от величины отношения длительности процесса к постоянной времени  $\left(\frac{t}{\tau}\right)$  существенно зависит величина напряжения на емкости в переходном процессе.

Роль ключа в схемах, приведенных в табл. 1.6, играет диод, обладающий характеристикой, близкой к вентиляной. Прежде чем приступить к разбору работы этих схем, напомним, что согласно закону коммутации напряжение на емкости не может меняться скачком:  $U_C(-0) = U_C(0)$ .

### 1.5.3. Анализ работы демодулятора

Демодулятор – устройство, фиксирующее амплитудное значение входного сигнала.

**Качественный** анализ работы демодулятора. Пусть в момент времени  $t = 0$  на вход демодулятора начинает поступать серия импульсов разной амплитуды и разной длительности (рис. 1.25).

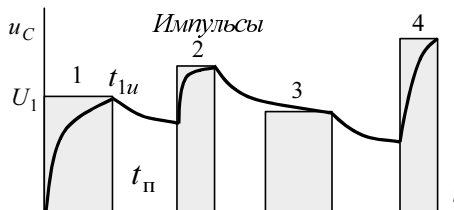


Рис. 1.25. Серия импульсов на входе схемы и график выходного напряжения

В момент времени  $t=0$  (рис. 1.25) на входе схемы произошло скачкообразное изменение напряжения  $U_1$ , напряжение на конденсаторе в этот момент равно 0 и по законам коммутации должно остаться равным нулю. Следовательно, в момент включения конденсатор будет представлять собой закороченный участок, и расчетная схема с учетом сопротивления диода примет вид, изображенный на рис. 1.26.

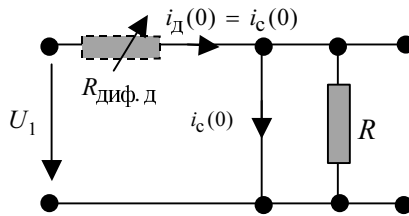


Рис. 1.26. Расчетная схема демодулятора в момент времени  $t = 0$

В начавшемся переходном процессе происходит непрерывное изменение тока, приводящее к непрерывному изменению сопротивления диода, поэтому в расчетной схеме диод представлен переменным дифференциальным сопротивлением.

Важно то, что это дифференциальное сопротивление при  $t = 0$  стремится к нулю, так как в этот момент диод работает в окрестности точки 3 (см. рис. 1.12). Небольшое сопротивление диода обуславливает небольшую постоянную времени заряда этой цепи  $\tau_3 = R_{\text{диф.д}}C$ . Поэтому, если  $\tau_3 \ll t_{\text{И}}$ , то к окончанию действия импульса напряжение на конденсаторе, а следовательно, и на выходе демодулятора будет практически равно амплитуде импульса. После того как импульс прекратил свое действие, в паузе  $t_{\text{П}}$ , конденсатор начинает разряжаться, но только по цепочке  $C - R$ , так как диод разорвал цепь тока через источник сигнала. Если принять, что постоянная времени разряда  $\tau_{\text{р}} = RC$  много больше  $\tau_3 = R_{\text{диф.д}}C$  постоянной времени заряда, то во время паузы напряжение на конденсаторе упадет, но во время действия следующего импульса опять станет равным амплитуде теперь уже этого импульса, и т. д.

**Расчет схемы демодулятора, если на входе схемы действует синусоидальное напряжение  $u_1(t) = U_{1m} \sin \omega t$ .**

Любая схема в любой момент времени подчиняется законам Кирхгофа для мгновенных значений. Для рассматриваемой схемы система уравнений будет иметь вид

$$\begin{aligned} i_{\text{д}} &= i_C + i_R, \\ u_{\text{д}} + u_C &= U_{1m} \sin \omega t, \\ u_R &= u_C. \end{aligned} \tag{1.10}$$

Так как в момент включения напряжение на емкости равно нулю, то расчетная схема будет иметь тот же вид, что и на рис. 1.26. Отличие только в том, что при  $t = 0$  и  $u_1(0) = 0$ . Следовательно, все токи и напряжения в схеме равны нулю. Но в следующий момент времени напряжение на входе станет больше нуля, а так как напряжение на емкости обязательно будет меньше входного напряжения, то к диоду будет приложено положительное напряжение, и он откроется, т. е. будет работать на прямой ветви вольт-амперной характеристики. Для упрощения расчета будем использовать вентильную характеристику диода (см. рис. 1.12). Поэтому после включения диод будет работать на участке  $a$  (рис. 1.12), на котором напряжение на диоде равно нулю. Система (1.10) примет вид

$$\begin{aligned} i_{\text{д}} &= i_C + i_R, \\ u_C &= U_{1m} \sin \omega t, \\ u_R &= u_C. \end{aligned} \tag{1.11}$$

Этой системе соответствует схема, показанная на рис. 1.27.

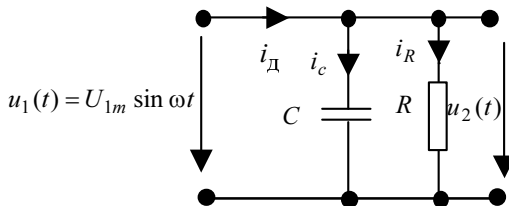


Рис. 1.27. Схема при работе диода на участке  $a$  вольт-амперной характеристики

Это линейная цепь синусоидального тока, следовательно, для расчета можно применить символический метод, в соответствии с которым расчетная модель будет иметь вид, показанный на рис. 1.28. Применяя закон Ома и 1-й закон Кирхгофа, получим выражения для токов в ветвях в символической форме и для мгновенных значений (табл. 1.7).

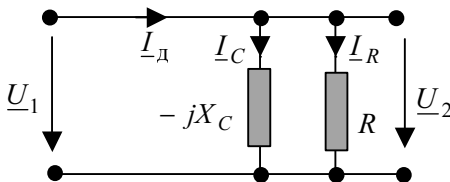


Рис. 1.28. Расчетная модель

Таблица 1.7

Ток	В символической форме	Для мгновенных значений
Емкости	$\underline{I}_C = j \frac{U_1}{X_C}$	$i_C(t) = \omega C U_{1m} \sin(\omega t + 90^\circ)$
Резистора	$\underline{I}_R = \frac{U_1}{R}$	$i_R(t) = \frac{U_{1m}}{R} \sin \omega t$
Диода	$\underline{I}_D = \underline{I}_C + \underline{I}_R$	$i_D = i_C + i_R = \omega C U_{1m} \sin(\omega t + 90^\circ) + \frac{U_{1m}}{R} \sin \omega t$

Построим графики изменений входного напряжения и токов в схеме согласно выражениям, записанным в табл. 1.7 (рис. 1.29).

При анализе работы схемы наибольший интерес представляет характер изменения тока в диоде. В момент времени  $t = 0$  (т. 1) происходит скачок тока в емкости  $\left( i_C = \frac{du_1}{dt} \right)$ , ток в резисторе согласно за-

кону Ома  $\left( i_R = \frac{u_1}{R} \right)$  равен нулю. С ростом времени все токи меняются по гармоническому закону. В т. 2 ток через диод, равный сумме токов в емкости и резисторе, достигает максимального значения. Затем ток

диода начинает уменьшаться, так как падает ток в емкости. При  $t = \frac{T}{4}$  ток в емкости равен нулю, ток диода равен току в резисторе. После этого ток в емкости становится отрицательным, и в момент времени, соответствующий точке 3, ток емкости равен току резистора, а ток диода равен соответственно нулю. Так как в дальнейшем ток емкости, имеющий отрицательное значение, больше по модулю тока в резисторе, то ток диода тоже должен стать отрицательным. Но в силу своей характеристики ток через диод не может принимать отрицательных значений. Поэтому в этот момент времени диод закрывается и разрывает (отключает) емкость и резистор от источника напряжения. Проведем расчет для определения момента времени, соответствующего т. 3 (момент времени  $t_3$ ). В этот момент времени сумма токов емкости  $i_C(t)$  и резистора  $i_R(t)$  равна нулю:

$$i_C(t_3) + i_R(t_3) = \omega C U_{1m} \sin(\omega t_3 + 90^\circ) + \frac{U_{1m}}{R} \sin \omega t_3 = 0.$$

Решая это уравнение, находим, что  $t_3 = \frac{\text{arctg } \omega RC}{\omega}$ .

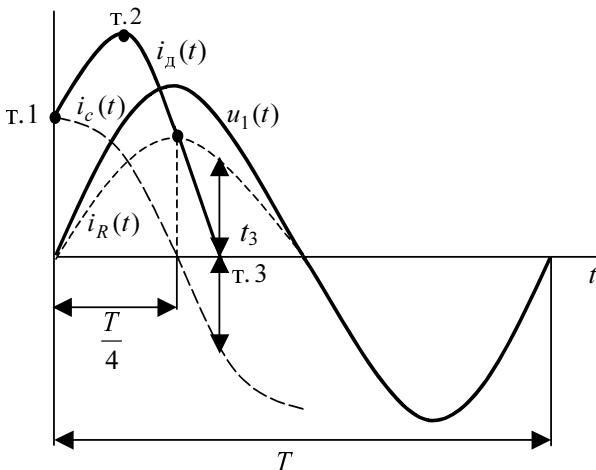


Рис. 1.29. Графики изменения напряжения и токов в схеме при открытом диоде

С этого момента расчетная схема принимает такой вид, как показано на рис. 1.30.

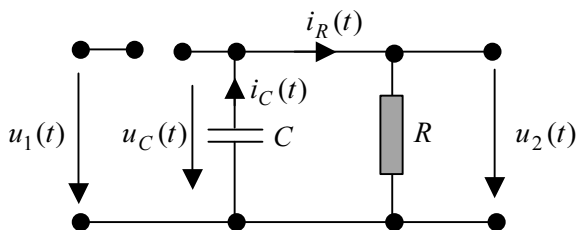


Рис. 1.30. Расчетная схема демодулятора при разряде конденсатора

В схеме начнется процесс разряда конденсатора, заряженного до напряжения  $u_C(t_3)$ , на сопротивление  $R$  по экспоненциальному закону:

$u_C(t) = u_C(t_3)e^{-\frac{(t-t_3)}{\tau_p}}$   $\tau_p = RC$ . Разряд конденсатора будет проходить до тех пор, пока напряжение на входе не станет больше напряжения на конденсаторе. Это происходит в момент времени  $t_4$  (рис. 1.31).

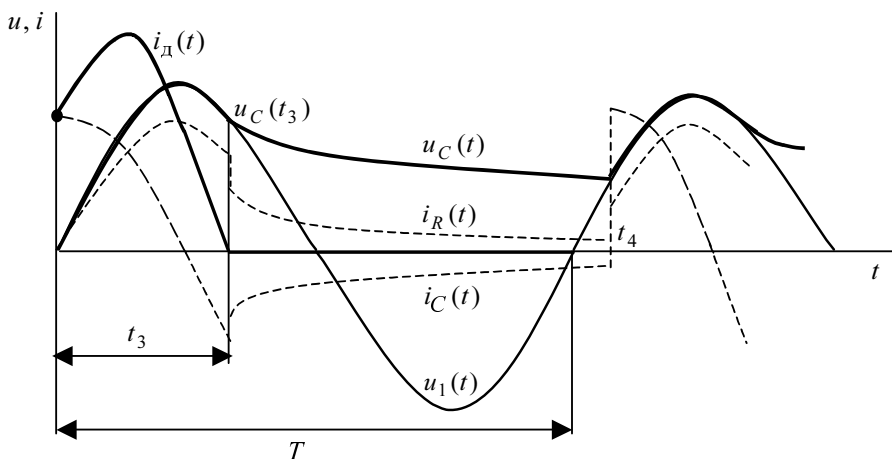


Рис. 1.31. Графики напряжений и токов демодулятора в течение первого периода



Работа демодулятора существенно зависит от соотношения постоянной времени разряда  $\tau_p$  и периода синусоидального входного напряжения  $T$ . Если принять, что  $5\tau_p < T - t_3$ , то конденсатор к приходу второй волны синусоидального напряжения успеет полностью разрядиться. Процессы заряда и разряда будут каждый раз происходить одинаково (рис. 1.32). Если принять, что  $5\tau_p \gg T - t_3$ , то конденсатор не успевает заметно разрядиться к приходу второй волны, и напряжение на конденсаторе, а следовательно, и на выходе демодулятора практически будет равно в любой момент времени положительной амплитуде (рис. 1.33). Таким образом, демодулятор позволяет выделить низкочастотную составляющую амплитудно-модулированного колебания.

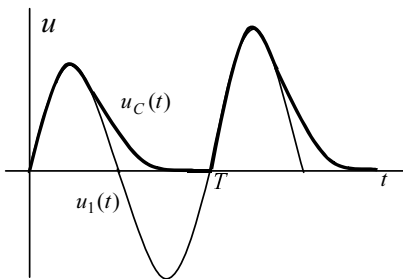


Рис. 1.32. Напряжение демодулятора при полном разряде конденсатора

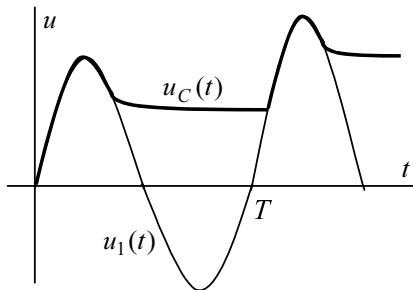


Рис. 1.33. Напряжение демодулятора при частичном разряде конденсатора

#### 1.5.4. Удвоители напряжения

Если в схеме демодулятора убрать резистор (рис. 1.34), то постоянная времени разряда конденсатора станет равной бесконечности. Первая же полуволна входного напряжения зарядит конденсатор до амплитудного значения входного напряжения (рис. 1.35), а так как цепь разряда конденсатора отсутствует, то величина напряжения на выходе демодулятора до прихода следующей положительной полуволны не изменится. Таким образом, напряжение на выходе схемы в любой момент времени будет равно последней положительной амплитуде входного напряжения.

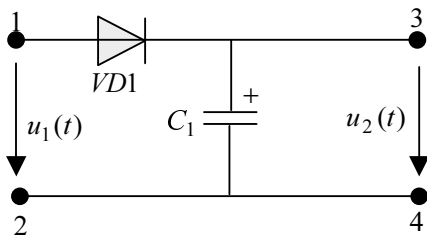


Рис. 1.34. Схема демодулятора без резистора

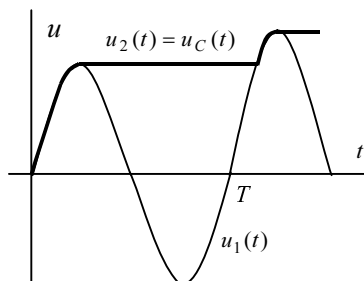


Рис. 1.35. Напряжение выхода в схеме по рис. 1.34

В схеме (рис. 1.34) используется только положительная полуволна, для использования отрицательной полуволны достаточно диод включить в обратном направлении (рис. 1.36).

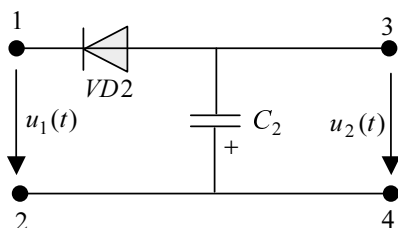


Рис. 1.36. Схема демодулятора без резистора

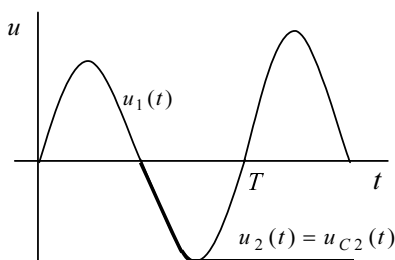


Рис. 1.37. Напряжение выхода в схеме по рис. 1.36

Соединим четырехполосники (рис. 1.34 и 1.36) параллельно по входу и последовательно по выходу (рис. 1.38). Очевидно, что напряжение на выходе будет в два раза больше входного.

На рис. 1.39 показана другая схема удвоителя напряжения.

Для отчетливого понимания хода процессов заряда и разряда конденсаторов принципиально важно провести пошаговый разбор работы именно данной схемы (рис. 1.39).

Будем считать, что  $C_1 = C_2$  и диоды имеют вентиляльную характеристику. В момент времени  $t = 0$  в схеме (рис. 1.39) начинает действовать синусоидальная ЭДС  $e(t) = E_m \sin \omega t$ .

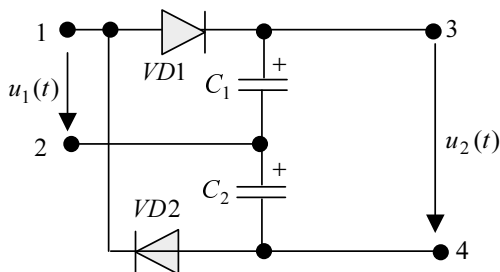


Рис. 1.38. Удвоитель напряжения

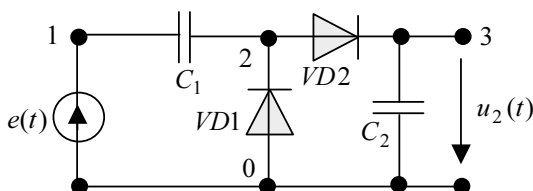


Рис. 1.39. Каскадная схема удвоителя напряжения

Так как потенциал т. 1 растет, а напряжения на конденсаторах до подачи питания равнялись нулю, то растет потенциал т. 2 по отношению к потенциалу т. 0, который принимается равным нулю. Это приводит к тому, что диод  $VD_1$  переходит в закрытое состояние, а диод  $VD_2$  открывается. Схема имеет вид, показанный на рис. 1.40.

Под действием ЭДС начинается зарядка синусоидальным током емкостей  $C_1$  и  $C_2$  (рис. 1.41). Так как  $C_1 = C_2$ , то в каждый момент времени  $u_{C1}(t) = u_{C2}(t) = \frac{e(t)}{2}$ . В момент времени  $t = \frac{T}{4}$  ЭДС достигает амплитудного значения, соответственно напряжения на емкостях становятся равными половине амплитудного значения ЭДС. Так как  $u_{C1}(t) = \varphi_1(t) - \varphi_2(t)$ , то  $\varphi_2(t) = \varphi_3(t) = u_{C2}(t) = \frac{E_m}{2}$ . В момент времени  $t = \frac{T}{4}$  ток в емкостях, опережающий ЭДС на четверть периода, должен сменить свое направление. Но этому препятствует диод  $VD_2$ . В резуль-

тате ток в емкостях становится равным нулю, а напряжение половине амплитудного значения ЭДС.

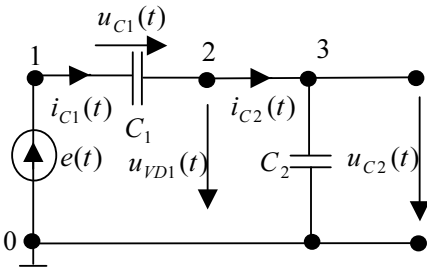


Рис. 1.40. Схема удвоителя напряжения цепи на 1-м временном участке

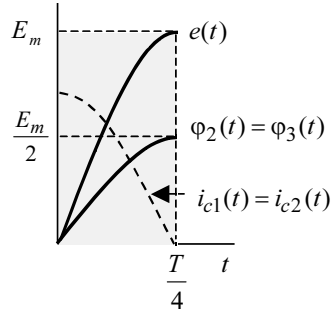


Рис. 1.41. Графики изменения токов и потенциалов на 1-м временном участке

- 1-й временной отрезок  $0 \leq t \leq \frac{T}{4}$  (рис. 1.41).
- 2-й временной отрезок  $\frac{T}{4} \leq t \leq t_2$  (рис. 1.43)

Начиная с момента времени  $t = \frac{T}{4}$ , расчетная схема удвоителя напряжения принимает вид, показанный на рис. 1.42.

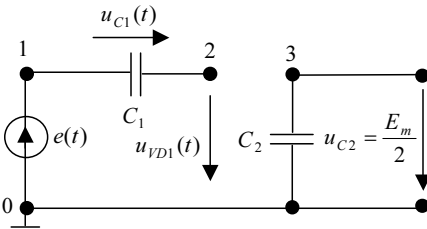


Рис. 1.42. Схема удвоителя напряжения цепи на 2-м временном участке

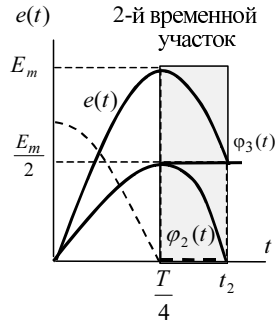


Рис. 1.43. Графики изменения токов и потенциалов на 2-м временном участке

С этого же момента ЭДС  $\mathcal{E}$  с начинает уменьшаться, а следовательно, уменьшается и потенциал т. 1. Так как цепь для протекания тока отсутствует, то напряжения на емкостях остаются постоянными, но потенциал т. 2, равный  $\varphi_2(t) = \varphi_1(t) - \frac{E_m}{2}$ , также падает, и когда величина ЭДС станет равной  $\frac{E_m}{2}$ , потенциал т. 2 станет равным нулю (рис. 1.43)

и диод  $VD_1$  соединит нулевую точку шины и т. 2. Схема примет вид, показанный на рис. 1.44, и характер изменения интересующих параметров соответствует 3-му временному отрезку. С этого момента наступает

- 3-й временной отрезок:  $t_2 \leq t \leq \frac{T}{2}$

С момента времени  $t = t_2$  начинается разряд конденсатора  $C_1$  по цепи источник ЭДС – открытый диод  $VD_1$ . С какой скоростью убывает потенциал т. 1, с той же скоростью идет разряд конденсатора  $C_1$ .

Следует сделать одно замечание. Схема на рис. 1.44 была составлена при условии, что диоды являются идеальными и вольт-амперные характеристики соответствуют рис. 1.12. Реальные диоды в открытом состоянии имеют пусть и небольшое, но конечное дифференциальное сопротивление. А поэтому точный расчет потребовал бы включения между точками 2 и 0 переменного дифференциального сопротивления, что существенно затруднило бы количественный анализ. Для качественного объяснения происходящего достаточно сказать, что величина разрядного тока зависит от дифференциального сопротивления диода, которое растет по мере разряда конденсатора. Это объясняется обратной зависимостью дифференциального сопротивления диода от величины тока, протекающего через него. Поэтому в момент времени  $t = t_2$  появится разрядный ток, который будет постепенно уменьшаться и через некоторое время станет равным нулю. Данный процесс будет продолжаться до момента времени  $t = \frac{T}{2}$ , когда ЭДС станет равной нулю. Графики для этого отрезка времени показаны на рис. 1.45. Следует обратить особое внимание на то, что к середине периода конденсатор  $C_1$  полностью разряжен и потенциалы точек 1 и 2 равны нулю.

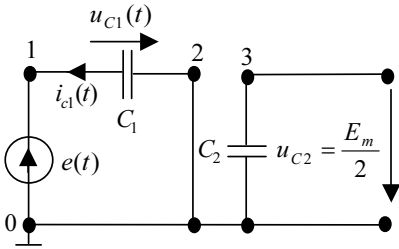


Рис. 1.44. Схема цепи на 3-м временном участке

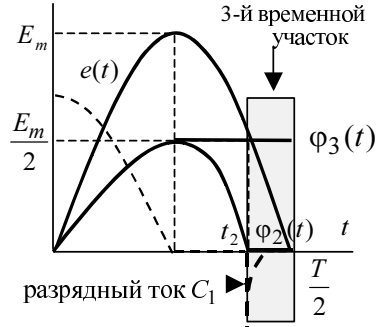


Рис. 1.45. Графики изменения токов и потенциалов на 3-м временном участке

- 4-й временной отрезок  $\frac{T}{2} \leq t \leq \frac{3T}{4}$  (рис. 1.47)

С момента времени  $t = \frac{T}{2}$  ЭДС меняет свое направление, и так как диод  $VD_1$  открыт, то начинается перезарядка конденсатора  $C_1$  синусоидальным током. Тонкость процесса состоит в том, что пока диод  $VD_1$  открыт, потенциал т. 2 равен нулю, а напряжение на конденсаторе  $C_1$  равно значению потенциала т. 1. При  $t = \frac{3T}{4}$  ток в конденсаторе, опережающий ЭДС на четверть периода, должен сменить направление, но этому препятствует диод  $VD_1$ , который разрывает ток через конденсатор  $C_1$ , при этом т. 2 отрывается от «земли». Напряжение на конденсаторе  $C_1$  указанного направления (рис. 1.46) при  $t = \frac{3T}{4}$  равно амплитудному значению ЭДС  $E_m$ .

С момента времени  $t = \frac{3T}{4}$  начинается отсчет 5-го временного отрезка.

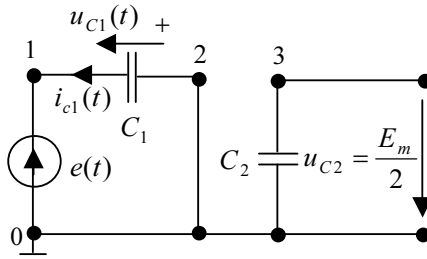


Рис. 1.46. Схема цепи на 4-м временном участке

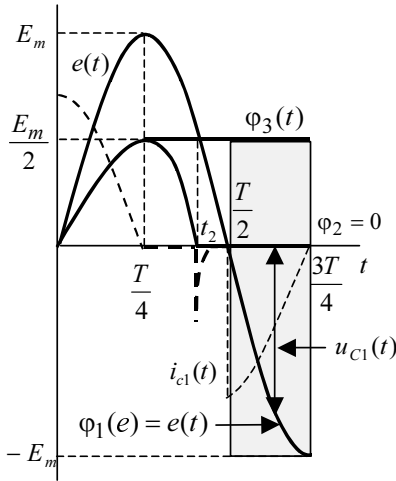


Рис. 1.47. Графики изменения токов и потенциалов на 4-м временном участке

- 5-й временной отрезок  $\frac{3T}{4} \leq t \leq t_3$

При  $t \geq \frac{3T}{4}$  ЭДС, оставаясь отрицательной начинает расти, следовательно, растет потенциал т. 1. Растет и потенциал т. 2, так как конденсатор  $C_1$  заряжен и отключен в т. 2, а напряжение на нем остается

постоянным (рис. 1.48)  $u_c(t) = \varphi_2(t) - \varphi_1(t) = \text{const} = E_m$ . В момент времени  $t = t_3$  величина ЭДС  $\varphi_1(t)$  станет равной  $-\frac{E_m}{2}$ , соответственно потенциал т. 2 будет равен  $\varphi_2(t_3) = \varphi_1(t_3) + E_m = \frac{E_m}{2}$  (рис. 1.49). Так как потенциалы точек 2 и 3 сравнялись, то диод  $VD_2$  открывается, и схема принимает вид, показанный на рис. 1.50.

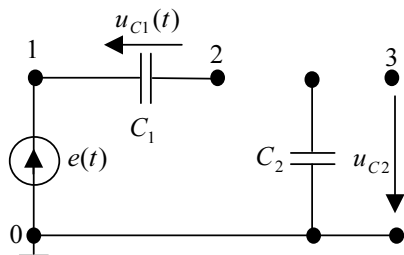


Рис. 1.48. Схема цепи на 5-м временном участке

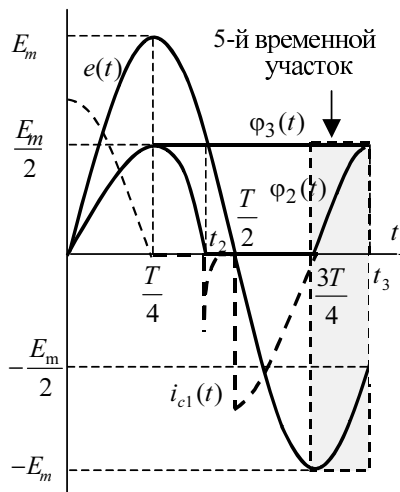


Рис. 1.49. Графики изменения токов и потенциалов на 5-м временном участке



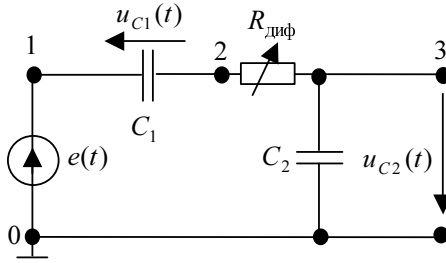


Рис. 1.50. Схема цепи на 6-м временном участке

- 6-й временной отрезок  $t_3 \leq t \leq T$

В момент времени  $t = t_3$  напряжение на конденсаторе  $C_1$  равно амплитудному значению ЭДС, а на конденсаторе  $C_2$  – половине амплитудного. Соответственно у них разные заряды на обкладках и разная энергия, определяемая выражением  $\frac{qU_{Cm}}{2}$ . Но так как в мо-

мент времени  $t = t_3$  они оказываются соединенными последовательно, то в схеме (рис. 1.50) начинается переходный процесс, который ведет к выравниванию зарядов, а следовательно, при равенстве емкостей к выравниванию напряжений на конденсаторах. При этом длительность переходного процесса определяется постоянной времени  $\tau = R_{\text{диф}}C_{\Sigma}$ .

В последнем выражении  $R_{\text{диф}}$  – переменное дифференциальное сопротивление диода  $VD_2$ , а  $C_{\Sigma} = \frac{C_1C_2}{C_1 + C_2}$ . В результате этого процесса суммарный заряд на конденсаторах, который в момент открытия диода был равен  $q(-0) = C_1E_m + C_2 \frac{E_m}{2} = 1,5CE_m$ , перераспределяется, и на

каждом конденсаторе оказывается половина заряда:  $q_{C1\text{пр}} = q_{C2\text{пр}} = 0,5q(-0) = 0,75CE_m$ . Этому заряду соответствует напряжение на каждом конденсаторе, равное  $0,75E_m$ . При этом следует иметь в виду, что параллельно идет повышение потенциала т. 1, что приводит к по-

вышению потенциалов точек 2 и 3 (т. е к росту выходного напряжения). В момент времени  $t=T$  ЭДС равна нулю, а следовательно, в соответствии с уравнением по 2-му закону Кирхгофа

$$-U_{C1}(T) + U_{C2}(T) = 0 \tag{1.12}$$

напряжения на емкостях стали одинаковыми и составляют  $0,75E_m$  (рис. 1.51).

