

Министерство образования Республики Беларусь

Учреждение образования
«Полоцкий государственный университет»

ЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ И УСТРОЙСТВА

УЧЕБНО-МЕТОДИЧЕСКИЙ КОМПЛЕКС

для студентов специальностей

1-39 01 01, 1-39 02 01, 1-40 01 01, 1-40 02 01

В двух частях

Часть 2

Составление и общая редакция
С.Н. Абраменко

Новополоцк

«ПГУ»

2008

УДК 621.389(075.8)
ББК 32.85я73
Э45

Рекомендовано к изданию методической комиссией
радиотехнического факультета в качестве учебно-методического комплекса
(протокол № 8 от 20.10.2007)

РЕЦЕНЗЕНТЫ:

А.В. ВАСЮКОВ, канд. техн. наук, ведущий инженер отд. сертификации
РУП «Полоцкий ЦСМС»;

Р.П. БОГУШ, канд. техн. наук, доц., зав. каф. технической кибернетики

Электронные приборы и устройства : учеб.-метод. комплекс / сост.
Э45 и общ. ред. С. Н. Абраменко. В 2 ч. Ч. 2. – Новополоцк : ПГУ, 2008. – 212 с.
ISBN 978-985-418-656-6 (Ч. 2).
ISBN 978-985-418-654-2.

Разработан в соответствии с учебными планами, типовыми программами курса. Содержит примеры решения задач и задания для самостоятельного моделирования, рекомендуемую литературу.

Предназначен для студентов, магистрантов, аспирантов радиотехнических специальностей, преподавателей вузов и средних учебных заведений, инженерно-технических работников.

УДК 621.389(075.8)
ББК 32.85я73

ISBN 978-985-418-656-6

©Абраменко С.Н., составление, 2008
©Оформление. УО «Полоцкий государственный университет», 2008

ВВЕДЕНИЕ

В этой части учебно-методического комплекса содержатся теоретические материалы для практических работ. Цель практикума – изучение особенностей применения различных типов электронных приборов, основных схмотехнических решений и реализации их в составе радиоэлектронных устройств.

Материалы сгруппированы по тематике и охватывают весь объем программы. Каждое занятие сопровождается практическими примерами и решениями задач, что призвано повысить эффективность усваивания материала и способствовать самостоятельному решению задач, в том числе студентами-заочниками. Приведены эквивалентные схемы и модели различных типов приборов, на их основе объясняется реакция на внешние дестабилизирующие факторы и указывает на их конструкционные особенности.

Особое внимание уделено вопросам проверки исправности и подбора аналогов электронных приборов, эти материалы сопровождаются иллюстрациями и примерами из справочной литературы. Приведенные приложения дополняют содержание дисциплины сведениями об особенностях маркировки (в том числе и сокращенной) приборов отечественного и зарубежного производства и наиболее важными материалами из опыта работы автора.

ПРАКТИЧЕСКИЕ ЗАНЯТИЯ

Практическое занятие 1

ДИОДНЫЕ СХЕМЫ

Методические указания

При анализе схем с реальными элементами, в частности с диодами, приходится учитывать нелинейность их характеристик, что отражается и на методике расчета таких схем. Рассмотрим простейшие методы расчета нелинейных цепей, используемые для решения задач, приведенных далее .

Вольт-амперная характеристика диода

Анализ физических процессов в диоде позволяет получить выражение для его ВАХ в экспоненциальном виде:

$$I_{\partial} = I_s \cdot \left[e^{(U_{\partial}/\phi_m)} - 1 \right], \quad (1.1)$$

где I_s – ток насыщения; ϕ_m – тепловой потенциал; I_{∂} , U_{∂} – ток диода и напряжение на нем соответственно.

Это простейший случай задания ВАХ диода в аналитическом виде. Можно снимать характеристику диода экспериментально по точкам. Тогда характеристика будет представлена в табличном виде. Наконец, ВАХ может быть представлена в графическом виде, что довольно часто применяется для представления типовых характеристик в справочниках. ВАХ диода в графическом виде показана на. рис. 1.1.

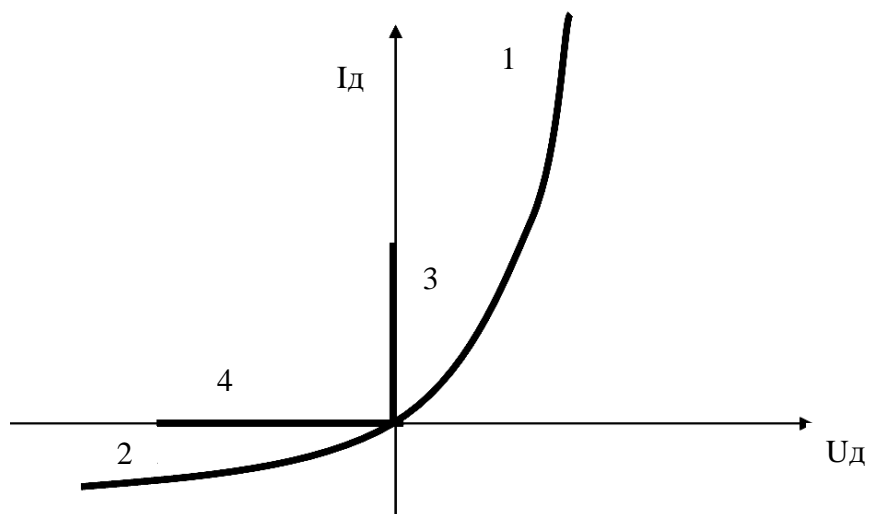


Рис. 1.1. ВАХ диода

Пример. Рассчитать и построить вольт-амперную характеристику идеального диода при комнатной температуре (300 К), если тепловой ток $I_0 = 10$ мкА. Расчет вольт-амперной характеристики проведем в соответствии с уравнением

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

в котором величина I_0 представляет тепловой ток р-п-перехода, называемый также током насыщения. Для комнатной температуры

$$\frac{kT}{qU} = 0,026 \text{ В.}$$

Результаты расчета прямой ветви ($U > 0$) вольт-амперной характеристики представим в виде:

$U_{пр.}, \text{ В}$	0	0,005	0,1	0,15	0,2
$I_{пр.}, \text{ мА}$	0	0,057	0,44	3,15	20

а результаты расчета обратной ветви ($U < 0$) – в виде:

$U_{обр.}, \text{ В}$	0	0,1	1	5	7
$I_{обр.}, \text{ мкА}$	0	9,8	10	10	10

Построенная по этим значениям вольт-амперная характеристика изображена на рис. 1.2.

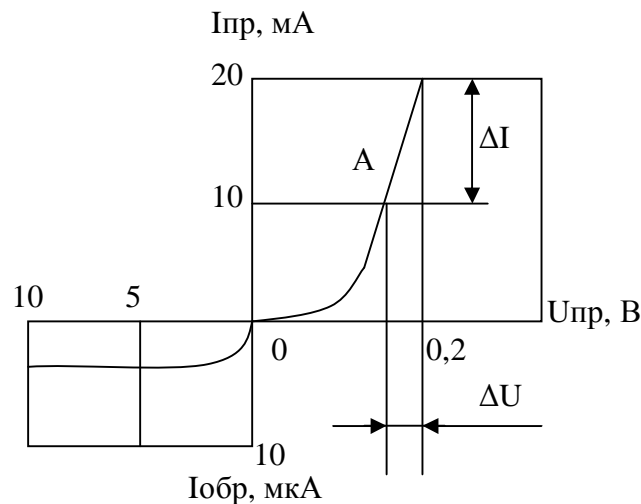


Рис. 1.2. Вольт-амперная характеристика

Для определения дифференциального сопротивления получают приращение тока ΔI , выбрав на прямой ветви вольт-амперной характеристики рабочую точку А и задав небольшое приращение напряжения ΔU . Тогда

$$R_{диф} = \frac{\Delta U}{\Delta I} = \frac{0,03}{10 \cdot 10^{-3}} = 3 \text{ Ом}.$$

Сопротивление диода постоянному току в рабочей точке А определяется как

$$R_0 = \frac{U}{I} = \frac{0,17}{10 \cdot 10^{-3}} = 17 \text{ Ом}.$$

При этом всегда $R_0 > R_{диф}$.

Пример. Определение неизвестных параметров полупроводникового диода по графику, изображенному на рис. 1.3.

Найти:

- Максимальный прямой ток $I_{пр.мах}$.
- Максимальное прямое падение напряжения $U_{пр.мах}$.
- Напряжение электрического пробоя $U_{эл.проб.}$.
- Максимальное обратное напряжение $U_{обр.мах}$. Определяется как

$$U_{обр.мах} = (0,8) U_{эл.проб.}$$

- $R_{i пр.} = \frac{\Delta U_{пр.}}{\Delta I_{пр.}}$.
- $R_{i обр.} = \frac{\Delta U_{обр.}}{\Delta I_{обр.}}$.

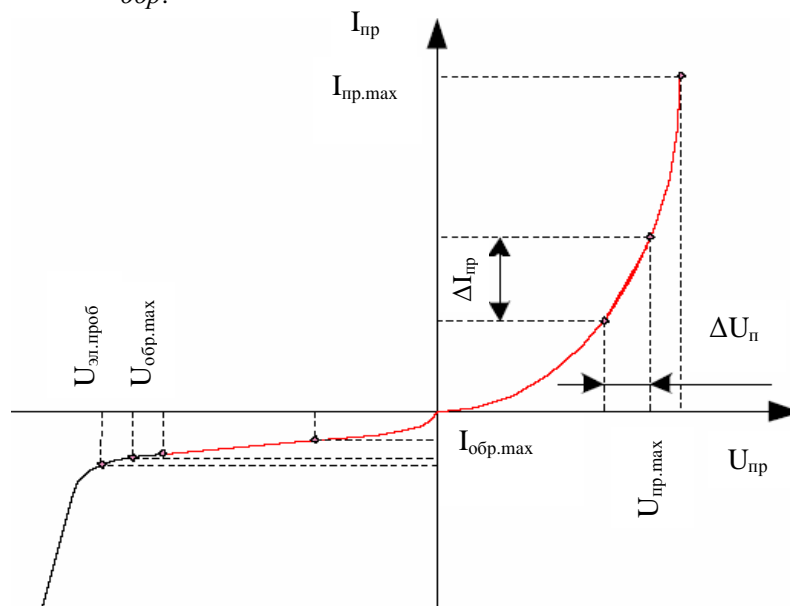


Рис. 1.3. График основных параметров полупроводникового диода

1.2. Графический метод

Этот метод основан на непосредственном использовании ВАХ диода, заданной в графическом виде. Графический метод наиболее пригоден, когда в схеме имеется только один диод. Тогда схему можно разделить на две части: линейный неидеальный (активный двухполюсник) и нелинейный (пассивный двухполюсник) генератор напряжения или тока, а для расчета использовать метод эквивалентного генератора.

Простейшая схема. На рис. 1.4 представлена простейшая схема для такого анализа. Ток I_D диода и напряжение U_D на нем связаны между собой следующими уравнениями:

$$\begin{cases} I_D = (E - U_D)/R & (1.2) \\ I_D = f(U_D) & (1.3) \end{cases}$$

Уравнение (1.3) описывает ВАХ диода, которая задана в графическом виде на рис. 1.4 (кривая 1). Уравнение (1.2) отражает нагрузочную характеристику неидеального источника ЭДС, которая часто называется нагрузочной прямой (наклонная линия 2 на рис. 1.4). Нагрузочная прямая пересекает ось напряжения в точке А и отсекает на этой оси отрезок ОА, численно равный напряжению холостого хода источника питания Е. Ось тока нагрузочная прямая пересекает в точке В, отсекая на этой оси отрезок ОВ, численно равный максимальному току E/R цепи. ВАХ диода и нагрузочная прямая пересекаются в точке С. Эта точка является решением системы уравнений (1.2), (1.3) в графическом виде. Координаты I_{np}^* и U_{np}^* точки С являются искомыми током и напряжением диода соответственно.

Напряжение источника питания может иметь любую форму (например, синусоидальную). Построение временной диаграммы тока диода для этого случая показано на рис. 1.5. Для каждого момента времени (t_1, t_2, t_3 и т.д.) необходимо найти мгновенные значения напряжения источника питания $e(t)$ и построить соответствующую нагрузочную прямую. Точки пересечения нагрузочных прямых с ВАХ диода определяют при этом мгновенные значения тока диода для моментов времени t_1, t_2, t_3 .

При последовательном, параллельном или смешанном соединении нескольких диодов в схеме их можно заменить одним нелинейным двухполюсником, после чего задача сводится к предыдущей. Рассмотрим такую методику решения для различных случаев соединения диодов.

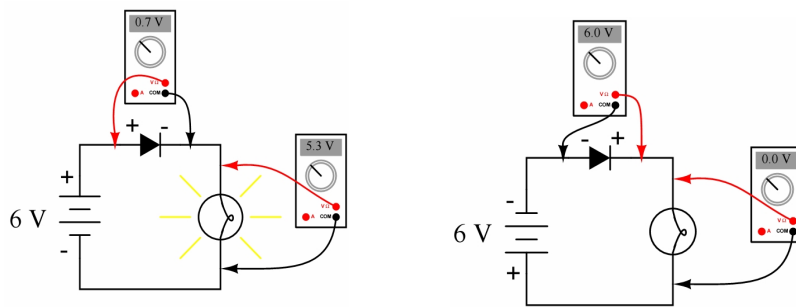
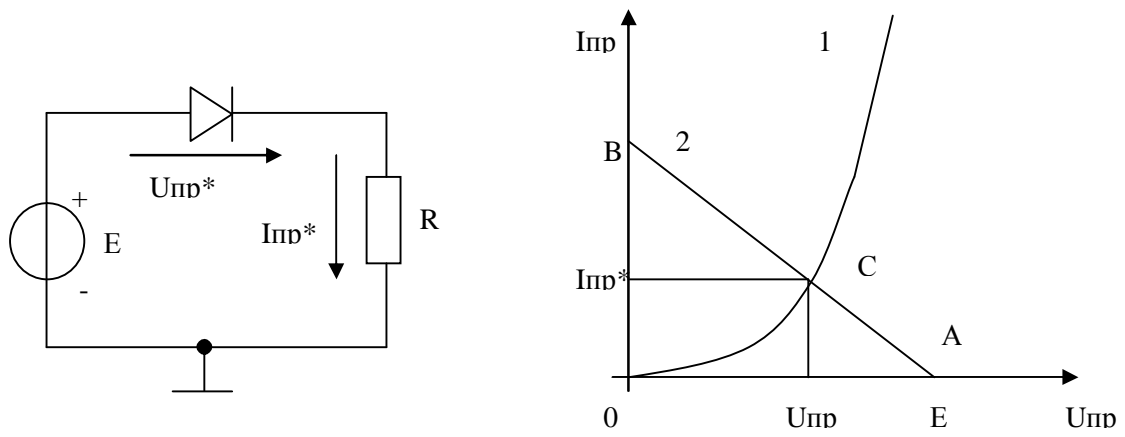


Рис. 1.4. Простейшая схема с диодом и нагрузкой

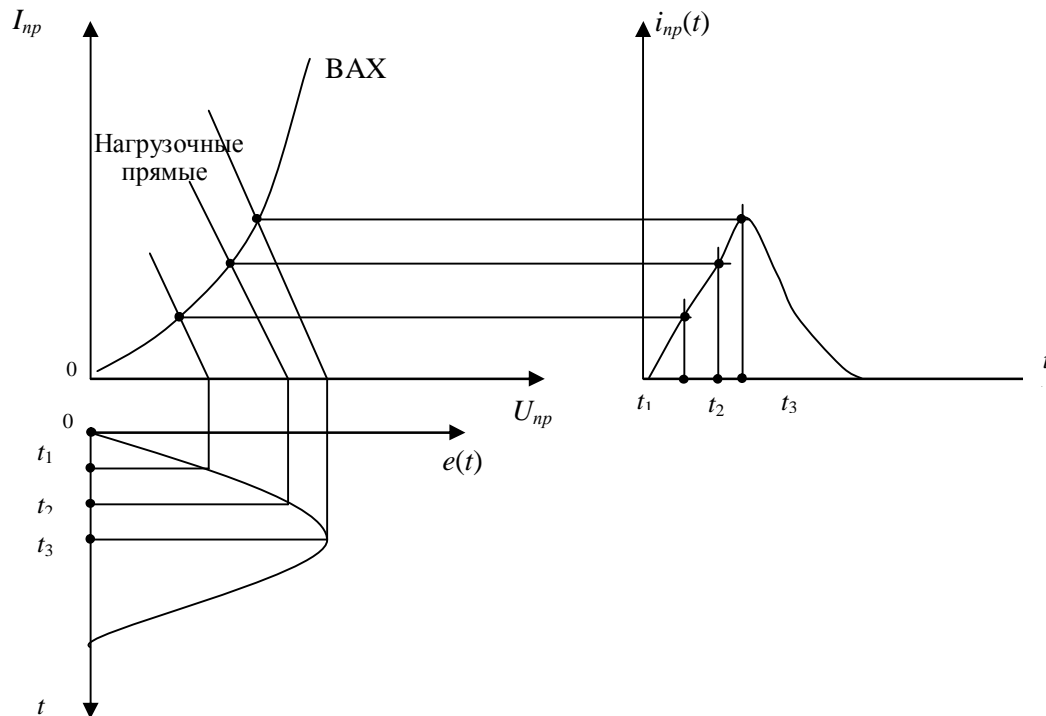


Рис. 1.5. Построение временной диаграммы тока диода

1.3. Последовательное включение диодов

Пусть в схеме два диода включены последовательно, как это показано на рис. 1.6. Прямые ветви ВАХ диодов V1, V2 представлены на рис. 1.6 кривыми 1 и 2 соответственно. Два последовательно включенных диода можно представить как один эквивалентный нелинейный двухполюсник, например, эквивалентный диод. Поскольку напряжение U_{np} на этом эквивалентном диоде равно сумме напряжения $U_{np.1}$ диода V1 и напряжения $U_{np.2}$ диода V2, для построения ВАХ эквивалентного диода необходимо сложить ВАХ отдельных диодов (кривые 1 и 2 на рис. 1.6) по напряжению. В результате получается кривая 3 (см. рис. 1.6).

Теперь задача сведена к предыдущей. Необходимо провести нагрузочную прямую АВ и найти ее пересечение с ВАХ эквивалентного диода. Эти линии пересекаются в точке С с координатами $I_{np.*}$ и $U_{np.*}$. Зная величину тока, можно по ВАХ диодов найти напряжения $U_{np.1.*}$ и $U_{np.2.*}$. В рассмотренном примере диоды смещены в прямом направлении. Рассмотрим такую же схему при обратном смещении (рис. 1.7). Обратные ветви ВАХ диодов V1, V2 представлены на рис. 1.7 кривыми 1 и 2 соответственно. По аналогии с рассмотренным случаем необходимо сложить ВАХ диодов по напряжению. В результате получается кривая 3 (см. рис. 1.7). Точка С пересечения результирующей ВАХ с нагрузочной прямой дает обратный ток диодов $I_{об.*}$ и обратное напряжение $U_{об.*}$. Пересечение с характеристиками диодов прямой, параллельной оси напряжений и проходящей через точку С, дает напряжения на диодах $U_{об.1.*}$ и $U_{об.2.*}$. Следует обратить внимание на то, что при последовательном включении диодов обратные напряжения на них оказываются неодинаковыми. Причина заключается в неидентичности обратных ветвей ВАХ диодов. Для выравнивания обратных напряжений на диодах необходимо ввести в схему дополнительные элементы (например, включить параллельно диодам выравнивающие резисторы).

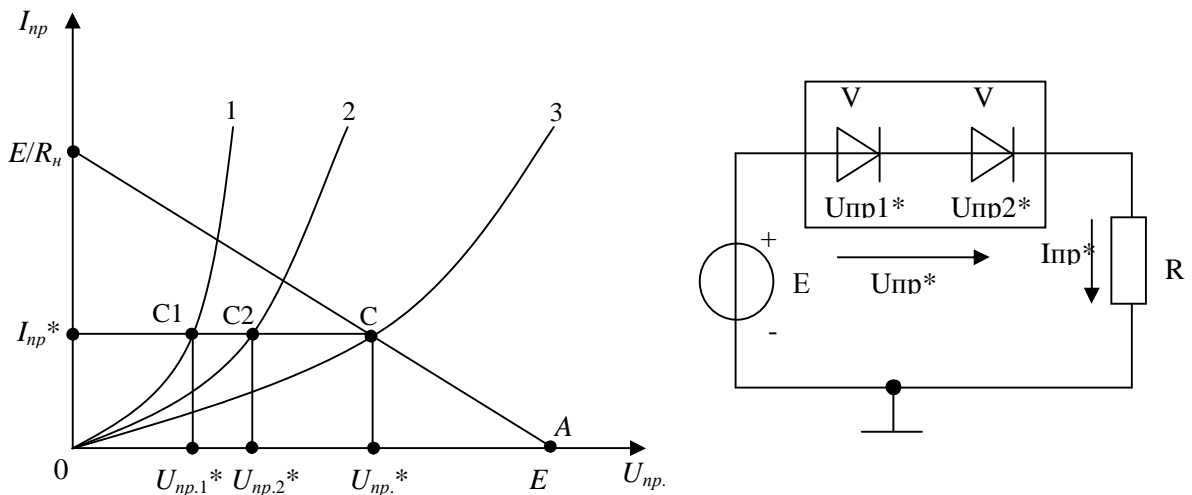


Рис. 1.6. Схема с последовательным включением диодов в прямом направлении

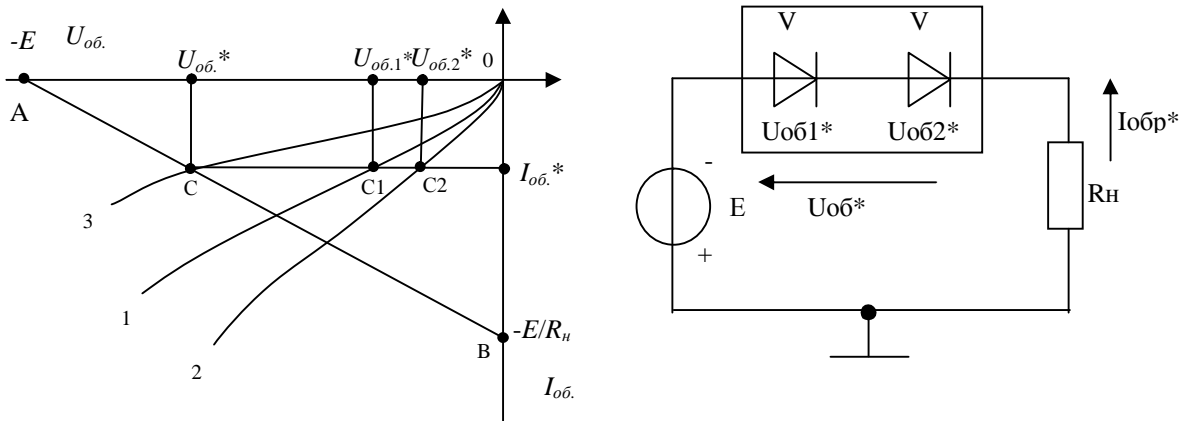


Рис. 1.7. Схема с последовательным включением диодов в обратном направлении

1.4. Параллельное включение диодов

Рассмотрим аналогичную методику для параллельного включения диодов (рис. 1.8). Два параллельно включенных диода можно рассматривать как один эквивалентный нелинейный двухполюсник, например, эквивалентный диод. Поскольку ток I_{np} этого эквивалентного диода равен сумме тока $I_{np,1}$ диода V1 и тока $I_{np,2}$ диода V2, для построения ВАХ эквивалентного диода необходимо сложить ВАХ отдельных диодов (ветви 1 и 2 на рис. 1.8) по току. В результате получается кривая 3 на рис. 1.8.

Теперь задача сведена к решенной ранее. Необходимо провести нагрузочную прямую АВ и найти ее пересечение с ВАХ эквивалентного диода. Эти линии пересекаются в точке С. В результате получаем напряжение $U_{np.*}$, которое одинаково для обоих диодов V1 и V2. Зная это напряжение, можно по ВАХ диодов найти искомые токи $I_{np,1.*}$ и $I_{np,2.*}$.

Следует обратить внимание на то, что при параллельном включении диодов их токи оказываются неодинаковыми. Причиной этого служит неидентичность прямых ветвей ВАХ диодов. Для выравнивания токов необходимо ввести в схему дополнительные элементы (например, включить последовательно с каждым диодом выравнивающий резистор).

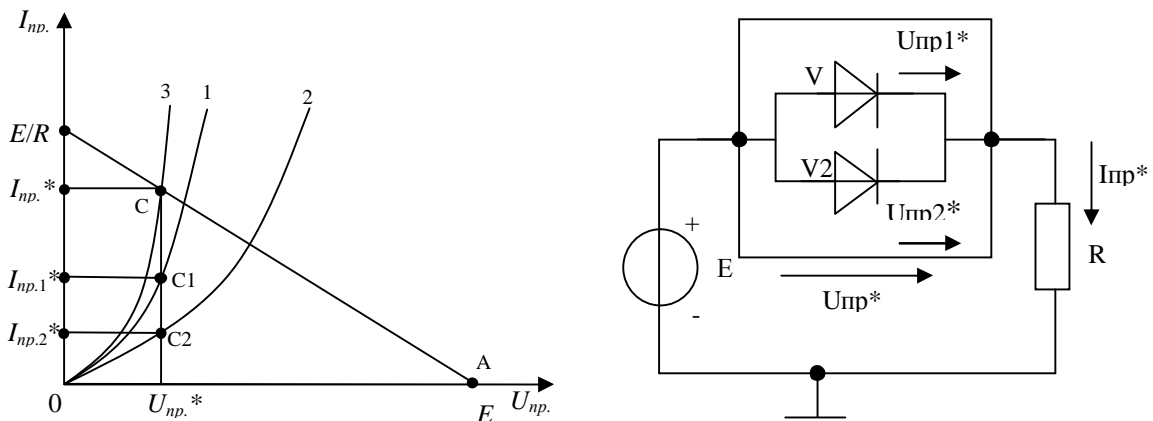


Рис. 1.8. Схема параллельного включения диодов

1.5. Графоаналитический метод

При графоаналитическом методе имеются два этапа решения. Первый заключается в аппроксимации графически заданной ВАХ аналитическим выражением, второй – в решении систем нелинейных уравнений, составленных по законам Кирхгофа с использованием этого выражения. Если, например, в системе уравнений (1.2), (1.3) в качестве второго уравнения использовать (1.1), то система станет трансцендентной и решение невозможно будет получить в аналитическом виде. Наиболее распространенным видом аппроксимации является линеаризация ВАХ. В этом случае диод замещается моделью из простейших линейных элементов. Для прямой и обратной ветвей ВАХ эти модели различны. На рис. 1.9 показана прямая ветвь ВАХ диода (линия 1) и аппроксимирующий эту ветвь отрезок прямой 2. Уравнение линейной аппроксимации имеет вид:

$$U_{\partial} = R_{\text{диф.пр}} \cdot I_{\partial} + U_0, \quad (1.4)$$

где $R_{\text{диф.пр}}$ - дифференциальное сопротивление диода при прямом смещении, U_0 – пороговое напряжение.

Для определения величины $R_{\text{диф.пр}}$ необходимо выбрать на аппроксимирующей прямой (прямая 2 на рис. 1.9) две произвольные точки (одна из них может лежать на оси напряжения). Для этих точек нужно найти разность напряжений и разность токов, а затем разделить первую разность на вторую. Это и будет искомая величина. Модель диода при прямом смещении, состоящая из последовательно соединенных идеального источника ЭДС и сопротивления, также показана на рис. 1.9. На рис. 1.10 показана обратная ветвь ВАХ диода (кривая 1) и аппроксимирующий эту ветвь отрезок прямой 2. Уравнение для такой линейной аппроксимации имеет вид:

$$I_{\text{об}} = \frac{U_{\text{об}}}{R_{\text{диф.об}}} - I_0, \quad (1.5)$$

где $R_{\text{диф.об}}$ – динамическое сопротивление диода при обратном смещении; I_0 – пороговый ток.

Величина $R_{\text{диф.об}}$ определяется тем же способом, что и величина $R_{\text{диф.пр}}$. Далее прямое и обратное дифференциальное сопротивления диода $R_{\text{диф.пр}}$ и $R_{\text{диф.об}}$ будем обозначать одинаково через $R_{\text{диф.}}$, различая эти обозначения лишь там, где это необходимо по тексту.

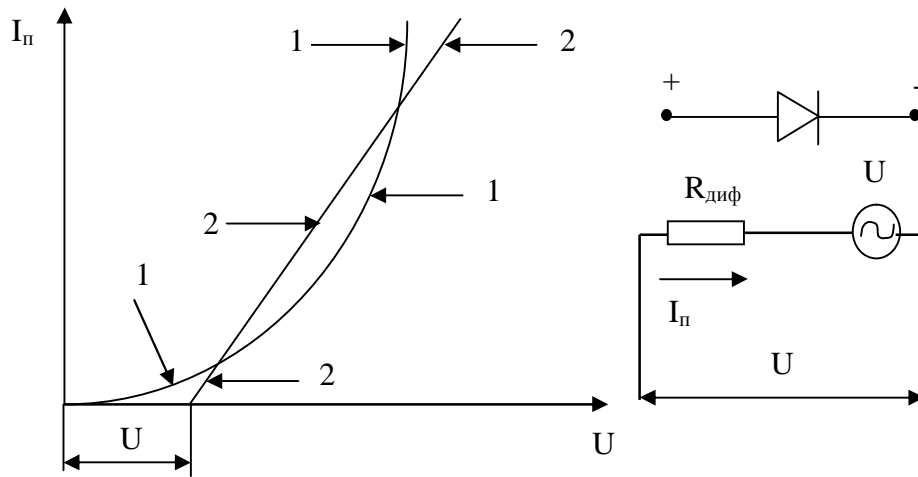


Рис. 1.9. Модель и ВАХ диода при прямом смещении

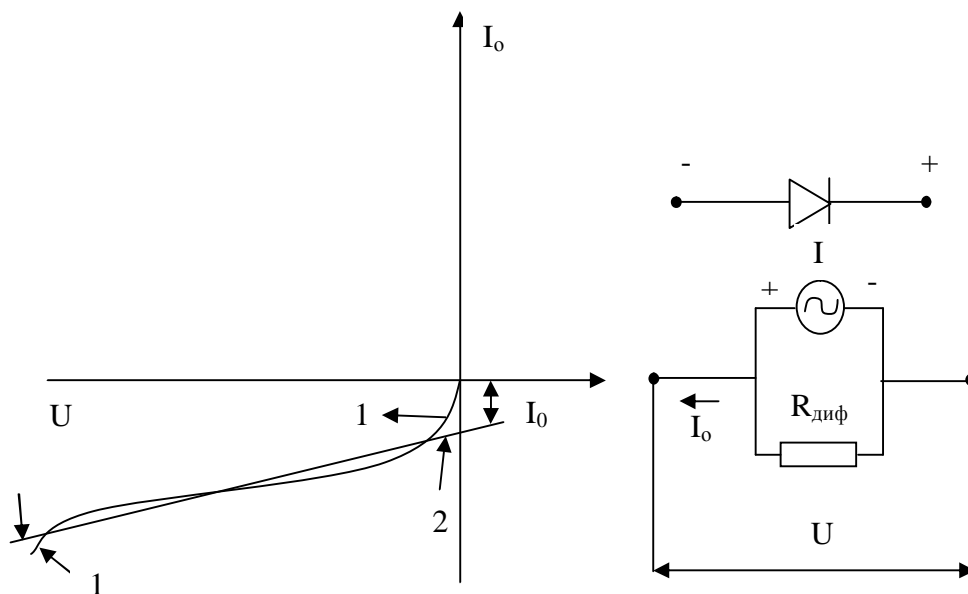


Рис. 1.10. Модель и ВАХ диода при обратном смещении

ВАХ диода при обратном смещении описывается выражением (1.5). Это же выражение справедливо для двухполусника, показанного на рис. 1.10. Поэтому замена диода двухполусником будет эквивалентной.

Поскольку теперь ВАХ диода имеет два различных аналитических выражения и две модели (для прямого и обратного участков характеристики), необходимо определить, какие из них использовать. Для этого следует предварительно выяснить, в каком состоянии (прямом или обратном) находится диод в исходной схеме. В относительно простых схемах состояние диода не вызывает сомнений. В более сложных схемах после окончания расчета необходимо проверить начальное предположение о состоянии каждого из диодов. Если изначально считалось, что диод работает при прямом (обратном) смещении, а в результате расчета его ток оказался отрицательным (положительным), то предположение о состоянии диода неверно.

Необходимо использовать другое выражение для ВАХ диода (и другую модель) и повторить расчет. Полученные выражения (1.4) и (1.5) можно использовать для решения конкретных задач. Если прямое падение напряжения на открытом диоде пренебрежимо мало по сравнению с напряжениями на других элементах схемы, то реальную прямую ветвь 1 ВАХ диода на рис. 1.1 можно заменить вертикальным прямым отрезком 3. В этом случае при расчете схемы можно считать, что выводы диода (анод и катод) короткозамкнуты. Если обратный ток закрытого диода пренебрежимо мал по сравнению с токами других элементов схемы, то реальную обратную ветвь 2 ВАХ диода можно заменить горизонтальным отрезком 4. В этом случае при расчете схемы можно считать, что цепь с диодом разорвана. Ясно, что обе идеальные модели являются предельными частными случаями линеаризации характеристик. При этом решение задач тривиально и такие случаи не рассматриваются.

Простейшая схема с одним диодом (см. рис. 1.2) с учетом аппроксимации (1.4) описывается следующей системой уравнений:

$$\begin{cases} E = U_{np} + I_{np} R_n & (1.6) \end{cases}$$

$$\begin{cases} U_{np} = I_{np} R_{диф.нр} + U_0 & (1.7) \end{cases}$$

Решение этой системы дает выражение для тока диода:

$$I_{np} = \frac{E - U_0}{R_n + R_{диф.нр}}. \quad (1.8)$$

Последовательное включение диодов

Схема с двумя последовательно включенными диодами при прямом включении (см. рис. 1.5) описывается системой уравнений:

$$\begin{cases} E = -U_{об.1} - U_{об.2} - I_{об.} R_n & (1.9) \end{cases}$$

$$\begin{cases} U_{np.1} = I_{np.} R_{диф.нр.1} + U_{01} \end{cases}, \quad (1.10)$$

$$\begin{cases} U_{np.2} = I_{np.} R_{диф.нр.2} + U_{02} & (1.11) \end{cases}$$

где $R_{диф.нр.1}$, $R_{диф.нр.2}$ – дифференциальные сопротивления диодов VI, V2 при прямом смещении; U_{01} , U_{02} – пороговые напряжения диодов VI, V2.

Схема замещения, соответствующая этому случаю, приведена на рис. 1.11. Ток диодов определяется выражением:

$$I_{np.} = \frac{E - U_{01} - U_{02}}{R_n + R_{диф.нр.1} + R_{диф.нр.2}}. \quad (1.12)$$

Схема с двумя последовательно включенными диодами при обратном смещении (см. рис. 1.7) с учетом аппроксимации (1.5) описывается системой уравнений:

$$\begin{cases} E = -U_{об.1} - U_{об.2} - I_{об.} R_n & (1.13) \end{cases}$$

$$\begin{cases} U_{об.1} = (I_{01} + I_{об.}) R_{диф.об.1}, & (1.14) \end{cases}$$

$$\begin{cases} U_{об.2} = (I_{02} + I_{об.}) R_{диф.об.2} & (1.15) \end{cases}$$

где $R_{диф.об.1}$, $R_{диф.об.2}$ – дифференциальные сопротивления диодов V1, V2 при обратном смещении, I_{01} , I_{02} – пороговые токи диодов V1, V2.

Схема замещения, соответствующая этому случаю, приведена на рис. 1.12. Ток диодов определяется выражением:

$$I_{об.} = \frac{E + I_{01} R_{диф.об.1} + I_{02} R_{диф.об.2}}{R_n + R_{диф.об.1} + R_{диф.об.2}}. \quad (1.16)$$

Ток $I_{об.}$ отрицателен, так как к диодам приложено обратное напряжение.

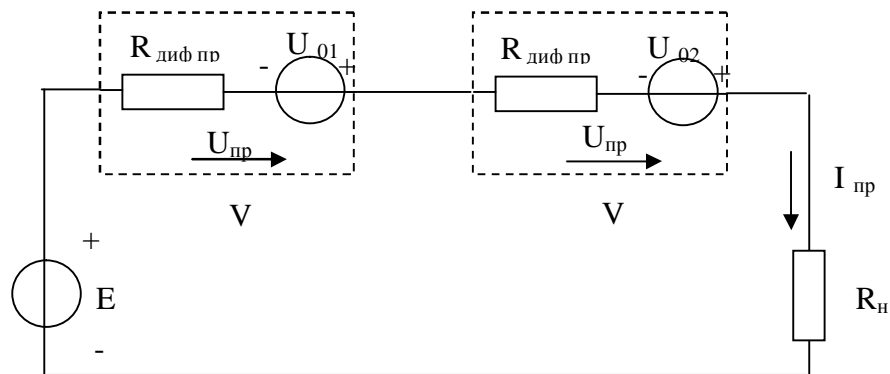


Рис 1.11. Схема замещения (с двумя последовательно включенными диодами при прямом включении)

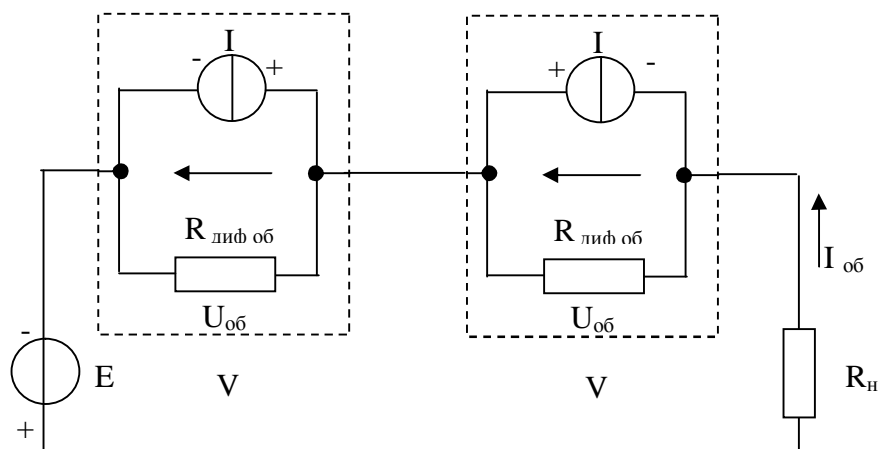


Рис. 1.12. Схема замещения (с двумя последовательно включенными диодами при обратном смещении)

Параллельное включение диодов

Схема с двумя параллельно включенными диодами (см. рис. 1.8) с учетом аппроксимации (1.4) замещается схемой на рис. 1.13 и описывается системой уравнений:

$$\begin{cases} E = U_{np.} + I_{np.} R_n & (1.17) \end{cases}$$

$$\begin{cases} I_{np.} = I_{np.1} + I_{np.2} & (1.18) \end{cases}$$

$$\begin{cases} I_{np.1} = \frac{U_{np.} - U_{01}}{R_{диф.пр.1}} & (1.19) \end{cases}$$

$$\begin{cases} I = \frac{U_{np.} - U_{02}}{R_{диф.пр.2}} & (1.20) \end{cases}$$

Напряжение на диодах определяется по методу узловых потенциалов выражением:

$$U_{np.} = \frac{E + U_{01} \cdot \frac{R_n}{R_{диф.пр.1}} - U_{02} \cdot \frac{R_n}{R_{диф.пр.2}}}{1 + \frac{R_n}{R_{диф.пр.1}} + \frac{R_n}{R_{диф.пр.2}}}. \quad (1.21)$$

Токи диодов V1, V2 можно определить, если подставить (1.21) в выражения для токов (1.19), (1.20). Целесообразность использования того или иного из рассмотренных методов расчета определяется условиями конкретной задачи.

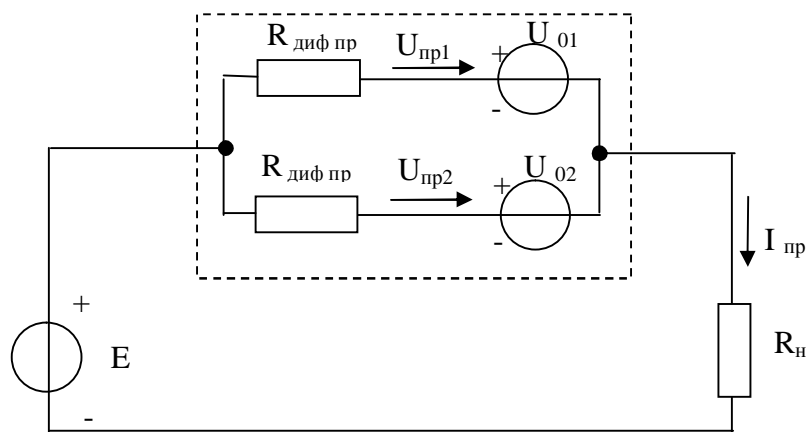


Рис. 1.13. Схема замещения (с двумя параллельно включенными диодами)

1.7. Примеры

При выпрямлении более высоких напряжений приходится соединять диоды последовательно, с тем чтобы обратное напряжение на каждом диоде не превышало предельного. Но вследствие разброса обратных сопротивлений у различных экземпляров диодов одного и того же типа на отдельных диодах обратное напряжение может оказаться выше предельного, что повлечет пробой диодов. Поясним это примером.