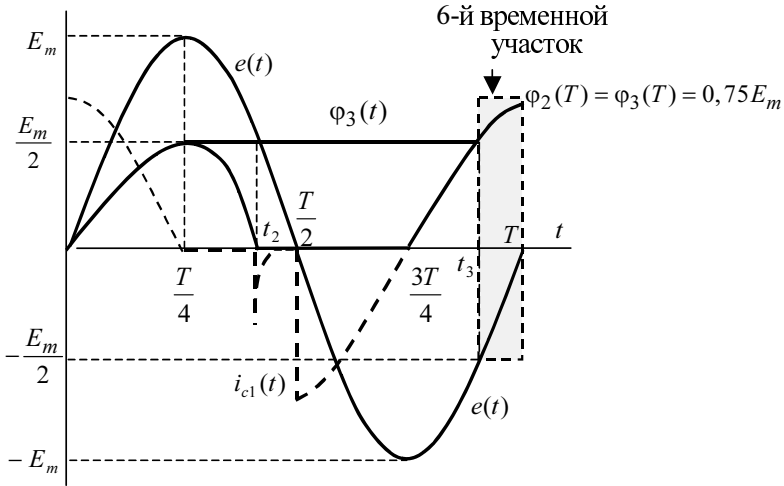


Рис. 1.51. Графики изменения потенциалов на 6-м временном участке

- 7-й временной отрезок  $T \leq t \leq T + \frac{T}{4}$

На этом временном участке схема зарядки и характер процесса аналогичны процессу на первом временном отрезке (рис. 1.40, рис. 1.41), с той лишь разницей, что потенциалы  $t. 2$  и  $t. 3$  на всем интервале времени будут больше потенциала  $t. 1$  на величину  $0,75E_m$ , а при  $t = T + \frac{T}{4}$  будут равны  $\varphi_2(t_4) = \varphi_3(t_4) = 0,75E_m + +0,5E_m = 1,25E_m$  (рис. 1.52).

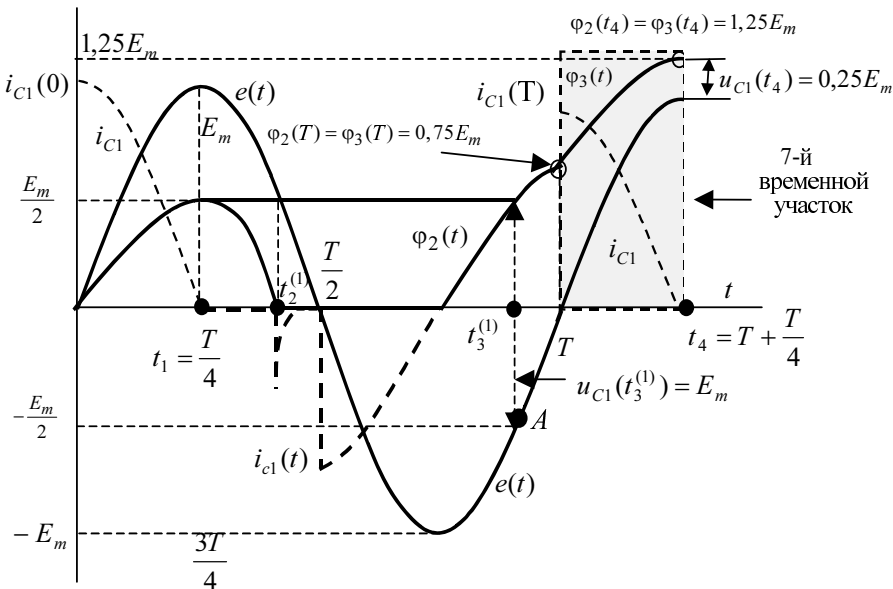


Рис. 1.52. Графики изменения потенциалов на 7-м временном участке

Возникает резонный вопрос: до какого значения напряжения можно зарядить конденсатор  $C_2$ ? Для ответа на этот вопрос отметим следующее.

1. Напряжение на конденсаторе пропорционально величине заряда на нем.

2. Величина заряда, в свою очередь, определяется значением следующего интеграла:

$$q_2(t) = \int_{-\infty}^t i_2(\tau) d\tau = \int_{-\infty}^{t_1} i_2(\tau) d\tau + \int_{t_1}^t i_2(\tau) d\tau = q_2(t_1) + \int_{t_1}^t i_2(\tau) d\tau, \quad (1.13)$$

где  $q_2(t_1)$  – заряд на конденсаторе  $C_2$  к моменту начала протекания тока заряда конденсатора. При  $t_1 = 0$   $q_2(t_1) = 0$ , а при  $t_1 = T$   $q_2(t_1) = 0,75q_m$ .

Для того чтобы появился ток заряда конденсатора  $C_2$ , необходимо открыть диод  $VD_2$ . Открытие диода происходит в момент времени  $t_3^{(1)}$  (т. А, рис. 1.53), когда потенциал т. 2 становится равным потенциалу т. 3. Во время второго периода диод  $VD_2$  откроется позже, так как напряжение и потенциал точки 3 (см. рис. 1.39) будет больше, чем  $0,5E_m$  (рис. 1.52). Максимально возможное значение потенциала т. 1 равно  $E_m$ , следовательно, максимально возможное значение потенциала т. 2 равно  $2E_m$ . И если потенциал т. 3 тоже равен  $2E_m$ , то диод  $VD_2$  не откроется, и тока, заражающего конденсатор, не будет. Следовательно, конденсатор  $C_2$  можно зарядить только до двойного амплитудного значения ЭДС источника. На практике ход процесса несколько отличается от рассмотренного из-за наличия падения напряжения на открытых диодах.

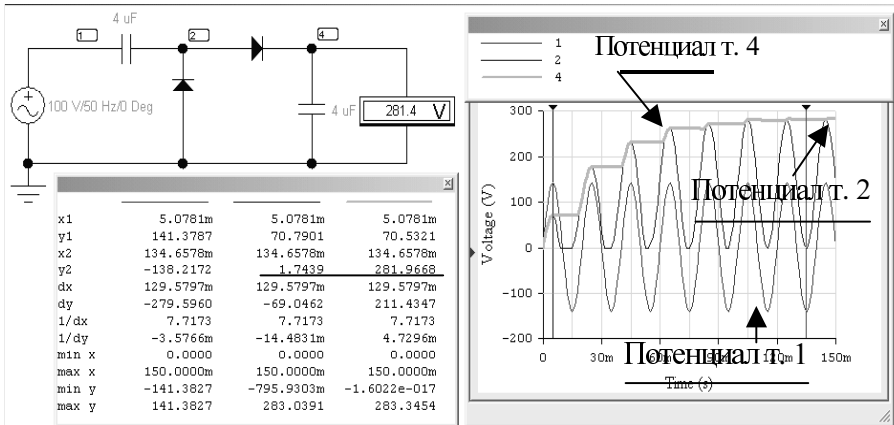
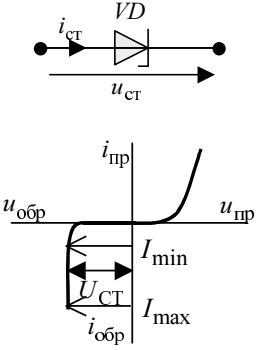
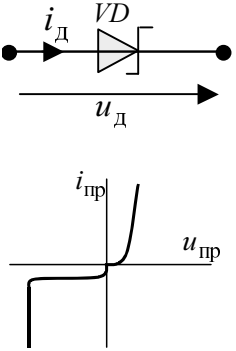
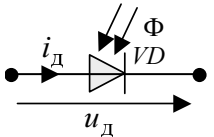


Рис. 1.53. Результаты моделирования работы каскадного удвоителя  
Существуют схемы умножения напряжения в заданное число раз.

## 1.6. СПЕЦИАЛЬНЫЕ ТИПЫ ДИОДОВ

В табл. 1.8 приведены диоды, свойства которых отличаются от свойств уже рассмотренного диода.

Таблица 1.8

<p>Название диода, условное графическое обозначение Вид вольт-амперной характеристики</p>	<p>Основное назначение</p>
<p>Стабилитрон</p> 	<p>Стабилизация напряжения. Для этого используется крутопадающий обратный участок вольт-амперной характеристики. Это требует создания таких условий работы, чтобы ток стабилитрона был больше минимального и меньше максимального</p>
<p>Диод Шоттки</p> 	<p>Применяется в логических элементах транзисторно-транзисторной логики и в схемах высокочастотных выпрямителей. Имеет значительно меньшее падение напряжение при работе на прямом участке вольт-амперной характеристики</p>
<p>Фотодиоды</p> 	<p>Преобразование световых сигналов в электрические. Под действием падающего на диод светового потока (<math>\Phi</math>) в зависимости от его интенсивности через диод начинает протекать ток. Если к диоду приложено обратное напряжение (т. 1), диод потребляет энергию.</p>

Название диода, условное графическое обозначение. Вид вольт-амперной характеристики	Основное назначение
	В т. 2 напряжение положительно, а ток отрицательный. Это генераторный режим. В этом режиме работают солнечные батареи
<p>Светодиоды</p> 	Преобразование электрических сигналов в световой поток. Цвет свечения определяется типом полупроводникового материала. Применяются в устройствах индикации, источниках света. Работают при прямом смещении $p-n$ -перехода
<p>Оптрон(оптопара)</p> 	В одном корпусе расположены светодиод и фотодиод, который может работать фотогенератором или фотопреобразователем. Высокое быстродействие используется для передачи аналоговых, цифровых сигналов и в качестве электронных ключей. Гальваническая развязка между входной и выходной цепями

### Расчет цепей со стабилитроном

Стабилитрон (диод Зенера) будем рассматривать как резистивный элемент. Вольт-амперная характеристика стабилитрона имеет такой же вид, как характеристика обычного диода (рис. 1.54).

Существенное различие состоит в том, что обратное пробивное напряжение  $U_{обр.пр}$  с помощью сильного легирования делают не-

большим, и лавинный процесс, имеющий место при работе диода на этом участке, если ток меньше  $I_{\max}$ , не приводит к выходу стабилитрона из строя. Важнейшим параметром стабилитрона является дифференциальное сопротивление на участке стабилизации  $R_{\text{диф}}$ . Возьмем две достаточно близко лежащие точки 1 и 2 (рис. 1.54) на обратном участке ВАХ стабилитрона. Каждой точке соответствует свой ток и свое напряжение. Если взять отношение приращений напряжения и тока, то получим дифференциальное сопротивление в окрестности точек 1 и 2:

$$R_{\text{диф}} = \frac{U_2 - U_1}{I_2 - I_1} = \frac{\Delta U}{\Delta I}. \quad (1.14)$$

Суть стабилитрона состоит в том, что дифференциальное сопротивление на этом участке маленькое и значительные приращения тока через стабилитрон по закону Ома не приводят к заметному изменению напряжения на стабилитроне. Это основное свойство стабилитрона и используют при построении функциональных преобразователей и стабилизаторов напряжения.

При ручном (не машинном) расчете схем, содержащих стабилитроны, обычно пользуются идеализированной характеристикой вентильного вида, показанной на рис. 1.55. В табл. 1.9 приведены расчетные модели стабилитрона при работе на разных участках идеального стабилитрона.

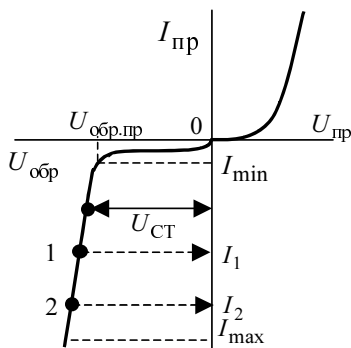


Рис. 1.54. Вольт-амперная характеристика стабилитрона

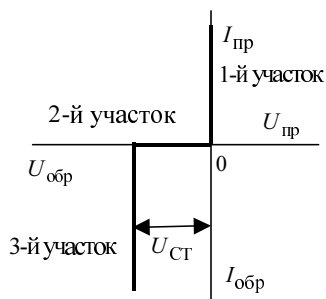
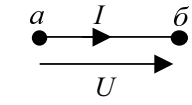
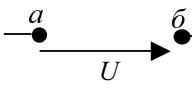
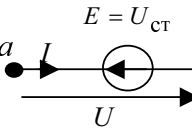


Рис. 1.55. Линеаризированная вольт-амперная характеристика стабилитрона

Таблица 1.9

Номер участка	Расчетная модель	Значения токов и напряжений на участке $a-b$
1		$I > 0 \quad U = 0$
2		$I = 0 \quad U < 0$
3		$I < 0 \quad 0 > U = U_{ст}$

Проведем расчет функционального преобразователя, показанного на рис. 1.56.

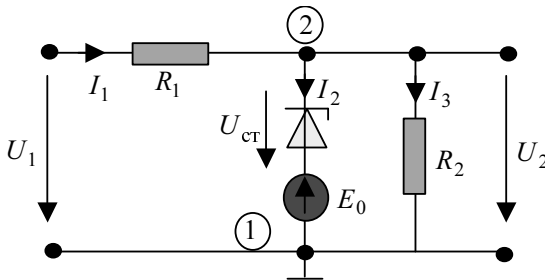


Рис. 1.56. Функциональный преобразователь со стабилизатором

Порядок расчета во многом аналогичен порядку расчета цепей с диодами. Отличие состоит в том, что у стабилизатора три участка. Произвольно выбираем направление токов в схеме. Обратите внимание, что при выбранных направлениях тока ( $I_2$ ) и напряжения ( $U_{ст}$ ) характеристика стабилизатора примет вид, как на рис. 1.57.



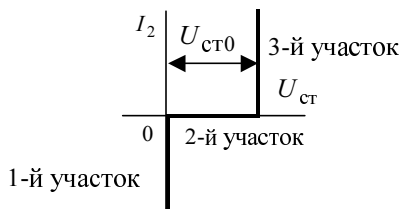


Рис. 1.57. Вольт-амперная характеристика стабилизатора, представленного на рис. 1.56

Система уравнений по законам Кирхгофа для данной схемы:

$$I_1 - I_2 - I_3 = 0; \quad (1.14)$$

$$I_1 R_1 + U_{\text{ст}}(I_2) = -E_0 + U_1; \quad (1.15)$$

$$I_1 R_1 + I_3 R_2 = U_1. \quad (1.16)$$

Для построения функциональной зависимости  $U_2 = f(U_1)$  необходимо определить те значения входного напряжения, при которых стабилизатор работает на том или ином участке. Рассмотрим работу функционального преобразователя при выбранной полярности входного напряжения. Пусть входное напряжение  $U_1$  больше или равно нулю, но меньше  $E_0$ , тогда, как это следует из уравнения (1.15), справа отрицательная величина, но и слева тоже должна быть отрицательная величина. Напряжение на стабилизаторе согласно характеристике (рис. 1.57) не может принимать отрицательных значений, следовательно, отрицательное значение должен иметь ток  $I_1$ . А так как при  $U_1 = 0$ , в схеме действует только  $E_0$ , то и ток  $I_2$  тоже должен быть отрицательным. Следовательно, при  $0 \leq U_1 < E_0$  стабилизатор будет работать на 1-м участке, и расчетная схема примет вид, изображенный на рис. 1.58.

В этой схеме независимо от величины  $U_1$  выходное напряжение  $U_2 = E_0$ . Если напряжение на входе  $U_1$  станет больше нуля, то, используя закон Ома и первый закон Кирхгофа (1.14), получим для схемы на рис. 1.58

$$\frac{U_1 - E_0}{R_1} - I_2 - \frac{E_0}{R_2} = 0. \quad (1.17)$$

Выражение (1.17) позволяет получить ток  $I_2 = \frac{U_1}{R_1} - \frac{E_0(R_1 + R_2)}{R_1 R_2}$ . Отсюда следует, что по мере роста входного напряжения  $U_1$  ток  $I_2$  указанного направления будет увеличиваться, и при значении  $U_1 = U_{10} = E_0 \frac{(R_1 + R_2)}{R_2}$  ток  $I_2$  станет равным нулю. Таким образом, при  $0 \leq U_1 \leq U_{10}$ ,  $U_2 = E_0$ .

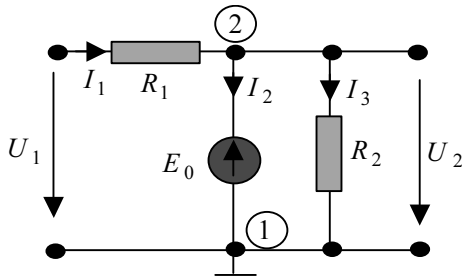


Рис. 1.58. Расчетная схема при работе стабилитрона на 1-м участке

При дальнейшем увеличении входного напряжения стабилитрон перейдет на работу на 2-м участке, и расчетная модель примет вид, как на рис. 1.59.

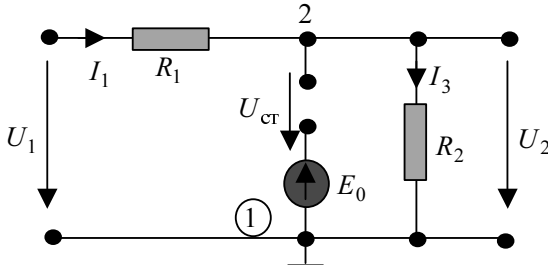


Рис. 1.59. Расчетная схема при работе стабилитрона на 2-м участке

Выходное напряжение в этой схеме  $U_2 = U_1 \frac{R_2}{R_1 + R_2}$ . Работа на этом участке будет продолжаться до тех пор, пока напряжение на стабилитроне не достигнет значения  $U_{ст0}$  (рис. 1.57). Напряжение на стабилитроне равно разности потенциалов точек 2 и 3:

$$U_{ст} = \varphi_2 - \varphi_3 = \varphi_2 - E_0. \quad (1.18)$$

Принимая  $U_{ст} = U_{ст0}$ , получаем, что, когда потенциал 2-й точки достигнет значения  $\varphi_{20} = U_{ст0} + E_0$ , стабилитрон будет работать на третьем участке. Выразим потенциал 2-й точки, используя входное напряжение:

$$\varphi_2 = U_1 - I_1 R_1 = U_1 - \frac{U_1 R_1}{R_1 + R_2} = U_1 \frac{R_2}{R_1 + R_2}. \quad (1.19)$$

Приравнивая последнее выражение величине  $\varphi_{20} = U_{ст0} + E_0$ , получаем значение входного напряжения, при достижении которого стабилитрон будет работать на третьем участке:

$$U_{100} = (U_{ст0} + E_0) \frac{(R_1 + R_2)}{R_2}. \quad (1.20)$$

При дальнейшем увеличении входного напряжения выходное напряжение остается постоянным и равным  $\varphi_{20}$ .

Если сменить полярность входного напряжения  $U_1$ , то под действием ЭДС  $E_0$  и  $U_1$  стабилитрон будет работать на первом участке, и выходное напряжение будет равно  $E_0$ . На рис. 1.60 построена функциональная зависимость для рассмотренного преобразователя.

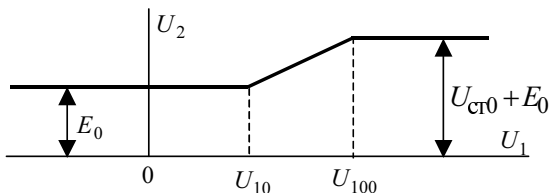


Рис. 1.60. Функциональная зависимость для схемы, изображенной на рис. 1.57

Стабилитроны нашли широкое применение в устройствах стабилизации напряжения, в которых используются свойства третьего участка характеристики. Рассмотрим схему со стабилизатором, показанную на рис. 1.61.

Функциональная зависимость для схемы имеет вид, как показано на рис. 1.62.

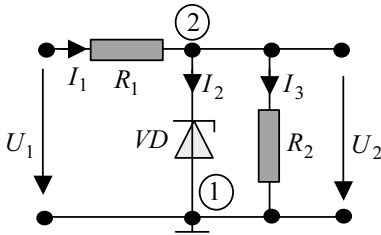


Рис. 1.61. Простейший стабилизатор напряжения

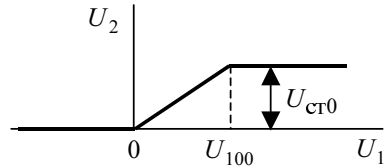


Рис. 1.62. Функциональная зависимость для схемы, изображенной на рис. 1.61

Эта зависимость вытекает из функциональной зависимости по рис. 1.61, если положить  $E_0 = 0$ . Как следует из графика (рис. 1.62), если входное напряжение  $U_1 \geq U_{100}$ , выходное напряжение остается **постоянным**, независимо от величины входного, т.е. имеет место стабилизация выходного напряжения при изменении входного. Необходимо заметить, что значение входного напряжения  $U_{100}$ , после которого наступает стабилизация, зависит как от свойств стабилитрона ( $U_{ст0}$ ), так и от величины нагрузки ( $R_2$ ), как это следует из (1.20).

$$U_{100} = U_{ст0} \frac{(R_1 + R_2)}{R_2}. \quad (1.21)$$

Если стабилитрон выбран, т. е.  $U_{ст0}$  задано, сопротивление источника  $R_1$  также задано, то с уменьшением величины нагрузки  $R_2$  растет значение напряжения  $U_{100}$ , начиная с которого в схеме наступает режим стабилизации. Если,  $R_2 \gg R_1$ , то  $U_{100} \cong U_{ст0}$ . В идеале при  $R_2 \rightarrow \infty$ ,  $U_{100} = U_{ст0}$ .

Это режим холостого хода. В этом режиме при  $U_1 \geq U_{\text{ст}0}$  стабилизатор открыт, ток через него равен току источника:

$$I_{1\text{XX}} = I_{2\text{XX}} = I_{\text{стXX}} = \frac{U_1 - U_{\text{ст}0}}{R_1}. \quad (1.22)$$

Мощность, выделяемая в стабилизаторе, равна

$$P_{\text{стXX}} = U_{\text{ст}0} I_{\text{стXX}}. \quad (1.23)$$

Если, не меняя величины входного напряжения, нагрузить стабилизатор, то ток стабилизатора (рис. 1.61) будет равен

$$I_2 = I_{\text{ст}} = I_1 - I_3 = \frac{U_1 - U_{\text{ст}0}}{R_1} - \frac{U_{\text{ст}0}}{R_2}. \quad (1.24)$$

Мощность, выделяемая в стабилизаторе, в этом режиме равная

$$P_{\text{стн}} = U_{\text{ст}0} I_{\text{ст}}, \quad (1.25)$$

будет меньше, чем в режиме холостого хода. Это обстоятельство следует учитывать при проектировании работы схемы в так называемых жестких условиях.

## **Заключительные замечания (рекомендации) к главе 1**

Уважаемый читатель, по разным причинам Вы не смогли полностью и глубоко разобраться в явлениях, схемах, расчетах, изложенных в главе. Может быть, остается много вопросов, на которые, как Вам кажется, у Вас нет правильного ответа. Не огорчайтесь! Терпеливо продолжайте работать. Терпение вечности подобно, а следовательно, у него такие же безграничные возможности. Если у Вас нет времени для повторного изучения данной главы, в таком случае запомните следующие рекомендации.

1. При качественном анализе схем, содержащих диод, стабилизатор, используйте вентильные характеристики диодов, при этом:

– создавайте расчетные схемы. Число расчетных схем зависит от числа диодов, стабилизаторов и от числа участков характеристики этих элементов. Схем может получиться много. Но все они будут линей-

ными, а это позволяет использовать все известные методы анализа электрических цепей;

- при анализе как исходной схемы, так и ее расчетных моделей, широко используйте законы Кирхгофа и Ома. Особенно важно применение 2-го закона Кирхгофа. В электронных схемах в крайне редких случаях остаются постоянными токи и напряжения, но если на каком-то элементе напряжение выросло, то ищи элемент, входящий в тот же контур, на котором напряжение упало, и анализируй, к чему это приводит;

- пользуйтесь понятием входного сопротивления;

- при анализе расчетных моделей пытайтесь применять метод узловых потенциалов;

- вдумайтесь в название схемы. Оно дает существенную подсказку в поиске главных действующих элементов схемы.

2. Трудно переоценить роль емкости в работе электронных схем. Это изумительный по своим свойствам элемент. Помните:

- напряжение на емкости не может меняться скачком;

- для заряда и разряда емкости требуется время и должна быть цепь для протекания зарядного или разрядного тока;

- если цепь для тока через емкость отсутствует, то емкость сохраняет постоянным заряд, который на ней был, и постоянным напряжением между обкладками. А вот абсолютная величина потенциала каждой обкладки может меняться, если меняется потенциал одной из них по той или иной причине;

- ток через емкость определяется скоростью изменения заряда на ней;

- скорость изменения заряда или разряда емкости часто определяется постоянной времени цепи  $R - C$ ,  $\tau = RC$  ;

- переходный процесс в цепи  $R - C$  заканчивается за время  $5\tau$  .

И имеет смысл искать в схеме возможные пути заряда и разряда каждой емкости и прикидывать для нее величину постоянной времени .

3. Используйте для анализа и для получения результата компьютерное моделирование. В настоящее время имеются такие хорошо работающие программы, как **Simulink**, **MicroCap**.

## 1.7. ЗАДАЧИ К ГЛАВЕ 1

1.7.1. Рассчитайте токи и напряжения в схемах, приведенных в табл. 1.10. Величина резистора  $R = 1 \text{ кОм}$  [1].

Таблица 1.10

Номер схемы				
1.1	1.2	1.3	1.4	1.5
1.6	1.7	1.8	1.9	1.10

1.7.2. Рассчитайте потенциал узла 1 в схемах, приведенных в табл. 1.11 [1].

Таблица 1.11

Номер схемы		
1.11	1.12	1.13

Номер схемы		
1.14	1.15	1.16

1.7.3. Постройте функциональную зависимость  $U_2 = f(U_1)$  в схемах, приведенных в табл. 1.12.

Таблица 1.12

Номер схемы	
1.17	1.18
1.19	1.20



## Глава 2. БИПОЛЯРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

### 2.1. ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ РАБОТЫ БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Рассмотрим схему, показанную на рис. 2.1.

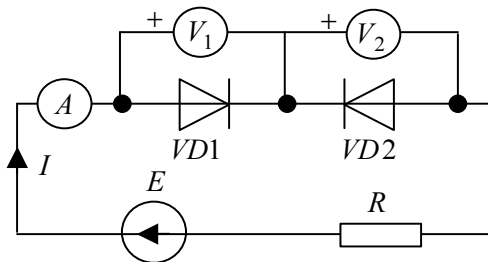


Рис. 2.1. Схема с двумя последовательно соединенными диодами

Если вспомнить вольт-амперные характеристики диода (см. рис. 1.11), то, очевидно, при выполнении условия  $E < U_{\text{обр.пр}}$  оба диода будут находиться в закрытом состоянии из-за того, что к диоду  $VD2$  приложено отрицательное напряжение. Показание амперметра будет практически равно нулю, показание вольтметра  $V_1$  тоже равно нулю, а показание вольтметра  $V_2$  равно величине ЭДС  $E$ . Если величина ЭДС станет больше  $U_{\text{обр.пр}}$ , то диод  $VD2$  будет пробит, и величина тока будет ограничена только сопротивлением  $R$ :

$$I \approx \frac{E - U_{\text{обр.пр}} - U_{\text{vd1}}}{R}. \quad (2.1)$$

Следует заметить, что числитель в (2.1) должен быть при указанном на схеме направлении ЭДС больше нуля. Напряжение  $U_{vd1}$  – это напряжение на открытом диоде  $VD1$ . Данное напряжение много меньше  $U_{обр.пр}$ , но забывать о его наличии не следует.

Проведем небольшие преобразования в схеме, а именно сделаем вывод от точки соединения двух диодов (рис. 2.2).

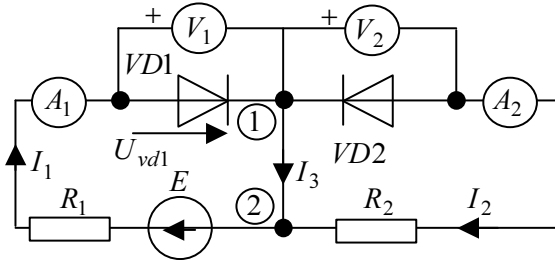


Рис. 2.2. Видоизмененная схема с двумя диодами

Очевидно, что правая часть схемы зашунтирована проводом между узлами 1 и 2, а поэтому ток  $I_2$  и напряжения на диоде  $VD2$  и резисторе  $R_2$  равны нулю. Для левой части схемы можно написать одно уравнение по 2-му закону Кирхгофа:

$$I_1 R_1 + U_{vd1}(I_1) = E. \quad (2.2)$$

Уравнение (2.2) – нелинейное. Решение возможно разными методами. Наиболее простой метод – графический.

1. Проведем преобразование уравнения и обозначим правую часть, как какую-то функцию от тока  $I_1$ :

$$U_{vd1}(I_1) = E - I_1 R_1 = f(I_1).$$

2. Строим вольт-амперную характеристику диода (рис. 2.3).

3. Строим функцию  $f(I_1) = E - I_1 R_1$ . Это прямая, для ее построения достаточно знать положение двух точек. Если ток  $I_1 = 0$ , то  $f(I_1) = E$ .

Если  $f(I_1) = 0$ , то  $I_1 = I_{1КЗ} = \frac{E}{R_1}$ . По двум точкам строим прямую.

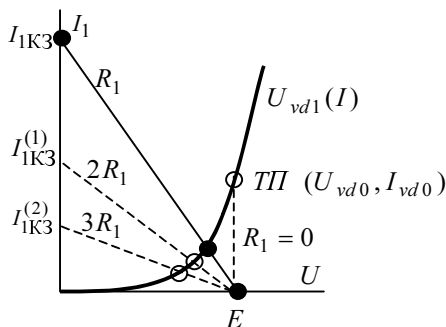


Рис. 2.3. Решение уравнения (2.2)

Пересечение прямой с вольт-амперной характеристикой диода дает значение тока в цепи. Достоинство метода – в простоте и наглядности. Если величина ЭДС  $E$  остается постоянной, а меняется величина сопротивления  $R_1$ , то, рассчитывая новое значение тока  $I_1 = I_{1КЗ}^{(1)} = \frac{E}{2R_1}$  и

проводя новую прямую, получаем новую точку пересечения и соответственно новые значения напряжений на диоде и резисторе. Часто сопротивление  $R_1 = 0$  и точка, соответствующая этому значению сопротивления, характеризуют состояние диода при непосредственном подключении ЭДС  $E$  к выводам диода. Пусть сопротивление  $R_1$  в схеме (рис. 2.2) остается постоянным, а последовательно с постоянной ЭДС  $E$  включена переменная ЭДС  $e(t)$ , которая меняется, например, по синусоидальному закону  $e(t) = E_m \sin \omega t$  (рис. 2.4).