Пример. Пусть в некотором выпрямителе амплитуда обратного напряжения составляет 1000 В и применены диоды с $U_{обр. \max} = 400$ В. Очевидно, что необходимо соединить последовательно не менее трех диодов. Предположим, что обратные сопротивления диодов $R_{обр.1} = R_{обр.2} = 1$ МОм и $R_{обр.3} = 3$ МОм. Обратное напряжение распределяется пропорционально обратным сопротивлениям, и поэтому получится $U_{обр.1} = U_{обр.2} = 200$ В и $U_{обр.3} = 600$ В. На третьем диоде (кстати говоря, он является лучшим, так как у него наибольшее $R_{обр.}$) обратное напряжение выше предельного, и он может быть пробит. Если это произойдет, то напряжение 1000 В распределится между оставшимися диодами и на каждом из них будет 500 В. Ясно, что любой из этих диодов может пробиться, после чего все обратное напряжение 1000 В будет приложено к одному диоду, который его не выдержит. Такой последовательный пробой диодов иногда происходит за доли секунды.

Для того чтобы обратное напряжение распределялось равномерно между диодами независимо от их обратных сопротивлений, применяют шунтирование диодов резисторами (рис. 1.14). Сопротивления $R_{ш}$ резисторов должны быть одинаковы и значительно меньше наименьшего из обратных сопротивлений диодов. Но вместе с тем $R_{ш}$ не должно быть слишком малым, чтобы чрезмерно не возрос ток при обратном напряжении, т. е. чтобы не ухудшилось выпрямление. Для рассмотренного примера можно взять резисторы с сопротивлением 100 кОм. Тогда при обратном напряжении сопротивление каждого участка цепи, состоящего из диода и шунтирующего резистора, будет несколько меньше 100 кОм и общее обратное напряжение разделится между этими участками примерно на три равные части. На каждом участке это напряжение окажется меньше 400 В и диоды будут работать надежно. Обычно шунтирующие резисторы имеют сопротивление от нескольких десятков до нескольких сотен кОм.

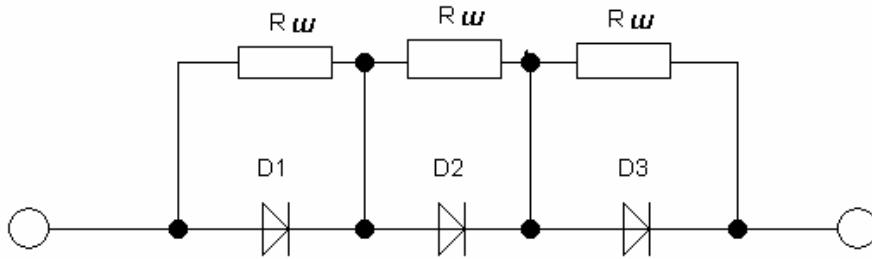


Рис. 1.14. Последовательное соединение диодов

Параллельное соединение диодов применяют в том случае, когда нужно получить прямой ток, больший предельного тока одного диода. Но если диоды одного типа просто соединить параллельно, то вследствие неодинаковости вольт-амперных характеристик они окажутся различно нагруженными и в некоторых ток будет больше предельного. Различие в прямом токе у однотипных диодов может составлять десятки процентов.

Пример. На рис. 1.15, а показаны характеристики прямого тока двух диодов одного и того же типа, у которых $I_{пр. \max} = 0,2$ А. Пусть от этих диодов требуется получить прямой ток 0,4 А. Если их соединить параллельно, то при токе 0,2 А на первом диоде напряжение равно 0,4 В (кривая 1), а на втором диоде при таком же напряжении величина тока будет лишь 0,05 А (кривая 2). Таким образом, общий ток составит 0,25 А, а не 0,4 А. Увеличивать напряжение на диодах нельзя, так как в первом диоде ток станет больше предельного.

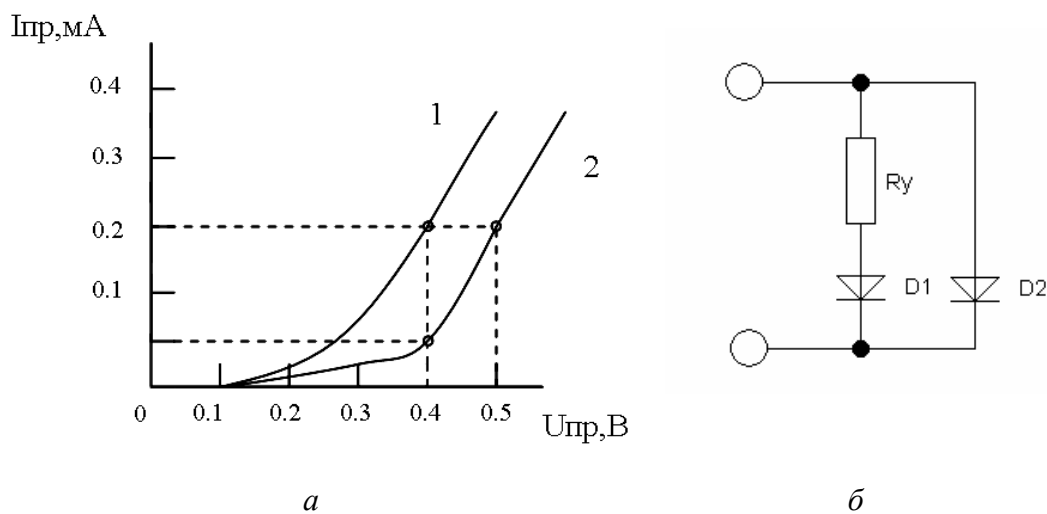


Рис. 1.15. Параллельное соединение диодов

Из характеристик видно, что для получения во втором диоде тока 0,2 А надо иметь на нем напряжение 0,5 В, т.е. на 0,1 В больше, чем на первом диоде. Поэтому, чтобы установить правильный режим работы диодов, надо подвести к ним напряжение 0,5 В, но последовательно с первым диодом включить уравнивающий резистор (см. рис. 1.15, б) с целью поглощения излишнего для первого диода напряжения 0,1 В. Ясно, что сопротивление этого резистора $R_y = 0,1 : 0,2 = 0,5$ Ом. При наличии такого резистора оба диода будут нагружены одинаково током в 0,2 А.

Практически редко включают параллельно больше трех диодов. Уравнивающие резисторы с сопротивлением в десятые доли ома или единицы ом обычно подбирают экспериментально до получения в рабочем режиме одинаковых токов в диодах. Иногда включают уравнивающие резисторы с сопротивлением, в несколько раз большим, чем прямое сопротивление диодов, для того чтобы ток в каждом диоде определялся главным образом сопротивлением R_y . Но в этом случае происходит дополнительное падение напряжения на R_y , превышающее в несколько раз прямое напряжение диодов, и кпд, конечно, снижается. Если нежелательно включать уравнивающие резисторы, то надо подобрать диоды с примерно одинаковыми характеристиками. Однако рекомендуется по возможности не прибегать к параллельному соединению диодов.

Литература

1. Панфилов, Д. И. Электротехника и электроника в экспериментах и упражнениях : практикум на Electronics Workbench. В 2 т. Т. 1 / Д. И. Панфилов, В. С. Иванов, И. Н. Чепурин / под общ. ред. Д. И. Панфилова. – М. : ДОДЭКА, 1999. – 304 с.
2. Жеребцов, И. П. Основы электроники. – 5-е изд., перераб. и доп. / И. П. Жеребцов. – Л. : Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1989. – 352 с : ил.
3. Москатов, Е. А. Электронная техника / Е. А. Москатов. – Таганрог, 2004. – 121 с.
4. Kuphaldt, Tony R. Lessons In Electric Circuits. Volume III. Semiconductors / Tony R. Kuphaldt. – Third Edition, last update August 23, 2002.

Практическое занятие 2

ПРИМЕНЕНИЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ДИОДОВ ДЛЯ ВЫПРЯМЛЕНИЯ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Выпрямление переменного тока – один из основных процессов в радиоэлектронике. В выпрямительном устройстве энергия переменного тока преобразуется в энергию постоянного тока. Любой выпрямитель является потребителем энергии переменного тока и генератором постоянного тока.

Поскольку полупроводниковые диоды хорошо проводят ток в прямом направлении и плохо в обратном, то большинство полупроводниковых диодов применяется для выпрямления переменного тока.

Простейшая схема для выпрямления переменного тока показана на рис. 2.1, *а*. В ней последовательно соединены генератор переменной ЭДС e , диод D и нагрузочный резистор R_n , который можно включать также и в другой провод, как показано штрихами. Эта схема называется однополупериодной. Правильнее было бы называть ее однофазной однопериодной, так как генератор переменной ЭДС является однофазным и ток проходит через него только в одном направлении один раз за период (один такт за период). Другие, более сложные схемы для выпрямления (двухфазные, трехфазные, двухтактные и др.), как правило, представляют собой комбинацию нескольких однофазных однопериодных схем.

В выпрямителях для питания РЭА генератором переменной ЭДС обычно служит силовой трансформатор, включенный в электрическую сеть (см. рис. 2.1, *б*). Вместо трансформатора иногда применяется автотрансформатор. В некоторых случаях выпрямитель питается от сети без трансформатора. Роль нагрузочного резистора R_n , т.е. потребителя энергии постоянного тока, в практических схемах играют те цепи или приборы, которые питаются от выпрямителя. При выпрямлении токов высокой частоты, например, в детекторных каскадах радиоприемников генератором переменной ЭДС служит трансформатор высокой частоты или резонансный колебательный контур, а нагрузкой – резистор с большим сопротивлением.

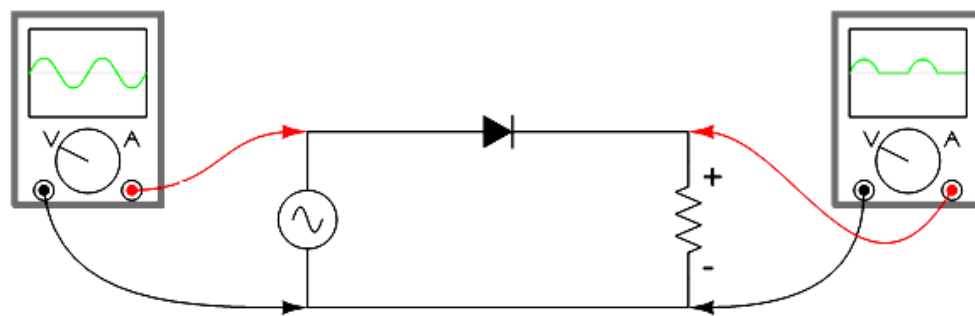
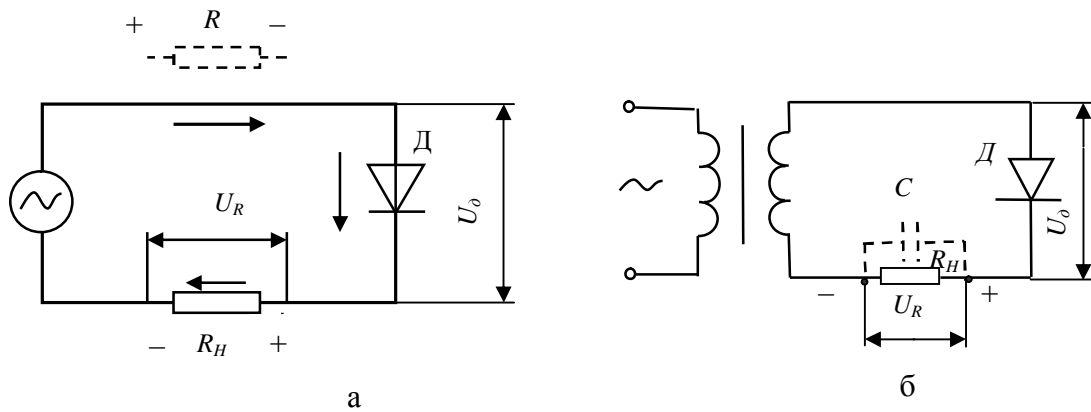


Рис. 2.1. Схемы выпрямителя с полупроводниковым диодом

Работа простейшего выпрямителя происходит следующим образом. Будем считать, что генератор дает синусоидальную ЭДС $e = E_m \sin \omega t$ и его внутренним сопротивлением можно пренебречь (если нельзя, то его учитывают обычным путем). В течение одного полупериода напряжение для диода является прямым и проходит ток, создающий на резисторе R_H падение напряжения u_R . В течение следующего полупериода напряжение является обратным, тока практически нет и $u_R = 0$. Таким образом, через диод, нагрузочный резистор и генератор проходит пульсирующий ток в виде импульсов, длящихся полупериода и разделенных промежутками также в полупериода. Этот ток называют выпрямленным током. Он создает на резисторе R_H выпрямленное напряжение. Проследив направление тока, нетрудно установить полярность этого напряжения: со стороны катода диода получается плюс, а со стороны анода – минус.

Графики на рис. 2.2 наглядно иллюстрируют процессы в выпрямителе. Переменная ЭДС генератора изображена синусоидой с амплитудой E_m (см. рис. 2.2, а). Как правило, сопротивление нагрузки во много раз больше сопротивления диода, и тогда нелинейностью диода можно пренебречь (рабочая характеристика близка к линейной).

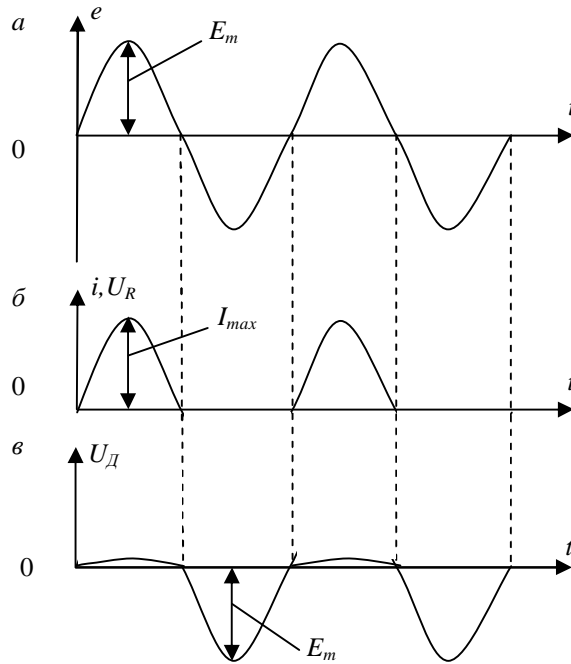


Рис. 2.2. Принцип работы простейшего выпрямителя

В этом случае выпрямленный ток имеет форму импульсов, близкую к полусинусоиде с максимальным значением I_{\max} (см. рис. 2.2, б). Этот же график тока в другом масштабе изображает выпрямленное напряжение u_R , так как $u_R = iR_H$. Достаточно умножить значения тока в R_H , чтобы получить кривую напряжения.

График на рис. 2.2, в изображает напряжение на диоде. Иногда ошибочно его считают синусоидальным или отождествляют с напряжением источника переменной ЭДС. На самом же деле это напряжение имеет несинусоидальную форму. У него амплитуды положительных и отрицательных полуволн резко неодинаковы. Амплитуда положительных полуволн очень мала. Это объясняется тем, что когда проходит прямой ток, то большая часть напряжения источника падает на нагрузочном резисторе R_H , сопротивление которого значительно превышает сопротивление диода. В этом случае

$$U_{np.\max} = E_m - U_{R \max} = E_m - I_{\max} R_H \ll E_m. \quad (2.1)$$

Для обычных полупроводниковых диодов прямое напряжение бывает не более 1...2 В.

Пример. Пусть источник имеет действующее напряжение $E = 200$ В и $E_m = \sqrt{2}E = 280$ В. Если $U_{пр. max} = 2$ В, то $U_{R max} = 278$ В. Если бы напряжение источника (например, 200 В) полностью было приложено к диоду, это означало бы, что на резисторе R_n нет падения напряжения. Но это возможно только при $R_n = 0$. Тогда ток был бы недопустимо большим и диод вышел бы из строя. При отрицательной полуволне подводимого напряжения тока практически нет и падение напряжения на резисторе R_n равно нулю. Все напряжение источника приложено к диоду и является для него обратным напряжением. Таким образом, максимальное значение обратного напряжения равно амплитуде ЭДС источника.

Рассмотрим подробнее выпрямленное напряжение (все, что будет показано для него, относится и к выпрямленному току). Из графика на рис. 2.2, б видно, что это напряжение сильно пульсирует. Полпериода напряжения совсем нет. Полезной частью такого напряжения является его *постоянная составляющая*, или *среднее значение*, U_0 . Для полусинусоидального импульса с максимальным значением напряжения U_{max} среднее значение за полупериод

$$U_0 = 2U_{max} / \pi = 0,636U_{max}. \quad (2.2)$$

Так как во втором полупериоде напряжения совсем нет, то за весь период среднее значение вдвое меньше:

$$U_0 = U_{max} / \pi = 0,318U_{max}. \quad (2.3)$$

Приближенно U_0 считают равным 30 % максимального значения. Это приближение допустимо, так как действительная форма импульсов всегда несколько отличается от полусинусоиды. Поскольку падение напряжения на диоде очень мало, можно считать

$$U_{max} \approx E_m \text{ и } U_0 \approx 0,3E_m.$$

Вычитая из выпрямленного пульсирующего напряжения его среднее значение, получим переменную составляющую U_{\sim} , которая имеет несинусоидальную форму. Для нее нулевой осью является прямая линия, изображающая постоянную составляющую (рис. 2.3, а). Половольны переменной составляющей заштрихованы. Положительная полуволна представляет собой верхние две трети полусинусоиды, а отрицательная имеет форму, близкую к трапеции. Длительность этих полуволн неодинакова, но площади, ограниченные ими, равны, так как постоянной составляющей уже нет.

Максимальное обратное значение напряжения на диоде в закрытом состоянии достигает амплитудного значения напряжения вторичной обмотки.

$$U_{обр max} = U_m = \pi U_0.$$

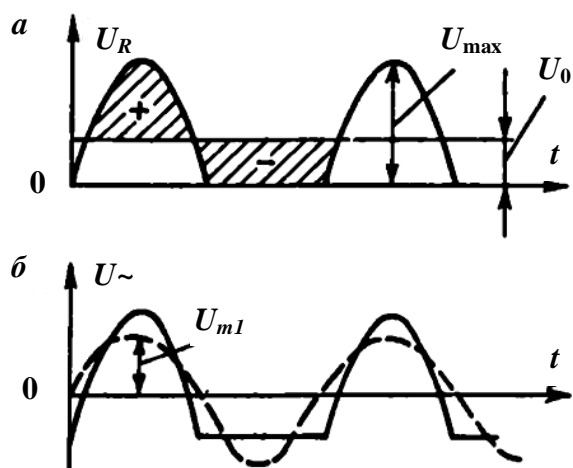


Рис. 2.3. Постоянная и переменная составляющие выпрямленного напряжения

Переменная составляющая является «вредной» частью выпрямленного напряжения. Для ее уменьшения в нагрузочном резисторе, т.е. для сглаживания пульсаций выпрямленного напряжения применяют специальные сглаживающие фильтры. На рис. 2.3, б изображена переменная составляющая. Она состоит из ряда гармоник. Труднее всего уменьшить первую гармонику (она показана штриховой синусоидой).

В сглаживающем фильтре применяются конденсаторы большой емкости, через которые ответвляется переменная составляющая тока, чтобы возможно меньшая часть ее проходила в нагрузку. Часто также в этих фильтрах ставят дроссели, т.е. катушки с большой индуктивностью, препятствующие прохождению переменной составляющей в нагрузку. Чем выше частота пульсаций, тем меньше сопротивление конденсаторов и больше сопротивление дросселей, а, следовательно, тем эффективнее работает сглаживающий фильтр.

Если фильтр хорошо ослабляет первую гармонику пульсаций, то более высокие гармоники подавляются еще лучше. А так как они и по амплитуде меньше, чем первая гармоника, то практически нужно заботиться о подавлении лишь первой гармоники, являющейся главным «врагом».

В простейшей схеме выпрямителя амплитуда первой гармоники пульсаций U_{m1} очень велика – больше полезной постоянной составляющей:

$$U_{m1} = 0,5U_{\max} = 1,57U_0. \quad (2.4)$$

Выпрямленное напряжение с такими большими пульсациями, как правило, непригодно для практических целей. Некоторое уменьшение пульсаций дают более сложные выпрямительные схемы. Простейший метод сглаживания пульсаций – применение фильтра в виде конденсатора достаточно большой емкости, шунтирующего резистор нагрузки R_n

(см. рис. 2.1, б). Включение конденсатора существенно изменяет условия работы диода.

Конденсатор хорошо сглаживает пульсации, если его емкость такова, что выполняется условие

$$1 / (\omega C) \ll R_n. \quad (2.5)$$

В течение некоторой части положительного полупериода, когда напряжение на диоде прямое, через диод проходит ток, заряжающий конденсатор до напряжения, близкого к E_m . В то время, когда ток через диод не проходит, конденсатор разряжается через нагрузку R_n и создает на ней напряжение, которое постепенно снижается. В каждый следующий положительный полупериод конденсатор подзаряжается и его напряжение снова возрастает.

Заряд конденсатора через сравнительно малое сопротивление диода происходит быстро. Разряд на большое сопротивление нагрузки совершается гораздо медленнее. Вследствие этого напряжение на конденсаторе и включенной параллельно ему нагрузке пульсирует незначительно. Кроме того, конденсатор резко повышает постоянную составляющую выпрямленного напряжения. При отсутствии конденсатора $U_0 = 0,3 E_m$, а при наличии конденсатора достаточно большой емкости U_0 приближается к E_m и может быть равным $(0,80 \dots 0,95) E_m$ и даже выше. Таким образом, в однофазном однотактном выпрямителе конденсатор повышает выпрямленное напряжение примерно в 3 раза. Чем больше C и R_n , тем медленнее разряжается конденсатор, тем меньше пульсации и тем ближе U_0 к E_m . Если нагрузку вообще отключить (режим холостого хода, т.е. $R_n = \infty$), то на конденсаторе получается постоянное напряжение без всяких пульсаций, примерно равное E_m .

Работу выпрямителя со сглаживающим конденсатором иллюстрирует рис. 2.4, где приведены графики ЭДС источника e , тока через диод i и напряжения на конденсаторе u_c , равного напряжению на нагрузке u_R .

Процессы в выпрямителе с конденсатором поясняет следующая аналогия. Пусть некоторому потребителю надо подавать по трубе равномерный поток газа. Но имеющийся насос накачивает газ толчками (импульсами), так как во время прямого хода поршня газ только всасывается в насос, а к потребителю он перегоняется лишь во время обратного хода. Работа такой системы аналогична выпрямителю без конденсатора, причем двигатель насоса подобен источнику переменной ЭДС, а клапаны насоса выполняют роль диода. Поставим между насосом и потребителем большой ре-

зервуар и накачаем в него газ. Из резервуара газ будет подаваться потребителю под почти постоянным давлением. Оно будет лишь незначительно пульсировать, так как насос подкачивает газ в резервуар и поддерживает в нем среднее давление. Резервуар подобен конденсатору. Чем больше его емкость и чем слабее поток газа, идущий к потребителю, тем меньше пульсация давления.

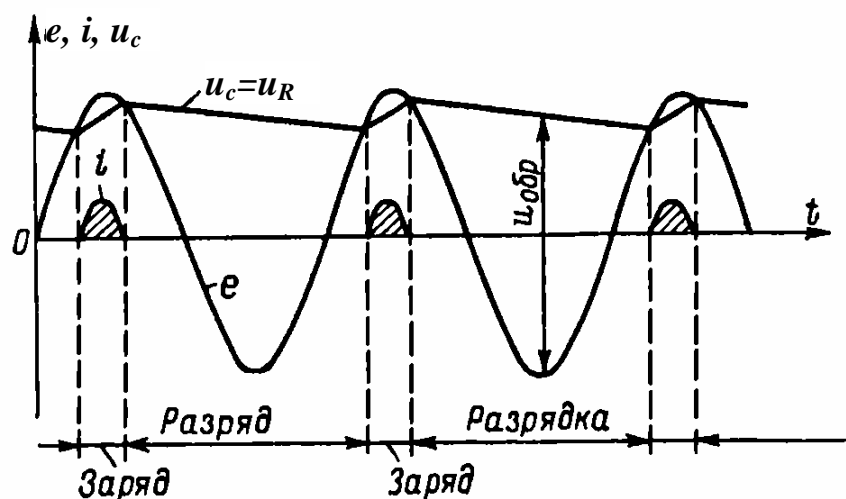


Рис. 2.4. Сглаживание пульсаций с помощью конденсатора

Напряжение на конденсаторе приложено плюсом к катоду, минусом к аноду диода. Поэтому напряжение на диоде равно разности ЭДС источника и напряжения конденсатора:

$$U_{\text{д}} = e - U_{\text{с}} \quad (2.6)$$

Так как значение $u_{\text{с}}$ близко к $E_{\text{м}}$, то напряжение $u_{\text{д}}$ становится прямым только в течение части положительного полупериода, когда e превышает $u_{\text{с}}$ (вблизи значения $E_{\text{м}}$). В эти небольшие промежутки времени через диод проходит ток в виде импульсов, подзаряжающих конденсатор. В течение остальной части положительного полупериода и во время отрицательного полупериода напряжение $u_{\text{д}}$ обратное, ток отсутствует и конденсатор разряжается на нагрузку $R_{\text{н}}$.

Максимальное обратное напряжение на диоде получается при отрицательной амплитуде ЭДС, когда $e = -E_{\text{м}}$. Поскольку напряжение конденсатора также близко к $E_{\text{м}}$, то наибольшее обратное напряжение близко к значению $2E_{\text{м}}$. Если цепь нагрузки разомкнута (холостой ход), то максимальное обратное напряжение точно равно $2E_{\text{м}}$. Таким образом, наличие

конденсатора в данной схеме удваивает обратное напряжение, поэтому диод надо подбирать так, чтобы он выдерживал это обратное напряжение.

Если требуется уменьшить пульсации, а сопротивление R_n мало, то необходима чрезмерно большая емкость конденсатора, т.е. сглаживание пульсаций одним конденсатором практически осуществить нельзя. Приходится включать дополнительный сглаживающий фильтр, состоящий из дросселя с большим индуктивным сопротивлением и еще одного конденсатора (или еще более сложный фильтр).

Необходимо отметить, что весьма опасно короткое замыкание нагрузки, которое, в частности, получается при пробое конденсатора сглаживающего фильтра. Тогда все напряжение источника будет приложено к диоду и ток станет недопустимо большим. Происходит тепловое разрушение диода.

Достоинством полупроводниковых диодов является малое падение напряжения на диоде при прямом токе. Независимо от значения тока, т.е. от мощности, на которую рассчитан полупроводниковый диод, прямое напряжение составляет десятые доли вольта или немногим больше 1 В. При выпрямлении более высоких напряжений КПД повышается, так как в этом случае потеря напряжения около 1 В на самом диоде не имеет существенного значения. Например, если при выпрямлении напряжения 100 В на диоде теряется 1 В, то КПД получается около 99 % (с учетом других потерь он будет, конечно, несколько ниже).

Кроме того, полупроводниковые диоды имеют очень большой срок службы. Но их недостатком является сравнительно невысокое предельное обратное напряжение – обычно до 1500 В.

Диоды применяют в любых выпрямительных схемах. Если сглаживающий фильтр начинается с конденсатора большой емкости, то при включении переменного напряжения на конденсатор проходит импульс тока, часто превышающий допустимое значение прямого тока диода. Для уменьшения такого тока иногда последовательно с диодом включают ограничительный резистор с сопротивлением в единицы или десятки ом.

В диодах, работающих в выпрямительном режиме, при перемене полярности напряжения могут наблюдаться значительные импульсы обратного тока (рис. 2.5). Возникают они по двум причинам. Во-первых, под влиянием обратного напряжения получается импульс тока, заряжающего барьерную емкость р-п-перехода. Чем больше эта емкость, тем больше такой импульс.

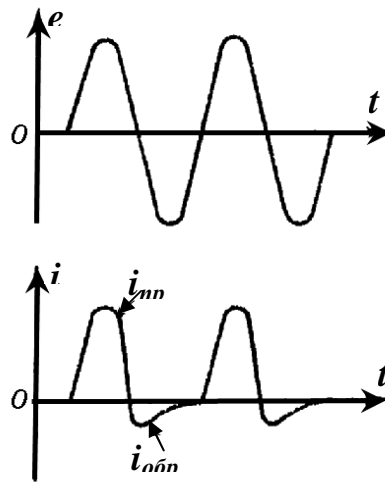


Рис. 2.5. Импульсы обратного тока диода

Во-вторых, при обратном напряжении происходит разряд диффузионной емкости, т.е. рассасывание неосновных носителей, накопившихся в *n*- и *p*-областях. Эти носители во время прохождения прямого тока инжектируются через переход и, не успев рекомбинировать или уйти, накапливаются в *n*- и *p*-областях. Практически главную роль играет большой заряд, накопившийся в базовой области. Например, если концентрация электронов в *n*-области значительно больше, чем концентрация дырок в *p*-области, то *n*-область является эмиттером, а *p*-область – базой. Инжекция электронов из *n*-области в *p*-область преобладает над инжекцией дырок в обратном направлении. Поэтому электроны накапливаются главным образом в *p*-области. При обратном напряжении этот заряд рассасывается, т.е. электроны начинают двигаться в обратную сторону – из *p*-области в *n*-область. Возникает импульс обратного тока. Чем больше прямой ток, тем сильнее поток инжектированных носителей (электронов в данном примере) и тем больше образованный ими заряд, а, следовательно, больше импульс обратного тока. Когда это скопление носителей рассосется и практически окончится заряд барьерной емкости, то останется лишь ничтожно малый обратный ток, который можно не принимать во внимание.

С повышением частоты импульс обратного тока увеличивается. Это объясняется тем, что при более высокой частоте обратное напряжение возрастает быстрее. Следовательно, большим током, т.е. быстрее, происходит заряд барьерной емкости. Иначе говоря, емкостное сопротивление с повышением частоты уменьшается и обратный ток соответственно увеличи-

вается. Рассасывание зарядов, образованных инжектированными носителями, также происходит быстрее, и от этого импульс обратного тока также возрастает.

На низкой частоте импульс обратного тока весьма мал и его длительность во много раз меньше полупериода. А на некоторой высокой частоте импульс обратного тока может иметь примерно такую же амплитуду, как импульс прямого тока, и длится он в течение всего полупериода. Если площадь импульсов прямого и обратного тока будет одинакова, то постоянная составляющая (среднее значение) тока станет равной нулю, т.е. выпрямление прекратится. Практически диоды рекомендуется применять для выпрямления только до такой предельной высокой частоты, при которой постоянная составляющая выпрямленного тока снижается не более чем на 30 % по сравнению с ее значением на низкой частоте.

При повышении температуры сопротивления $R_{np.}$ и $R_{обр.}$ диодов уменьшаются, но это обычно мало влияет на выпрямление. Дело в том, что прямой ток определяется сопротивлением нагрузки R_n , которое обычно во много раз больше $R_{np.}$, а $R_{обр.}$ даже у нагретого диода еще достаточно велико по сравнению с R_n , и поэтому обратный ток остается малым по сравнению с прямым.

Достоинства однополупериодных выпрямителей:

- простота;
- минимальное количество элементов.

Недостатки:

- намагничивание постоянной составляющей сердечника трансформатора и его саморазогрев;
- низкий КПД из-за неиспользования второй полуволны напряжения;
- большой коэффициент пульсаций $K_n = \frac{U_{m1}}{U_0} = \frac{\pi}{2} = 1,57$ или 157 % ;
- низкая частота выпрямленного напряжения $F = F_{сети}$.

Недостатки однополупериодных выпрямителей вынудили разработать другие схемы: двухполупериодные выпрямители. Если понижающий трансформатор имеет среднюю точку, т.е. вывод от середины вторичной обмотки, то двухполупериодный выпрямитель может быть выполнен на двух диодах (рис. 2.6).

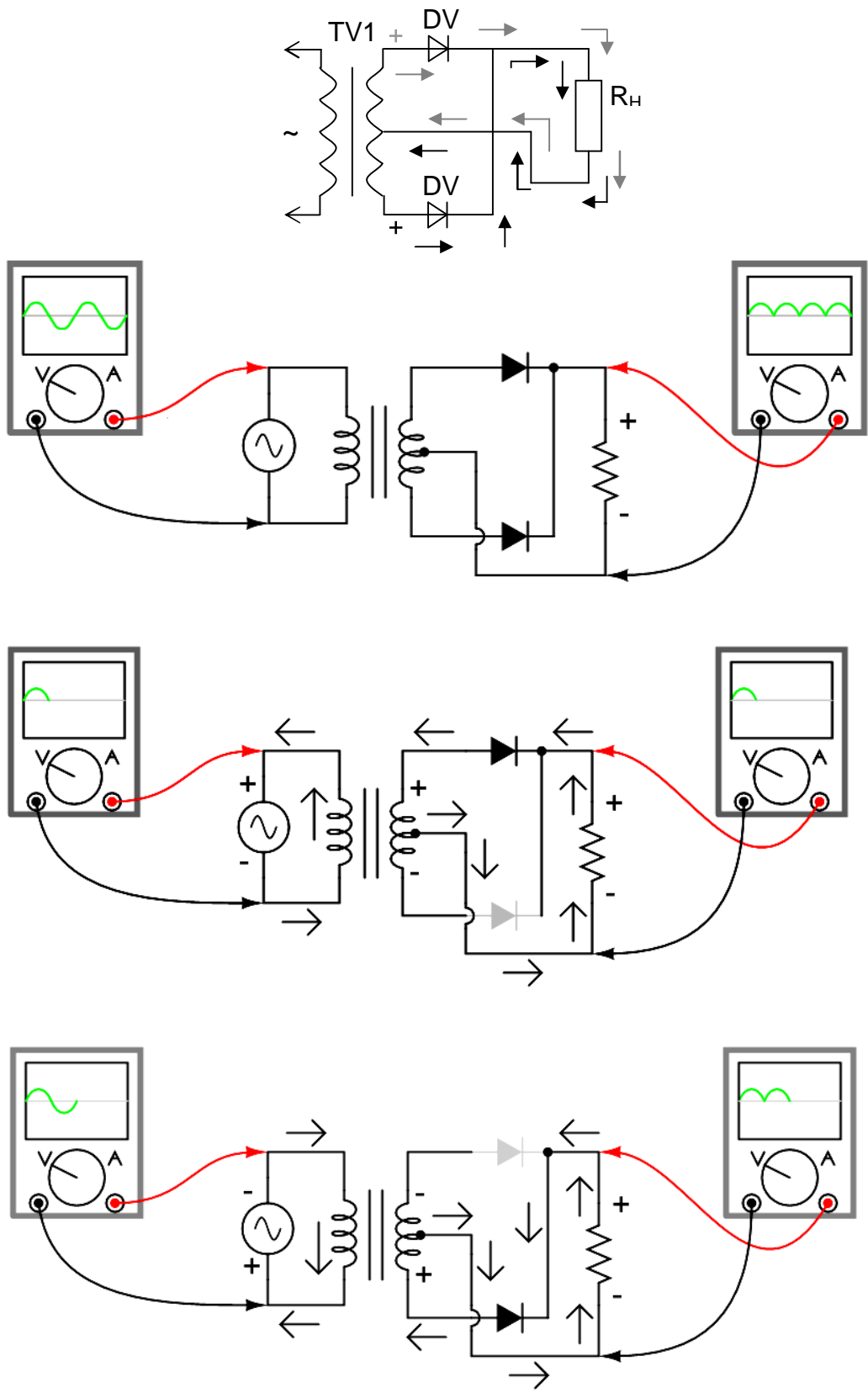


Рис. 2.6. Двухполупериодный выпрямитель на двух диодах со средней точкой

Особенностью трансформатора является то, что напряжения каждой из обмоток одинаковы, но противоположны по фазе, поэтому в течение каждого полупериода открывается один из диодов, второй в этот момент заперт. Это позволило повысить значения постоянных составляющих тока и напряжения на нагрузке. $I_0 = \frac{2I_m}{\pi}$, $U_0 = \frac{2U_m}{\pi}$, правда, обратное напряжение на каждом диоде, когда он закрыт, выросло в 2 раза, что требует применения диодов с большим $U_{обр.}$.

Достоинства данной схемы:

- большие U_0 и I_0 ;
- удвоенная частота пульсаций $F = 2F_{сети}$;
- меньший коэффициент пульсаций $K_n = 0,66$;
- отсутствие намагничивания сердечника.

Недостатки:

- требуется строгая симметрия напряжений на обмотках;
- две обмотки вместо одной;
- большое $U_{обр.}$ на диодах.

Схема двухполупериодного мостового выпрямителя приведена на рис. 2.7.

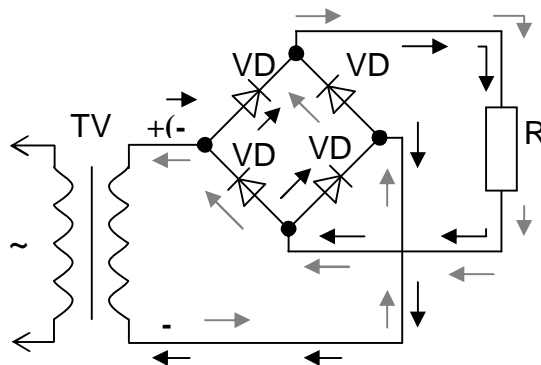


Рис. 2.7. Схема двухполупериодного мостового выпрямителя

В течение положительного полупериода напряжения U_a (+) диоды VD1 и VD4 открыты, а VD2 и VD3 – закрыты. Ток будет протекать по пути: верхняя ветвь (+), диод VD1, нагрузка, диод VD4, нижняя ветвь (–).

В течение отрицательного полупериода напряжения U_a диоды VD1 и VD4 закрываются, а диоды VD2 и VD3 открываются. Ток будет протекать от (+), нижняя ветвь, диод VD3, нагрузка, диод VD2, верхняя ветвь (–).

Поэтому ток через нагрузку будет протекать в одном и том же направлении за оба полупериода. Схема выпрямителя называется двухполу-

периодной (рис. 2.8). Значения постоянных составляющих тока и напряжения на нагрузке $I_0 = \frac{2I_m}{\pi}$, $U_0 = \frac{2U_m}{\pi}$, как и у предыдущей схемы, однако обратное напряжение на диодах $U_{обр.} = U_m = \frac{\pi U_0}{2}$. При использовании конденсатора напряжение на диодах становится приблизительно равным U_m , так как диоды оказываются включенными последовательно.

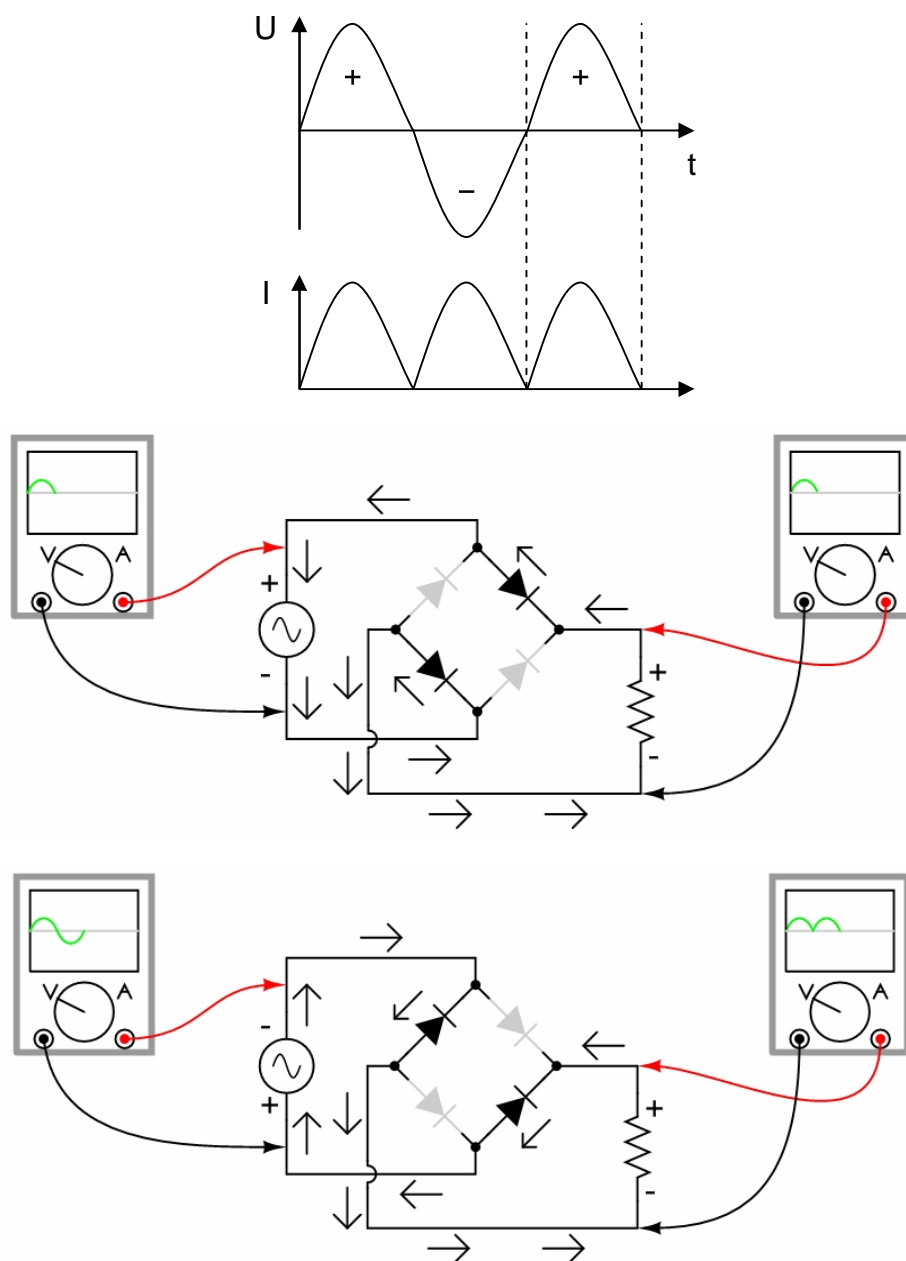


Рис. 2.8. Временные диаграммы и работа двухполупериодного выпрямителя

Достоинства:

- меньшее $U_{обр.}$ на диодах;
- отсутствует намагничивание сердечника трансформатора;
- удвоенная частота пульсаций $F = 2F_{сети}$;
- меньший коэффициент пульсаций $K_n = 0,66$;
- одна обмотка трансформатора;
- использование каждой полувольты напряжения.