Включение переменной ЭДС приводит к тому, что уравнение (2.2) принимает вид

$$i_1 R_1 + U_{vd1}(i_1) = E + e(t). \quad (2.3)$$

Решение уравнения (2.3) отличается от решения уравнения (2.2) тем, что разным моментам времени будет соответствовать разное положение прямой. В момент времени  $t=0$ , когда  $e(t)=0$ , решения уравнений (2.2) и (2.3) совпадают. Этому моменту времени соответствует решение, обозначенное точкой ТП на рис. 2.5. Через четверть периода величина действующего напряжения в схеме станет равной  $E + E_m$ , и, как результат, прямая параллельно сама себе переместится

вправо. Решение будет определяться положением точки Т1, а в момент времени, соответствующий половине периода, режим опять будет определяться положением точки ТП. В момент времени  $t = \frac{3T}{4}$  рабочая точка опустится в точку Т2. Затем точка опять вернется в точку покоя. Таким образом, рабочая точка будет колебаться вокруг точки покоя. Если точки Т1 и Т2 лежат в окрестности точки покоя, то говорят, что имеет место режим малого сигнала.

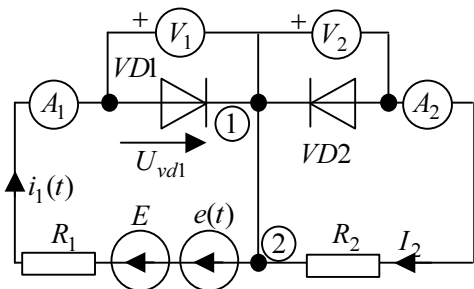


Рис. 2.4. Схема с переменной ЭДС

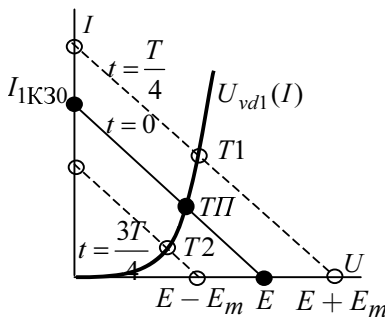


Рис. 2.5. Решение уравнения (2.3)

Проведем еще одно преобразование в схеме по рис. 2.2, а именно включим в цепь второго диода постоянную ЭДС  $E_K$  указанного направления (рис. 2.6).

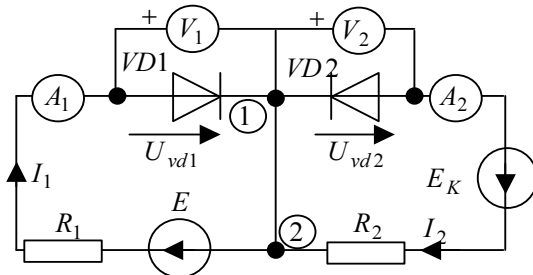


Рис. 2.6. Схема с двумя диодами и двумя постоянными ЭДС

Появление второй ЭДС данной полярности не приведет к изменению токораспределения в схеме, так как  $p-n$ -переход 2-го диода будет находиться под напряжением обратной полярности. В данной схеме две  $n$ -области имеют **одну общую точку**. Если в одном кристалле сделать два  $p-n$ -перехода, у которых **одна общая  $n$ -область**, то получим принципиально новое устройство – транзистор типа  $p-n-p$  (рис. 2.7).

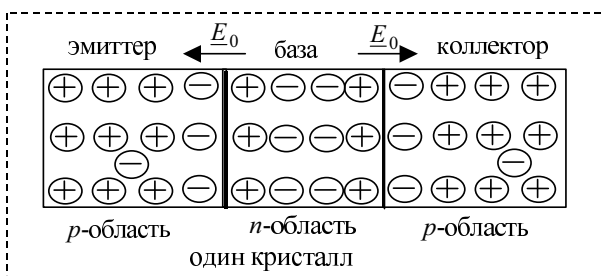


Рис. 2.7. Упрощенная структура транзистора типа  $p-n-p$

При такой структуре в транзисторе возникают два  $p-n$ -перехода, у которых внутренние собственные поля переходов направлены навстречу друг другу. Левая  $p$ -область получила название эмиттера (испускающей заряды), правая коллектора (собирающей заряды), средняя часть – базы. На рис. 2.7 эмиттер и коллектор показаны как совершенно одинаковые области как по размерам, так и сути происходящих в них процессов. На практике коллектор имеет более развитую поверхность, так как на правом  $p-n$ -переходе, получившем название коллекторного, выделяется больше *тепловой мощности*, чем в левом, получившем название эмиттерного. База транзистора существенно тоньше эмиттера и коллектора и легирована слабее. Такая структура транзистора, имеющего два  $p-n$ -перехода, позволяет провести формальное представление транзистора, условное изображение которого показано на рис. 2.8, двумя диодами (рис. 2.9).

Схема на рис. 2.9 крайне привлекательна для понимания (чтения) электронных схем, так как поведение диодов достаточно понятно. Но при использовании представления транзистора двумя диодами следует все время помнить о том, что наличие общей базы существенно меняет всю картину распределения токов и напряжений в схеме, в которой вместо двух отдельных диодов включен транзистор. Транзистор ведет себя как два отдельных диода только при условии, что ток базы равен

нулю. Но если ток базы отличен от нуля, можно считать, что ток коллектора практически равен току эмиттера. Рассмотрим схему, показанную на рис. 2.10. В этой схеме база транзистора «висит» в воздухе, ток базы равен нулю, и токи эмиттера и коллектора будут тоже практически равны нулю. В этом смысле схема с двумя диодами (рис. 2.1) точно моделирует поведение транзистора.

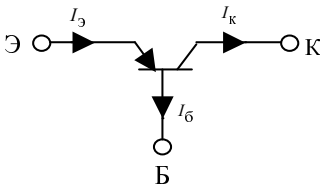


Рис. 2.8. Изображение транзистора типа  $p-n-p$

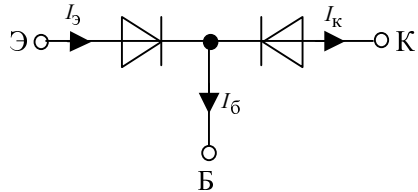


Рис. 2.9. Представление транзистора двумя диодами

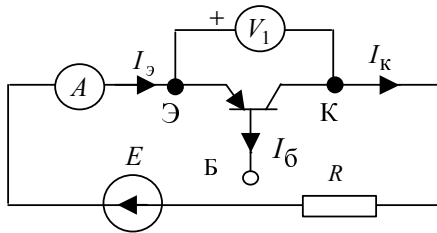


Рис. 2.10. Схема с висящей базой

Подключим базу так, как это показано на рис. 2.11.

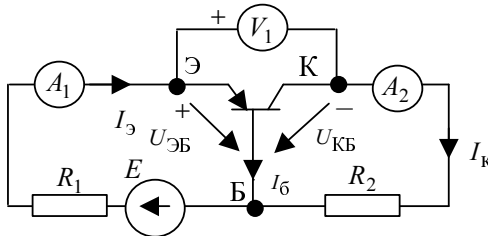


Рис. 2.11. Схема с подключенной базой

Эта схема внешне ничем не отличается от схемы, показанной на рис. 2.2. Ток эмиттера можно найти точно так же, как это было сделано для схемы, изображенной на рис. 2.2. Отличие и притом существенное состоит в том, что если в схеме (рис. 2.2) ток  $I_1 = I_3$ , то в схеме с транзистором (рис. 2.11) ток базы будет составлять (1–5) % от тока эмиттера. В соответствии с 1-м законом Кирхгофа ток коллектора равен

$$I_{\text{к}} = I_3 - I_6 \approx I_3. \quad (2.4)$$

Таким образом, если в схеме с двумя диодами (см. рис. 2.2) ток  $I_2 = 0$ , то его аналог ток  $I_{\text{к}}$  в схеме (рис. 2.11) практически равен току эмиттера. Теория и эксперимент показывают, что ток коллектора линейно зависит от тока базы:

$$I_{\text{к}} = \beta I_6. \quad (2.5)$$

Множитель  $\beta$  получил название коэффициента усиления тока базы. Следует дать замечания к выражению (2.5).

1. Выражение выполняется с высокой степенью точности при работе транзистора в так называемом активном (усилительном) режиме. В этом режиме напряжение на эмиттерном переходе  $U_{эб} > 0$ , а на коллекторном  $U_{кб} < 0$ . Другими словами, эмиттерный переход смещен в прямом, а коллекторный в обратном направлении.

2. Величина  $\beta$  зависит от марки транзистора и, мало того, может меняться от одного транзистора к другому внутри партии транзисторов одной и той же марки.

3. Величина  $\beta$  лежит в диапазоне значений от 20 до 1000. При ориентировочных расчетах, если нет твердой уверенности в знании величины  $\beta$ , следует принимать  $\beta \approx 100$ .

4. Не следует строить расчет схемы, опираясь на какое-то принятое значение этого коэффициента.

5. Но при качественном анализе схем с биполярным транзистором выражение (2.5) может оказать существенную помощь.

Различие в поведении транзистора, представляемого как соединение двух диодов с выведенным зажимом базы (см. рис. 2.9) и системой из двух отдельных диодов с выведенной средней точкой (см. рис. 2.2), объясняется процессами в базе транзистора. Рассмотрим транзистор типа  $p-n-p$ , упрощенная структура которого показана на рис. 2.7. Процессы на переходе эмиттер–база совершенно одинаковы процессам

в полупроводниковом диоде. Основные носители эмиттерной области–дырки попадают (инжектируются) в базу, а там одновременно идут два процесса.

1. Происходит диффузионное перемещение дырок во всех направлениях, в том числе и в сторону коллектора. То что процесс носит диффузионный характер (причина в разности концентрации дырок), подтверждается тем, что дрейф (перемещение под действием электрического поля) дырок имеет второстепенное значение. Другими словами, напряжение, приложенное переходу база–коллектор, слабо влияет на перемещение дырок в базе.

2. Происходит рекомбинация дырок и электронов, приводящая к уменьшению числа дырок. Так как база имеет малую толщину и легирована слабее, чем эмиттер и коллектор, то большая часть дырок достигает коллекторного перехода. Этим и объясняется тот факт, что ток коллектора практически равен току эмиттера.

Токи в транзисторе, как это было сказано ранее, связаны между собой 1-м законом Кирхгофа:

$$I_э - I_к - I_б = 0 . \quad (2.6)$$

Перенос тока из эмиттера в коллектор характеризуется дифференциальным коэффициентом передачи тока эмиттера:

$$\alpha = \left( \frac{\partial I_к}{\partial I_э} \right)_{U_к = \text{const}} . \quad (2.7)$$

Используя коэффициент  $\alpha$  , перепишем (2.6):

$$I_б = I_э - I_к = I_э(1 - \alpha) . \quad (2.8)$$

Так как у современных транзисторов  $\alpha \cong (0,95...0,99)$  , то ток базы составляет  $(0,01...0,05)$  от значения тока эмиттера. Но еще раз обращаем внимание на крайне важное обстоятельство: да, ток базы очень мал по сравнению с током эмиттера и коллектора, но чтобы транзистор был управляемым, ток базы должен быть больше нуля.

Вызвав в (2.8) ток эмиттера через ток коллектора, получим

$$I_б = \frac{I_к}{\alpha}(1 - \alpha) \text{ или } I_к = I_б \frac{\alpha}{(1 - \alpha)} = \beta I_б . \quad (2.9)$$



Выражения для токов в транзисторе (2.8) и (2.9) справедливы и в случае, когда в транзисторе эмиттер и коллектор представляют из себя  $n$ -области, а база  $p$ -область (рис. 2.12).

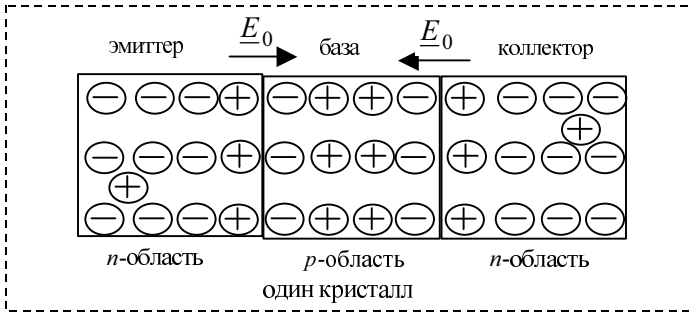


Рис. 2.12. Упрощенная структура транзистора типа  $n-p-n$

Это транзистор типа  $n-p-n$ . Условное изображение показано на рис. 2.13, а представление системой двух диодов – на рис. 2.14.

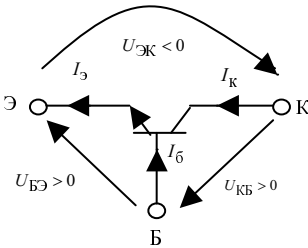


Рис. 2.13. Изображение транзистора типа  $p-n-p$

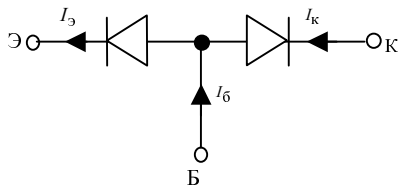


Рис. 2.14. Представление транзистора двумя диодами

Сравнение рис. 2.7 и 2.13 показывает, что два типа транзисторов отличаются друг от друга только полярностями напряжений и выбранными положительными направлениями тока. Это позволяет сформировать общие правила качественного анализа поведения транзистора в электронных схемах.

1. Потенциал эмиттера должен быть больше потенциала базы, а потенциал базы больше потенциала коллектора. (Для транзистора типа  $n-p-n$  соотношения потенциалов обратные.)

2. Переход эмиттер–база подобен диоду, смещенному в прямом направлении. Его состояние (ток) практически целиком зависит от величины напряжения эмиттер–база.

3. Переход база–коллектор подобен диоду, смещенному обычно в обратном направлении. Его состояние (ток) практически полностью зависит от тока базы.

4. Для каждого транзистора существуют максимальные значения токов  $I_K$ ,  $I_B$  и  $U_{KЭ}$ , превышение которых приводит к необходимости применения другого транзистора. Важно также помнить о максимальной рассеиваемой мощности, определяемой как произведение  $I_K U_{KЭ}$ .

5. Если условия по пп. 1–4 выполнены, то можно использовать важное выражение (2.5).

Рассмотрим схему, представленную на рис. 2.15. Проверим, будет ли гореть лампочка, номинальное напряжение которой  $U_{л} = 10$  В, номинальный ток 0,1 А.  $R_B = 1$  кОм;  $E_K = 10$  В. Принять  $\beta = 100$ .

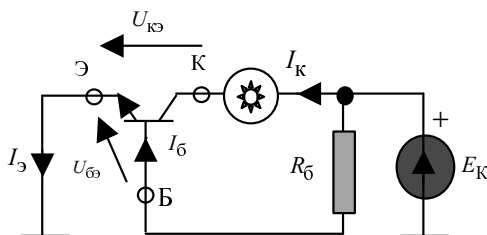


Рис. 2.15. Схема с транзистором

Проверяем наличие и величину тока базы. Обойдем контур, включающий источник ЭДС, сопротивление в цепи базы, эмиттерный переход, и запишем уравнение по 2-му закону Кирхгофа:

$$I_B R_B + U_{БЭ} = E_K.$$

При  $U_{БЭ} \geq 0,6$  В переход эмиттер-база будет открыт и ток базы будет равен:

$$I_B = \frac{E_K - U_{БЭ}}{R_B} = \frac{10 - 0,6}{1000} = 9,4 \text{ мА}.$$

Принимая  $\beta = 100$ , получаем, что ток коллектора в соответствии с (2.5), а также и ток лампочки должен быть равен:  $I_K = \beta I_B = 100 \cdot 9,4 =$

$= 940 \text{ мА} = 0,94 \text{ А}$ . Так как ток коллектора больше номинального тока лампочки, равного  $0,1 \text{ А}$ , то лампочка, безусловно, будет гореть. Следует заметить, что, как только ток лампочки достигнет значения  $0,1 \text{ А}$ , напряжение на лампочке должно стать равным номинальному в  $10 \text{ В}$ . Напряжение коллектор–эмиттер при этом станет практически равным нулю, а следовательно, будет нарушено правило номер 1, и пользоваться выражением (2.5) в данном режиме работы схемы (рис. 2.15) нельзя. Возникает резонный вопрос: в каком режиме работает схема. Для ответа воспользуемся выходными характеристиками транзистора (рис. 2.17) и построим качественно нагрузочную прямую. Точка пересечения и дает значение тока лампочки и коллектора. Эта точка соответствует режиму насыщения, который характеризуется большим значением тока базы и малым ( $\approx 0,2 \text{ В}$ ) напряжением коллектор–эмиттер.

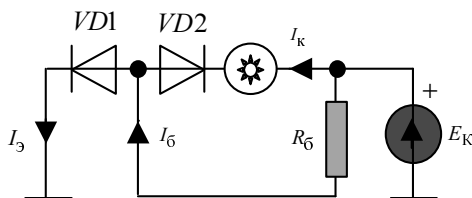


Рис. 2.16. Схема с диодами

$$R_{Л} = \frac{U_{Н}}{I_{Н}} = \frac{10}{0,1} = 100 \text{ Ом}$$

$$I_{КЗ} = \frac{E_{К}}{R_{Л}} = \frac{10}{100} = 0,1 \text{ А}$$

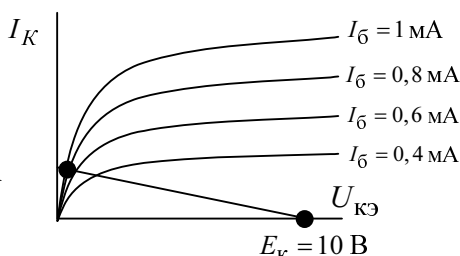


Рис. 2.17. Работа транзистора в режиме насыщения

Представление транзистора двумя диодами (рис. 2.16) дает достаточно наглядную картинку работы схемы по рис. 2.15.

Таким образом, в основе работы транзистора лежат процессы, происходящие одновременно в двух  $p-n$ -переходах, имеющих одну общую область, называемую базой.

## 2.2. ТРИ СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ ТРАНЗИСТОРОВ

Транзистор – это, прежде всего, устройство, включаемое между источником сигнала и нагрузкой. Как правило, источник и нагрузка – это элементы, имеющие по два вывода. А транзистор – элемент, имеющий три вывода (рис. 2.18).

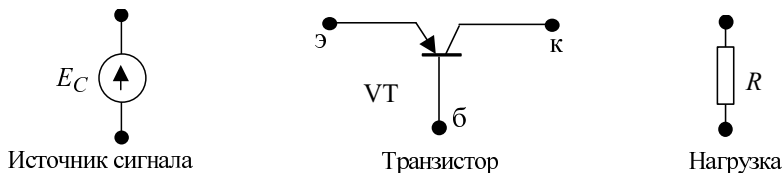


Рис. 2.18. Основные элементы простой электронной цепи

Очевидно, если транзистор включается как промежуточное звено, то один из его зажимов должен быть общим и для сигнала, и для нагрузки. В табл. 2.1 показаны три принципиально возможные схемы включения транзистора. В зависимости от того, какой зажим транзистора является общим, схемы получили то или иное название. В таблице приведены также те важнейшие понятия, которые широко используются при анализе электронных цепей с транзисторами.

Таблица 2.1

Название схемы		
С общей базой	С общим эмиттером	С общим коллектором
$U_{ВХ} = U_{БЭ}$	$U_{ВХ} = U_{БЭ}$	$U_{ВХ} = U_{БЭ}$
$I_{ВХ} = I_{Э}$	$I_{ВХ} = I_{Б}$	$I_{ВХ} = I_{Б}$
$U_{ВЫХ} = U_{КБ}$	$U_{ВЫХ} = U_{КЭ}$	$U_{ВЫХ} = U_{БЭ}$
$I_{ВЫХ} = I_{К}$	$I_{ВЫХ} = I_{К}$	$I_{ВЫХ} = I_{Э}$
$R_{ВХ} = U_{БЭ} / I_{Э}$	$R_{ВХ} = U_{БЭ} / I_{Б}$	$R_{ВХ} = U_{БЭ} / I_{Б}$
$R_{ВЫХ} = U_{КБ} / I_{К}$	$R_{ВЫХ} = U_{КЭ} / I_{К}$	$R_{ВЫХ} = U_{ЭК} / I_{Э}$

Следует заметить, что приведенные в табл. 2.1 понятия в электронике рассчитывают для переменных составляющих сигнала. Поэтому, когда говорят о входных или выходных сопротивлениях, то под этим понимают дифференциальные сопротивления. Кроме того, необходимо различать входные и выходные сопротивления самого транзистора и схемы, в которую он включен. Еще одна сложность понятий входного и выходного сопротивлений состоит в том, что они не постоянны и существенно зависят от положения точек в режиме покоя. Под режимом покоя понимается состояние схемы в отсутствие обрабатываемого сигнала. Рассмотрим схему, показанную на рис. 2.19 (верхний рисунок).

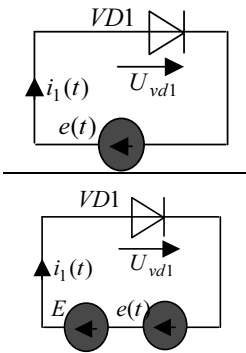


Рис. 2.19. Схемы с диодами

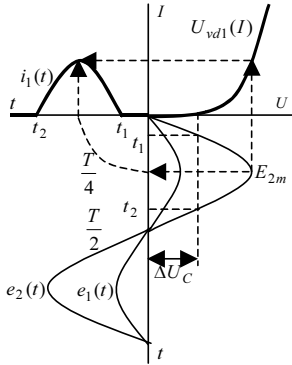


Рис. 2.20. Режим выпрямления

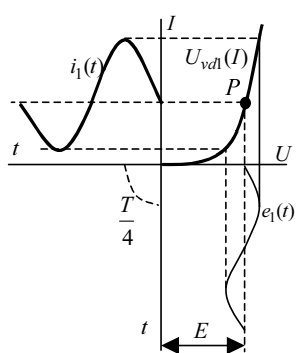


Рис. 2.21. Режим малого сигнала

Так как постоянная ЭДС отсутствует, то имеет место режим выпрямления (рис. 2.20). Но если амплитуда переменного сигнала мала ( $E_{1m} < \Delta U_c$ ), то диод закрыт в течение всего периода. Если амплитуда сигнала больше чем «ступенька» диода ( $E_{2m} > \Delta U_c$ ), то диод открыт часть периода.

Для того чтобы малый сигнал мог «проникнуть» через диод, последний необходимо предварительно открыть. Принципиально для этого достаточно включить последовательно постоянную по величине ЭДС  $E$ . Тогда в отсутствие переменного сигнала рабочее состояние диода будет определяться положением точки  $P$  (рис. 2.21). Это и есть режим покоя. Когда диод будет открыт, переменный сигнал с малой амплитудой сможет вызвать протекание тока через диод. Такое сочетание постоянной ЭДС, создающей условия для протекания малых состав-

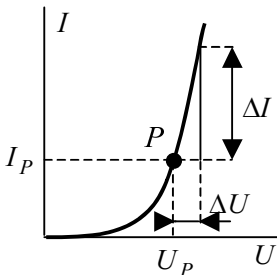


Рис. 2.22. К расчету статического и дифференциального сопротивления

ляющих токов, получило название режима малого сигнала. При расчете режима покоя необходимо пользоваться понятием статического сопротивления  $R_{ст} = \frac{U_P}{I_P}$ , а для расчета

режима малого сигнала понятием дифференциального сопротивления в точке  $P$ :

$$R_{диф} = \frac{\Delta U}{\Delta I} \quad (\text{рис. 2.22}).$$

Транзистор, для которого переход эмиттер–база, является входным, очевидно имеет такую же входную вольт-амперную характеристику. Следовательно, если требуется рассчитывать режим малого сигнала, необходимо использовать понятия дифференциальных сопротивлений. Значения этих сопротивлений можно получить из входных и выходных характеристик транзистора.

### 2.3. ВХОДНЫЕ И ВЫХОДНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ТРАНЗИСТОРА

Транзистор, по сути, это нелинейный четырехполюсник, у которого один зажим является общим (рис. 2.23). Поэтому, как доказывает теория, для однозначного описания свойств транзистора, как элемента электрической цепи, необходимо знание двух семейств вольт-амперных характеристик.

1. Входной  $u_1 = f_1(i_1)|_{U_2=C}$ .

2. Выходной  $i_2 = f_2(u_2)|_{i_1=C}$ .

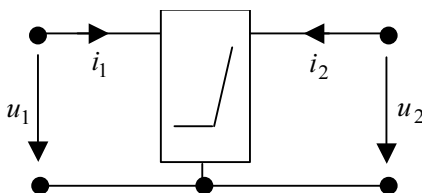


Рис. 2.23. Нелинейный четырехполюсник

Вид характеристик зависит от схемы включения транзистора. На рис. 2.24 и 2.25 показаны входные и выходные характеристики транзистора при включении по схеме с общей базой.

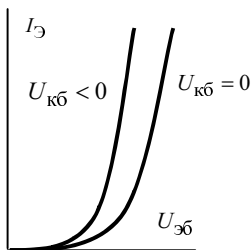


Рис. 2.24. Входные характеристики транзистора с общей базой

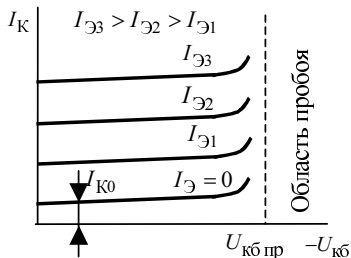


Рис. 2.25. Выходные характеристики транзистора с общей базой

Дадим ряд замечаний к приведенным характеристикам.

1. Входной ток (ток эмиттера) слабо зависит от выходного напряжения ( $U_{КБ}$ ). Это обычная характеристика  $p-n$ -перехода, смещенного в прямом направлении.

2. Выходной ток слабо зависит от выходного напряжения ( $U_{КБ}$ ), и по своему характеру приближается к вольт-амперной характеристике источника тока.

3. Даже в отсутствие входного тока ( $I_{Э} = 0$ ) при наличии коллекторной ЭДС (рис. 2.26) имеется диффузионный неуправляемый ток насыщения коллекторного перехода, смещенного в обратном направлении. Его называют обратным током коллектора  $I_{К0}$ .

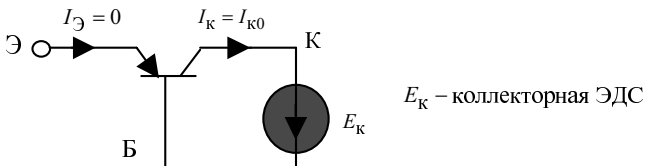


Рис. 2.26. Обратный коллекторный ток

4. Вследствие этого полный ток коллектора, выраженный через входной ток, равен

$$I_K = \alpha I_{\ominus} + I_{K0}. \quad (2.10)$$

5. При высоких выходных напряжениях начинается пробой коллекторного перехода, коллекторный ток резко растет, что приводит к выходу транзистора из работы.

В схеме с общим эмиттером (табл. 2.1) входные характеристики имеют тот же вид, что и в схеме с общей базой (рис. 2.27), но следует обратить внимание на то, что с увеличением по модулю напряжения коллектор–эмиттер входной ток (ток базы) с ростом напряжения коллектор–эмиттер уменьшается (для транзистора типа  $p-n-p$ ).

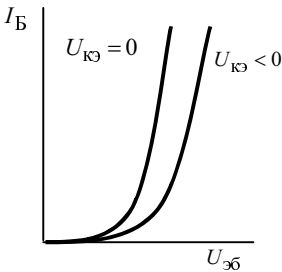


Рис. 2.27. Входные характеристики в схеме с общим эмиттером

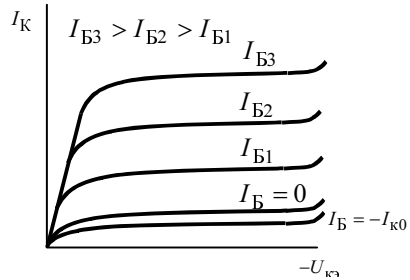


Рис. 2.28. Выходные характеристики в схеме с общим эмиттером

Выходные характеристики показаны на рис. 2.28. Зависимость выходного тока и тока эмиттера имеет тот же вид, что и в схеме с общей базой (2.10). Подставив в это выражение значение тока эмиттера  $I_{\ominus} = I_K + I_B$ , получим  $I_K = \alpha(I_K + I_B) + \alpha I_{K0}$ . После небольших преобразований выражение примет вид

$$I_K = \frac{\alpha}{1-\alpha} I_B + \frac{1}{1-\alpha} I_{K0} = \beta I_B + (1+\beta) I_{K0}. \quad (2.11)$$

При выводе выражения (2.11) использовано неочевидное преобразование:  $\frac{1}{1-\alpha} = 1 - 1 + \frac{1}{1-\alpha} = 1 + \frac{\alpha}{1-\alpha} = 1 + \beta$ . Анализ (2.11) показывает, что в схеме с общим эмиттером значительно растет сквозной диффузионный ток коллектора  $I_{K0}^* = (1+\beta)I_{K0}$  при разомкнутой входной цепи ( $I_B = 0$ ).



Для схемы с общим коллектором, которая получила название эмиттерного повторителя, используют входные и выходные характеристики схемы с общим эмиттером. Связь между выходным и входным током в этой схеме имеет вид

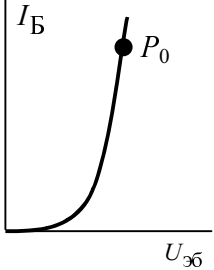
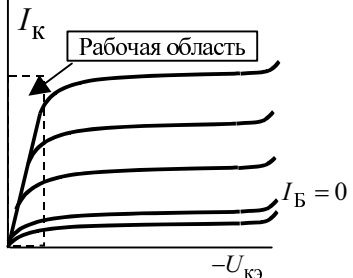
$$I_э = (1 + \beta)I_Б. \quad (2.12)$$

Сравнительный анализ выражений (2.10) (2.11), (2.12) показывает, что в схеме с общим эмиттером и общим коллектором выходной ток больше входного как минимум в  $\beta$  раз. Другими словами, эти схемы усиливают входной ток. В схеме с общей базой усиления по току нет.

Характер входных и выходных характеристик транзистора позволяет использовать их для построения самых разнообразных электронных устройств. Но при всем разнообразии схем сам транзистор может работать в четырех режимах, три из которых перечислены в табл. 2.2. Четвертый режим носит название инверсного, при котором эмиттер и коллектор меняются ролью. Этот режим используется в некоторых цифровых схемах.

Таблица 2.2

Режим	Характерное положение рабочей точки	
	На входной характеристике	На выходной характеристике
Активный		
Отсечки		

Режим	Характерное положение рабочей точки	
	На входной характеристике	На выходной характеристике
Насыщения		

Следует помнить, что выбор положения рабочих точек на входной и выходной характеристике в режиме покоя определяется назначением схемы, величиной и формой входного сигнала. Активный режим наиболее часто используют в усилителях сигналов. Режимы отсечки и насыщения, получивших название ключевых, – в различных переключающих устройствах. Для обеспечения работы транзистора в том или ином режиме применяются различные схемные решения. Здесь можно смело говорить об искусстве схемотехники.

## 2.4. АКТИВНЫЙ РЕЖИМ РАБОТЫ

Одна из самых часто решаемых задач в электронике – это усиление сигнала. Под усилением понимают преобразование энергии сигнала без изменения его формы и частоты. Транзистор, хотя и называется активным элементом, не является источником энергии, какими являются источники ЭДС и тока. Термин «активный» применительно к транзистору означает то обстоятельство, что небольшой по величине ток базы управляет значительно большим током коллектора. Для схемы с общим эмиттером, а эта схема наиболее часто используется в усилительных каскадах, входной ток – это ток базы, равный току источника сигнала. Выходной ток – ток коллектора. При работе в активном режиме  $I_K = \beta I_B$ , причем  $\beta \gg 1$ . Поэтому мощность сигнала, пропорциональная квадрату тока базы, значительно меньше мощности в нагрузке, пропорциональной квадрату тока коллектора. При этом не

следует забывать, что транзистор – это только элемент управления потоком энергии. Сам поток создается коллекторной ЭДС. Для любого электронного устройства существует понятие режима покоя, т. е совокупности значений токов и напряжений при отсутствии обрабатываемого сигнала. Расчет режима покоя заключается в определении значений этих токов и напряжений.

### Выбор положения рабочих точек в режиме покоя

Таких точек две: одна на входной, другая на выходной характеристике. Рассмотрим входную характеристику (рис. 2.29).

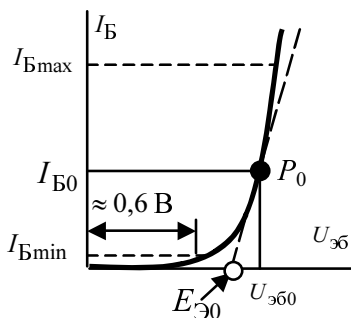


Рис. 2.29. Входная характеристика

Аналитическое описание данной вольт-амперной характеристики, основанное на (1.2), имеет вид

$$U_{эб} \approx 25,2 \ln \left( \frac{I_B}{I_0} \right). \quad (2.13)$$

В последнем выражении  $I_0$  – тепловой или обратный ток насыщения. Его величина зависит от многих факторов и может меняться от максимального значения:  $I_{0max} \approx 10^{-10}$  до минимального  $I_{0min} \approx 10^{-18}$  А. Проведем расчет выражения (2.13) для разных значений отношения:  $\frac{I_B}{I_0} = X$ . В табл. 2.3 приведены результаты расчета.

Таблица 2.3

X	$10^7$	$10^8$	$10^9$	$10^{10}$	$10^{11}$	$10^{12}$	$10^{13}$	$10^{14}$
$U_{эб}$ мВ	406,2	462,2	522,2	580,2	638,2	696,3	754,3	812,3

Если принять, что кремниевые транзисторы открываются при напряжении  $U_{эб} \geq 0,6$  В, то из табл. 2.3 находим, что минимальный ток базы  $I_{Б\min}$  (рис. 2.29) должен быть выбран больше обратного тока насыщения не менее чем  $10^{10}$  раз. Иначе транзистор будет находиться в режиме отсечки. Конкретное значение  $I_{Б\min}$  зависит от марки транзистора. Для каждого транзистора известна величина обратного тока насыщения, а следовательно, может быть найдена нижняя граница тока базы для обеспечения работы в активном режиме.

Оценку верхнего значения тока базы можно сделать по допустимому максимальному току транзистора  $I_{к\max}$ , значение которого указывается в паспортных данных. Принимая значение  $\beta \approx 100$ , можно найти  $I_{Б\max} \approx 0,01I_{к\max}$ . Положение точки покоя на входной характеристике можно задать, приняв:  $I_{Б0} = I_{Б\min} + 0,5(I_{Б\max} - I_{Б\min})$ . Следует заметить, что приведенные рассуждения во многом носят ориентировочный характер и предназначены, скорее, для объяснения сути понятия точки покоя. Если точка покоя выбрана, то имеет смысл в этой точке провести касательную (рис. 2.29). Это позволяет, с одной стороны, наглядно оценить, насколько реальная вольт-амперная характеристика отличается от линейной в диапазоне токов базы от  $I_{Б\min}$  до  $I_{Б\max}$ , а с другой – проводить расчеты, используя линейную схему замещения для эмиттерного перехода (рис. 2.30). Величина эквивалентной ЭДС  $E_{э0}$  определяется из графика, изображенного на рис. 2.29, а значение дифференциального сопротивления эмиттерного перехода для переменной составляющей тока определяется по выражению

$$R_{\text{диф}} = \frac{25}{I_{Б0}}. \quad (2.14)$$

При расчете по выражению (2.14) значение тока базы в режиме покоя ( $I_{Б0}$ ) следует брать в миллиамперах.

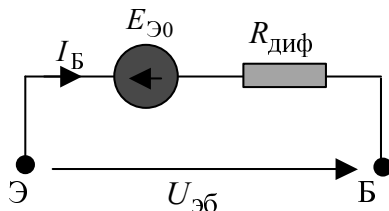


Рис. 2.30. Схема замещения

Второй точкой покоя, как уже было сказано ранее, является точка покоя ( $P_1$ ) на выходной характеристике (рис. 2.31).

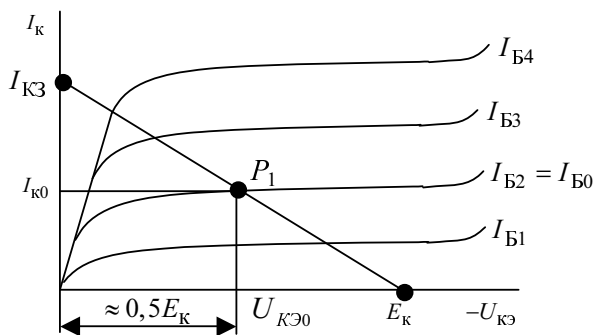


Рис. 2.31. Положение точки покоя на выходной характеристике

В активном режиме положение точки покоя определяется, с одной стороны, значением тока базы в режиме покоя ( $I_{Б0}$ ), которое было определено выше при рассмотрении входной характеристики, с другой – чтобы переменный сигнал имел возможность одинаково увеличиваться и уменьшаться. В режиме покоя напряжение  $U_{КЭ0}$  (рис. 2.31) должно равняться приблизительно половине коллекторной ЭДС. На рис. 2.32 приведена принципиальная схема включения транзистора с общим эмиттером в режиме покоя.

Если известны значение коллекторной ЭДС  $E_K$  и величина нагрузки  $R_K$ , то определить положение точки покоя можно следующим образом.

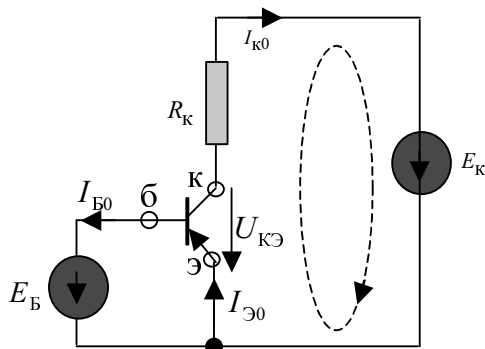


Рис. 2.32. Схема с общим эмиттером в режиме покоя

Обойдем контур, показанный на рис. 2.32, и запишем уравнение по 2-му закону Кирхгофа:

$$-U_{КЭ} + I_{К0}R_{К} = E_{К}.$$

Мы уже много раз решали подобное уравнение. Поэтому, не комментируя, скажем только, что прямая, проведенная на рис. 2.31, получила название нагрузочной. Пересечение нагрузочной прямой с кривой тока коллектора при токе базы, равном  $I_{Б0}$ , и определяет положение точки покоя на выходной характеристике. Следует заметить, что в активном режиме рабочая точка может перемещаться в пределах области, показанной пунктиром в табл. 2.2.

## 2.5. УСИЛИТЕЛЬ НАПРЯЖЕНИЯ ПО СХЕМЕ С ОБЩИМ ЭМИТТЕРОМ

Практическая реализация любой схемы включения транзистора требует, прежде всего, ответа на следующие вопросы.

1. Как обеспечить режим покоя?
2. Как подвести входной сигнал?
3. Как снять выходной сигнал?

Отвечать на эти вопросы начнем со схемы с общим эмиттером. Принципиальная схема показана на рис. 2.32. Прежде всего следует сказать, что если без коллекторной ЭДС не обойтись (она является источником энергии), то наличие базовой ЭДС  $E_{Б}$  вызывает вопрос.

Реальные схемы электроники содержат часто не один-два транзистора, а значительно больше. К каждому транзистору свою базовую ЭДС не поставишь. Следовательно, надо использовать возможности той ЭДС, без которой не обойтись, а именно  $E_K$ . В сущности, роль базовой ЭДС (рис. 2.32) состоит в том, чтобы обеспечить разность потенциалов между эмиттером и базой в режиме покоя, равную  $U_{эб0}$ . Но разность потенциалов можно создать путем протекания тока в резисторе (закон Ома). Имеется целый ряд схемных решений, с помощью которых получают необходимое напряжение между эмиттером и базой. Схемное решение, позволяющее получить наиболее стабильную разность потенциалов  $U_{эб}$ , показано на рис. 2.33.

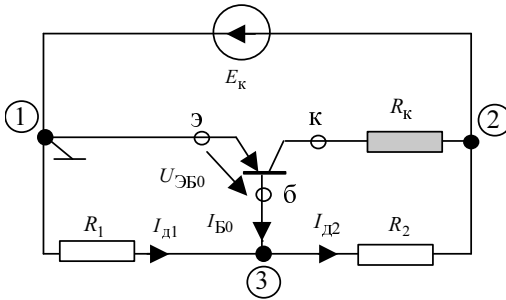


Рис. 2.33. Обеспечение режима покоя входной цепи

Под стабильностью понимают то обстоятельство, что напряжение  $U_{эб0}$  не должно зависеть от значений токов эмиттера. Расчет базовой цепи, обеспечивающей необходимую величину напряжения покоя  $U_{эб0}$ , сводится к определению величин резисторов  $R_1$  и  $R_2$ . Наиболее простой расчет основан на предположении, что при работе в активном режиме током базы  $I_{Б0}$  можно пренебречь. В таком случае считают, что резисторы  $R_1$  и  $R_2$  соединены последовательно и образуют делитель напряжения. Используя 2-й закон Кирхгофа  $I_{д1}R_1 + I_{д2}R_2 = I_{д1}R_1 + I_{д1}R_2 = U_{эб0} + U_{R_2} = E_K$ , по известным значениям  $E_K$  и  $U_{эб0}$  легко находится отношение

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{U_{эб0}}{E_K - U_{эб0}} \approx \frac{U_{эб0}}{E_K}. \quad (2.15)$$

Чтобы воспользоваться выражением (2.15), необходимо задать величину  $R_1$  либо  $R_2$ . Обычно задаются величиной резистора  $R_2$ , которую берут равной  $\approx 10R_K$ . Следует заметить, что использование (2.15) приводит на практике к заниженному значению величины  $U_{\text{эб0}}$ . Проведем расчет величины резистора  $R_1$  с учетом тока базы в режиме покоя  $I_{\text{Б0}}$ . Для этого используем расчетную модель, показанную на рис. 2.34. Фактически это часть схемы (рис. 2.33), в которой ток базы представлен источником тока.

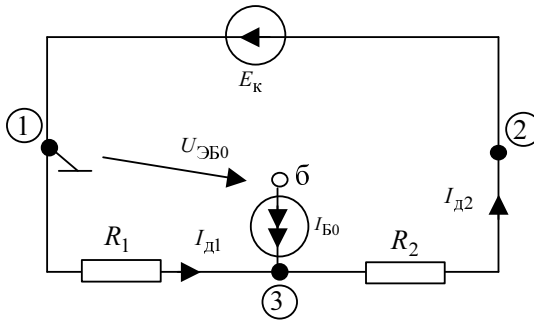


Рис. 2.34. Модель для уточнения величины резистора  $R_1$

Используя метод узловых потенциалов, получим

$$\varphi_3 \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) = -U_{\text{эб0}} \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) = -\frac{E_K}{R_2} + I_{\text{Б0}}. \quad (2.16)$$

Решая (2.16) относительно  $R_1$ , получим

$$R_1 = \frac{R_2}{\left( \frac{E_K}{U_{\text{эб0}}} - 1 \right) - \frac{I_{\text{Б0}} R_2}{U_{\text{эб0}}}}. \quad (2.17)$$

Полученное значение резистора  $R_1$  совместно с резистором  $R_2$  и позволяет обеспечить режим покоя входной цепи.

Следующим шагом в построении усилителя является решение задачи о подаче усиливаемого сигнала на вход усилителя. В схеме



с общим эмиттером входным током, который равен току сигнала, является ток базы, и этот ток должен также протекать через эмиттер. На рис. 2.35 показана схема, в которой реализованы эти условия.

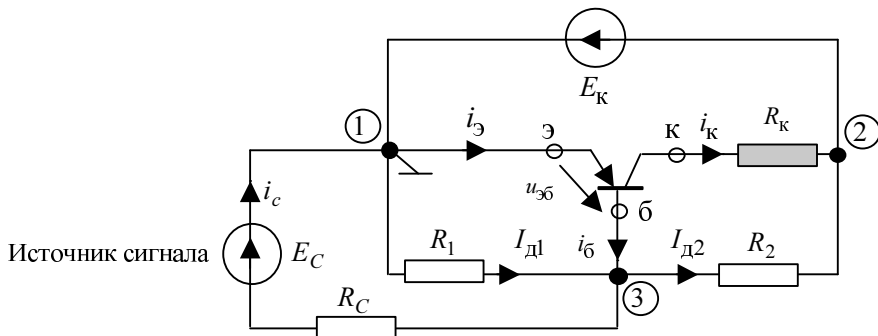


Рис. 2.35. Подключение источника сигнала в схеме с общим эмиттером

Дадим ряд пояснений к схеме (рис. 2.35).

1.  $R_C$  – внутреннее сопротивление источника сигнала.

2. Все токи содержат как постоянные составляющие, вызванные действием коллекторной ЭДС, так и переменные составляющие, вызванные действием источника сигнала.

3. В схеме действуют две ЭДС, а следовательно, они могут воздействовать друг на друга, и чаще всего коллекторная ЭДС, являясь более мощной, может оказывать влияние на ЭДС источника, изменять ее величину и форму. Естественно, это нежелательное явление. Поэтому, если необходимо усилить сигнал, в котором нет постоянной составляющей, для защиты источника сигнала применяют простой, но крайне эффективный способ. А именно в цепь источника включают конденсатор. Емкость конденсатора берут такой, чтобы его сопротивление на самой низкой частоте сигнала было много меньше внутреннего сопротивления источника сигнала:

$\frac{1}{2\pi f_{\min} C_1} \ll R_C$ . Соответствующая схема

показана на рис. 2.36. В этой схеме для постоянного тока в установившемся режиме, емкость будет представлять очень большое сопротивление, а поэтому коллекторная ЭДС не сможет воздействовать на ЭДС источника.

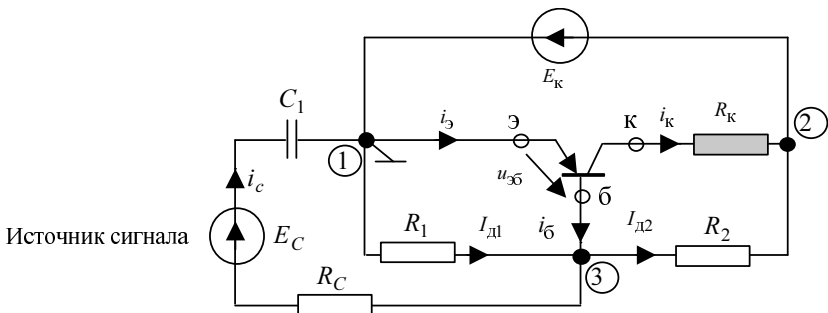


Рис. 2.36. Схема усилителя с разделительным конденсатором

Принципиально схема усилителя готова. Но опыт конструирования и использования транзисторов показал, что необходимо принять меры для повышения стабильности работы усилителя. Под стабильностью, в первую очередь, понимают уменьшение влияния температуры окружающей среды на значения токов и напряжений в усилителе. Простым, но достаточно эффективным приемом оказалось включение резистора в цепь эмиттера (рис. 2.37).

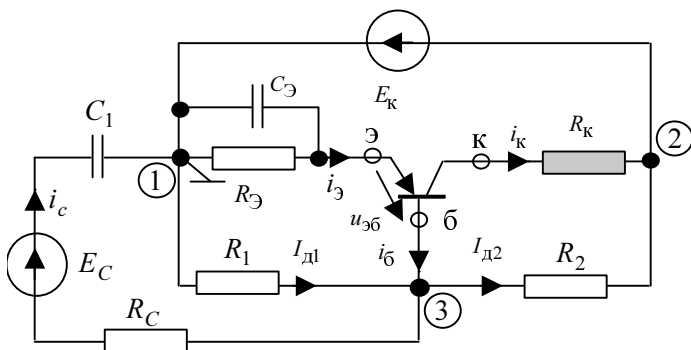


Рис. 2.37. Стабилизированный усилитель напряжения

Дадим ряд пояснений к схеме (2.37).

1. Пусть вследствие повышения температуры увеличился ток базы, следовательно, увеличился ток коллектора  $I_K = \beta I_6$ , соответственно увеличился ток эмиттера:  $I_3 = I_K + I_6$ . Так как процесс изменения тем-

пературы достаточно медленный, то речь идет о постоянных составляющих тока. По закону Ома увеличится падение напряжения на резисторе в цепи эмиттера. Но как следует из уравнения по 2-му закону Кирхгофа, составленному для контура из резисторов  $R_1$ ,  $R_3$  и перехода эмиттер–база:  $I_3 R_3 + U_{эб} - I_{д1} R_1 = 0$ , увеличение напряжения  $I_3 R_3$  приведет к уменьшению напряжения  $U_{эб}$ , а следовательно, к уменьшению тока базы и соответственно всех других токов. В данном случае говорят, что резистор  $R_3$  осуществляет отрицательную связь по току.

2. Конденсатор  $C_3$  шунтирует резистор  $R_3$  для переменной составляющей тока эмиттера. Тем самым значительно ослабляет влияние этого резистора на режим малого сигнала.

3. Рассмотрим полученную схему усилителя в режиме покоя (рис. 2.38).

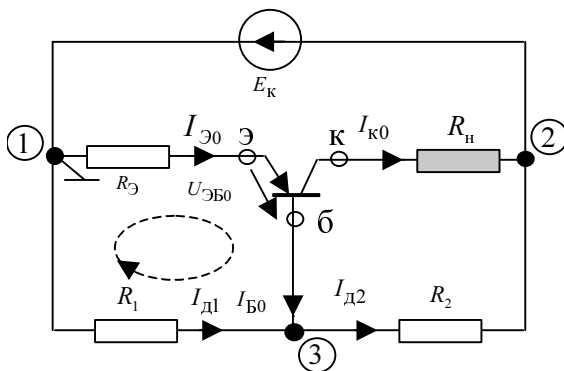


Рис. 2.38. Схема усилителя в режиме покоя

Запишем уравнение по 2-му закону Кирхгофа для указанного контура:

$$I_{э0} R_3 + U_{эб0} - I_{д1} R_1 = 0. \quad (2.18)$$

Из уравнения следует, что появление падения напряжения на резисторе  $R_3$ , уменьшает величину напряжения  $U_{эб0}$ , а следовательно, и величину тока базы в режиме покоя  $I_{б0}$ . Фактически имеет место режим покоя с другими токами и напряжениями. Чтобы вернуться к

прежним значениям напряжения  $U_{эб0}$  и  $I_{Б0}$ , необходимо, как это следует из (2.18), увеличить слагаемое  $I_{д1}R_1$ . Это проще всего сделать, увеличив  $R_1$  на какое-то значение  $\Delta R_1$  (рис. 2.39).

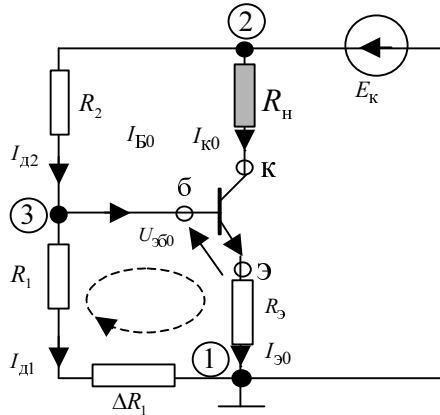


Рис. 2.39. Усилитель в режиме покоя с измененным резистором  $R_1$

Снова запишем уравнение по 2-му закону Кирхгофа для указанного контура:

$$I_{э0}R_3 + U_{эб0} - I_{д1}(R_1 + \Delta R_1) = 0. \quad (2.19)$$

Потребуем, чтобы падение напряжения на резисторе  $R_3$  компенсировалось падением напряжения на резисторе  $\Delta R_1$ , т. е

$$U_{э0} = I_{э0}R_3 = I_{д1}\Delta R_1. \quad (2.20)$$

Тогда, как это следует из (2.19):  $U_{эб0} = I_{д1}R_1$ . Сразу заметим, что токи  $I_{д1}$  в схемах по рис. 2.34 и 2.39 имеют разные значения из-за появления  $\Delta R_1$ . Запишем уравнение по 2-му закону Кирхгофа, для внешнего контура, включающего коллекторную ЭДС:

$$I_{д1}(R_1 + \Delta R_1) + (I_{д1} + I_{Б0})R_2 = E_k. \quad (2.21)$$

Совместное решение (2.20) и (2.21) позволяет получить величину добавочного сопротивления:

$$\Delta R_1 = \frac{I_{\text{Э0}} R_{\text{Э}} (R_1 + R_2)}{E_{\text{к}} - I_{\text{Э0}} R_{\text{Э}} - I_{\text{Б0}} R_2}. \quad (2.22)$$

Подчеркнем, что в (2.22) значения токов и сопротивлений (кроме  $R_3$ ) те же, что и в схеме (рис. 2.34).

Если сигнал не надо передавать на дальнейшую обработку, то схему усилителя (рис. 2.37) можно считать окончательной. В противном случае усиленный переменный сигнал снимают и с помощью цепочки связи передают на следующий блок. Встает законный вопрос, с какой точки схемы надо снять этот сигнал. Для этого рассмотрим распределение токов и потенциалов в схеме (рис. 2.37) в режиме малого сигнала, приведенное в табл. 2.4, при этом будем считать, что емкостные сопротивления  $X_{C1}$  и  $X_{C3}$  малы и малы падения напряжения на них.

Таблица 2.4

Ток сигнала и ток базы	$i_C(t) = i_B(t) = \frac{e(t)}{R_C + R_{\text{диф}}}$
Ток коллектора	$i_K(t) = \beta i_B(t)$
Ток эмиттера	$i_{\text{Э}}(t) = i_B(t) + i_K(t)$
Потенциал 1, 2-го узла	$\varphi_1 = \varphi_2 = 0$
Потенциал эмиттера	$\varphi_{\text{Э}}(t) = 0$
Потенциал коллектора	$\varphi_K(t) = i_K(t) R_K = \frac{\beta e(t)}{R_C + R_{\text{диф}}} R_K$

В табл. 2.4:  $R_{\text{диф}}$  – дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода в точке покоя. Это сопротивление обычно меньше 100 Ом;  $\beta$  – коэффициент передачи по току.

Потенциал второго узла равняется нулю, так как внутреннее сопротивление коллекторной ЭДС очень мало. Потенциал эмиттера равен нулю за счет малого емкостного сопротивления  $X_{C1}$ . Единственная точка, потенциал которой меняется во времени и зависит от величины входного сигнала, – это коллектор. С этой точки и выводят сигнал для

дальнейшей обработки (рис. 2.40). Роль  $C_2$  аналогична назначению емкости  $C_1$ .

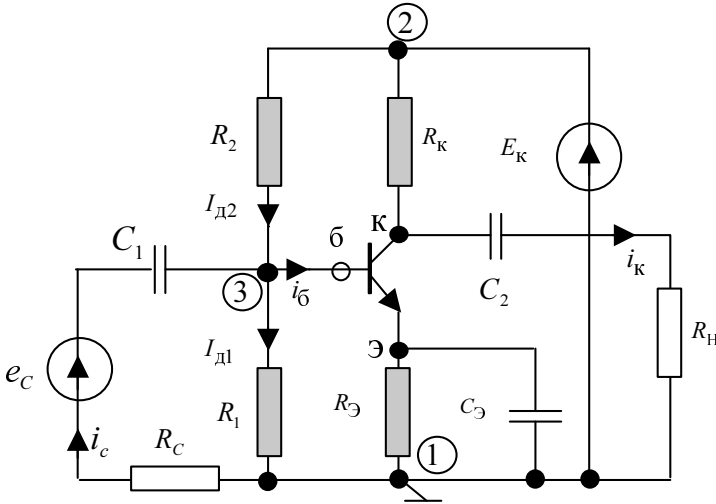


Рис. 2.40. Усилитель напряжения по схеме с общим эмиттером

Анализируя выражение для переменной составляющей потенциала коллектора

$$\varphi_K(t) = i_K(t)R_K = \frac{\beta e_C(t)}{R_C + R_{\text{диф}}} R_K, \quad (2.23)$$

можно сделать ошибочный вывод о том, что потенциал коллектора линейно зависит от величины входного сигнала  $e_C(t)$ . На практике, во-первых, величина  $R_{\text{диф}}$  нелинейно зависит от тока базы (2.14), а следовательно, и от тока источника, во-вторых, выходные характеристики транзистора имеют нелинейный характер (рис. 2.31). Область применения (2.23) ограничивается режимом малого сигнала.

## 2.6. ГРАФИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ УСИЛИТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ ПО СХЕМЕ С ОБЩИМ ЭМИТТЕРОМ В РЕЖИМЕ МАЛОГО СИГНАЛА

Расчет проведем на примере с использованием транзистора марки BC160-10. На рис. 2.41 показаны входные и выходные характеристики данного транзистора.

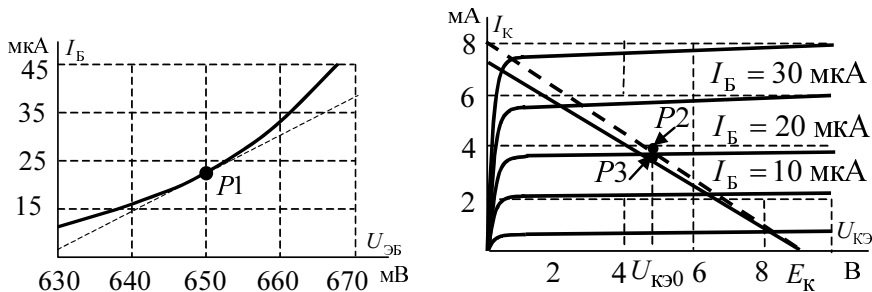


Рис. 2.41. Вольт-амперные характеристики транзисторы BC-107

Будем считать известными величины источника коллекторной ЭДС  $E_K = 9$  В и коллекторного сопротивления  $R_K = 1,125$  кОм .

Порядок расчета следующий.

1. Строим нагрузочную прямую по двум точкам:  $U_{КЭ} = E_K$  и

$$I_K = I_{КЗ} = \frac{E_K}{R_K} = \frac{9}{1125} = 8 \text{ мА} \text{ (штрихпунктирная прямая).}$$

2. Выбираем положение точки покоя на выходной характеристике, принимая значение напряжения коллектор–эмиттер в режиме покоя, равным половине коллекторной ЭДС  $U_{КЭ0} = 0,5E_K = 4,5$  В (точка  $P2$ ).

3. Точке покоя  $P2$  соответствует ток базы в режиме покоя  $I_B = I_{B0} = 22$  мкА . Этой величине тока базы соответствует точка  $P1$  в режиме покоя на входной характеристике с напряжением эмиттер–база  $U_{ЭБ0} = 650$  мВ . Положение точек покоя показывает, что транзистор должен работать в активном режиме, но для этого необходимо собрать цепь смещения.

4. Примем сопротивление  $R_2 = 10R_K = 11,25$  кОм .

5. Рассчитываем величину резистора  $R_1$ , используя формулу (2.17):

$$R_1 = \frac{R_2}{\left(\frac{E_K}{U_{\text{эб0}}} - 1\right) - \frac{I_{\text{Б0}}R_2}{U_{\text{эб0}}}} = \frac{11250}{\left(\frac{9}{0,650} - 1\right) - \frac{22 \cdot 10^{-6} \cdot 11250}{0,650}} = 902 \text{ Ом}$$

6. Примем величину резистора  $R_3 \approx 0,1R_K = 100 \text{ Ом}$ .

7. Так как в цепи эмиттера появилось сопротивление, то изменятся значение тока короткого замыкания:

$$I_{\text{к мод}} = I_{\text{кз мод}} = \frac{E_K}{R_K + R_3} = \frac{9}{1225} = 7,37 \text{ мА.}$$

8. Находим ток коллектора в режиме покоя, проведя новую нагрузочную прямую на рис. 2.41 (сплошная прямая). При том же выбранном напряжении покоя  $U_{\text{кэ0}} = 0,5E_K = 4,5 \text{ В}$  получим новую точку покоя на выходной характеристике: точка  $P3$ , с новыми значениями тока коллектора  $I_{\text{к0}} = 4,1 \text{ мА}$  и базы  $I_{\text{Б0}} = 20 \text{ мкА}$ .