Недостатки:

- большое количество диодов;
- последовательное включение диодов увеличивает падение напряжения на них.

Работа диодов в низкочастотных выпрямляющих устройствах характеризуется несколькими параметрами. К ним относятся средние за период значения прямого тока $I_{пр.ср}$ и соответствующего ему падения напряжения на диоде $U_{пр.ср}$, обратного напряжения $U_{обр.ср}$ и соответствующего ему обратного тока $I_{обр.ср}$. Ток $I_{пр.ср0}$ часто называют выпрямленным током, и весьма важными являются максимальные допустимые (предельные) значения обратного напряжения $U_{обр.мах}$, прямого (или выпрямленного) тока $I_{пр.мах}$, температуры корпуса $t_{кор.мах}$, а также максимальная рабочая частота $f_{мах}$.

Приведем в виде таблицы сравнение схем выпрямления (табл. 2.1).

Таблица 2.1

Параметры схем выпрямления

Схема / параметр	I_0	U_0	F	$U_{обр.мах}$	I_m/I_0	K_n
Однофазная полупериодная	$\frac{I_m}{\pi}$	$\frac{U_m}{\pi}$	F_c	U_m (без фильтра)	3,14	1,57
Двухфазная двухполупериодная (со средней точкой)	$\frac{2I_m}{\pi}$	$2\frac{U_m}{\pi}$	$2F_c$	$2U_m$	1,57	0,66
Однофазная двухполупериодная (мостовая)	$\frac{2I_m}{\pi}$	$2\frac{U_m}{\pi}$	$2F_c$	U_m	1,57	0,66

При выборе диодов для выпрямительных схем значения их обратного напряжения $U_{обр.мах}$, прямого (или выпрямленного) тока $I_{пр.мах}$, температуры корпуса $t_{кор.мах}$, а также максимальная рабочая частота $f_{мах}$ должны быть больше, чем в разрабатываемых схемах.

Пример. Рассчитать U_0 и I_0 для однофазной однополупериодной схемы выпрямления без конденсатора и выбрать марку диода, если действующее напряжение на выходе трансформатора 10 В, сопротивление нагрузки 10 Ом, падением прямого напряжения на открытом диоде пренебречь.

Решение. $U_{действ.} = \frac{U_m}{\sqrt{2}}$, откуда $U_m = \sqrt{2}U_{действ.} = 1,41 \cdot 10 = 14,1$ В.

$I_m = \frac{U_m}{R_n} = \frac{14,1}{10} = 1,41$ А. Для данной схемы необходимо выбрать марку диода, у которого $U_{обр.макс}$ численно больше, чем 14,1 В, $I_{пр.макс}$ больше, чем 1,41 А.

Пример. В схеме однополупериодного выпрямителя произошел обрыв перехода диода VD1. Нарисуйте форму выходного напряжения и поясните особенности работы.

Решение. Обрыв перехода VD1 означает сильное увеличение внутреннего сопротивления: $R_{диода} \approx \infty$. Фактически, одно из плеч выпрямителя не работает и выпрямитель превращается в однополупериодный однофазный на диоде VD2. Для нагрузки это означает, что увеличатся пульсации выходного напряжения и уменьшится выпрямленное U_0 . Формы напряжения и тока примут вид, изображенный на рис. 2.9.

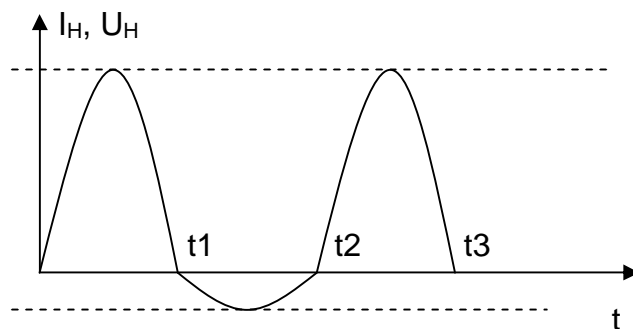


Рис. 2.9. Формы напряжения и тока для однополупериодного выпрямителя

Особенности монтажа, проверки на исправность и замены полупроводниковых диодов

При электрическом монтаже (демонтаже) полупроводниковых диодов необходимо соблюдать общие требования к электрическому монтажу и демонтажу радиоэлементов. В стандартах, ТУ на каждый тип диода указываются особенности их монтажа. При монтаже и демонтаже диодов со-

блюдают следующие правила: пайка должна быть кратковременной (не более 5 с); температурный режим пайки должен соответствовать рекомендациям для диодов данного типа; при пайке следует применять припой с низкой температурой плавления; исключать перегрев диода, используя теплоотвод между корпусом и местом пайки (например, пинцет); при формовке выводов расстояние от корпуса диода до места изгиба вывода должно быть не менее 2 мм; необходимо соблюдать цоколевку выводов диода.

К неисправностям диода относятся: пробой или обрыв р-п-перехода; увеличение тока утечки; пробой р-п-перехода или утечка, появляющиеся под напряжением.

Проверка диода на исправность предусматривает обнаружение одного из перечисленных дефектов. Сначала вывод о возможных неисправностях диода делают, анализируя работу проверяемой схемы (методика такой проверки изложена при рассмотрении соответствующих устройств). Вторым шагом является проверка самого полупроводникового диода. При проверке диодов чаще всего используют комбинированные приборы (тестеры) и измеряют сопротивление р-п-перехода в обоих направлениях. Такое измерение позволяет установить ряд дефектов диода: пробой р-п-перехода, обрыв выводов, большой ток утечки. При исправном диоде прямые сопротивления имеют значения 20...100 Ом (для кремниевых точечных диодов 150...500 Ом), а обратные – более 100 кОм. Значительные отличия в показаниях свидетельствуют о неисправности диода. При этом прямое и обратное сопротивления зависят от типа диода и характеристик измерительного прибора. Например, цифровые приборы имеют отличия в показаниях: на исправном диоде они выглядят как на рис. 2.10.

Подбор аналогов и замена диодов производится на основании анализа схемы и конкретных параметров в пределах функциональной группы:

1. Выясняют функциональную группу по маркировке.
2. Выбирают группу параметров, наиболее важную в пределах данной группы. Например, для выпрямительных диодов это $U_{обр.маx}$, $I_{пр.ср}$, $I_{пр.маx}$, $I_{обр.}$, $f_{маx}$, для импульсных – C_d , $t_{восст.}$, $t_{нер.}$, $U_{обр.маx(u)}$, $I_{пр.маx(u)}$ и т.д.
3. По справочной литературе и с учетом особенностей схемы выбирают аналог.

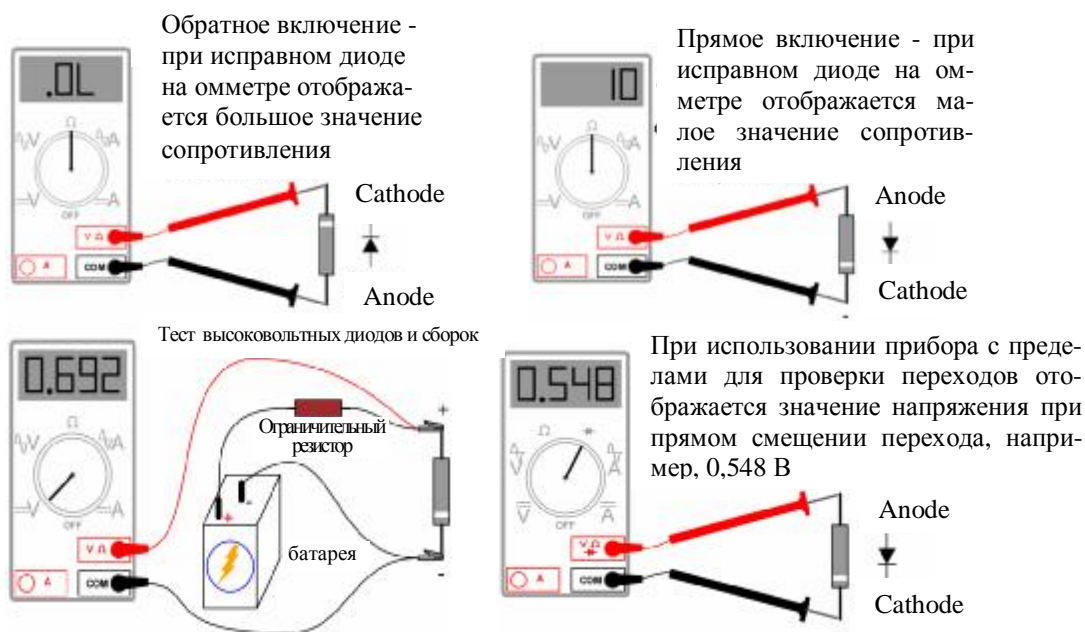


Рис. 2.10. Показания прибора при исправном диоде

Пример. Выберите замену диоду Д226Б среди диодов других марок. По справочной литературе (табл. 2.2) и маркировке выяснили, что это выпрямительный плоскостной низкочастотный диод малой мощности. Его вид и цоколевка приведены на рис. 2.11.

Заменяющий диод должен обладать характеристиками, численно превышающим оригинал, за исключением сопротивлений, которые при прямом включении должны быть не более чем у оригинала. Выбираем диод КД105Б, единственный недостаток – отличия в корпусном исполнении.

Таблица 2.2

Параметры диодов

Тип диода	Упр. при Iпр.;		Юобр. {Юобр.ср} при Uобр.макс, мкА	Предельные режимы		fмакс, кГц	Рисунок
	{Uпр.ср} при {Iпр.ср}			Uобр.макс, {Uобр.и.макс}, В	Iвыпр.ср.макс; {Iпр.ср.макс}; [Iпр.макс], mA		
	В	мА					
Д102	2	2	10	50	30	150	4
Д102А	1	1	10	50	30	150	4
Д103	2	2	30	30	30	150	4
Д103А	1	1	30	30	30	150	4
Д206	{1}	{100}	{100}	100	100	–	5
Д207	{1}	{100}	{100}	200	100	–	5
Д208	{1}	{100}	{100}	300	100	–	5
Д209	{1}	{100}	{100}	400	100	–	5
Д210	{1}	{100}	{100}	500	100	–	5
Д211	{1}	{100}	{100}	600	100	–	5

Тип диода	Упр. при I _{пр.} ; {U _{пр.ср} } при {I _{пр.ср} }		Юбр. {Юбр.ср} при U _{обр.макс} , мкА	Предельные режимы		f _{макс} , кГц	Рису- нок
	В	мА		U _{обр.макс} , {U _{обр.и.макс} }, В	I _{выпр.ср.макс} ; {I _{пр.ср.макс} }; [I _{пр.макс}], мА		
Д223	1	50	1	{50}	50	20·10 ³	4
Д223А	1	50	1	{100}	50	20·10 ³	4
Д223Б	1	50	1	{150}	50	20·10 ³	4
Д226Б	{1}	{300}	{100}	{400}	{300}	1	6
Д226В	{1}	{300}	{100}	{300}	{300}	1	6
Д226Г	{1}	{300}	{100}	{200}	{300}	1	6
Д226Д	{1}	{300}	{100}	{100}	{300}	1	6
КД102А	1	50	0,1	250	100	4	7
КД102Б	1	50	1	300	100	4	7
КД103А	1	50	0,5	50	100	–	7
КД103Б	1,2	50	0,5	50	100	–	7
КД104А	1	10	3	300	10	10	7
КД105Б	{1}	{300}	{100}	{400}	{300}	1	8

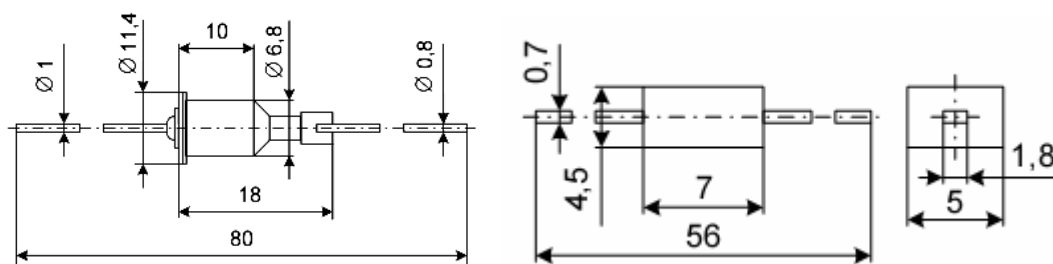


Рис. 2.11. Внешний вид и цоколевка выпрямительного плоскостного низкочастотного диода малой мощности

Литература

- Жеребцов, И. П. Основы электроники. – 5-е изд., перераб. и доп. / И. П. Жеребцов. – Л. : Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1989. – 352 с : ил.
- Москатов, Е. А. Электронная техника / Е. А. Москатов. – Таганрог, 2004. – 121 с.
- Мисюль, П. И. Техническое обслуживание и ремонт бытовой радиоаппаратуры : спецтехнология : учеб. пособие / П. И. Мисюль. – Минск : Выш. шк., 2002. – 320 с. : ил.
- Kuphaldt, Tony R. Lessons In Electric Circuits. Volume III. Semiconductors / Tony R. Kuphaldt. – Third Edition, last update August 23, 2002.
- Москатов, Е. А. Справочник по полупроводниковым приборам. – 2-е изд. / Е. А. Москатов. – Таганрог. – 219 с. : ил.

Практическое занятие 3

СТАБИЛИТРОНЫ. ПАРАМЕТРЫ, ИСПОЛЬЗОВАНИЕ, ЗАМЕНА. ЭЛЕМЕНТЫ ЗАЩИТЫ ОТ ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЙ

3.1. Параметрические стабилизаторы напряжения

Параметрические стабилизаторы напряжения (ПСН) используются в маломощных источниках вторичного электропитания (ИВЭ) (с выходным током до 15...20 мА), а также в качестве источников опорного напряжения в компенсационных стабилизаторах и контрольно-измерительной аппаратуре. Для стабилизации постоянного напряжения в них применяются элементы с нелинейной вольт-амперной характеристикой, напряжение на которых мало зависит от протекающего через них тока. В качестве таких элементов используются полупроводниковые стабилитроны (диоды Зенера) и стабилитроны.

Основная схема однокаскадного ПСН приведена на рис. 3.1, а. При изменении входного напряжения U_i ток I_s через стабилитрон VD изменяется, что приводит к незначительным изменениям напряжения на стабилитроне, а, следовательно, и на нагрузке. Изменение U_0 зависит от приращения напряжения ΔU_i , сопротивления ограничивающего резистора R_0 и внутреннего сопротивления стабилитрона, равного $R_s = dU_s/dI_s$. Коэффициент стабилизации определяется по приближенной формуле: $K_{cm} = (U_0/U_i)(R_0/R_s)$. Внутреннее сопротивление стабилизатора, определяемое в основном дифференциальным сопротивлением стабилитрона, достигает минимального значения для стабилитронов с напряжением стабилизации 6...8 В.

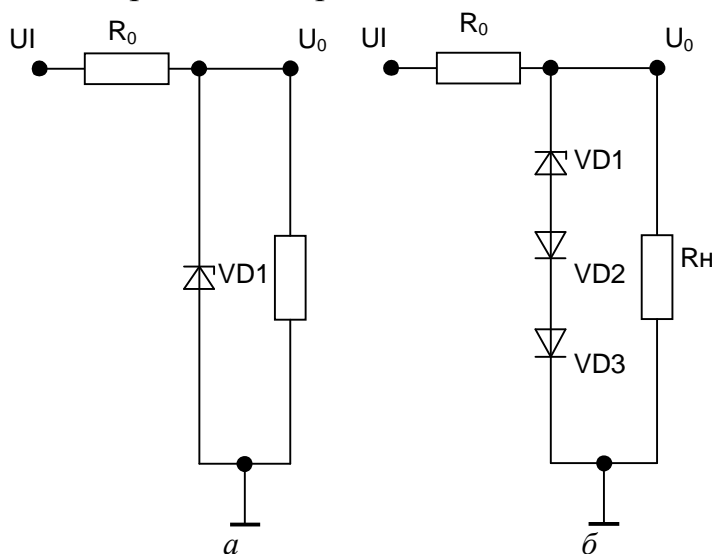


Рис. 3.1. Параметрический стабилизатор напряжения без термокомпенсации (а) и с термокомпенсацией (б)

Температурный коэффициент напряжения $K_{тн}$ стабилитрона определяет отклонение выходного напряжения ПСН при изменении температуры. Установлено, что наибольшая температурная зависимость наблюдается для приборов с напряжением стабилизации $U_s > 5,5$ В. Температурная компенсация в этом случае может быть достигнута включением последовательно со стабилитроном диодов в прямом направлении (VD2 и VD3 на рис. 3.1, б). Однако при этом возрастает внутреннее сопротивление ПСН за счет дифференциального сопротивления термокомпенсирующих диодов. Кроме того, термокомпенсированный ПСН имеет повышенное значение U_s и пониженный коэффициент стабилизации.

Коэффициент стабилизации ПСН по схеме на рис. 3.1, б равен

$$K_{cm} = (U_0 \cdot R_0) / U_i (R_s + R_s'),$$

где R_s' – суммарное динамическое сопротивление термокомпенсирующих диодов VD2, VD3.

Пример. Определение неизвестных параметров стабилитрона по характеристике, изображенной на рис. 3.2. Найти:

- Минимальный прямой ток $I_{cm.min}$.
- Максимальный прямой ток $I_{cm.max}$.
- Номинальный прямой ток $I_{cm.ном}$. Определяется по следующей формуле:

$$I_{cm.ном} = \frac{I_{cm.max} - I_{cm.min}}{2}.$$

- Напряжение стабилизации U_{cm} .
- Изменение напряжения стабилизации ΔU_{cm} . (при изменении тока стабилизации от минимума до максимума).
- Дифференциальное сопротивление на участке стабилизации. Определяется по следующей формуле:

$$r_{cm.1} = \frac{\Delta U_{cm}}{I_{cm.max} - I_{cm.min}}.$$

- Температурный коэффициент стабилизации α . Определяется по следующей формуле:

$$\alpha = \frac{\Delta U_{cm.t}}{\Delta U_{cm.} \cdot \Delta t} \cdot 100 \%$$

$$\Delta U_{cm.t} = U_{cm.'} - U_{cm.}$$

$$\Delta t = t_2^o - t_1^o.$$

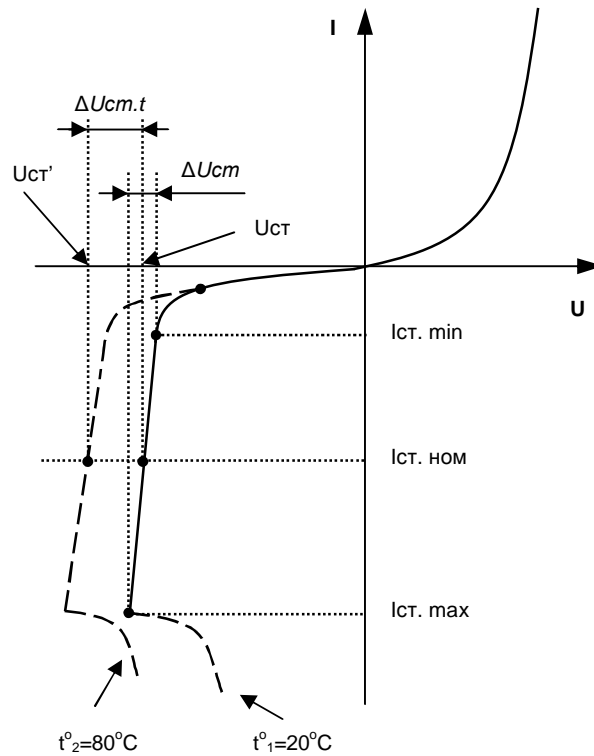


Рис. 3.2. Пояснения к определению параметров и температурного коэффициента стабилизации

Пример. Стабилитрон подключен для стабилизации напряжения к резистору нагрузки R_n , как показано на рис. 3.3. Известны параметры стабилитрона $U_{см.}$; $I_{см. min}$; $I_{см. max}$ и сопротивление нагрузки R_n . Необходимо определить сопротивление ограничительного резистора $R_{огр.}$, если напряжение на входе изменяется от E_{min} до E_{max} . Будет ли обеспечена стабилизация во всем диапазоне изменения входного напряжения? Выберите марку стабилитрона по справочнику.