9. Находим ток эмиттера в режиме покоя:

$$I_{\text{э0}} = I_{\text{Б0}} + \frac{I_{\text{к0}}}{\alpha} = 20 \cdot 10^{-6} + \frac{4,1 \cdot 10^{-3}}{0,98} = 4,2 \text{ мА.}$$

10. Рассчитываем, на какую величину надо увеличить резистор  $R_1$  в связи с появлением резистора в цепи эмиттера, применяя формулу (2.22):

$$\Delta R_1 = \frac{I_{\text{э0}}R_3(R_1 + R_2)}{E_K - I_{\text{э0}}R_3 - I_{\text{Б0}}R_2} = \frac{4,2 \cdot 10^{-3} \cdot 100 \cdot 12152}{9 - 0,42 - 20 \cdot 10^{-6} \cdot 11250} = 613 \text{ Ом.}$$

На рис. 2.42 показаны результаты моделирования режима покоя при наличии резистора в цепи эмиттера.

Результаты моделирования хорошо совпадают с ранее рассчитанными токами и напряжениями в режиме покоя. Следует сделать одно замечание. Полученные значения всех токов и напряжений несколько меньше рассчитанных. Добиться расчетных величин можно, изменив соотношение резисторов  $R_1$  и  $R_2$ . При этом величину резисторов следует выбрать из выпускаемой номенклатуры.



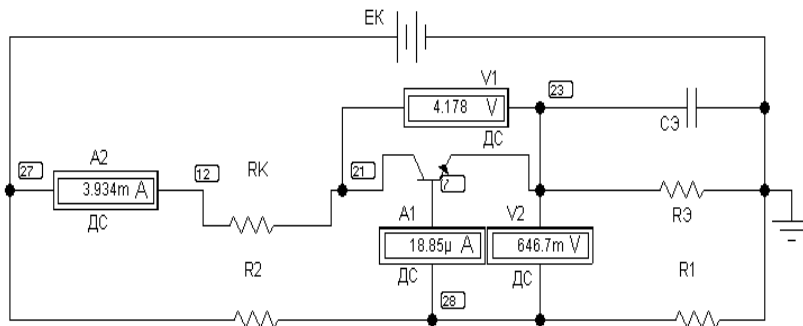


Рис. 2.42. Моделирование режима покоя при наличии резистора  $R_3$

Теперь перейдем к решению основной задачи, а именно к расчету работы усилителя в режиме малого сигнала. В принципе на вход усилителя можно подать любой сигнал. Но если поставить в качестве главного условия правильной работы усилителя линейное усиление входного сигнала, то это условие накладывает существенное ограничение на амплитуду и частоту входного сигнала. Прежде всего разберем ограничение по амплитуде входного сигнала. Обратимся к входной характеристике (см. рис. 2.41). Сделаем более крупный рисунок входной характеристики в окрестностях точки покоя (рис. 2.43). В качестве координат точки покоя на входной характеристике возьмем не экспериментальные результаты (рис. 2.42) тока базы ( $I_{B0} = 18,85 \mu A$ ) и напряжения эмиттер–базы ( $U_{эб0} = 646,7 \text{ мВ}$ ), а расчетные величины, полученные ранее ( $I_{B0} = 20 \mu A$  и  $U_{эб0} = 647 \text{ мВ}$ ).

Проведем касательную в окрестностях точки покоя. Если бы зависимость между напряжением  $U_{БЭ}$  и током  $I_B$  в окрестностях точки покоя определялась уравнением этой касательной, то имело бы место линейное усиление. Реальная зависимость имеет нелинейный характер, а поэтому всегда будет иметь место искажение формы входного сигнала. Вопрос в том, с каким уровнем искажения можно мириться. В каждом конкретном случае разработчик принимает свое решение. В нашем случае примем, что переменная составляющая напряжения эмиттер–база может меняться в пределах  $\pm 10 \text{ мВ}$ . Тогда при минимальном значении  $U_{эб\text{min}} = 647 - 10 = 637 \text{ мВ}$  и при максимальном  $U_{эб\text{max}} = 647 + 10 = 657 \text{ мВ}$  реальная характеристика и касательная

находятся достаточно близко друг от друга. Решение другой задачи, а именно определение частоты входного сигнала, требует, прежде всего, исследования частотных свойств всего усилителя. На первом этапе решим более простую задачу. Будем считать, что на входе усилителя действует синусоидальная ЭДС известной частоты и амплитуды:  $e(t) = 10 \cdot 10^{-3} \sin 1000t$ . Дальнейшие расчеты проводим в следующем порядке.

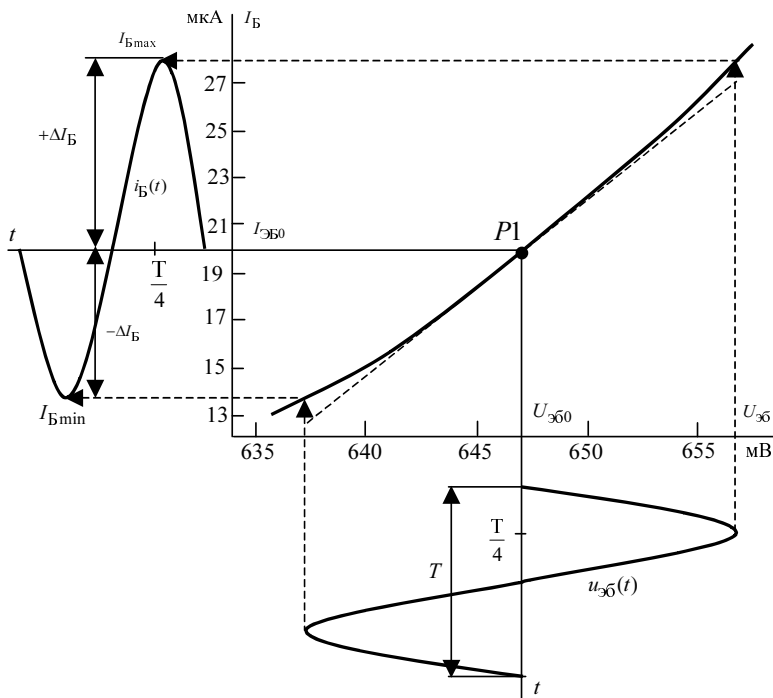


Рис. 2.43. Токи и напряжения на входе усилителя

1. Рассчитываем дифференциальное сопротивление эмиттерного сопротивления в точке покоя:  $R_{\text{диф}} = \frac{25}{I_{\text{Б0}}} = \frac{25}{20 \cdot 10^{-3}} = 1,25 \text{ кОм}$ .
2. Принимаем величину емкостного сопротивления разделительного конденсатора  $C_1$  равным  $0,1R_{\text{диф}} = 125 \text{ Ом}$ .

3. Находим емкость разделительного конденсатора:

$$C_1 = \frac{10^6}{2\pi f X_{C1}} = \frac{10^6}{6,28 \cdot 10^3 \cdot 125} = 12,8 \text{ мкФ}.$$

4. Принимаем емкость шунтирующего конденсатора в цепи эмиттера на порядок больше емкости  $C_1$ ;  $C_2 = 100 \text{ мкФ}$ .

5. Находим переменную составляющую тока базы:

а) комплексная амплитуда тока базы:

$$\underline{I}_{Bm} = \underline{I}_{Cm} = \frac{\underline{E}_{Cm}}{R_{\text{диф}} - jX_{C1} - jX_{C2}} = \frac{10 \cdot 10^{-3} e^{j0}}{1250 - j137,5} = 7,78 \angle 6,3^\circ \text{ мкА};$$

б) мгновенное значение тока базы:

$$i_B(t) = 7,78 \sin(1000t + 6,3^\circ) \text{ мкА}; \quad (2.24)$$

в) мгновенное значение напряжения эмиттер–база:

$$u_{\text{бэ}}(t) = i_B(t) R_{\text{диф}} = 9,72 \sin(1000t + 6,3^\circ) \text{ мВ}.$$

6. Находим переменную составляющую тока коллектора:

$$i_K(t) = \beta i_B(t) = 205 i_B(t) = 1,59 \sin(1000t + 6,3^\circ) \text{ мА}. \quad (2.25)$$

7. Находим переменную составляющую потенциала коллектора:

$$\varphi_K(t) = R_K i_K(t) = 1,79 \sin(1000t + 6,3^\circ).$$

Проведем графический расчет режима малого сигнала. На рис. 2.43 построена зависимость напряжения эмиттер–база и тока базы в функции времени. Следует обратить внимание на, что форма тока базы несколько отличается от синусоидальной. В частности, положительное приращение тока базы  $+\Delta I_B$  больше, чем отрицательное  $-I_B$ . Это объясняется нелинейным характером вольт-амперной характеристики эмиттерного перехода.

Проведем машинное моделирование режима малого сигнала, используя программу EWB.

На рис. 2.44 показана схема усилителя в режиме малого сигнала, в которой использован резистор  $R_{\text{ш}}$  для измерения тока базы. Предва-

рительно были пронумерованы узлы схемы. Затем в режиме расчета переходных процессов получен график изменения тока базы в функции времени (рис. 2.45).

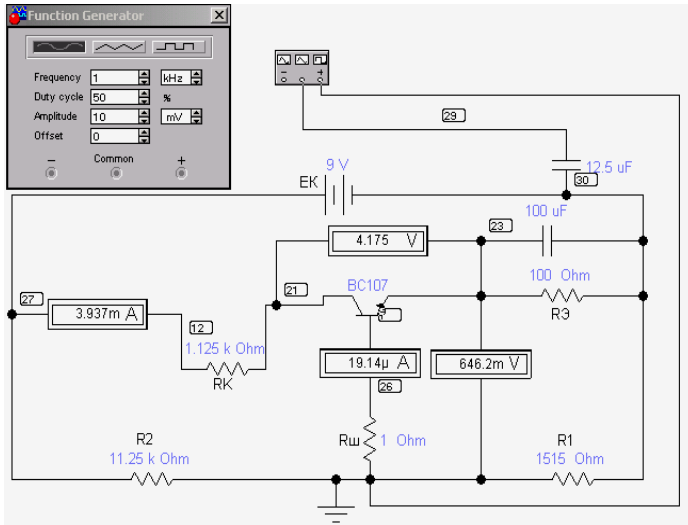


Рис. 2.44. Режим малого сигнала (измерение тока базы)

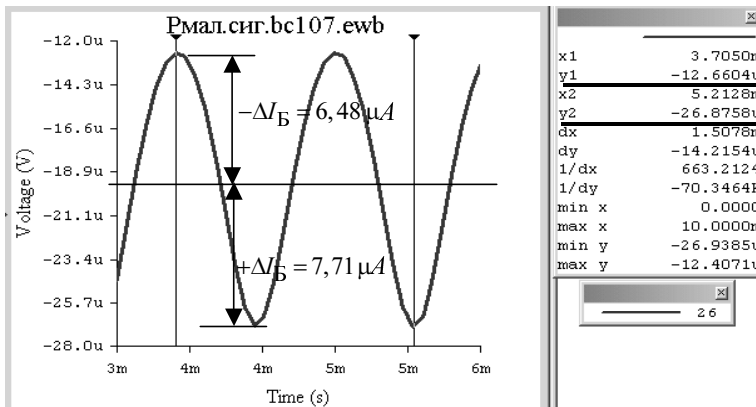


Рис. 2.45. Ток базы в режиме малого сигнала

Параметры экспериментальной кривой тока базы, приведенные на рис. 2.45, близки к расчетным параметрам по формуле (2.24).

Следующим этапом графического расчета усилителя является построение зависимостей тока коллектора и напряжения эмиттер–коллектор в функции времени. На рис. 2.46 показаны результаты этого построения. Последовательность расчета следующая.

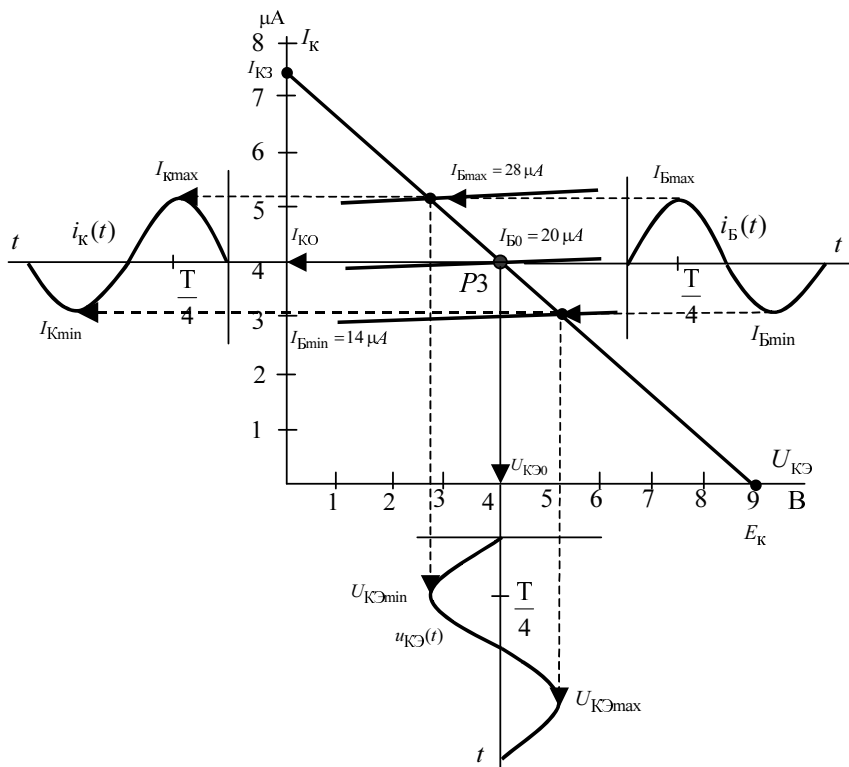


Рис. 2.46. Графический расчет на выходе усилителя

1. Строятся выходные характеристики транзистора. При этом используются выходные зависимости тока коллектора от напряжения коллектор–эмиттер, соответствующие трем значениям тока базы:

$I_{B0}, I_{Bmax}, I_{Bmin}$ .

2. Проводится нагрузочная прямая и находится точка покоя  $P3$ .

3. К этой точке привязывается ось времени для тока базы и строится кривая данного тока таким образом, чтобы максимальные и минимальные значения соответствовали точкам пересечения нагрузочной прямой с соответствующими выходными характеристиками.

4. Далее строятся кривые тока коллектора и напряжения коллектор–эмиттер. Максимальному току коллектора соответствует минимальное значение напряжения коллектор–эмиттер. Если умножить ток коллектора на сопротивление коллектора, то получим выходное напряжение усилителя:

$$u(t) = i_K(t)R_K. \quad (2.26)$$

На рис. 2.47 показана схема усилителя, в которой использован шунт для измерения тока коллектора. Все приборы измеряют постоянные значения токов и напряжений. Показания приборов хорошо совпадают с величинами токов и напряжений в режиме покоя, полученными на рис. 2.46.

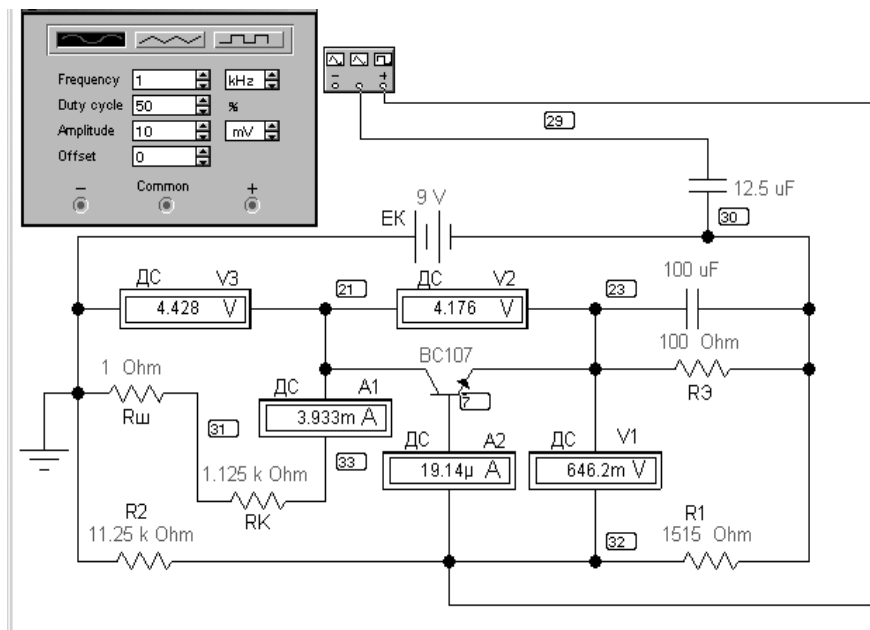


Рис. 2.47. Режим измерения постоянных составляющих

На рис. 2.48 показаны результаты моделирования усилителя в режиме малого сигнала для тока коллектора в функции времени. Сравните этот результат с ранее рассчитанным током коллектора (2.25) и построенной кривой тока коллектора на рис. 2.46.

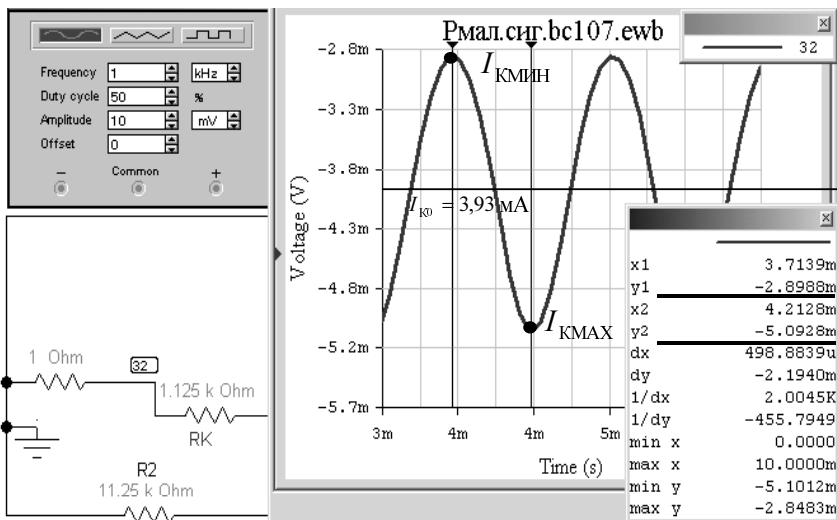


Рис. 2.48. Ток коллектора в режиме малого сигнала

Как правило, нагрузкой усилителя (не транзистора), является не коллекторный резистор  $R_K$ , а внешняя нагрузка, подключаемая к выводу коллектора. В качестве такой нагрузки может выступать резистор, катушка индуктивности, другой транзистор и т. д. На рис. 2.49 показана схема усилителя, у которого нагрузкой является резистор  $R_H$ .

Подключение нагрузки приводит к изменению режима работы выходного контура. Учитывая, что роль емкости  $C_2$  аналогична роли  $C_1$ , а также при выполнении условия, что внутреннее сопротивление коллекторной ЭДС  $E_K$  равно нулю, получаем, что сопротивления  $R_H$  и  $R_K$  соединены параллельно для переменной составляющей тока. Это приводит к необходимости изменить положение нагрузочной прямой на рис. 2.46. Так как в режиме покоя емкость  $C_2$  «отрезает» от усилителя резистор нагрузки, то новая нагрузочная прямая должна пройти через точку  $P3$  (рис. 2.46). Для нахождения второй точки, необходимо:

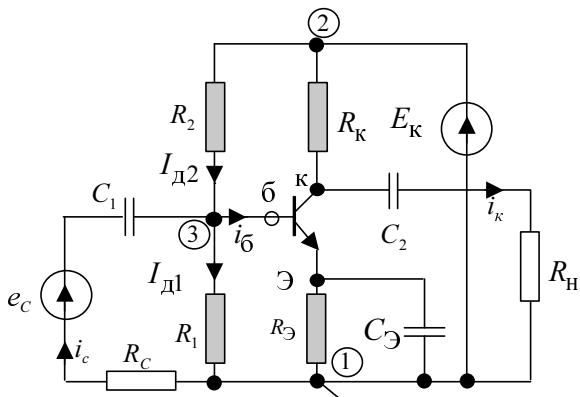


Рис. 2.49. Усилитель по схеме с общим эмиттером с нагрузкой

1) найти общее сопротивление резисторов  $R_{HЭ} = \frac{R_H R_K}{R_H + R_K}$ ;

2) дать приращение напряжению на нагрузке  $\Delta U_{HЭ}$ . Величина приращения может быть любой, но можно рекомендовать величину, равную приблизительно половине напряжения коллектор–эмиттер в режиме покоя;

3) приращение тока коллектора  $\Delta I_K = \frac{\Delta U_{HЭ}}{R_{HЭ}}$ ;

4) поставить вспомогательную точку на выходной характеристике и провести нагрузочную прямую.

Пусть нагрузка усилителя  $R_H = 3R_K = 3,375 \text{ кОм}$ . Тогда,  $R_{HЭ} = 0,843 \text{ кОм}$ . Приращение напряжения возьмем равным  $0,5u_{кЭ} = 2\text{В}$  (см. рис. 2.50). Приращение коллекторного тока при этом

будет  $\Delta I_K = \frac{2}{0,843} = 2,37 \text{ мА}$ . На рис. 2.50 показаны соответствующие построения. Вторая точка новой нагрузочной прямой обозначена как P4. Обратите внимание, что увеличилась амплитуда тока коллектора и уменьшилась амплитуда напряжения коллектор–эмиттер. Чтобы найти ток в нагрузке, достаточно воспользоваться хорошо известными выражениями:



$$I_{R_{H\max}} = I_{K\max} \frac{R_K}{R_K + R_H} = 1,2 \frac{1,125}{4,5} = 0,3 \text{ mA} ;$$

$$I_{R_{H\min}} = I_{K\min} \frac{R_K}{R_K + R_H} = 0,9 \frac{1,125}{4,5} = 0,225 \text{ mA} .$$

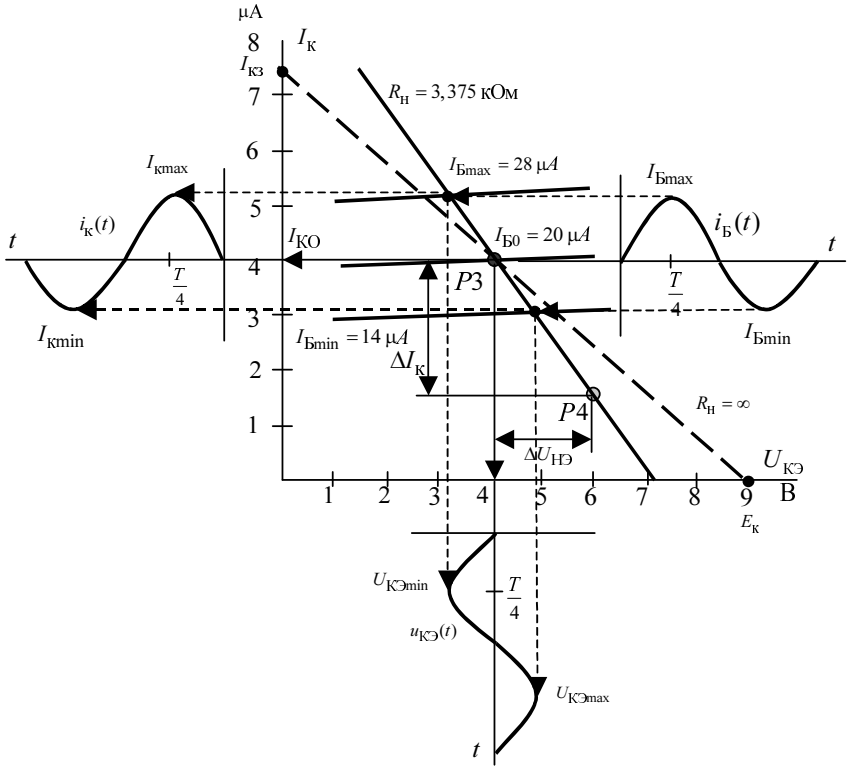


Рис. 2.50. Графический расчет на выходе усилителя при  $R_H > 0$

Можно заметить, что положительное приращение тока коллектора, равное  $+\Delta i_K = I_{K\max} - I_{K0} = 5,2 - 4 = 1,2 \text{ mA}$ , и отрицательное приращение  $-\Delta i_K = I_{K\min} - I_{K0} = 3,1 - 4 = -0,9 \text{ mA}$  не равны по абсолютной величине.

Проведем машинное моделирование работы усилителя при наличии внешней нагрузки (рис. 2.51). Все приборы в схеме, измеряют действующее значение переменных составляющих токов и напряжений.

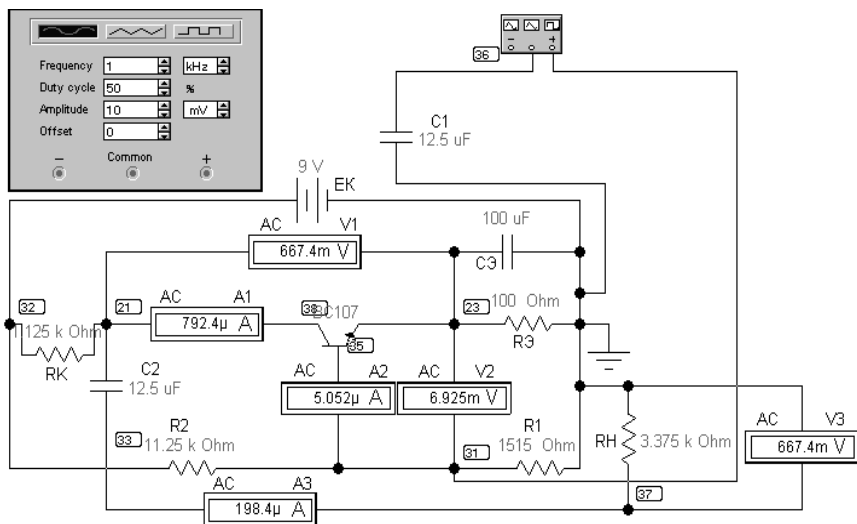


Рис. 2.51. Схема усилителя с внешней нагрузкой

Амперметр А1 на рис. 2.51 показывает действующее значение тока коллектора, и его показание достаточно хорошо совпадает с выше рассчитанной величиной. На рис. 2.52 показаны осциллограммы входного и выходного напряжения. Под выходным напряжением понимается непосредственно напряжение на резисторе  $R_H$ .

Показанные курсоры измеряют входной и выходной сигнал со сдвигом на полпериода:  $dx = 0,5T = 0,5 \frac{1}{f} = 500 \text{ мкс}$ . Амплитуда входного сигнала, измеряемая в точке с номером 31, определяется как разность значений  $y_2 - y_1 = 1,0519 - 1,0321 = 0,0198 \text{ В}$  деленная пополам, и равна 9,9 мВ. Переменная составляющая выходного напряжения меняется от значения 926,9 мВ до значения  $-964,599 \text{ мВ}$ . Соответственно переменная составляющая тока нагрузки меняется согласно закону Ома в пределах от  $\Delta i_H = -\frac{0,964}{R_H} = -0,285 \text{ мА}$  до  $\Delta i_H = \frac{0,927}{R_H} = 0,274 \text{ мА}$ . При

этом ток в коллекторном сопротивлении  $R_K$  меняется от значения

$$\Delta i_{R_K} = \frac{0,9269}{R_K} = 0,82 \text{ мА}, \text{ до } \Delta i_{R_K} = -\frac{0,964}{R_K} = -0,86 \text{ мА}.$$

Используя 1-й закон Кирхгофа, получаем, что переменная составляющая тока коллектора меняется от значений  $\Delta i_K = 0,274 + 0,82 = 1,1 \text{ мА}$  до  $\Delta i_K = -(0,28 + 0,86) = -1,14 \text{ мА}$ .

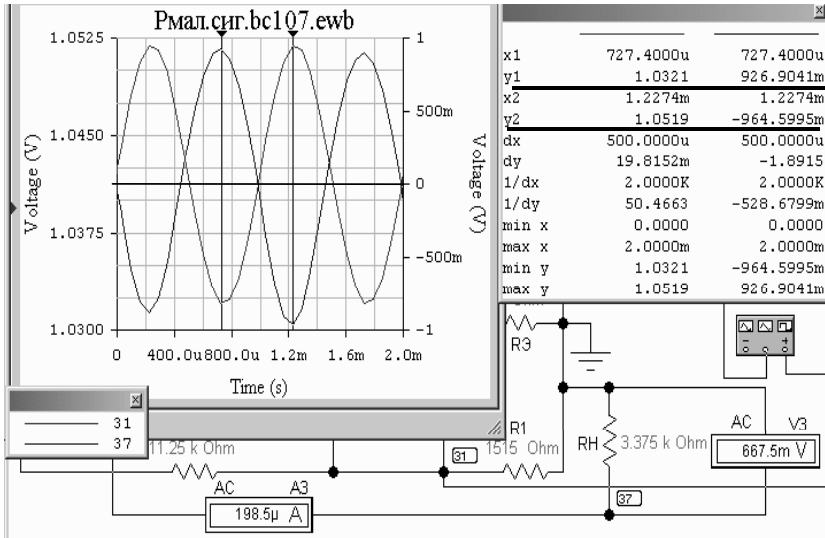


Рис. 2.52. Осциллограмма входного и выходного напряжения

Эти значения также хорошо совпадают с графическим расчетом по рис. 2.50. Сравнивая эти переменные составляющие тока коллектора с графиком тока коллектора на рис. 2.52, можно заметить различие в знаках приращении. Данное обстоятельство объясняется инвертирующим (поворачивающим на  $180^\circ$  выходной сигнал по отношению к входному) характером усилителя с общим эмиттером. При увеличении входного сигнала растет ток базы, ток коллектора, падение напряжения на коллекторном сопротивлении, а следовательно, так как потенциал точки 32 (рис. 2.51) остается постоянным и равным коллекторной ЭДС  $E_K$ , то уменьшается потенциал коллектора, и соответственно переменная составляющая потенциала нагрузки (т. 37).

Результаты графического расчета и машинного моделирования свидетельствуют о том, что неравны амплитуды положительной и отрицательной полуволн переменного сигнала для всех токов и напряжений (табл. 2.5).

Таблица 2.5

Величина	Положительная полуволна		Отрицательная полуволна	
	Графический расчет	Машинный расчет	Графический расчет	Машинный расчет
Ток базы	8 мкА	7,71 мкА	6 мкА	6,48 мкА
Ток коллектора	1,2 мА	1,14 мА	0,9 мА	1,1 мА
Напряжение коллектор–эмиттер	0,95 В	–	0,9 В	–
Напряжение на нагрузке	$0,274R_H = 0,925 \text{ В}$	0,926 В	$-0,28R_H = -0,96 \text{ В}$	-0,964 В

Так как амплитуды положительной и отрицательной полуволн не равны, то для расчета действующих значений токов и напряжений, воспользуемся следующим выражением:

$$F = \sqrt{\frac{1}{T} \left[ \int_0^{\frac{T}{2}} (F_{m+} \sin \omega t)^2 dt + \int_{\frac{T}{2}}^T \left( F_{m-} \sin \omega \left( t - \frac{T}{2} \right) \right)^2 dt \right]}. \quad (2.27)$$

Применяя (2.27), получим действующие значения токов и напряжения, приведенные в табл. 2.6.

Таблица 2.6

№ п/п	Наименование	Графический расчет	Машинный расчет
1	Ток базы	5 мкА	5,03 мкА
2	Ток коллектора	0,75 мА	0,79 мА
3	Ток нагрузки	0,187 мА	0,198 мА
4	Напряжение коллектор–эмиттер	0,65 В	0,67 В
5	Напряжение на нагрузке	0,632 В	0,667 В

Проведем расчет параметров усилителя, показанных в табл. 2.7.

Таблица 2.7

№ п/п	Наименование параметра	Величина параметра	
		Расчет	Эксперимент
1	Коэффициент усиления по току $K_i = \frac{I_y}{I_c}$	$K_i = \frac{187}{5} = 37,4$	$K_i = \frac{198}{5,03} = 39,2$
2	Коэффициент усиления по напряжению $K_u = \frac{U_H}{U_c}$	$K_u = \frac{632}{7,07} = 89,3$	$K_u = \frac{667}{7,07} = 94,3$
3	Коэффициент усиления по мощности $K_p = \frac{P_H}{P_c}$	$K_p = 37,4 \cdot 89,3 = 3340$	$K_p = 39,2 \cdot 94,3 = 3500$

Значения коэффициентов усиления, приведенные в табл. 2.7, показывают, что схема с общим эмиттером в активном режиме позволяет усиливать ток, напряжение и мощность входного сигнала. Следует правильно понимать роль транзистора в режиме усиления. Транзистор, хотя и называется активным элементом, не содержит источников энергии, а вследствие этого не может самостоятельно усиливать ток, напряжение или мощность. Роль транзистора в процессе усиления состоит в том, что под управлением входного сигнала (тока базы) транзистор меняет свое сопротивление на пути потока энергии от источника энергии (коллекторной ЭДС) к нагрузке, тем самым меняя общее сопротивление выходной цепи, а следовательно, при постоянстве величины коллекторной ЭДС меняется величина тока, напряжения и мощности в нагрузке.

## 2.7. АКТИВНЫЙ РЕЖИМ РАБОТЫ СХЕМЫ С ОБЩЕЙ БАЗОЙ

Принципиальная схема усилителя, собранного по схеме с общим базой, показана в табл. 2.1. Входные и выходные характеристики для этой схемы несколько отличаются от соответствующих характеристик схемы с общим эмиттером, они были приведены на рис. 2.24 и 2.25.

Начнем построение схемы с общей базой. Прежде всего, чтобы транзистор работал (токи не равнялись нулю), надо открыть переход эмиттер–база. Для этого необходимо исходя из вида входной характеристики создать напряжение  $u_{эб} \geq 0,6 \text{ В}$ . Так как для питания электронных схем используется одна коллекторная ЭДС, то нужное напряжение  $u_{эб}$  получают с помощью делителя напряжения  $R_1$  и  $R_2$  (рис. 2.53)

Подключив к коллектору сопротивление нагрузки ( $R_H$ ), получим схему в режиме покоя (рис. 2.54). Следующий шаг – это подключение источника сигнала (рис. 2.55). Емкость  $C_1$  отделяет источник сигнала от действия постоянной ЭДС  $E_K$ . Роль емкости  $C_2$  двойная: с одной стороны сигнала она отделяет источник от действия постоянной ЭДС  $E_K$ , получившей название коллекторной, а с другой – создает путь для протекания части переменной составляющей тока сигнала в обход резистора  $R_2$ . Составим уравнение по 2-му закону Кирхгофа для переменной составляющей сигнала, обойдя контур, включающий источник сигнала, емкость  $C_1$ , переход эмиттер–база, емкость  $C_2$ :

$$\frac{1}{C_1} \int i_C(t) dt + u_{эб}(t) + \frac{1}{C_2} \int i_C(t) dt = e_C(t).$$

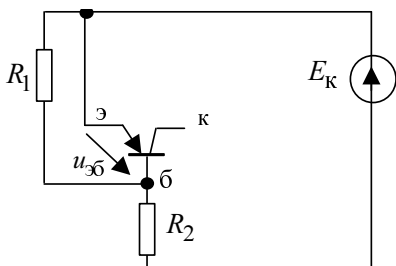


Рис. 2.53. Делитель напряжения эмиттер–база

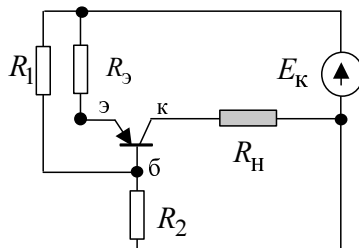


Рис. 2.54. Схема в режиме покоя



уменьшается напряжение эмиттер-база. А это, в свою очередь, приводит к уменьшению тока эмиттера (вспомните характер входной характеристики диода, рис. 2.24) и снижению тока коллектора ( $i_k = \alpha i_3$ ).

### 2.7.1. Машинное моделирование активного режима работы схемы с общей базой

В активном режиме работы связь между токами транзистора определяется соотношениями, приведенными в табл. 2.1. Очень часто этот режим используют для усиления напряжения. При этом при отсутствии входного сигнала  $e(t) = 0$  (рис. 2.56) в схеме наблюдается так называемый режим покоя. В этом режиме падение напряжения на коллекторном сопротивлении ( $R_k$ ) должно равняться приблизительно половине коллекторной ЭДС (показание  $V_3$ ). Сопротивления  $R_1$  и  $R_2$  образуют делитель напряжения, обеспечивающий необходимое напряжение  $U_{бэ} = 0,603$  В ( $V_1$ ) для открытия транзистора. А то что транзистор открыт, подтверждается показаниями амперметров  $A_4$  и  $A_9$ .

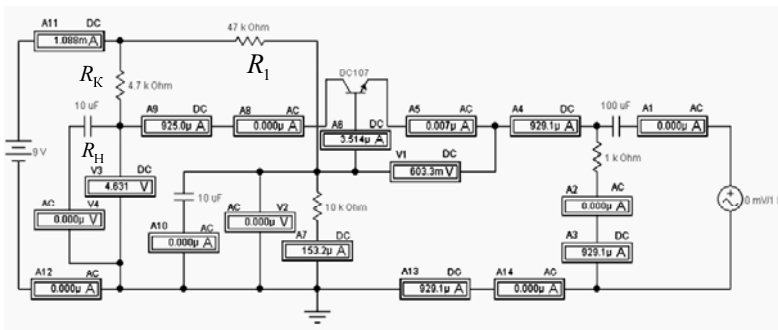


Рис. 2.56. Режим покоя в схеме с общей базой

Если на вход усилителя подать сигнал достаточно малой амплитуды ( $e(t) = 1 \cdot 1,41 \sin(6,28 \cdot 1000t)$  мВ), рис. 2.57, то в схеме возникнет режим малого сигнала. Так как переменная составляющая тока коллектора (это выходной ток, показание амперметра A8) практически равна переменной составляющей эмиттерного тока (это входной ток, показание амперметра A5), то коэффициент усиления по току практически равен единице. По другому обстоит дело с напряжением на входе и



выходе. Малый по амплитуде входной сигнал (1,41 мВ), накладываясь на постоянную составляющую напряжения  $U_{ЭБ}$ , меняет сопротивление перехода эмиттер–база, и вследствие этого под действием коллекторной ЭДС меняется соответственно ток эмиттера и коллектора. На рис. 2.57 показаны результаты моделирования при подключении нагрузки величиной  $R_{н} = R_{к} = 4,7 \text{ кОм}$ .

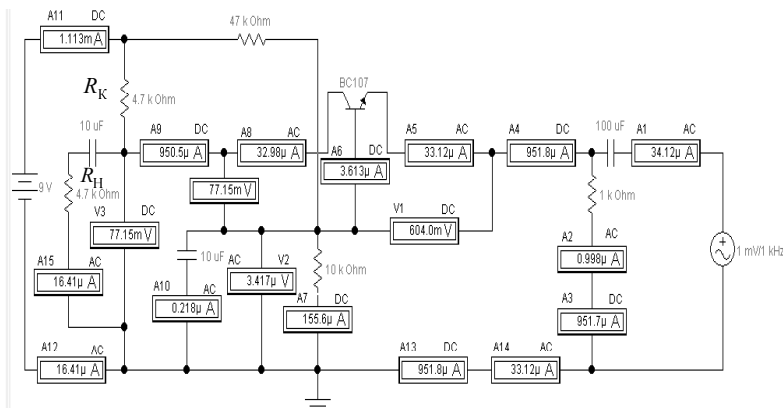


Рис. 2.57. Режим усиления в схеме с общей базой

На рис. 2.58 показаны результаты моделирования режима короткого замыкания. На рис. 2.59 приведены осциллограммы входного и выходного напряжения, которые показывают, что имеет место линейное усиление входного сигнала без искажения формы. Это подтверждает также спектр выходного напряжения.

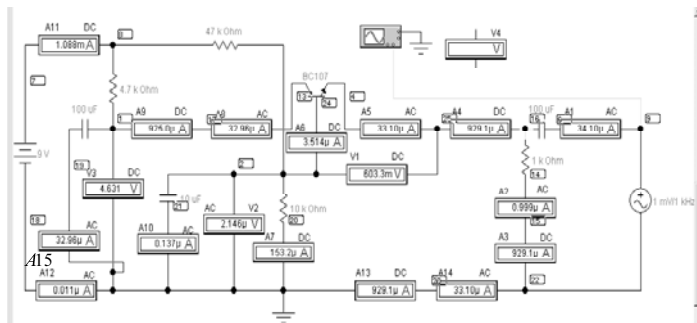


Рис. 2.58. Режим короткого замыкания на выходе усилителя

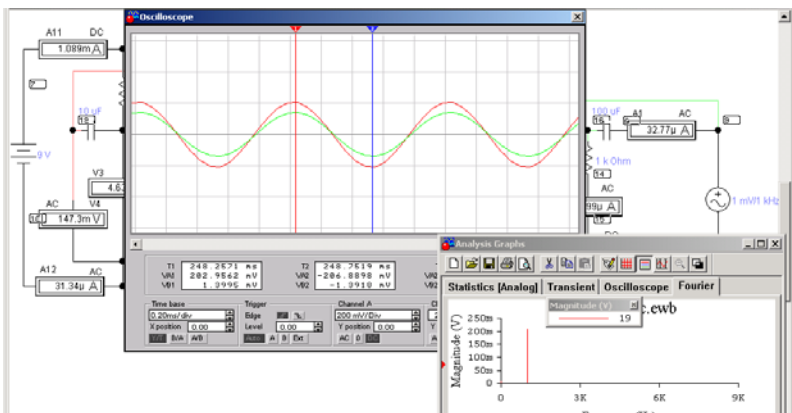


Рис. 2.59. Осциллограммы входного и выходного напряжения

На рис. 2.60 показаны результаты моделирования режима холостого хода. Показание вольтметра  $V_4$  – это напряжение холостого хода усилителя.

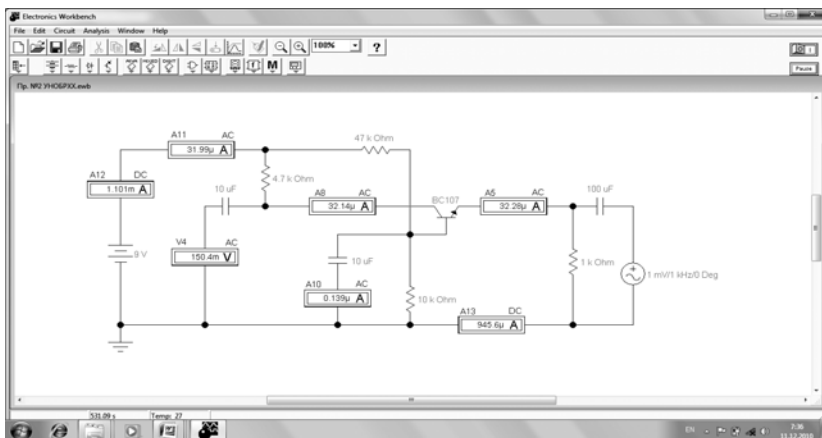
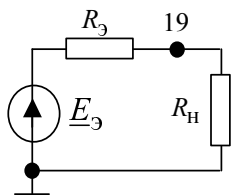


Рис. 2.60. Режим холостого хода

Если, в активном режиме обеспечено линейное усиление сигнала, то по отношению к нагрузке усилитель может быть представлен как активный двухполусник с эквивалентной ЭДС, равной напряжению в режиме холостого хода и эквивалентным сопротивлением (рис. 2.61).



$E_3 = U_{XX} = 150,4 \text{ мВ}$  (показание вольтметра  $V_4$ , рис. 2.60)

$I_{КЗ} = 32,96 \text{ мА}$  (показание амперметра  $A_{15}$ , рис. 2.58)

$$R_3 = \frac{U_{XX}}{I_{КЗ}} = 4,56 \text{ кОм}$$

$$I_H = \frac{E_3}{R_3 + R_H} = \frac{150,4}{4560 + 4700} = 0,016 \text{ мА} = 16 \text{ мА}$$

Рис. 2.61. Эквивалентная схема усилителя по выходу

Полученное в результате расчета значение тока нагрузки хорошо совпадает с показанием амперметра  $A_{15}$  (рис. 2.57).

Тем не менее к использованию схемы (рис. 2.61) необходимо относиться с осторожностью. Эта схема дает хорошие результаты только при линейном усилении сигнала. В табл. 2.10 приведены параметры усилителя для переменного сигнала.

Таблица 2.10

Параметр	Значение
Входной ток	$34,12 \text{ мА}$
Входное напряжение	$1 \text{ мВ}$
Входное сопротивление	$29,3 \text{ Ом}$
Выходной ток	$16,41 \text{ мА}$
Выходное напряжение	$77,15 \text{ мВ}$
Выходное сопротивление	$4,56 \text{ кОм}$
Коэффициент усиления по току	$16,41/34,12 = 0,48$
Коэффициент усиления по напряжению	$77,15/1 = 77,15$
Коэффициент усиления по мощности	$77,15 \cdot 0,48 = 37$

## 2.7.2. Расчетные модели биполярного транзистора

Показания амперметра  $A_8$  в трех режимах: нагрузки (рис. 2.57) короткого замыкания (рис. 2.58) и холостого хода (рис. 2.60) практически не меняются. Это говорит о том, что по отношению к коллекторной нагрузке транзистор ведет себя как источник тока. Отличие в том, что ток коллектора зависит от тока базы. Данное обстоятельство позволяет построить для ручного (не машинного) расчета схем, содержащих би-

полярный транзистор, достаточно простую расчетную модель транзистора (рис. 2.62).

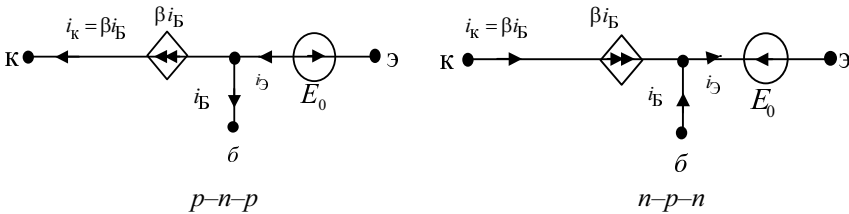


Рис. 2.62. Расчетная модель биполярного транзистора

$E_0$  – учитывает «ступеньку» прямой ветви вольт-амперной характеристики перехода эмиттер–база. Можно принимать  $E_0 \approx 0,6$  В.

Точность расчета при использовании этой модели во многом зависит от значения коэффициента  $\beta$ , который получил название коэффициента усиления по току  $\beta = \frac{i_k}{i_B}$ . Посчитаем значение  $\beta$  в режиме

покоя. Для этого необходимо разделить показание амперметра А9 на показание амперметра А6 (рис. 2.56):  $\beta_0 = \frac{925}{3,51} = 263,5$ . В режиме хо-

лостого хода (рис. 2.60) для получения  $\beta_{ХХ}$  необходимо разделить показание амперметра А8 на показание амперметра А10, которые показывают действующие значения переменной составляющей тока коллектора и базы соответственно. Получаем  $\beta_{ХХ} = \frac{32,14}{0,137} = 231,2$ . В ре-

жиме короткого замыкания (рис. 2.58):  $\beta_{КЗ} = \frac{32,96}{0,137} = 240,6$ . В режиме

нагрузки (рис. 2.57):  $\beta_H = \frac{32,98}{0,218} = 151,2$ . Сравнивая полученные значе-

ния  $\beta$ , видим, что они зависят от величины нагрузки усилителя. Но для ориентировочных расчетов можно принять  $\beta = \text{const}$  независимо от режима работы. Примем  $\beta = 200$ . Следует заметить, что значение  $\beta$  зависит от марки транзистор, но, что значительно хуже,  $\beta$  для разных

партий транзисторов одной и той же марки может быть различным. Используем данную модель транзистора и проведем расчет режима покоя. Расчетная модель для этого режима показана на рис. 2.63.

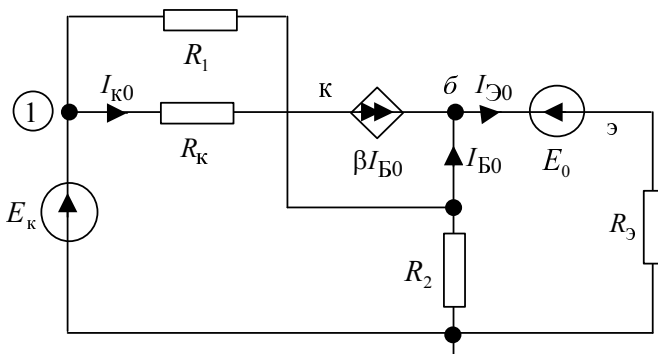


Рис. 2.63. Расчетная модель усилителя с общей базой в режиме покоя

Потенциал узла 1 равен коллекторной ЭДС  $E_k = 9$  В. Составляем уравнение по методу узловых потенциалов для узла, обозначенного точкой  $\bar{б}$  (потенциал базы):

$$\varphi_{\bar{б}} \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right) = \beta I_{B0} + \frac{E_0}{R_3} + \frac{E_k}{R_1}.$$

По 1-му закону Кирхгофа:  $I_{E0} = I_{k0} + I_{B0} = I_{B0}(1 + \beta)$ . По закону Ома для участка цепи с ЭДС  $I_{E0} = \frac{\varphi_{\bar{б}} - E_0}{R_3}$ . Выразив ток базы через

ток эмиттера, а последний через потенциал базы, и подставив это в уравнение, составленное по методу узловых потенциалов, получим следующее выражение для потенциала базы:

$$\varphi_{\bar{б}} \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3(1 + \beta)} \right) = \frac{E_0}{R_3(1 + \beta)} + \frac{E_k}{R_1}.$$

Решая это уравнение, при известных значениях  $R_1 = 47$  кОм,  $R_2 = 10$  кОм,  $R_3 = 1$  кОм,  $E_0 = 0,6$  В получаем величину потенциала

$\varphi_{\delta} = 1,54$  В. Если посмотреть на результаты моделирования этого режима (рис. 2.56), то по закону Ома потенциал базы равен:  $\varphi_{\delta} = 153,2 \cdot 10^{-6} \cdot 10\,000 = 1,53$ . Это хорошее совпадение с ранее полученным расчетным результатом –  $153,2 \cdot 10^{-6}$  – показание амперметра А7.

Проведем расчет для переменной составляющей. Расчетная модель показана на рис. 2.64.

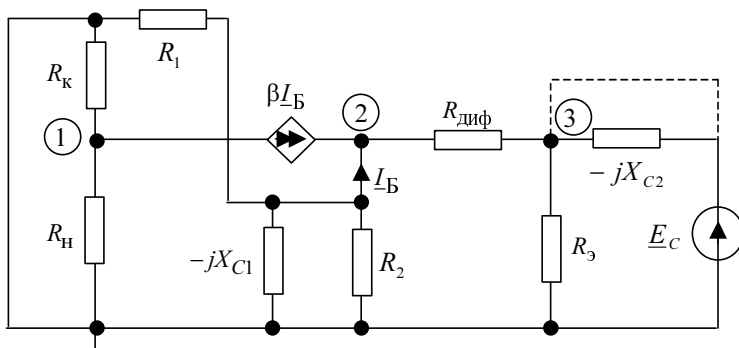


Рис. 2.64. Расчетная модель усилителя для переменной составляющей

Дадим пояснения к расчетной модели. Коллекторная постоянная ЭДС закорочена.  $R_{\text{диф}}$  – дифференциальное сопротивление перехода эмиттер–база для переменной составляющей в точке покоя.

$$R_{\text{диф}} = \frac{25}{I_{\text{Э0}}} = \frac{25}{0,929} = 26,91 \text{ Ом}; \quad X_{C1} = \frac{10^6}{6,28 \cdot 1000 \cdot 10} = 15,9 \text{ Ом};$$

$$X_{C2} = \frac{10^6}{6,28 \cdot 1000 \cdot 100} = 1,5 \text{ Ом}. \text{ Так как } X_{C1} \ll R_2, \text{ то при составлении}$$

уравнения по методу узловых потенциалов для узла 2 сопротивлением  $R_2$  можно пренебречь. Ввиду малости сопротивления  $X_{C2}$  потенциал узла 3 равен  $\underline{E}_C$ . Учитывая сказанное, уравнение для узла 2 примет следующий вид:

$$\varphi_2 \left( \frac{1}{-jX_{C1}} + \frac{1}{R_{\text{диф}}} \right) = \beta I_{\text{Б}} + \frac{\underline{E}_C}{R_{\text{диф}}},$$

$$\underline{I}_B = \frac{\varphi_B}{-jX_{C1}}.$$

Совместное решение последних уравнений позволяет найти действующее значение потенциала базы:  $\varphi_B = \varphi_2 = 2,94 \mu B$ . Результаты машинного моделирования показаны на рис. 2.57 (вольтметр V2). Зная потенциалы, легко рассчитать все переменные составляющие токов в усилителе по схеме (рис. 2.64).

## 2.8. АКТИВНЫЙ РЕЖИМ РАБОТЫ СХЕМЫ С ОБЩИМ КОЛЛЕКТОРОМ.

Принципиальная схема усилителя, собранного по схеме с общим коллектором, показана в табл. 2.1. Входные и выходные характеристики для этой схемы принимаются такими же, как и для схемы с общим эмиттером, показанным на рис. 2.27 и 2.28. На рис. 2.65 показана схема усилителя с общим коллектором. Другое название такой схемы – эмиттерный повторитель.

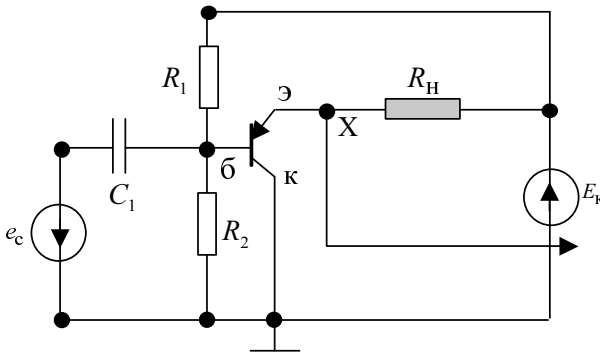


Рис. 2.65. Схема усилителя с общим коллектором

Назначение всех элементов аналогично тому, как и в других схемах включения транзистора. Особенности данной схемы заключаются в следующем.

1. Если транзистор открыт, т.е. по постоянному току напряжение эмиттер–база больше 0,6 В, то для переменной составляющей сигнала переход эмиттер–база имеет малое дифференциальное сопротивление

( $R_{\text{диф}} = 0$ ). С учетом этого запишем уравнение по 2-му закону Кирхгофа для следующего контура: источник сигнала – коллекторная ЭДС – нагрузка – переход эмиттер–база – емкость –  $C_1$ :

$$i_3 R_H + u_{36} + u_{c1} = e_c.$$

В уравнении отсутствует величина коллекторной ЭДС, так как она постоянна, а уравнение записано для переменных составляющих. Учитывая, что  $R_{\text{диф}}$  много меньше сопротивления нагрузки, а также, что напряжение на конденсаторе также имеет небольшое значение, получаем, что напряжение на нагрузке практически равно напряжению входного сигнала. Таким образом, данная схема не производит усиления по напряжению.

2. Другой важной особенностью данной схемы является высокое входное сопротивление. Принципиальная схема включения транзистора как промежуточного звена между источником сигнала и нагрузкой показана на рис. 2.66. Входное сопротивление схемы – это эквивалентное сопротивление схемы относительно точек 1-2. Выходное сопротивление – это входное со стороны точек 3-4.

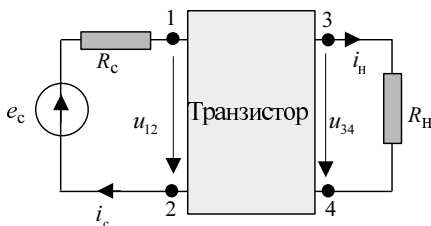


Рис. 2.66. К понятиям входного и выходного сопротивления транзистора

Так как входным током в данной схеме, является ток базы, а напряжение перехода эмиттер–база  $u_{36}$  меньше, чем амплитуда входного сигнала, то входное сопротивление схемы имеет самое большое значение по сравнению с другими схемами включения транзистора. Очевидно, что входное сопротивление зависит от величины нагрузки. Дадим оценку входного сопротивления данной схемы. По определению:

$$R_{\text{ВХ}} = \frac{u_{\text{ВХ}}}{i_{\text{ВХ}}} = \frac{u_c}{i_6}. \quad (2.28)$$



Учитывая, что  $u_H = i_3 R_H$ ,  $i_3 = i_6 + i_K = i_6(1 + \beta)$ , получим

$$R_{\text{вх}} = R_H(1 + \beta). \quad (2.29)$$

Таким образом, входное сопротивление схемы с общим коллектором действительно во много раз больше величины нагрузки.

Проведем оценку выходного сопротивления. Для этого рассмотрим схему с общим коллектором (ОК) (рис. 2.67).

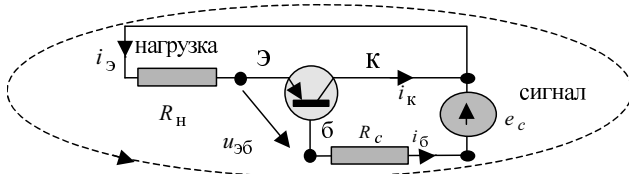


Рис. 2.67. Схема с общим коллектором (эмиттерный повторитель)

Для определения величины выходного сопротивления воспользуемся методом эквивалентного генератора. Проведем последовательно режим холостого хода и короткого замыкания относительно нагрузки, получим

$$i_H = \frac{u_{\text{ХХ}}}{R_H + R_{\text{вх}}}. \quad (2.30)$$

В схеме с ОК ток нагрузки – это ток эмиттера. Входное сопротивление относительно зажимов нагрузки – это и есть, по сути, выходное сопротивление схемы.

Запишем уравнение по 2-му закону Кирхгофа, обходя контур, показанный на рис. 2.67:

$$e_c = i_6 R_c + i_3 R_H + u_{\text{эб}}. \quad (2.31)$$

**Режим холостого хода.** Величина нагрузки равна бесконечности. Ток эмиттера равен нулю. Ток базы практически тоже равен нулю (обратный коллекторный ток очень мал). Напряжение эмиттер–база равно нулю. Поэтому напряжение холостого хода на нагрузке равно практически ЭДС сигнала  $u_{\text{ХХ}} \approx e_c$ .

**Режим короткого замыкания.** В этом режиме можно пренебречь напряжением на переходе эмиттер–база для переменного сигнала, а так

как  $R_H = 0$ , то ток базы, как это следует из (2.31), равен:  $i_{6КЗ} \approx \frac{e_c}{R_c}$ .

Ток в нагрузке (ток эмиттера) по 1-му закону Кирхгофа равен  $i_{9КЗ} = i_{6КЗ} + i_{кКЗ}$ . Учитывая, что ток коллектора в активном режиме работы равен  $i_k = \beta i_6$ , получим  $i_{9КЗ} = i_{6КЗ}(1 + \beta) = \frac{e_c}{R_c}(1 + \beta)$ . Но в этом

режиме ток согласно (2.30) равен  $i_{кКЗ} = i_{9КЗ} = \frac{u_{XX}}{R_{ВЫХ}} = \frac{e_c}{R_c}(1 + \beta)$ .

Следовательно, схема с ОК уменьшает выходное сопротивление источника сигнала практически в  $\beta$  раз ( $\beta \gg 1$ ).

На рис. 2.68 показана зависимость выходного сопротивления схемы с общим коллектором от величины сопротивления источника сигнала.

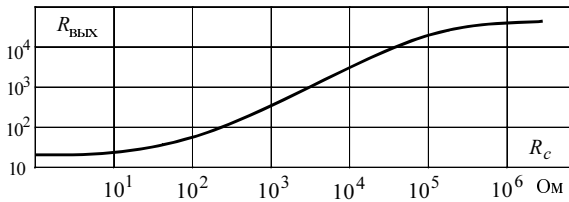


Рис. 2.68. Зависимость выходного сопротивления схемы с ОК от сопротивления источника сигнала

На рис. 2.69 представлены результаты машинного моделирования режима малого сигнала в схеме с общим коллектором.