Решение. Выберем средний ток стабилизации из условия

$$I_{см. ном} = \frac{I_{см. max} + I_{см. min}}{2}.$$

При этом необходимая величина напряжения питания будет равна

$$E_0 = U_{см.} + R_{огр.} (I_n + I_{см.});$$

$$U_{вых.} = U_{см.}.$$

Отсюда можно найти необходимую величину ограничительного резистора:

$$R_{огр.} = \frac{E_0 - U_{см.}}{I_n + I_{см.}}.$$

Допустимый диапазон изменения питающего напряжения определяем по формулам:

$$E_{\min} = U_{cm.} + (I_{cm.\min} + I_H)R_{огр.};$$

$$E_{\max} = U_{cm.} + (I_{cm.\max} + I_H)R_{огр.}$$

и сравниваем с заданным диапазоном изменения питающего напряжения.

Пусть, например, сопротивление нагрузки $R_H = 2,2$ кОм; $I_{cm.\max} = 20$ мА; $I_{cm.\min} = 1$ мА; $E_{\min} = 16$ В; $E_{\max} = 24$ В; $U_{cm.} = 13$ В.

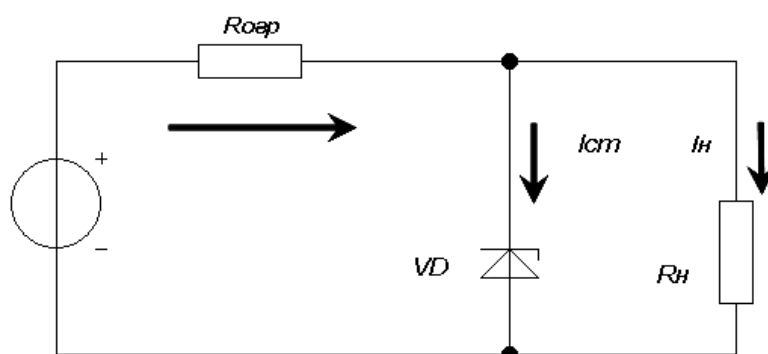


Рис. 3.3. Параметрический стабилизатор на стабилитроне

По вышеприведенным выражениям находим:

$$I_{cm.} = (20 + 1) / 2 = 10,5 \text{ мА.}$$

Средняя величина питающего напряжения

$$E_0 = (24 + 16) / 2 = 20 \text{ В.}$$

Ток нагрузки

$$I_H = U_{cm.} / R_H = 13 / 2,2 = 5,9 \text{ мА.}$$

Отсюда

$$R_{огр.} = (20 - 13) / (10,5 - 5,9) \approx 0,43 \text{ кОм.}$$

Диапазон изменения напряжения будет равным

$$E_{\min} = 13 + (1 + 5,9) 0,43 \approx 16 \text{ В;}$$

$$E_{\max} = 13 + (20 + 5,9) 0,43 \approx 24,1 \text{ В.}$$

Отсюда видно, что стабилизация получается во всем диапазоне изменения напряжения питания. По справочнику находим, что ориентировочно в качестве стабилитрона можно выбрать Д814Д (табл. 3.1) [3].

Таблица 3.1

Параметры стабилитронов малой мощности

Тип стабилитрона	$U_{ст}$			$r_{ст}$		$I_{ст\ min}, mA$	$I_{ст\ max}, mA$	$\alpha U_{ст}, 10^{-4}, \%/^{\circ}C$	$P_{max}, мВт$	Номер рисунка
	В	$\Delta U_{ст}, В$	при $I_{ст}, mA$	Ом	при $I_{ст}, mA$					
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Д808	7,75	0,75	5	6	5	3	33	7	280	122, а То же » » » » » » » »
Д809	8,75	0,75	5	10	5	3	29	8	280	
Д810	9,75	0,75	5	12	5	3	26	9	280	
Д811	11	1	5	15	5	6	23	9,5	280	
Д813	12,75	1,25	5	18	5	5	20	9,5	280	
Д814А	7,75	0,75	5	6	5	3	40	7	340	
Д814Б	8,75	0,75	5	10	5	3	36	8	340	
Д814В	9,75	0,75	5	12	5	3	32	9	340	
Д814Г	11	1	5	15	5	3	29	9,5	340	
Д814Д	12,75	1,25	5	18	5	3	24	9,5	340	

При необходимости точного подбора напряжения стабилизации параметрического стабилизатора допускается последовательное сопротивление прямосмещенного диода и стабилитрона, что дает увеличение напряжения на 0,6...0,7 В. Обязательное требование – прямой допустимый ток диода должен быть не меньшим, чем $I_{см.max}$. Допускается последовательное включение стабилитронов (только одной марки или с одинаковыми $r_{см}$). Правда, при этом возрастает общее сопротивление цепи и растет $I_{см.min}$, что требует корректировки расчетов. Параллельное включение стабилитронов для увеличения общего тока стабилизации не рекомендуется (рис. 3.4).

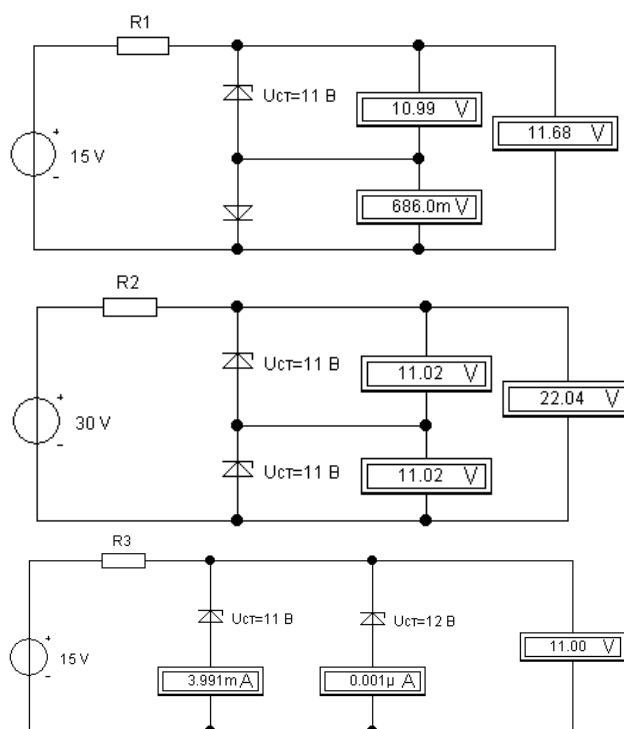


Рис. 3.4. Особенности работы стабилитронов

Если требуется повышенная стабильность выходного напряжения, то применяются двухкаскадные или мостовые схемы стабилизаторов, приведенные на рис. 3.5 и 3.6. Коэффициент стабилизации ПСН по схеме на рис. 3.5

$$K_{cm} = (U_0 \cdot R_0 \cdot R_0') / (U_i \cdot R_s \cdot R_s'),$$

где R_s, R_s' – динамические сопротивления стабилитронов VD1, VD2.

Предварительная стабилизация напряжения в двухкаскадном ПСН (см. рис. 3.5) с помощью элементов R_0 и VD1 позволяет получить достаточно высокий коэффициент стабилизации выходного напряжения.

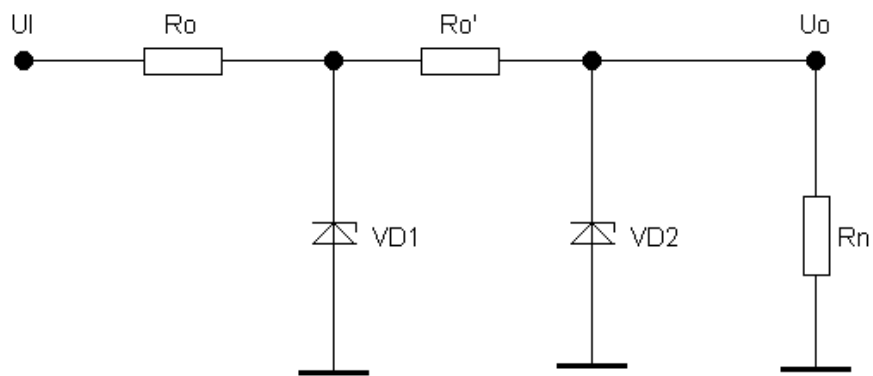


Рис. 3.5. Двухкаскадный параметрический стабилизатор напряжения

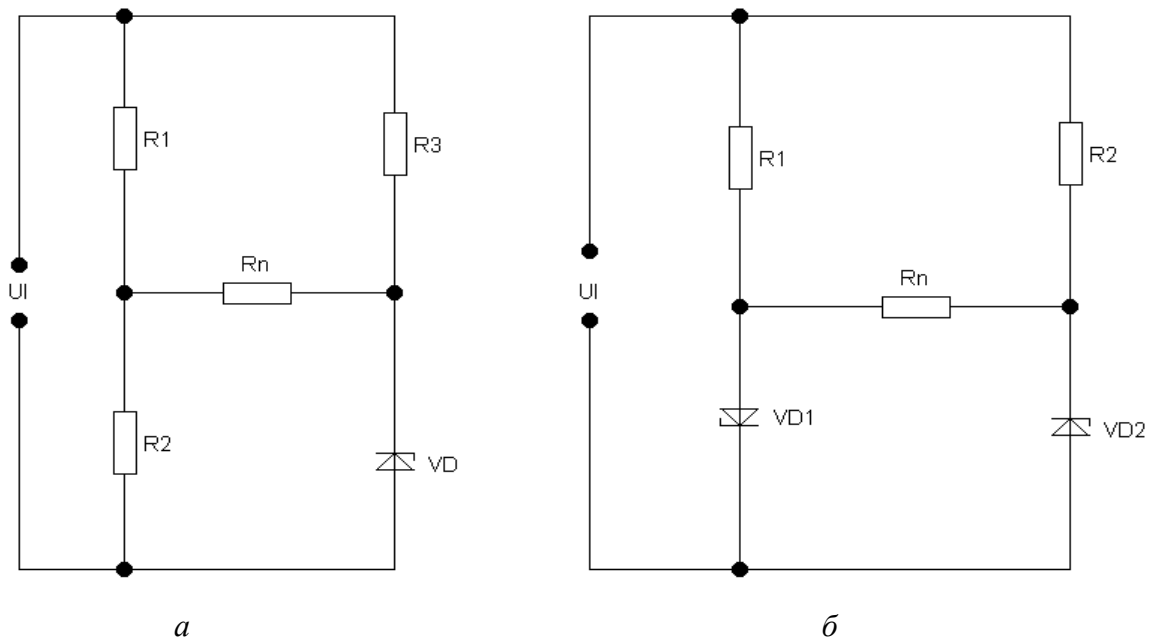


Рис. 3.6. Мостовые параметрические стабилизаторы с одним (а) и двумя (б) стабилитронами

Повышение коэффициента стабилизации в мостовых схемах (см. рис. 3.6) достигается за счет компенсирующего напряжения на резисторе R_2 или стабилитроне $VD1$ при изменениях входного напряжения. Коэффициент стабилизации при $R_n = \text{const}$ для схемы на рис. 3.6, *а*:

$$K_{cm.} = \frac{U_0}{U_i \cdot \left(\frac{R_s}{R_3} \cdot \frac{R_2}{R_1} \right)}.$$

Для ПСН на рис. 3.6, *б*:

$$K_{cm} = \frac{U_0}{U_i \cdot \left(\frac{R_s}{R_1} \cdot \frac{R_s}{R_2} \right)},$$

где R_s, R_s' - дифференциальные сопротивления стабилитронов $VD1$ и $VD2$. В мостовых параметрических стабилизаторах коэффициент стабилизации теоретически может быть бесконечно большим, если выбрать элементы исходя из условий равенства нулю выражений в скобках. Внутреннее сопротивление для схемы на рис. 3.6, *а* $R_i = R_s + R_2$, а для схемы на рис. 3.6, *б* $R_i = R_s + R_s'$.

Величина отклонения выходного напряжения мостовых схем ПСН при изменении температуры зависит от температурных коэффициентов стабилитронов, а для схемы на рис. 3.6, *а* – еще и от температурных коэффициентов резисторов R_1 и R_2 . Особенностью мостовой схемы на рис. 3.6, *б* является возможность получения низких выходных напряжений при небольшом температурном уходе за счет применения стабилитронов с мало отличающимися температурными коэффициентами.

Параметрические стабилизаторы на стабилитроне используют при мощностях нагрузки не более нескольких ватт, при увеличении тока нагрузки ухудшается КПД и растет рассеиваемая мощность на ограничительном резисторе.

Следует отметить, что относительно высокая стабильность выходного напряжения в ПСН (см. рис. 3.5 и 3.6) достигается за счет значительного ухудшения КПД по сравнению со схемой на рис. 3.1. Повысить стабильность выходного напряжения ПСН без ухудшения КПД позволяет схема на рис. 3.7 за счет применения источника тока, выполненного на транзисторе VT , стабилитроне $VD1$ и резисторах R_e и R_b . Это позволяет стабилизировать ток, протекающий через стабилитрон $VD2$, и тем самым уменьшить нестабильность напряжения на нагрузке при изменениях входного напря-

жения. Температурный уход и внутреннее сопротивление этого ПСН практически такие же, как в схемах на рис. 3.5, 3.6.

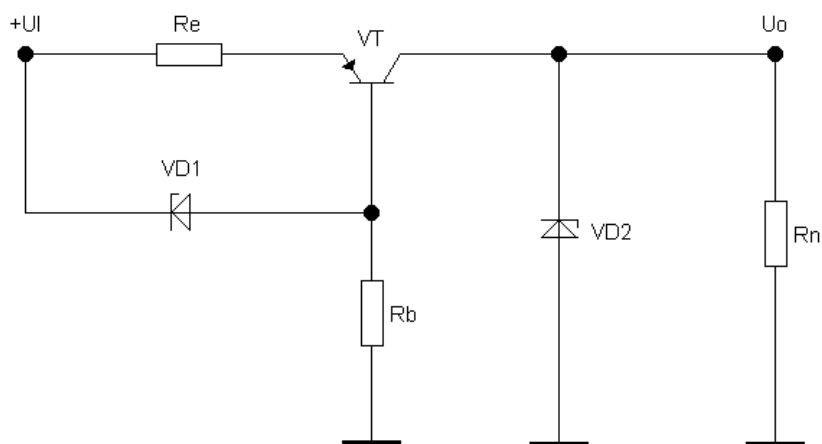


Рис. 3.7. Стабилизатор с транзистором

Максимальная выходная мощность рассмотренных ПСН ограничивается предельными значениями тока стабилизации и рассеиваемой мощностью стабилитронов. Если использовать транзистор в режиме эмиттерного повторителя со стабилитроном в цепи базы (рис. 3.8, а), мощность в нагрузке может быть увеличена. Коэффициент стабилизации такого ПСН

$$K = \mu \cdot U_0 / U_i \cdot (1 + \mu \cdot R_s / R_0),$$

а внутреннее сопротивление

$$R_i = \frac{R_v + \mu \cdot R_s}{\beta} / (1 + \mu);$$

$$\mu = \frac{1}{\frac{R_s U_0}{R_0 U_s + (R_s + R_b + R_e)} / R_k \cdot R_s};$$

$$R_v = \mu \left(\frac{R_e + R_0}{\beta} \right),$$

где R_b , R_e , R_k , β – сопротивления базы, эмиттера, коллектора и коэффициент передачи тока транзистора в схеме с ОЭ соответственно.

Отметим, что ПСН по схеме на рис. 3.8, а при $U_s > 5,5$ В по температурной нестабильности уступает рассмотренным выше стабилизаторам.

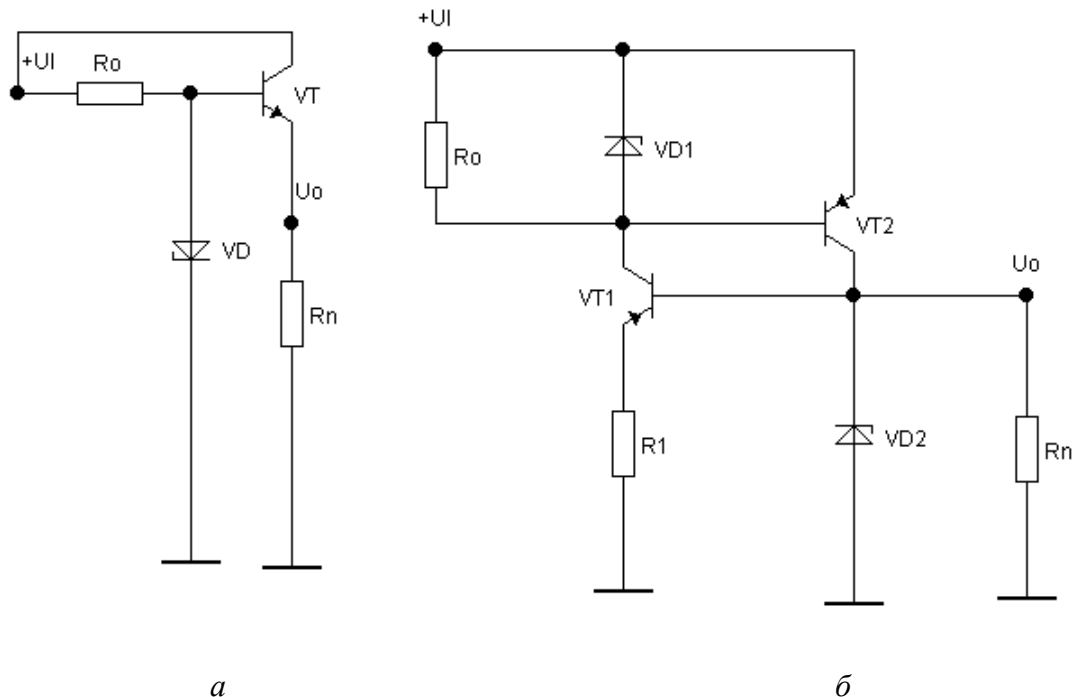


Рис. 3.8. Схемы стабилизаторов тока

На рис. 3.8, б приведена схема ПСН на транзисторах различной проводимости, выполняющих роль стабилизаторов тока. Для него характерна высокая стабильность выходного напряжения и возможность одновременного подключения двух нагрузок R_n и R_o к различным шинам входного напряжения.

По коэффициенту стабилизации и температурному уходу эта схема незначительно превосходит схему на рис. 3.8, а. Внутренние сопротивления R_s и R_s' определяются стабилитронами VD_1 и VD_2 соответственно.

Моделирование рассмотренных стабилизаторов можно проводить двумя способами – с использованием на входе стабилизатора источника постоянного напряжения с имитатором источника пульсации или с использованием рассмотренных в предыдущем разделе выпрямителей. При этом последовательно со стабилитроном необходимо включить амперметр, а на выход стабилизатора – вольтметр. При наличии этих двух приборов можно определить дифференциальное сопротивление $R_s = dU_0/dI_s$ в рабочей точке стабилитрона и затем рассчитать коэффициент стабилизации по приведенным формулам.

Поскольку они справедливы только для ненагруженного стабилизатора, то сопротивление нагрузки R_n необходимо выбирать больше 100 кОм. Для наблюдения и измерения пульсации используется осциллограф.

3.2. Элементы защиты от перенапряжений

В последние годы за рубежом для защиты дорогостоящего оборудования все чаще применяют быстродействующие TRANSIL-, TRISIL- и TVS-диоды (встречаются и другие названия этих элементов). Несмотря на разные названия, это один класс приборов – сапрессоров, имеющих небольшое различие в характеристиках и, соответственно, в областях применения. Эти элементы были специально разработаны для подавления перенапряжения, возникающего при переходных процессах, и, в отличие от варисторов, у таких диодов время срабатывания составляет несколько пикосекунд, а вносимая в схему емкость чуть меньше или соизмерима с имеющейся у варисторов. Так же как наблюдается разнообразие названий аналогичных элементов, за рубежом у сапрессоров можно встретить разные условные графические обозначения на электрических принципиальных схемах (примеры даны на рис. 3.9).