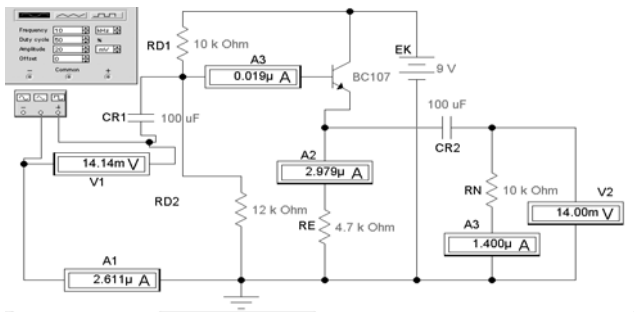


Рис. 2.69. Режим малого сигнала в схеме с ОК

В заключение приведем значения наиболее важных характеристик режима малого сигнала.

На рис. 2.70 показана зависимость коэффициента усиления по напряжению от величины нагрузки.

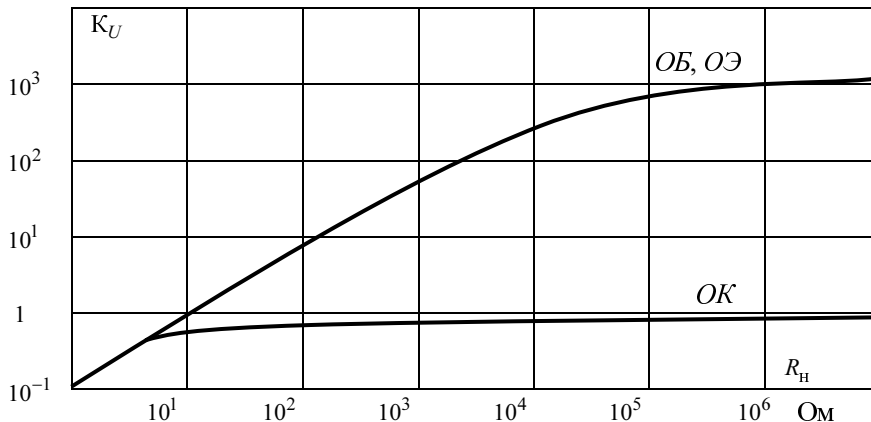


Рис. 2.70. Коэффициент усиления по напряжению для разных схем в зависимости от сопротивления нагрузки

На рис. 2.71 приведена зависимость коэффициента усиления по току от величины нагрузки.

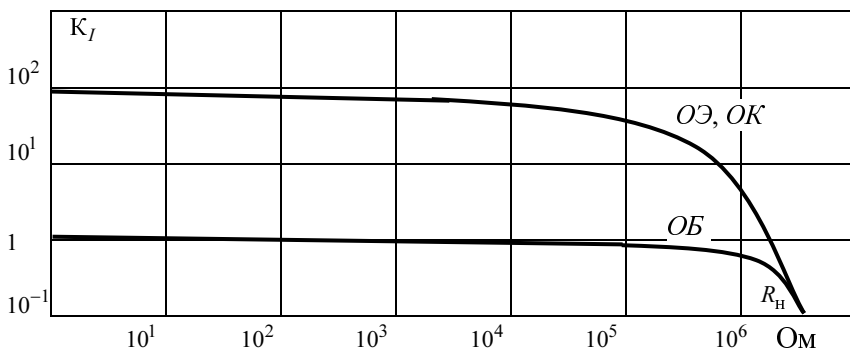


Рис. 2.71. Коэффициент усиления по току для разных схем в зависимости от сопротивления нагрузки

На рис. 2.72 представлена зависимость коэффициента усиления по мощности от величины нагрузки.

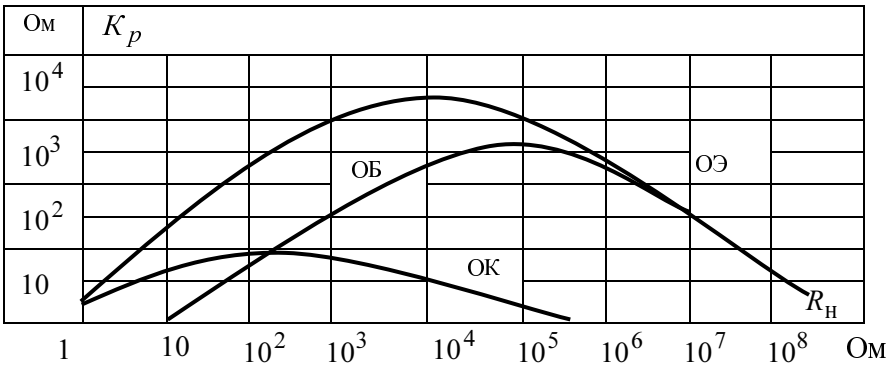


Рис. 2.72. Зависимость коэффициента мощности от нагрузки

На рис. 2.73 изображена зависимость входного сопротивления от величины нагрузки.

На рис. 2.74 показана зависимость выходного сопротивления от величины сопротивления источника сигнала.

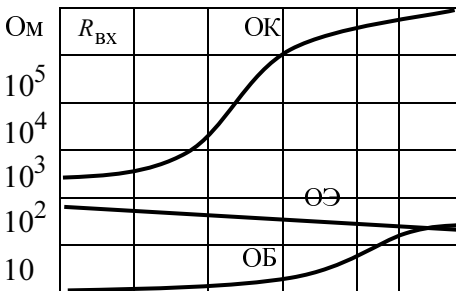


Рис. 2.73. Зависимости входного сопротивления

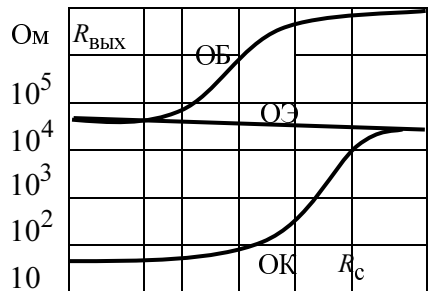


Рис. 2.74. Зависимости выходного сопротивления

## Заключительные замечания к главе 2

Уважаемый читатель, по разным причинам Вы не смогли полностью и глубоко разобраться в явлениях, схемах, расчетах, изложенных в настоящей главе. Может быть, остается много вопросов, на которые, как Вам кажется, у Вас нет правильного ответа. Не огорчайтесь! Терпеливо продолжайте работать. Может быть, у Вас нет времени для повторного изучения данной главы, в таком случае запомните следующие основные моменты.

1. Биполярный транзистор – это устройство, управляемое током базы. В первом приближении можно считать, что если ток базы равен нулю, то транзистор – это ключ на участке между эмиттером и коллектором, находящийся в разомкнутом состоянии. Если ток базы большой (напряжение эмиттер–база по модулю приближается к одному Вольту), то транзистор – это ключ в замкнутом состоянии. Между этими двумя состояниями транзистор работает в активном режиме, в котором возможно вести линейное усиление сигнала.


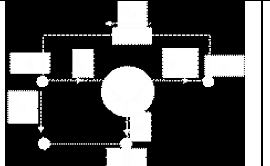
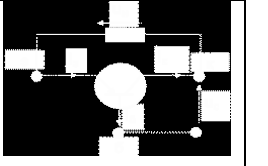
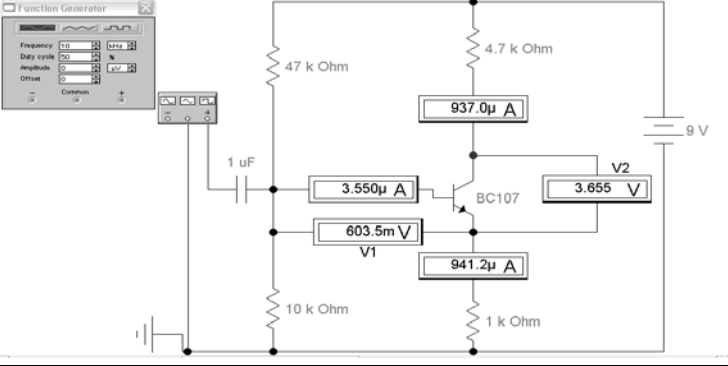
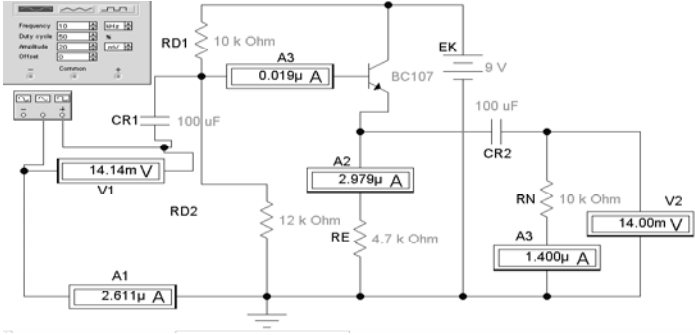
2. Сам по себе транзистор не может усилить сигнал, так как не содержит внутри себя источников энергии. Но получая маломощный сигнал, так меняет свое состояние, что может либо открыть канал для мощного потока энергии, либо наоборот перекрыть его, либо под действием коллекторной ЭДС способствовать созданию более мощной копии входного сигнала.

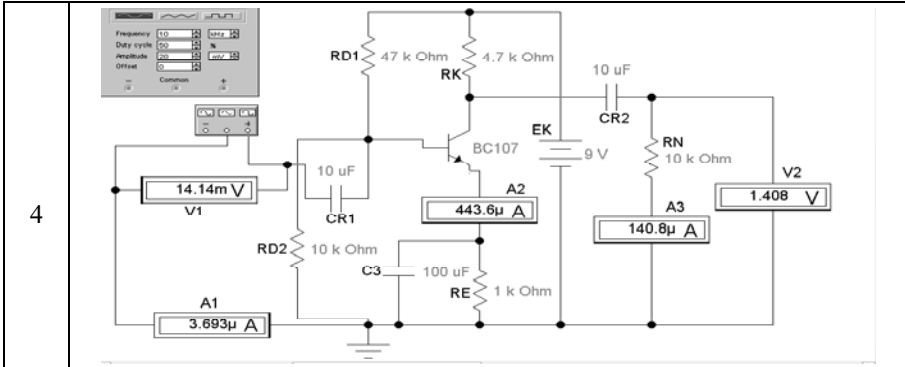
3. При качественном анализе схем, содержащих биполярный транзистор, который работает в активном режиме, неплохие результаты может дать представление транзистора в виде открытого диода между эмиттером и базой и управляемого источника тока в цепи коллектора.

4. Следует запомнить, что в активном режиме самым маленьким входным сопротивлением обладает схема с общей базой, самым большим – с общим коллектором. А выходное сопротивление, наоборот, самое маленькое у схемы с общим коллектором, а самое большое у схемы с общей базой. Это позволяет грамотно решать вопросы согласования сопротивлений нагрузки и источника сигнала. В качестве источника сигнала может рассматриваться и предыдущий транзистор, в многокаскадном усилителе.

5. Помните, что активный режим можно осуществить, только предварительно обеспечив режим покоя (режим по постоянному току).

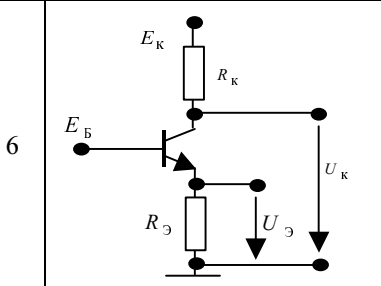
## 2.9. ВОПРОСЫ И ЗАДАЧИ К ГЛАВЕ 2

№ п/п	Вопрос
1	<p>Определите схему включения транзистора</p> <div style="display: flex; justify-content: space-around;">    </div> <div style="display: flex; justify-content: space-around; margin-top: 10px;"> <p style="text-align: center;"><i>Рис. 1, а</i></p> <p style="text-align: center;"><i>Рис. 1, б</i></p> <p style="text-align: center;"><i>Рис. 1, в</i></p> </div>
2	 <p style="text-align: center; margin-top: 10px;">Определить режим работы транзистора</p>
3	 <p style="text-align: center; margin-top: 10px;">Определить схему включения транзистора и режим работы</p>

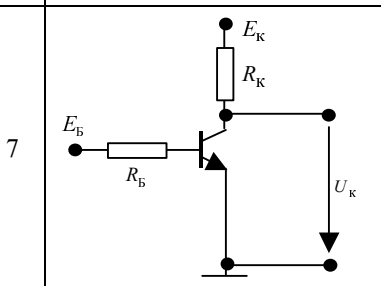


Определить схему включения транзистора и режим работы

5 Транзистор  $n-p-n$  работает в активном режиме. Ток коллектора  $I_K = 60I_B$ . Найти токи базы и коллектора, если ток эмиттера  $I_E = 4 \text{ mA}$  [3]



Рассчитать токи и напряжения в схеме, если  $R_K = 4,7 \text{ kOhm}$ ,  $R_E = 3,3 \text{ kOhm}$ ,  $\beta = 100$ ,  $E_B = 4 \text{ В}$ ,  $E_K = 10 \text{ В}$  [3]



Определить токи и напряжения в схеме, если  $R_K = 5 \text{ kOhm}$ ,  $R_B = 100 \text{ kOhm}$ ,  $E_K = 10 \text{ В}$ ,  $U_{BE} = 0,7 \text{ В}$ ,  $\beta = 100$ ,  $E_B = 1,7 \text{ В}$  [3]

## Глава 3. ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

### 3.1. ПРИНЦИП РАБОТЫ ПОЛЕВОГО ТРАНЗИСТОРА

Полевой транзистор (ПТ) – полупроводниковый прибор, в котором с помощью поперечного электрического поля меняется проводимость продольного канала, а следовательно, и величина тока, протекающего по каналу. Схематическое изображение полевого транзистора показано на рис. 3.1.

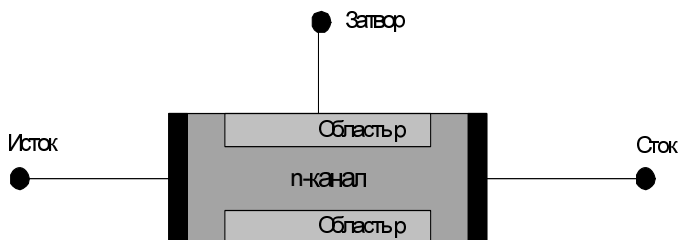


Рис. 3.1. Полевой транзистор с каналом типа  $n$

Полевой транзистор имеет два существенных отличия от биполярного, которые и определяют его основные свойства. Во-первых, в полевом транзисторе один основной носитель заряда – это либо дырка, либо электрон. Во-вторых, и это главное отличие, два  $p$ – $n$ -перехода расположены вдоль движения основного носителя заряда. У показанного на рис. 3.1 полевого транзистора носителем является электрон. Область, где движутся электроны, называют каналом. В данном случае – это полевой транзистор с каналом типа  $n$ .

Транзистор имеет три вывода, с помощью которых он подключается к внешней цепи. Основной ток протекает по  $n$ -каналу от истока к стоку. Затвор служит для управления величиной тока. Это происходит следующим образом. На границе областей  $p$ - и  $n$ -канала образуются



два  $p$ - $n$ -перехода, создающих обедненные области (рис. 3.2), которые сужают  $n$ -канал.

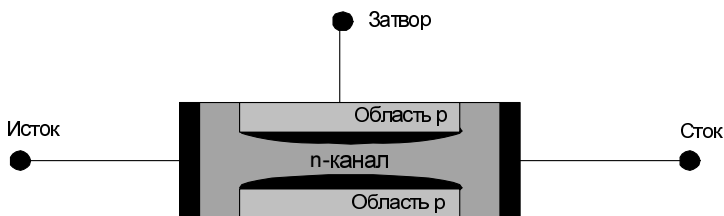


Рис. 3.2. Полевой транзистор с обедненными областями

Поперечное сечение канала уменьшается, следовательно, возрастает его сопротивление. На рис. 3.2 показан симметричный по форме  $n$ -канал. В действительности канал имеет большее поперечное сечение в области истока и постепенно сужается к области стока. Это обстоятельство играет определенную роль в поведении полевого транзистора.

Обозначение транзистора с  $n$ -каналом показано на рис. 3.3.

Направление стрелки в обозначении транзистора:

1) она всегда направлена из  $p$ -области в  $n$ -область;

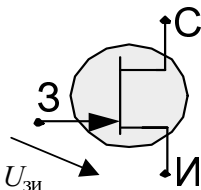


Рис. 3.3. Обозначение полевого транзистора с  $n$ -каналом

2) поперечное электрическое поле создается напряжением  $U_{зи}$  (рис. 3.3), и если транзистор имеет  $n$ -канал, т. е. носитель заряда электрон, то для управления током в канале затвор должен иметь отрицательный потенциал относительно истока. Меняя величину  $U_{зи}$  напряжения, можно менять силу воздействия на электроны и тем самым сильнее или слабее отталкивать электроны от затвора, т. е. менять поперечное сечение  $n$ -канала. Таким образом, знак потенциала на затворе совпадает с типом канала. Если транзистор с  $n$ -каналом (negative), то для управления потенциал затвора относительно истока должен быть отрицательным (negative), если с  $p$ -каналом (positive), то потенциал затвора должен быть положительным.

Полевой транзистор имеет три вывода, но в отличие от биполярного транзистора ток затвора (аналог базы) практически равен нулю. Поэтому для полевого транзистора вместо входной характеристики вводят понятие проходной характеристики (рис. 3.4): зависимость тока

стока от напряжения затвор–исток. При напряжении затвор–исток, равном  $U_{отс}$ , которое получило название напряжения отсечки, канал полностью перекрывается, цепь тока разрывается. При напряжении  $U_{зи} = 0$  величина стока зависит только от внешних факторов – величины стоковой ЭДС и нагрузки.

Проходная характеристика очень близка к линейной. На выходной характеристике можно отметить две области, которые условно разделяются пунктирной линией на рис. 3.5. В линейной области полевой транзистор ведет себя как линейный резистор, величина которого определяется значением входного напряжения затвор–исток. В области насыщения полевой транзистор ведет себя как управляемый источник тока.

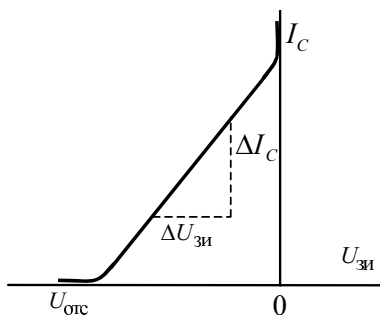


Рис. 3.4. Проходная характеристика

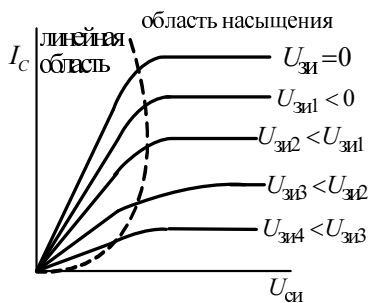


Рис. 3.5. Выходная характеристика

Важным параметром полевого транзистора является крутизна проходной характеристики:  $S = \frac{\Delta I_c}{\Delta U_{зи}}$ . Крутизна может достигать единиц  $A/B$  для силовых транзисторов.

### 3.2. ТРИ СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ ПОЛЕВОГО ТРАНЗИСТОРА

Как и биполярный транзистор, полевой транзистор можно включить тремя способами.

А. Схема с общим истоком. На рис. 3.6 показана эта схема включения.

Данное включение широко используется в усилителях напряжения. Как и в схеме с общим эмиттером, в режиме покоя координата точки покоя  $P_2$  по оси напряжения на выходной характеристике выбирается приблизительно посередине между значениями напряжения  $U_{си} = 0$  и  $U_{си} = E_C$  (рис. 3.8)

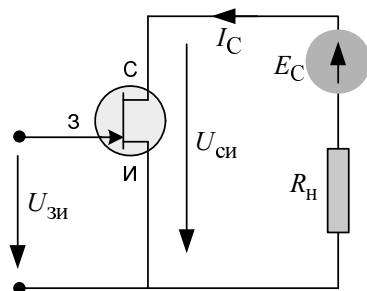


Рис. 3.6. Схема с общим истоком

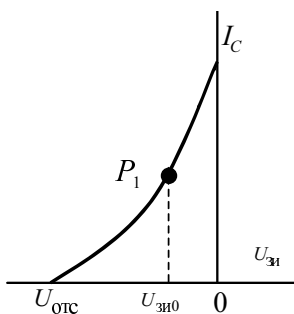


Рис. 3.7. Положение точки покоя на проходной характеристике

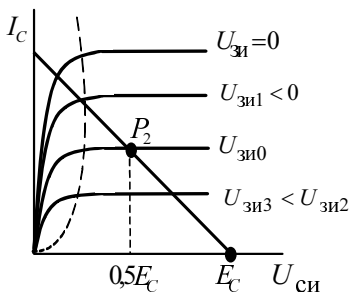


Рис. 3.8. Положение точки покоя на выходной характеристике

Окончательное положение этой точки определяется пересечением нагрузочной прямой с вертикальной прямой, проведенной из точки  $0,5E_C$ . По известному положению точки  $P_2$  определяется параметр  $U_{зи0}$ . Зная этот параметр, находим положение точки покоя на проходной характеристике  $P_1$ .

На рис. 3.9 приведены результаты моделирования режима покоя усилителя с общим истоком.

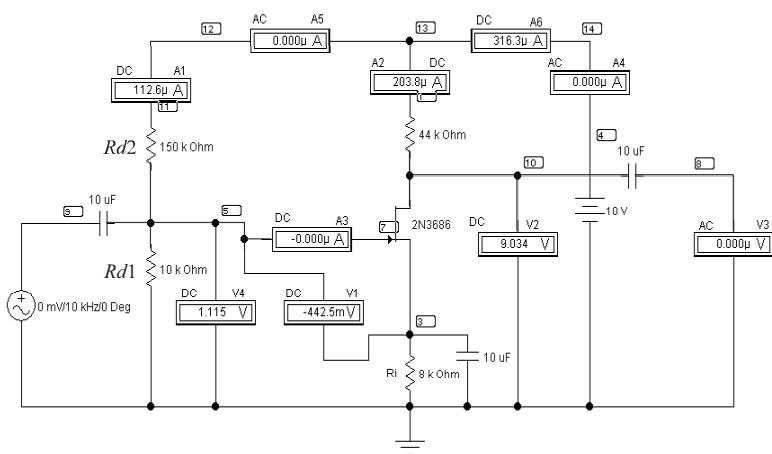


Рис. 3.9. Режим покоя в схеме усилителя напряжения с общим истоком

Обеспечение режима покоя для полевого транзистора имеет особенности по сравнению с биполярным транзистором. Так как ток затвора равен нулю, то резисторы  $Rd1$  и  $Rd2$  соединены последовательно и образуют делитель напряжения. Напряжение на резисторе  $Rd1$  и должно создавать требуемое значение напряжения  $U_{з10}$ , но знак этого напряжения противоположен требуемому. Выход из положения был найден достаточно остроумно, путем включения в цепь истока резистора  $R_i$ , падение напряжение на котором больше, чем падение напряжения на резисторе  $Rd1$  в режиме покоя. В результате напряжение затвор–исток  $U_{з10}$  становится равным требуемым (показание вольтметра V1).

Результаты моделирования режима малого сигнала показаны на рис. 3.10.

Расчетная модель полевого транзистора в режиме малого сигнала при работе в области насыщения (рис. 3.5) очень проста по структуре (рис. 3.11).

Крутизна  $g_m = a\sqrt{I_C}$  зависит от величины тока стока. Сам ток стока, как показывают теоретические исследования, квадратично зависит

от величины напряжения затвор–исток. Данное обстоятельство приводит к тому, что при действии на входе только одной гармонике на выходе появляется еще и гармоника с удвоенной частотой.

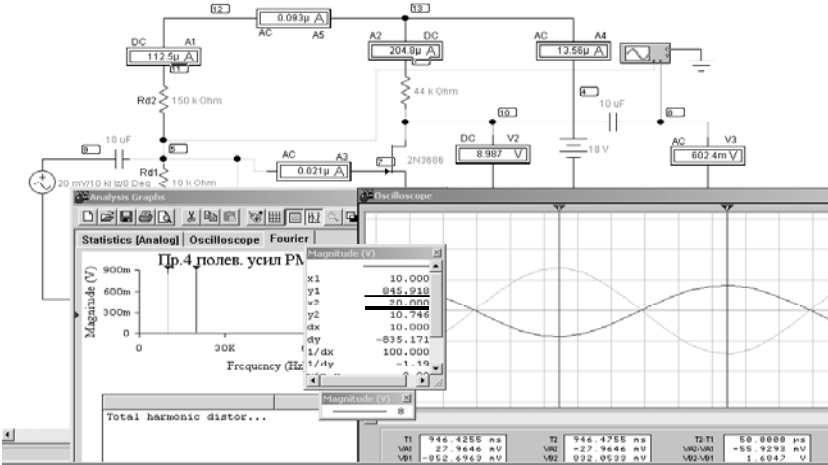


Рис. 3.10. Режим малого сигнала в схеме с общим истоком

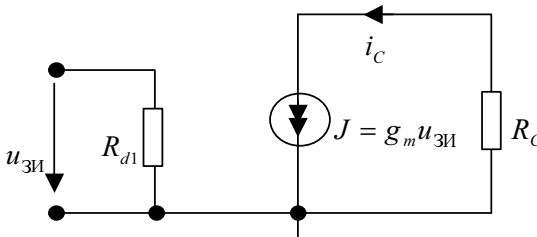


Рис. 3.11. Расчетная модель в режиме малого сигнала

Наличие линейной области в характеристиках полевого транзистора позволяет использовать его как регулируемый линейный резистор. На рис. 3.12 показана схема аттенюатора (ослабителя напряжения).

Резистор  $R_1$  и транзистор Т1 по цепи сток–исток соединены последовательно. Следовательно, напряжение затвор–исток, можно менять

сопротивление транзистора по цепи сток–исток, а тем самым менять выходное напряжение. Проведем графический расчет этой схемы. На рис. 3.13 приведена проходная характеристика транзистора, а на рис. 3.14 стоковая.

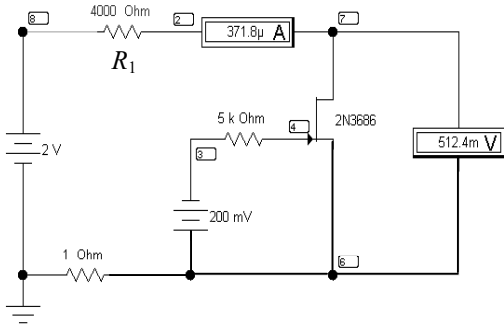


Рис. 3.12. Атенноатор

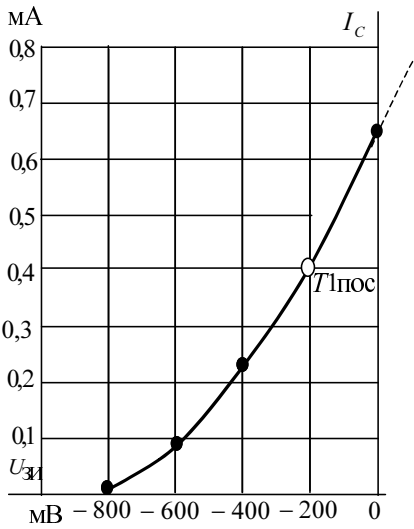


Рис. 3.13. Проходная характеристика транзистора 2N3686

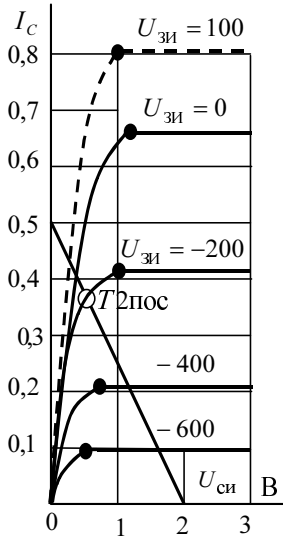


Рис. 3.14. Стоковая характеристика транзистора 2N3686

Запишем уравнение по 2-му закону Кирхгофа для контура, содержащего источник ЭДС, резистор  $R_1$  и транзистор по цепи сток–исток:

$$I_C R_1 + U_{си} = E.$$

Графическое решение данного уравнения при  $E = 2$  В,  $R_1 = 4$  кОм показано на рис. 3.14. Значение тока стока и напряжения сток–исток будет определяться координатами точки  $T2_{\text{пос}}$ , так как напряжение затвор–исток равно  $-200$  мВ. На проходной характеристике режим определяется положением точки  $T1_{\text{пос}}$ . Если сравнить значения тока стока по проходной и выходной характеристике, то становится понятным, что проходная характеристика показывает предельное значение тока стока при заданном значении напряжения затвор–исток. Фактическое значение тока стока зависит уже от внешних факторов (внешних ЭДС, сопротивлений подключенных к цепи сток–исток. Дадим оценку статического сопротивления транзистора по цепи сток–исток, точке  $T2_{\text{пос}}$  :

$$R_{\text{стт}2} = \frac{512,4 \cdot 10^{-3}}{371,8 \cdot 10^{-6}} = 1378 \text{ Ом}.$$

Аттенюатор чаще работает в цепях переменного тока и используется в схемах автоматического регулирования усиления. На рис. 3.15 показаны результаты моделирования при действии на входе синусоидального сигнала, имеющего амплитуду 2 В. Обратите внимание, что при амплитудном значении входного напряжения (положение курсора  $T1$ ) амплитудное значение тока равно 0,368 мА (VB1), а это практически то же самое значение, что и при действиях постоянной ЭДС, равной 2 В.

Интересно другое обстоятельство, заключающееся в том, что имеется отрицательная полуволна тока и ее амплитуда больше положительной амплитуды. Приведенная на рис. 3.14 стоковая характеристика ничего не говорит о значении тока стока, если напряжение сток–исток будет отрицательным. Это инверсное включение, и в силу конструкции полевого транзистора он, казалось бы, должен иметь симметричную стоковую характеристику. Однако это не так. При инверсном включении сопротивление канала значительно меньше и он управляется значительно хуже. Об этом свидетельствует стоковая характеристика, снятая для отрицательных значений напряжения сток–исток (рис. 3.16).

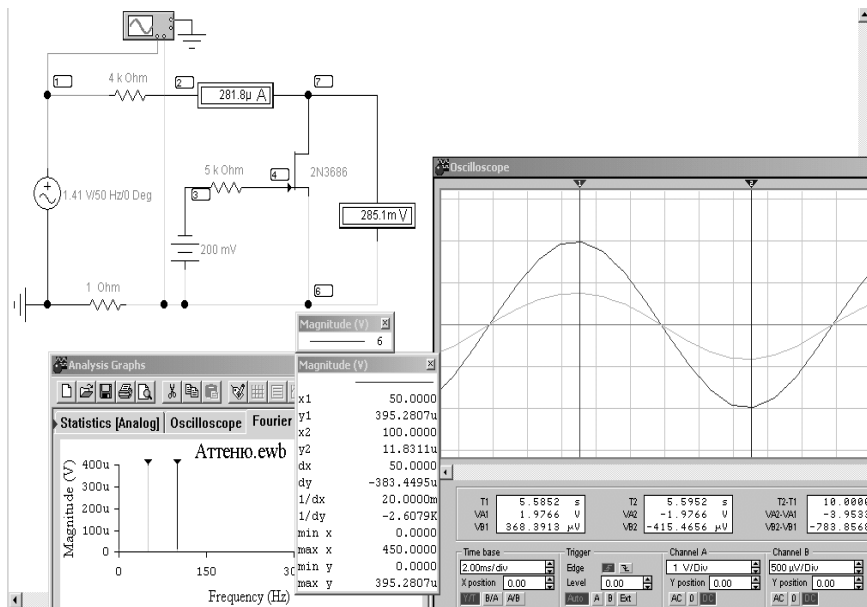


Рис. 3.15. Переменный сигнал в схеме аттенюатора

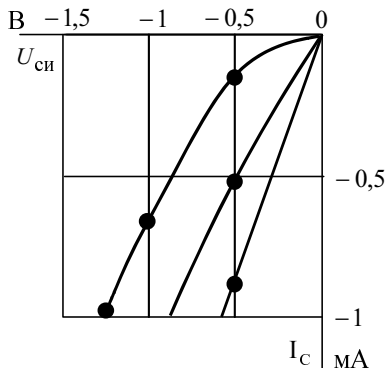


Рис. 3.16. Стоковая характеристика для напряжений сток-исток меньше нуля



Нелинейный характер проходной характеристики и в данном случае приводит к появлению второй гармоники с амплитудой  $11,83 \mu\text{В}$ .

Работу полевого транзистора, собранного по схеме с общим затвором и с общим стоком (истоковый повторитель), предлагаем разобрать самостоятельно.

### 3.3. МОП-ТРАНЗИСТОРЫ. КОНСТРУКЦИЯ И ХАРАКТЕРИСТИКИ

Рассмотренный полевой транзистор с  $p$ - $n$ -переходом в настоящее время во многих случаях вытеснен полевым транзистором, получившим название МОП-транзистор. Название вытекает из конструкции транзистора, показанной на рис. 3.17.

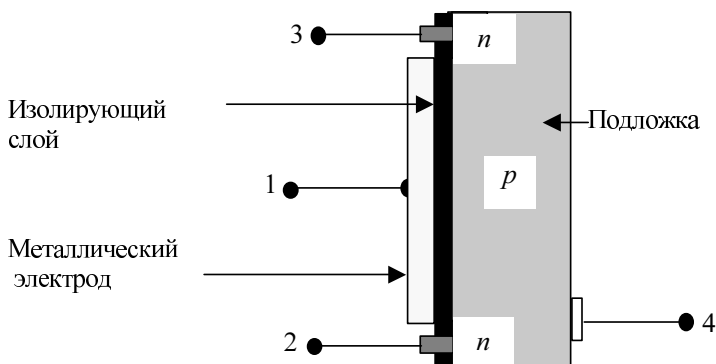


Рис. 3.17.  $n$ -канальный МОП-транзистор

Буква М в названии говорит о том, что затвор (вывод 1) — это металлическая пластинка. О — окисел (изолирующий слой, отделяющий металлический электрод от подложки). П — полупроводник (подложка, которая представляет собой кремниевый брусок  $p$ -типа). В подложке сформированы две области  $n$ -типа, одна из которых (вывод 3) — сток, другая (вывод 2) — исток. Схема включения данного транзистора в электрическую цепь показана на рис. 3.18.

Если величина ЭДС, подключенной к затвору, будет равна нулю ( $E_3 = 0$ ), то стоковая ЭДС на стыке сток-подложка создает электрическое поле, которое совпадает с собственным полем  $p$ - $n$ -перехода и тем самым увеличивает потенциальный барьер. Как следствие, ток стока

равен практически нулю. Если ЭДС  $E_3 > 0$ , то электрическое поле, созданное данной ЭДС, при данной полярности начнет отталкивать дырки в подложке, и, как результат, в подложке образуется проводящий канал  $n$ -типа (рис. 3.19).

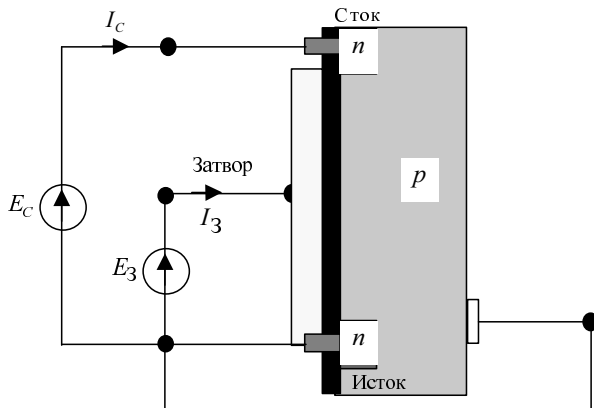


Рис. 3.18. Схема включения  $n$ -канального МОП-транзистора в электрическую цепь

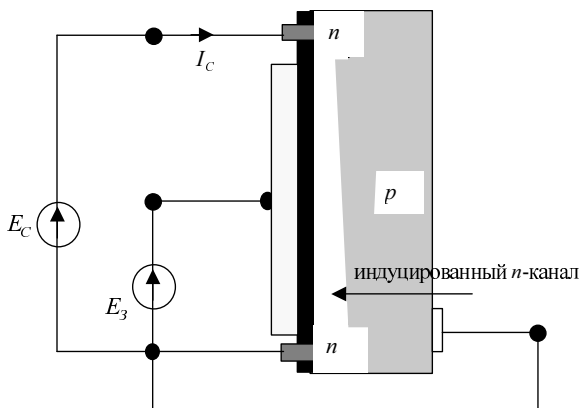


Рис. 3.19. Моп-транзистор с индуцированным каналом

Меняя величину ЭДС  $E_3$ , можно менять сечение проводящего индуцированного канала, а тем самым управлять током стока.

Другой тип МОП-транзисторов – это транзистор с встроенным каналом, конструкция которого показана на рис. 3.20.

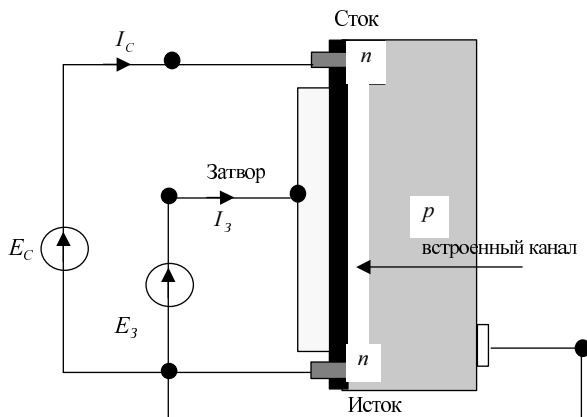
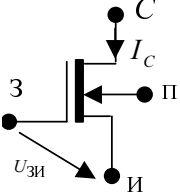
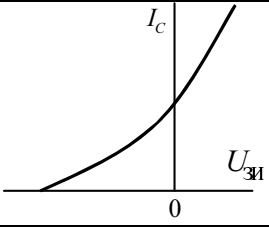
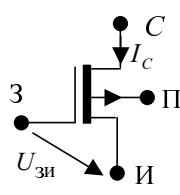
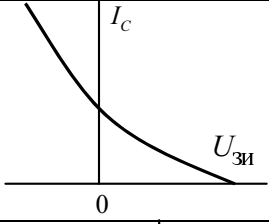
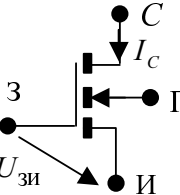
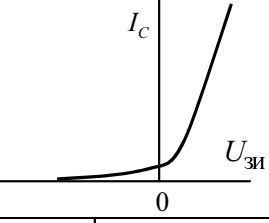
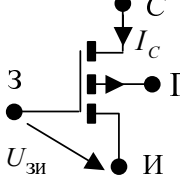
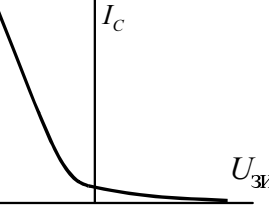


Рис. 3.20. МОП-транзистор со встроенным каналом

Изменение конструкции приводит к изменению вида проходной характеристики. В табл. 3.1 показаны виды полевых транзисторов, их обозначение на схемах, а также характерный вид проходных и стоковых характеристик.

Таблица 3.1

Тип транзистора	Обозначение	Проходная характеристика
Транзистор с $p-n$ -переходом с каналом $n$ -типа		
Транзистор с $p-n$ -переходом с каналом $p$ -типа		

Тип транзистора	Обозначение	Проходная характеристика
МОП-транзистор с встроенным $n$ -каналом		
МОП-транзистор с встроенным $p$ -каналом		
МОП-транзистор с индуцированным $n$ -каналом		
МОП-транзистор с индуцированным $p$ -каналом		

В отличие от транзисторов с  $p$ - $n$ -переходом МОП-транзисторы могут работать с разными по знаку напряжениями затвор–исток.

Стоковые характеристики всех полевых транзисторов имеют одинаковый характер, их отличие только в знаках напряжений сток–исток и затвор–исток в зависимости от типа канала (рис. 3.21).

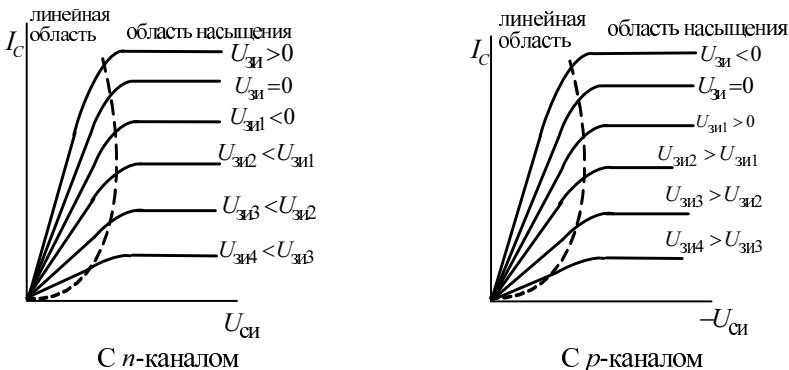


Рис. 3.21. Стоковые характеристики полевых транзисторов

### 3.4. РАСЧЕТ СХЕМ С МОП-ТРАНЗИСТОРОМ

МОП-транзисторы с индуцированным каналом нашли значительно большее распространение в современных интегральных схемах по ряду причин. Главной является технологическая причина. Поэтому рассмотрим прежде всего расчет схем с МОП-транзистором с индуцированным каналом.

Различают три режима работы транзистора в зависимости от того, на каких участках проходной и стоковой характеристики находится рабочая точка (рис. 3.22).

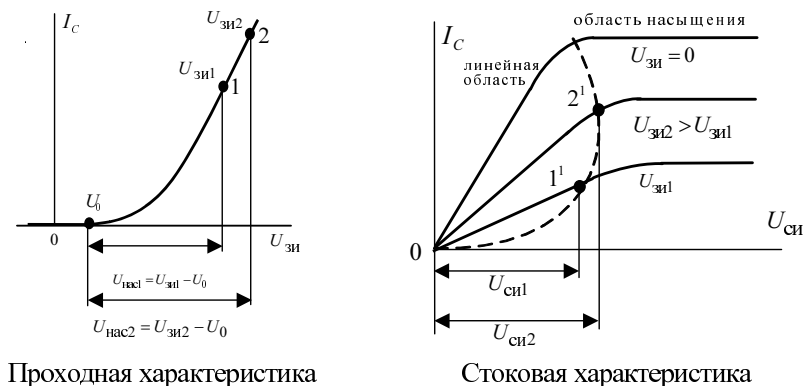


Рис. 3.22. К определению режима работы МОП-транзистора

Если напряжение затвор–исток становится больше  $U_0$ , которое получило название порогового напряжения, то ток стока становится больше нуля. Для современных МОП-транзисторов  $U_0 = 0,5 - 1,0$  В. Разность напряжений затвор–исток и порогового напряжения получило название напряжения насыщения. Естественно напряжение насыщения – величина непостоянная.

В табл. 3.2 приведены основные соотношения между токами и напряжениями МОП-транзистора в разных режимах.

Таблица 3.2

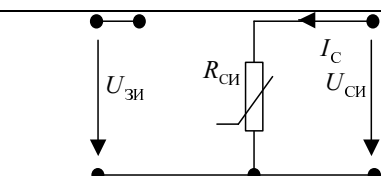
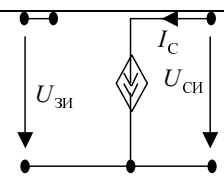
Величина	Режим отсечки	Линейный режим	Режим насыщения
Напряжение затвор–исток	$U_{ЗИ} < U_0$	$U_{ЗИ} > U_0$	$U_{ЗИ} > U_0$
Напряжение сток–исток	Любое	$U_{си} < U_{нас} = U_{ЗИ} - U_0$	$U_{си} > U_{нас} = U_{ЗИ} - U_0$
Ток стока	$I_C = 0$	На выходной характеристике $I_C = b[(U_{ЗИ} - U_0)U_{си} - 0,5U_{си}^2]$	На проходной характеристике $I_C = \frac{1}{2}b(U_{ЗИ} - U_0)^2$
Удельная крутизна	$b = \mu C_0 \frac{W}{L}$ $\mu$ – приповерхностная подвижность носителей $C_0$ – удельная емкость затвор–канал $W$ – ширина канала $L$ – длина канала		
Проводимость канала	$g = b(U_{ЗИ} - U_0)$		
Сопротивление канала	$R_{си} = \frac{1}{g} = \frac{1}{b(U_{ЗИ} - U_0)}$		
Номинальный ток транзистора	$I_{Сном} = \frac{1}{2}bU_0^2$		

Электрические параметры транзистора зависят от удельной крутизны, которая, в свою очередь, определяется значениями  $L$  и  $W$ . Тех-

нологии изготовления СБИС постоянно совершенствуются и  $L$  (длина канала) постоянно снижается. Так, у процессора Intel 286 эта длина составляла 1,5 мкм, а Pentium III – 0,065 мкм. Уменьшение почти в 25 раз. Соответственно растет число транзисторов на кристалле СБИС: 134 тысячи у Intel 286 и 42 миллиона у Pentium IV.

Каждому режиму работы МОП-транзистора можно поставить в соответствие определенную модель. В табл. 3.3 приведены возможные модели.

Таблица 3.3

Уровень сигнала	Линейный режим	Режим насыщения
Большой сигнал (режим покоя)	 $I_C = b \left[ (U_{зи} - U_0) U_{си} - 0,5 U_{си}^2 \right]$	 $I_C = \frac{1}{2} b (U_{зи} - U_0)^2$

**Пример 1.** Провести расчет режима малого сигнала усилителя с полевым транзистором по схеме, показанной на рис. 3.9.

Так как это полевой транзистор с  $p-n$ -переходом, работающий в режиме насыщения, то расчетная модель для режима малого сигнала имеет такой вид, как представлено на рис. 3.23.

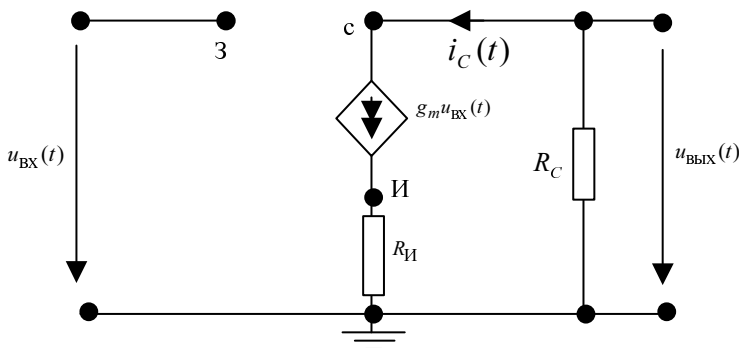


Рис. 3.23. К расчету режима малого сигнала полевого транзистора с  $p-n$ -переходом

В точке покоя (рис. 3.9) для транзистора 2N3686 крутизна проходной характеристики имеет величину:  $g_m = 0,67 \cdot 10^{-3}$  А/В. Тогда, как следует из схемы по рис. 3.23:

$$u_{\text{ВЫХ}}(t) = g_m u_{\text{ВХ}}(t) R_C = 0,67 \cdot 10^{-3} \cdot 20\sqrt{2} \sin \omega t \cdot 44 \cdot 10^3 = 835,2 \sin \omega t .$$

Полученное амплитудное значение хорошо совпадает с результатами машинного моделирования (показание V3 на рис. 3.10).

**Пример 2.** Рассчитать токи и напряжения в схеме, показанной на рис. 3.24. Значения параметров:  $R_1 = R_2 = 10$  МОм,  $R_C = 6$  кОм,  $R_{\text{И}} = 6$  кОм,  $E_C = 10$  В.

Параметры транзистора:  $b = 1$  мА/В,  $U_0 = 1$  В.

Так как ток затвора равен нулю, то резисторы  $R_1$  и  $R_2$  соединены последовательно. Находим ток делителя и напряжение на резисторе  $R_2$ . Вследствие равенства резисторов это напряжение равно половине стоковой ЭДС:  $U_{R2} = 5$  В.

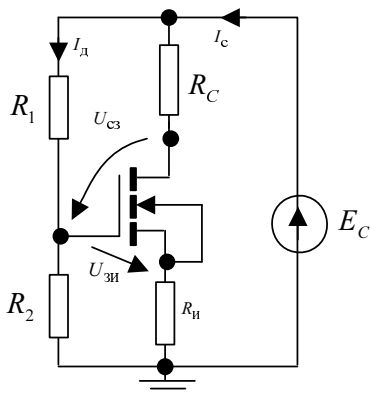


Рис. 3.24. К расчету режима большого сигнала

Записываем уравнение по 2-му закону Кирхгофа для контура, включающего резисторы  $R_2$  и  $R_{\text{И}}$ :

$$-U_{R2} + U_{\text{зи}} + I_c R_{\text{И}} = 0 . \quad (3.1)$$



Будем считать, что транзистор работает в режиме насыщения, тогда ток стока равен:

$$I_C = 0,5 \cdot b(U_{зи} - U_0)^2. \quad (3.2)$$

Подставляя выражение (3.2) в уравнение (3.1), получаем квадратное уравнение относительно тока стока:  $18I_C^2 - 25I_C + 8 = 0$ . Решение этого уравнения дает два значения тока стока:  $I_{C1} = 0,89$  мА и  $I_{C2} = 0,5$  мА.

Проверяем, какое значение тока является истинным, для этого составляем уравнение по 2-му закону Кирхгофа для контура, включающего резисторы  $R_1$ ,  $R_C$  и напряжение сток–затвор:

$$I_C R_C + U_{сз} - I_D R_1 = 0. \quad (3.3)$$

Решая уравнение (3.3) относительно напряжения сток–затвор, получаем, что при токе стока  $I_{C1} = 0,89$  мА, напряжение сток–затвор равно  $U_{сз1} = 5 - 0,89 \cdot 10^{-3} \cdot 6 \cdot 10^3 = -0,34$  В. Для транзистора с  $n$ -каналом значение напряжения сток–затвор должно быть больше нуля, следовательно, первое значение тока стока не удовлетворяет условиям работы транзистора. Для второго значения тока стока напряжение сток–затвор больше нуля, и данное значение тока можно использовать для дальнейшего анализа.

Находим напряжение истока:  $U_{и} = I_C R_{и} = 3$  В.

Напряжение стока (потенциал стока относительно земли), очевидно равен:  $U_C = 7$  В.

Так как напряжение стока  $U_C > U_3 - U_0$ , то транзистор действительно работает в режиме насыщения.

Если бы не выполнялось условие по п. 5, то необходимо было бы провести расчет линейного режима.

В заключение в табл. 3.4 приведены основные выражения, используемые для расчета простых схем, содержащих полевые транзисторы.

Таблица 3.4

Транзисторы с <i>n</i> -каналом	С <i>p-n</i> -переходом		<p>Режим отсечки: <math>U_{зи} &lt; U_0</math>; <math>I_C = 0</math>.</p> <p>Линейный режим:  <math>U_0 \leq U_{зи} &lt; 0</math>; <math>U_{си} \leq U_{зи} - U_0</math>  <math>I_C = I_{снач} \left[ 2 \left( 1 - \frac{U_{зи}}{U_0} \right) \left( \frac{U_{си}}{-U_0} \right) - \left( \frac{U_{си}}{U_0} \right)^2 \right]</math></p> <p>Режим насыщения:  <math>U_0 \leq U_{зи} &lt; 0</math>; <math>U_{си} \geq U_{зи} - U_0</math>  <math>I_C = I_{снач} \left( 1 - \frac{U_{зи}}{U_0} \right)^2</math></p>
	С встроенным каналом		<p>Режим отсечки: <math>U_{зи} &lt; U_0</math>; <math>I_C = 0</math>.</p> <p>Линейный режим:  <math>0 &lt; U_{зи} &gt; U_0</math>; <math>U_{си} &lt; U_{нас} = U_{зи} - U_0</math>  <math>I_C = b \left[ (U_{зи} - U_0) U_{си} - 0,5 U_{си}^2 \right]</math>                      Если <math>U_{си}</math> мало: <math>I_{си} = b(U_{зи} - U_0) U_{си}</math></p>
	С индуцированным каналом		<p>Режим насыщения:  <math>U_{си} \geq U_{нас} = U_{зи} - U_0</math>  <math>I_C = \frac{1}{2} b (U_{зи} - U_0)^2</math></p>

Транзисторы с <i>p</i> -каналом		
С <i>p-n</i> -переходом переходом	С встроенным каналом	С индуцированным каналом
Уровень сигнала	Линейный режим	Режим насыщения
Режим большого сигнала	$I_c = b[(U_{зи} - U_0)U_{си} - 0,5U_{си}^2]$	$I_c = \frac{1}{2}b(U_{зи} - U_0)^2$
Режим малого сигнала	Для МОП-транзисторов	$i_c(t) = be_{вх}(t)(E_{зи} - U_0) + \frac{1}{2}be_{вх}^2$

### Заключительные замечания к главе 3

Уважаемый читатель, ниже приведены основные рекомендации при изучении полевых транзисторов.

1. Полевой транзистор можно рассматривать как устройство, управляемое напряжением затвор-исток.

2. Сам по себе полевой транзистор не может усилить сигнал, так как не содержит внутри себя источников энергии. Но, получая мало-

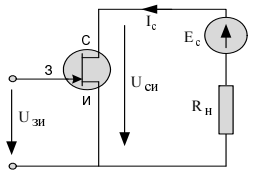
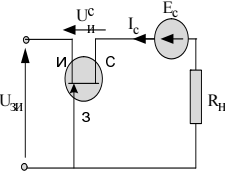
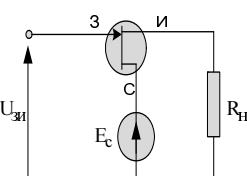
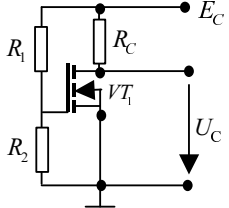
мощный сигнал, так меняет свое состояние, что может или открыть канал для мощного потока энергии, либо наоборот перекрыть его, либо под действием стоковой ЭДС способствовать созданию более мощной копии входного сигнала.

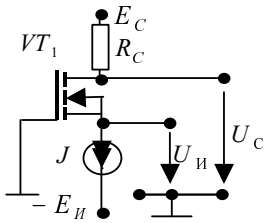
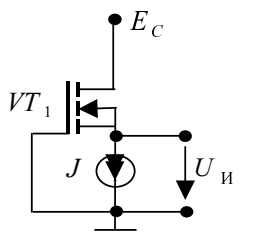
3. При качественном анализе схем, содержащих полевой транзистор, который работает в активном режиме, неплохие результаты может дать представление транзистора в виде управляемого источника тока в цепи стока.

4. Следует запомнить, что входное сопротивление у полевых транзисторов значительно больше по сравнению с биполярными транзисторами.

5. Помните, что активный режим работы полевого транзистора можно осуществить, только предварительно обеспечив режим покоя (режим по постоянному току).

### 3.5. ВОПРОСЫ И ЗАДАЧИ К ГЛАВЕ 3

№ п/п	Вопрос		
1	Определите схему включения транзистора		
			
	<i>Рис. 1,а</i>	<i>Рис. 1,б</i>	<i>Рис. 1,в</i>
2	 <p style="text-align: center;"><math>E_c = 5\text{В}</math>. Параметры транзистора: <math>U_0 = 1\text{В}</math>,  <math>b = 1 \text{ мА} / \text{В}^2</math>, <math>R_c = 6 \text{ кОм}</math>, <math>R_1 = 2 \text{ МОм}</math>,  <math>R_2 = 3 \text{ МОм}</math> Определить напряжения и токи в схеме [3]</p>		

3		<p><math>E_C = E_{И} = 10 \text{ В}</math>, <math>J = 2 \text{ мкА}</math>. Параметры транзистора: <math>U_0 = 1 \text{ В}</math>, <math>b = 1 \text{ мА/В}^2</math>, <math>R_C = 4 \text{ кОм}</math>.      Определить напряжения <math>U_{И}</math>, <math>U_{С}</math> [3]</p>
4		<p><math>E_C = 5 \text{ В}</math>, <math>J = 1 \text{ мкА}</math>. Параметры транзистора: <math>U_0 = 1 \text{ В}</math>, <math>b = 0,4 \text{ мА/В}^2</math>. Определить напряжение истока <math>U_{И}</math> [3]</p>

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Зевеке Г.В. Основы теории цепей / Г.В. Зевеке, П.А. Ионкин, А.В. Нетушил, С.В. Страхов. – 5-е изд., перераб. – М.: Энергоатомиздат, 1989. – 528 с.
2. Джонс М.Х. Электроника – практический курс / М.Х. Джонс. – М.: ПОСТМАРКЕТ, 1999. – 528 с.
3. Довгун В.П. Электротехника и электроника: учеб. пособие / В.П. Довгун. – Красноярск: ИПЦ КГТУ, 2006. – 252 с.
4. Карлашук В.И. Электронная лаборатория на IBM PC. Программа Electronics Workbench и ее применение / В.И. Карлашук. – 3-е изд., доп. и перераб. – М.: СОЛОН-Пресс, 2003. – 736 с.
5. Криштафович А.К. Промышленная электроника: учебник для техникумов. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Высш. шк., 1984. – 351 с.
6. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники. – Т. 1. – М.: Мир, 1986. – 598 с.
7. Прянишников В.А. Электроника, полный курс лекций. – СПб: Корона принт, 2004. – 416 с.

## ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	3
Глава 1. Полупроводниковые двухполюсные приборы.....	4
1.1. Структура полупроводника и процессы в нем на примере чистого кремния .....	5
1.2. Электронно-дырочный переход ( $p-n$ -переход).....	8
1.3. Полупроводниковый диод. Вольт-амперная характеристика.....	13
1.4. Анализ схем с диодами при использовании вентильной характеристики .....	17
1.5. Основные устройства на базе полупроводникового диода.....	21
1.5.1. Выпрямительные схемы Выпрямительные устройства.....	21
1.5.2. Схемы с диодом, использующие процессы заряда и разряда конденсатора.....	24
1.5.3. Анализ работы демодулятора .....	27
1.5.4. Удвоители напряжения.....	33
1.6. Специальные типы диодов .....	44
1.7. Задачи к главе 1 .....	54
Глава 2. Биполярные транзисторы.....	57
2.1. Электрофизические основы работы биполярных транзисторов .....	57
2.2. Три схемы включения транзисторов.....	68
2.3. Входные и выходные характеристики транзистора .....	70
2.4. Активный режим работы .....	74
2.5. Усилитель напряжения по схеме с общим эмиттером .....	78
2.6. Графический расчет усилителя напряжения по схеме с общим эмиттером в режиме малого сигнала .....	87
2.7. Активный режим работы схемы с общей базой.....	102
2.7.1. Машинное моделирование активного режима работы схемы с общей базой .....	104
2.7.2. Расчетные модели биполярного транзистора .....	107

2.8. Активный режим работы схемы с общим коллектором. ....	111
2.9. Вопросы и задачи к главе 2.....	118
Глава 3. Полевые транзисторы.....	120
3.1. Принцип работы полевого транзистора.....	120
3.2. Три схемы включения полевого транзистора .....	122
3.3. МОП-транзисторы. Конструкция и характеристики.....	129
3.4. Расчет схем с МОП-транзистором.....	133
3.5. Вопросы и задачи к главе 3.....	140
Библиографический список.....	141

**Лаппи Феликс Эдуардович**

**АНАЛИЗ ПРОСТЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ ЦЕПЕЙ**

**ОТ ЭЛЕКТРОТЕХНИКИ К ЭЛЕКТРОНИКЕ  
СХЕМЫ С ДИОДАМИ И ТРАНЗИСТОРАМИ**

**Учебное пособие**

Редактор *Л.Н. Ветчакова*  
Выпускающий редактор *И.П. Брованова*  
Дизайн обложки *А.В. Ладыжская*  
Компьютерная верстка *Н.В. Гаврилова*

---

Подписано в печать 30.03.2012. Формат 60 × 84 1/16. Бумага офсетная  
Тираж 200 экз. Уч.-изд. л. 8,37. Печ. л. 9,0. Изд. № 389/10. Заказ № 591  
Цена договорная

---

Отпечатано в типографии  
Новосибирского государственного технического университета  
630092, г. Новосибирск, пр. К. Маркса, 20