Основной областью применения сапрессоров является защита от перенапряжений электронного оборудования автомобилей, цепей телекоммуникации и передачи данных, защита мощных транзисторов, тиристоров и устройств, питающихся от сети. К их достоинствам можно отнести:

- самое высокое быстродействие по сравнению со всеми другими элементами защиты;
- наличие низких уровней напряжения ограничения;
- широкий диапазон рабочих напряжений;
- высокая долговечность и надежность;
- малые габариты.

TRANSIL-диоды (в наименовании используется часть, происходящая от английского слова *Transient* – переходный) изготавливаются как в однонаправленном, так и в двунаправленном исполнениях.

Рабочая характеристика однонаправленных диодов очень похожа на имеющуюся у стабилитрона (у них, как и у стабилитронов, используется обратный участок вольт-амперной характеристики). Принцип работы у однонаправленного диода такой же, только быстродействие намного выше, а для того, чтобы исключить повреждение элемента слишком большим током, разработчики рекомендуют в цепи последовательно с ним устанавливать резистор величиной 1...10 Ом (если других ограничений для тока нет). Величина этого резистора определяется из условия

$$R = \frac{U_{\max}}{I_{\max}},$$

где U_{\max} – максимально возможная амплитуда импульса на входе; I_{\max} – максимальный допустимый ток диода.

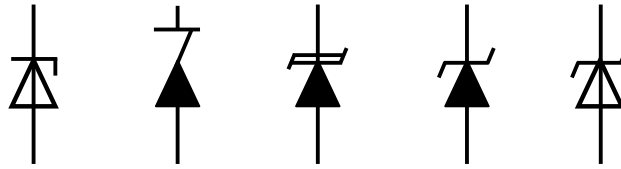


Рис. 3.9. Обозначение стабилитронов и защитных диодов на зарубежных схемах

Однонаправленное исполнение сапрессоров применяют для подавления перенапряжений только одной полярности, поэтому приборы данного вида должны включаться в цепь с учетом полярности.

Двунаправленные диоды TRANSIL предназначены для подавления перенапряжений обеих полярностей, характеристика такого диода показана на рис. 3.10. Если двунаправленный TRANSIL-диод приобрести не удастся, то он может быть получен (составлен) из двух однонаправленных путем их встречного последовательного включения.

Свойства TRANSIL-диодов описываются следующими параметрами (в скобках указаны иногда встречающиеся обозначения, применяемые разными производителями):

U_{RM} (U_{wm}) – максимальное постоянное рабочее напряжение, при котором диод закрыт;

U_{BR} – напряжение пробоя, при котором происходит резкое увеличение протекающего тока, причем скорость роста тока превышает скорость увеличения напряжения (обычно указывается для температуры 25 °С);

U_c (U_{CL}) – максимальное напряжение фиксации для максимальной амплитуды импульса пикового тока I_{pp} ;

I_{pp} (I_{ppm}) – максимальный допустимый импульсный ток в рабочем режиме (пиковый ток);

I_{rm} (I_D) – ток утечки при фиксированном напряжении закрытого состояния U_{RM} ;

U_f – напряжение в прямом направлении, аналогично обычным диодам оно составляет 0,7 В (параметр для однополярных диодов);

P_{ppm} – максимально допустимая пиковая мощность, рассеиваемая прибором, при заданных форме и длительности импульса при температуре окружающей среды не более 25 °С;

C – емкость, измеренная в закрытом состоянии, при работе ее значение немного уменьшается и зависит от приложенного напряжения.

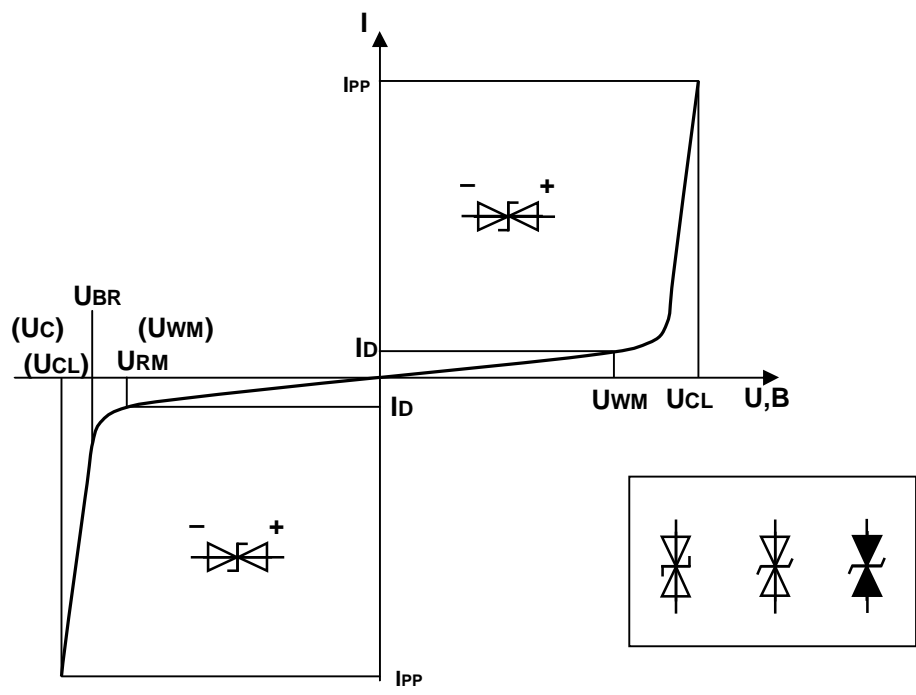


Рис. 3.10. Вольт-амперная характеристика симметричного TRANSIL-диода

Много фирм выпускает большое разнообразие защитных диодов, рассчитанных на различные напряжения, при этом используется небольшой шаг номинальных значений. В качестве примера в табл. 3.2 включены основные параметры некоторых типов применяемых диодов (весь перечень номиналов и более полную информацию можно получить на сайте производителя).

Таблица 3.2

Параметры TRANSIL-диодов фирмы SGS-Thomson

Тип диода	Краткое описание	Мощность P_{ppm} , Вт	U_{rm} при I_{rm} , В	U_{cl} при I_{pp} , В	Тип корпуса
SMLVT3V3	обычный	600	3,3	7,3	SMB
SM5908	обычный	1500	5	7,6	SMC
SM6T15A	обычный	600	12,8	21,2	SMB
SM6T15CA	симметричный	600	12,8	21,2	SMB
SM6T18A	обычный	600	15,3	25,2	SMB
SM6T18CA	симметричный	600	15,3	25,2	SMB
SM15T27A	обычный	1500	23,1	37,5	SMC
SM15T33A	обычный	1500	28,2	45,7	SMC
SM15T33C	симметричный	1500	28,2	45,7	SMC

Следующей большой группой сапрессоров являются TVS-диоды. В названии используются начальные буквы от слов *Transient Voltage Suppression* (фирма General Semiconductor эти диоды называет еще TransZorb). За рубежом TVS-диоды впервые были разработаны в 1968 году фирмой GSI (General Semiconductor Industries) специально для защиты устройств связи от грозových разрядов. В дальнейшем этой фирмой были созданы TVS-диоды с рабочим напряжением от 6,8 до 200 В и допустимой импульсной мощностью до 1,5 кВт, предназначенные для защиты различного оборудования и радиоаппаратуры. Большинство диодов, выпускаемых под этой торговой маркой, аналогичны по параметрам TRANSIL-диодам, но большая часть из них предназначена для применения в низковольтной радиоаппаратуре.

Для описания характеристик TVS-диодов используют те же параметры, что и для TRANSIL – вольт-амперную характеристику они имеют такую же и работают аналогично. Время срабатывания у несимметричных TVS-диодов менее 1 нс, а у симметричных чуть больше. Это позволяет использовать их для защиты различных радиочастотных цепей, в состав которых входят чувствительные к переходным процессам полупроводниковые приборы и интегральные микросхемы.

Последние буквы в маркировке указывают на особенности диодов:

А – точность допуска по рабочему напряжению не ниже 5 % (если буква не указана, то эти параметры могут находиться в пределах 10 %);

С – сдвоенный диод, имеющий симметричную вольт-амперную характеристику.

Сами диоды могут обладать довольно значительной емкостью, которая зависит от рабочего напряжения. Для ее уменьшения кроме обычных TVS-диодов выпускаются и специальные серии, например, у фирмы General Semiconductor (рис. 3.11):

LCE – на напряжение защиты от 6,5 до 28 В ($P_{PPM} = 1500$ Вт);

SAC – на напряжение защиты от 5 до 50 В ($P_{PPM} = 500$ Вт).

Они отличаются тем, что внутри корпуса в цепи имеется последовательно включенный дополнительный диод. Это позволяет уменьшить емкость, вносимую в цепь защиты, за счет того, что емкость дополнительного диода C_0 обычно не более 7 пФ, и при емкости защитного диода C , достигающей до 1500 пФ, общая емкость для последовательной цепи в этом случае получается:

$$C_0 = \frac{C_0 \cdot C}{C_0 + C} = \frac{7 \cdot 1500}{7 + 1500} = 6,97 \text{ пФ}.$$

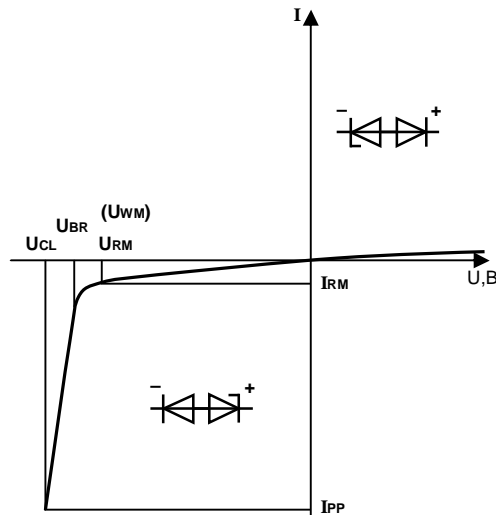


Рис. 3.11. Вольт-амперная характеристика TVS-диодов фирмы General Semiconductor из серий LCE и SAC

Аналогично дополнительный (быстродействующий) диод можно установить и в цепь обычного TVS-диода – в этом случае удастся снизить вносимую в линию емкость до значений менее 30 пФ.

Кроме одиночных сапрессоров выпускается много различных микросборок, где в одном корпусе находится несколько однотипных элементов, соединенных наиболее удобным для монтажа способом.

Диоды, выпускаемые под торговой маркой TRISIL, разработаны фирмой SGS-Thomson в 1983 г. Они предназначены главным образом для защиты от перенапряжений электронного оборудования в области телекоммуникаций.

Диоды TRISIL выпускаются только в двунаправленном исполнении и подключаются параллельно защищаемой цепи. Вольт-амперная характеристика TRISIL-диодов напоминает характеристику симметричного динистора (рис. 3.12) (здесь же приведено условное обозначение диодов).

В рабочем состоянии через диод протекает незначительный ток – он не должен никак влиять на цепь защиты. При превышении напряжения порогового значения U_{BR} сопротивление диода скачкообразно изменяется и происходит ограничение напряжения. Работа на этом участке вольт-амперной характеристики ($U_{BR} - U_{BO}$) сходна с работой двунаправленного диода TRANSIL. При дальнейшем незначительном увеличении напряжения происходит резкое снижение сопротивления до десятков ом, что практически закорачивает цепь (см. рис. 3.12).

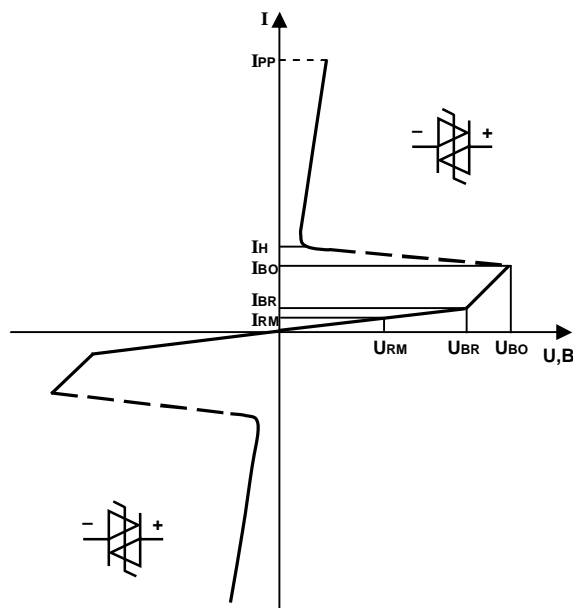


Рис. 3.12. Вольт-амперная характеристика TRISIL-диода

На рис. 3.13 приведена зависимость емкости от рабочего напряжения U_{BR} для диодов серии 1.5KE6.8...1.5KE440CA.

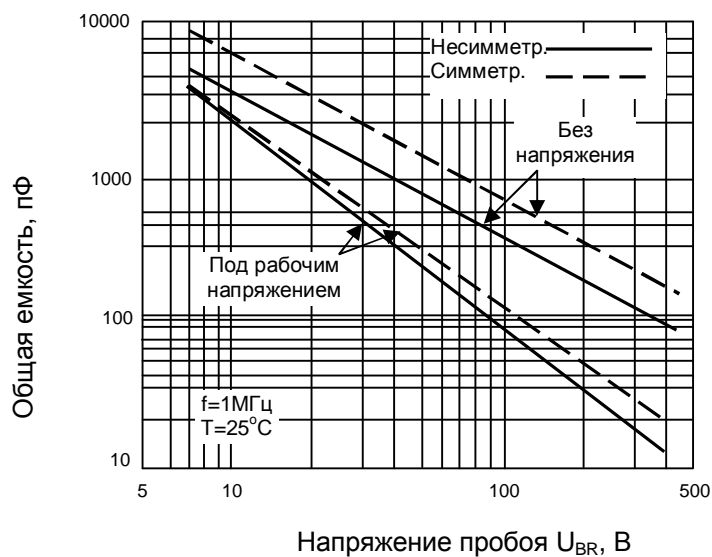


Рис. 3.13. Зависимость емкости от рабочего напряжения U_{BR} для диодов серии 1.5KE6.8...1.5KE440CA

Для описания характеристик TRISIL-диодов используют параметры:
 U_{RM} (U_{wm}) – максимальное постоянное рабочее напряжение, при котором ток, проходящий через диод, не вызывает его повреждений (для данного напряжения указывается соответствующий ток в цепи I_{RM});

U_{BR} – напряжение, при котором происходит резкое увеличение проходящего тока, причем скорость изменения тока выше, чем скорость нарастания напряжения;

U_{BO} – напряжение «опрокидывания», в этой точке происходит резкое уменьшение внутреннего сопротивления до нескольких ом (обычно для данного напряжения указывается и ток – I_{BO});

I_n – при падении тока ниже данного значения происходит обратное увеличение внутреннего сопротивления диода TRISIL;

I_{pp} (I_{ppm}) – предельное значение тока для определенной формы импульса, спадающего по экспоненте (обычно $t_0/t_n = 10/1000$ мкс);

P_{ppm} – максимально допустимая импульсная мощность, рассеиваемая прибором, при заданных форме, скважности, длительности импульса и температуре окружающей среды;

C – емкость, измеренная в закрытом состоянии, при фиксированном значении приложенного напряжения.

В заключение, в качестве недостатков TRANSIL-, TRISIL- и TVS-диодов можно отметить:

- низкое значение допустимого номинального импульсного тока;
- узкий диапазон допустимых рабочих температур;
- меньшую стойкость к перегрузкам, чем у разрядников и варисторов;
- относительно высокую стоимость.

Конструктивное исполнение всех типов защитных диодов зависит от области применения, допустимой мощности рассеяния и может быть в корпусах для поверхностного монтажа или же с выводами как у обычных диодов (рис. 3.14).

Примечание. TRANSIL- и TVS-диоды часто путают с кремниевыми стабилитронами, так как обозначение их на схемах похожее, да и принцип работы аналогичен, но такие диоды были специально разработаны для защиты от мощных импульсов перенапряжения, в то время как кремниевые стабилитроны не рассчитаны на работу при значительных импульсных перегрузках. К тому же при выборе защитного диода рекомендуется, чтобы у него напряжение U_{RM} (U_{vm}) было на 10...20 % выше, чем уровень максимальной амплитуды в линии, т.е. в нормальном режиме он не должен входить в режим стабилизации и пропускать через себя больших токов (в идеале – никак не проявлять свое присутствие до момента появления помехи). Если же мощность, выделяемая на сапрессоре, будет ограничена допустимой величиной (например, при пиковой мощности $P_{ppm} = 1500$ Вт средняя мощность для постоянного тока у диода составляет всего $P = 5$ Вт), то диоды могут работать и как обычные стабилитроны на постоянном токе, но стоять такой узел будет значительно дороже, чем обычный стабилитрон, т.е. экономически это нецелесообразно.

Необходимо также знать и то обстоятельство, что нельзя использовать защитные диоды в качестве быстродействующих выпрямительных элементов, поскольку они имеют большой остаточный заряд и, соответственно, длительное время восстановления.

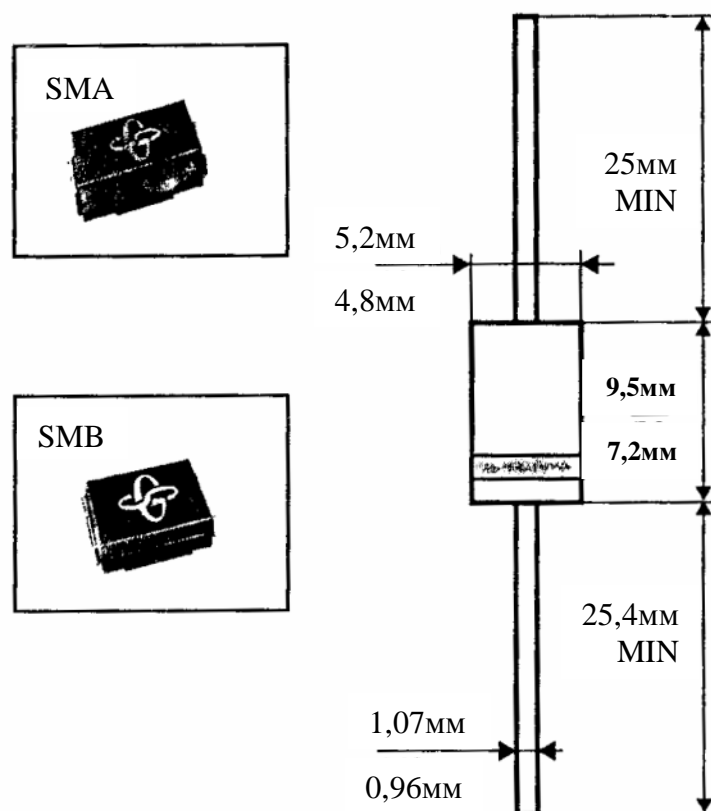


Рис. 3.14. Внешний вид TRANSIL-диодов

3.3. Подбор и замена стабилитронов

Подбор и замена стабилитронов производится по их основным параметрам и условиям, приведенным в табл. 3.3.

Таблица 3.3

Условия подбора и замены стабилитронов

Параметр	Требования к аналогу(численно)
Мощность стабилитрона P_{cm} .	Не меньше
Напряжение стабилизации U_{cm} .	равное
Отклонение напряжения стабилизации ΔU_{cm} .	Не более
Минимальный ток стабилизации $I_{cm.min}$	Не более
Максимальный ток стабилизации $I_{cm.max}$	Не менее
Сопротивление r_{cm} .	Не более
Температурный коэффициент стабилизации	Не более

Пример. Замените стабилитрон марки КС482 на стабилитрон другой марки.

Решение. По справочнику [3] выбираем стабилитрон Д815 В, однако несоответствующие параметры $I_{ст.мин.}$, $\Delta U_{ст.}$, возможно, потребуют корректировки параметров схемы (табл. 3.4).

Таблица 3.4

Параметры стабилитронов средней и большой мощности

Тип стабилитрона	$U_{ст}$		$r_{ст}$		при $I_{ст. макс.}$, мА	$I_{ст. мин.}$, мА	$\alpha U_{ст} \cdot 10^{-2}$ %/°С	$P_{нагр.}$ Вт
	В	$\pm \Delta U$ (мВ/°С)	Ом	при $I_{ст.}$ мА				
1	2	3	4	5	6	7	8	9
Д815А	5,6	15	0,9	1000	1400	50	± 6	8
Д815Б	6,8	15	1,2	1000	1150	50	± 6	8
Д815В	8,2	15	1,2	1000	950	50	± 9	8
КС456А	5,6	10	10	30	139	3	5	1
КС468А	6,8	10	5	30	119	3	6,5	1
КС482А	8,2	10	25	5	96	1	8	1
КС510А	10	10	25	5	79	1	10	1

Литература

1. Карлащук, В. И. Электронная лаборатория на IBM PC. Программа Electronics Workbench и ее применение / В. И. Карлащук. – М. : Солон-Р, 1999, 506 с.
2. Москатов, Е. А. Электронная техника / Е. А. Москатов. – Таганрог, 2004. – 121 с.
3. Галкин, В. И. Полупроводниковые приборы : справочник / В. И. Галкин, А. Л. Булычев, В. Л. Прохоренко. – 2 е изд., перераб. и доп. – Минск : Беларусь, 1987. – 285 с.
4. Шелестов, И. П. Радиолюбителям : полезные схемы. Кн. 5 / И. П. Шелестов. – М. : СОЛОН-Пресс, 2003. – 240 с. : ил.

Практическое занятие 4

ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ СХЕМЫ И МОДЕЛИ ТРАНЗИСТОРОВ

Краткие теоретические сведения

Математическая модель биполярного транзистора (БТ), как и любого другого электронного прибора, с той или иной степенью точности описывает его электрические свойства с помощью математических выражений или эквивалентных схем. Электрические характеристики эквивалентных схем, состоящих из более простых элементов (диодов, управляемых источников тока, резисторов, конденсаторов и др.), для определенных режимов работы и диапазонов рабочих частот оказываются близкими к характеристикам реальных приборов. Поэтому математические модели используются при проектировании радиоэлектронных схем на основе БТ для расчета характеристик и параметров как самого прибора, так и всей схемы в целом. Степень точности математической модели зависит от числа ее параметров или элементов эквивалентной схемы. Чем сложнее модель, тем она точнее, но тем более сложно ею пользоваться.

Очень важно знать не только систему параметров каждой модели, но и диапазон ее применимости. Существующие модели транзисторов можно разделить на два вида: нелинейные модели и малосигнальные (линейные).

Нелинейные модели предназначены для математического описания БТ, работающего в режиме большого сигнала, когда амплитудные значения переменных составляющих токов транзистора $I_{бт}$, $I_{кт}$, $I_{эм}$ и напряжений между его выводами $U_{бэ т}$, $U_{кэ т}$ соизмеримы с уровнем постоянных составляющих токов $I_{б}$, $I_{к}$, $I_{э}$ и напряжений $U_{бэ}$, $U_{кэ}$.

В режиме большого сигнала БТ работает в таких устройствах, как мощные усилительные каскады, генераторы синусоидальных и импульсных сигналов, различные импульсные и цифровые устройства. Кроме того, нелинейные модели позволяют рассчитывать статические ВАХ БТ.

4.1. Малосигнальные модели

Малосигнальные модели используются при описании устройств, в которых транзистор работает в активном режиме на линейных участках ВАХ. К ним относятся малосигнальные (линейные) усилительные каскады. В этом случае амплитудные значения переменных составляющих токов транзистора $I_{бт}$, $I_{кт}$, $I_{эм}$ и напряжений между его выводами $U_{бэ т}$, $U_{кэ т}$ много меньше уровня постоянных составляющих токов $I_{б}$, $I_{к}$, $I_{э}$ и напряжений $U_{бэ}$, $U_{кэ}$:

$$\begin{aligned} I_{бт} \ll I_{б}, I_{кт} \ll I_{к}, I_{эм} \ll I_{э}; \\ U_{бэ т} \ll U_{бэ}, U_{кэ т} \ll U_{кэ}. \end{aligned}$$

Модель Эберса – Молла является наиболее распространенной нелинейной моделью, ее вариант для n-p-n-транзистора показан на рис. 4.1. Диод VD1 моделирует свойства эмиттерного перехода, а диод VD2 – коллекторного. ВАХ диодов аппроксимируются выражениями:

$$I_1 = I_{\varepsilon 0} \left[e^{\left(\frac{U'_{\varepsilon\delta}}{n_1 \cdot \varphi_T} \right)} - 1 \right]; \quad (4.1)$$

$$I_2 = I_{\kappa 0} \left[e^{\left(\frac{U'_{\delta\kappa}}{n_2 \cdot \varphi_T} \right)} - 1 \right],$$

где $I_{\varepsilon 0}$, $I_{\kappa 0}$ – параметры модели, выражающие тепловые обратные токи насыщения эмиттерного и коллекторного переходов; n_1 , n_2 – коэффициенты неидеальности ВАХ эмиттерного и коллекторного переходов БТ; $\varphi_T = kT/q$ – тепловой потенциал микрочастицы (при температуре $T = 300$ К тепловой потенциал принимает значение $\varphi_T = 26$ мВ); k – постоянная Больцмана; T – абсолютная температура перехода; q – элементарный заряд.

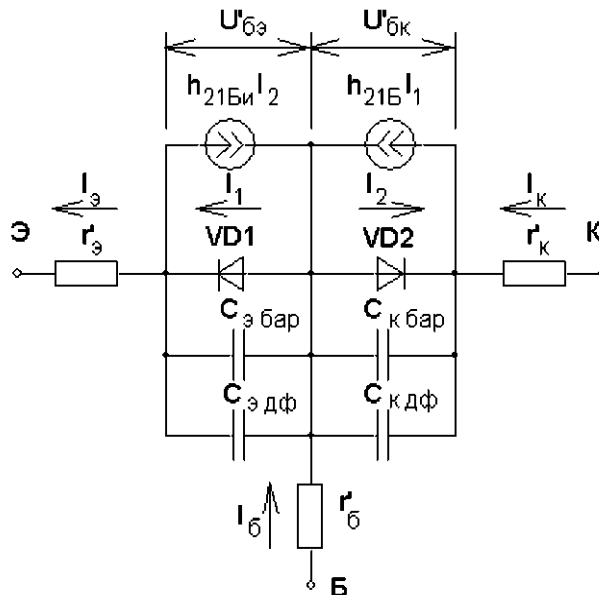


Рис. 4.1. Диодная модель транзистора

Положительными считаются токи I_1 , I_2 и напряжения $U'_{\varepsilon\delta}$, $U'_{\delta\kappa}$, соответствующие прямым включениям переходов. Положительные направления токов во внешних выводах эмиттера, базы и коллектора совпадают с

направлениями токов в активном режиме. (Система индексов имеет следующий смысл: $U_{\bar{o}\bar{a}} = U_{\bar{o}} - U_{\bar{a}}$, $U_{\bar{o}\bar{k}} = U_{\bar{o}} - U_{\bar{k}}$, где $U_{\bar{a}}$, $U_{\bar{o}}$ и $U_{\bar{k}}$ – потенциалы эмиттера, базы и коллектора. При перемене порядка индексов изменяется знак, например, $U_{\bar{o}\bar{a}} = -U_{\bar{a}\bar{o}}$).

Источники токов отображают взаимодействие переходов. Источник тока $h_{21B}I_1$, подключенный параллельно диоду VD2, учитывает передачу тока из эмиттера в коллектор, а источник тока $h_{21Bu}I_2$ – из коллектора в эмиттер. Токи I_1 , I_2 , если они положительны, имеют смысл токов инжекции через переходы. Заметим, что в первом приближении токи $h_{21B}I_1$, $h_{21Bu}I_2$ не зависят от напряжения, действующего в той цепи, в которую включен соответствующий источник тока. Параметры модели h_{21B} и h_{21Bu} являются статическими коэффициентами передачи по току в схеме с общей базой (ОБ) в активном и инверсном режиме работы БТ и определяются соответственно соотношениями

$$\begin{aligned} h_{21B} &= (I_k - I_{k\bar{o}0})/I_{\bar{a}}; \\ h_{21Bu} &= (I_{\bar{a}} - I_{\bar{a}\bar{o}0})/I_k, \end{aligned} \quad (4.2)$$

где $I_{k\bar{o}0}$, $I_{\bar{a}\bar{o}0}$ – обратные или тепловые токи коллекторного и эмиттерного переходов.

В транзисторе выполняется соотношение взаимности $h_{21B}I_{\bar{a}0} = h_{21Bu}I_{k0}$, поэтому только три из четырех параметров являются независимыми.

Таким образом, в модели (см. рис. 4.1) диоды VD1, VD2 отображают инжекцию (экстракцию) носителей через эмиттерный и коллекторный переходы. Параметр h_{21B} и источник тока $h_{21B}I_1$ отражают инжекцию электронов из эмиттера в базу, их перенос через базу в коллектор, а также нежелательную инжекцию дырок из базы в эмиттер. Аналогично параметр h_{21Bu} и источник тока $h_{21Bu}I_2$ отражают инжекцию электронов из коллектора в базу, их перенос через базу в эмиттер и инжекцию дырок из базы в коллектор.

Резисторы $r'_{\bar{a}}$, $r'_{\bar{o}}$, $r'_{\bar{k}}$ моделируют суммарное сопротивление объемного сопротивления, омического контакта и вывода эмиттера, базы и коллектора соответственно. Из-за падения напряжения, обусловленного протеканием токов через сопротивления выводов БТ, токи диодов VD1 и VD2 определяются не внешними напряжениями $U_{\bar{o}\bar{a}}$ и $U_{\bar{o}\bar{k}}$, а внутренними $U_{\bar{o}\bar{a}}$ и $U_{\bar{o}\bar{k}}$. Конденсаторы $C_{\bar{a}\bar{o}\bar{a}p}$, $C_{\bar{k}\bar{o}\bar{a}p}$, $C_{\bar{a}\bar{o}\bar{d}f}$, $C_{\bar{k}\bar{o}\bar{d}f}$ моделируют барьерные и диффузионные емкости эмиттерного и коллекторного переходов транзистора, т.е. отражают инерционные свойства переходов при работе БТ с переменными сигналами. Барьерные и диффузионные емкости зависят от напряжений

$U'_{бэ}$ $U'_{бк}$, поэтому в модели используются либо усредненные постоянные значения емкостей – параметры модели, либо для повышения точности – зависимости $C_{бар(и)}$, $C_{дф(и)}$, что приводит к увеличению числа параметров модели.

Рассмотренная модель Эберса – Молла не учитывает некоторых особенностей работы реального транзистора: ток рекомбинации эмиттерного перехода, эффект модуляции толщины базы, эффекты высокого уровня инжекции, токи термогенерации и утечки переходов и др. Поэтому точность модели невелика, а ее применимость ограничена. Для повышения точности модели в нее вводят дополнительные элементы, учитывающие те или иные эффекты, перечисленные выше, и получают более сложные модификации исходной модели. Однако при усложнении модели ее точность хотя и возрастает, но возникают трудности экспериментального определения все большего числа параметров, многие из которых не могут быть измерены непосредственно. Поэтому применяемые для расчета электронных схем модифицированные модели Эберса – Молла представляют компромисс между точностью и сложностью.

Малосигнальная Т-образная эквивалентная схема замещения БТ с ОБ в активном режиме показана на рис. 4.2. Она получена из модели Эберса – Молла (см. рис. 4.1) путем замены диодов VD1 и VD2 резисторами $r_э$, $r_к$, сопротивления которых равны дифференциальным сопротивлениям эмиттерного и коллекторного переходов. Кроме того, исключены резисторы $r'_э$, $r'_к$, имеющие малое сопротивление, источник тока $I_{21бн}$ I_2 и конденсатор $C_{кдф}$, поскольку при обратном смещении коллекторного перехода ток I_2 очень мал, а диффузионная емкость коллекторного перехода отсутствует.

Следует помнить, что при заданных постоянных составляющих эмиттера и напряжения на коллекторе параметры модели постоянны, однако они могут изменяться при изменении постоянных составляющих. При анализе усилительных устройств на БТ, включенном по схеме с общим эмиттером (ОЭ), данной эквивалентной схемой (см. рис. 4.2) неудобно пользоваться, поскольку выходной ток $I_к$ определяется током общего вывода $I_э$. Используя теорему об эквивалентном генераторе тока, после соответствующих преобразований можно получить эквивалентную схему для включения с ОЭ, показанную на рис. 4.3. В данной схеме ток управляемого источника определяется входным током базы $I_б$. При этом коллекторный переход описывается резистором с сопротивлением меньше дифференциального сопротивления коллекторного перехода $r_к^* = r_к / (1 + h_{21э})$ и конденсатором с емкостью больше барьерной емкости коллекторного перехо-

да $C_k^* = C_k (1 + h_{21э})$. В этих выражениях $h_{21э}$ – статический коэффициент передачи по току в схеме с ОЭ.

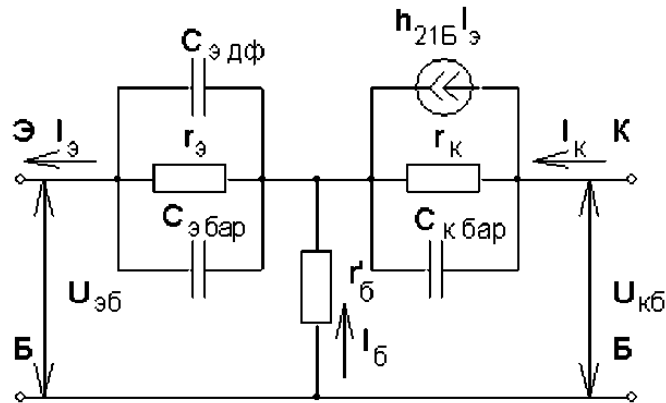


Рис. 4.2. Малосигнальная Т-образная эквивалентная схема замещения БТ с ОБ

Конденсаторы, моделирующие емкости р-п-перехода (см. рис. 4.2, 4.3), при рассмотрении работы БТ на низких частотах из схем можно исключить ввиду малой величины их емкости. На низких частотах их реактивное сопротивление оказывается очень большим и не влияет на работу усилителя. На высоких частотах их реактивное сопротивление уменьшается и становится соизмеримым с сопротивлениями переходов, поэтому они включаются в эквивалентную схему БТ на высоких частотах.

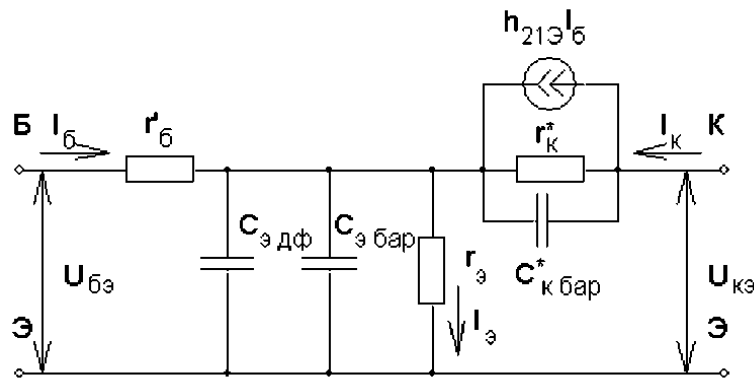


Рис. 4.3. Малосигнальная Т-образная эквивалентная схема замещения БТ с ОЭ

Модель Гуммеля – Пуна. При автоматизированном моделировании БТ на ЭВМ на первое место по сравнению с вычислительной простотой выходит точность моделей. Математические модели БТ, предназначенные для автоматизированного проектирования, должны обеспечивать высокую точность как для большого, так и для малого сигнала, а описывающие их параметры должны достаточно легко определяться и проверяться. Чтобы

описать эффекты, учитываемые моделью Эберса – Молла, систему уравнений переходов следует дополнить соответствующими членами. Гуммель и Пун продемонстрировали относительно простые методы, с помощью которых эту систему уравнений можно модифицировать таким образом, чтобы описать три важных эффекта второго порядка:

1) рекомбинацию в области объемного заряда эмиттерного перехода при малых напряжениях смещения эмиттер – база;

2) снижение коэффициента усиления по току, наблюдаемое при больших токах;

3) влияние расширения области объемного заряда (эффект модуляции ширины базы или эффект Эрли) на ток связи между эмиттером и коллектором.

Эти эффекты второго порядка вызывают отклонение реальных характеристик приборов от идеальных. В результате такой модификации с включением указанных эффектов получается модель Гуммеля – Пуна, наиболее удобная для автоматизированного моделирования. Эквивалентная схема БТ, соответствующая данной модели, показана на рис. 4.4.

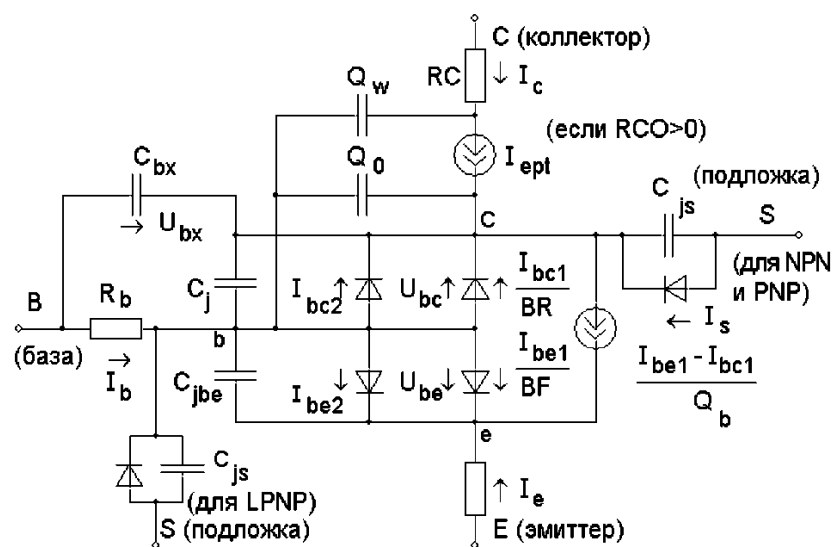


Рис. 4.4. Модель Гуммеля – Пуна

4.2. Частотные свойства БТ

Параметры транзистора и в первую очередь его усилительные свойства в значительной степени зависят от частоты усиливаемого сигнала. Причиной этого являются инерционность процессов переноса инжекти-

рованных носителей из эмиттера транзистора в коллектор, а также наличие емкостей и сопротивлений переходов транзистора. При усилении сигнала с частотой $f = 1/T$, если время пролета носителей соизмеримо с периодом усиливаемых колебаний $t \sim T$, то происходит запаздывание коллекторного тока по отношению к эмиттерному. Момент времени, соответствующий максимальному значению тока коллектора, отстает от момента времени в точке максимума тока эмиттера, как показано на рис. 4.5. Это приводит к появлению фазового сдвига $\varphi = 2\pi f t_{np}$ между током эмиттера и током коллектора на векторной диаграмме, которая показана на рис. 4.5. Коэффициенты передачи по току в схеме с ОБ и ОЭ становятся комплексными величинами:

$$h_{21\bar{6}} = \frac{\Delta I_{\kappa}}{\Delta I_{\mathfrak{z}}} = |h_{21\bar{6}}| e^{j\varphi h_{21\bar{6}}}; \quad h_{21\mathfrak{z}} = \frac{\Delta I_{\kappa}}{\Delta I_{\bar{6}}} = |h_{21\mathfrak{z}}| e^{j\varphi h_{21\mathfrak{z}}}. \quad (4.3)$$

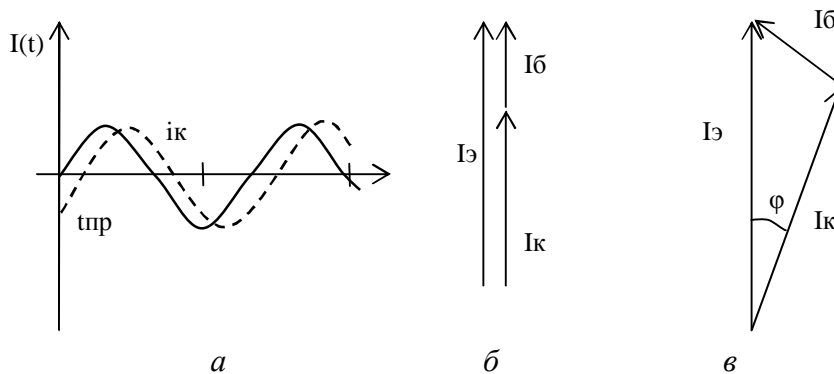


Рис. 4.5. Векторные диаграммы для токов БТ

Сравнение векторных диаграмм для токов БТ на низких (см. рис. 4.5, б) и высоких (см. рис. 4.5, в) частотах показывает, что появление такого фазового сдвига приводит к росту амплитуды тока базы, а, значит, – к уменьшению значения модуля коэффициента передачи по току в схеме с ОБ.

Частотные зависимости комплексных коэффициентов передачи по току в схемах с ОБ и ОЭ описываются следующими выражениями:

$$h_{21\bar{6}}(f) = \frac{h_{21\bar{6}}}{1 + j \frac{f}{f_{h_{21\bar{6}}}}}; \quad h_{21\mathfrak{z}}(f) = \frac{h_{21\mathfrak{z}}}{1 + j \frac{f}{f_{h_{21\mathfrak{z}}}}}, \quad (4.4)$$

где $j = \sqrt{-1}$; $h_{21\bar{6}}$, $h_{21\mathfrak{z}}$ – статические коэффициенты передачи по току БТ в схеме с ОБ и ОЭ соответственно; $f_{h_{21\bar{6}}}$, $f_{h_{21\mathfrak{z}}}$ – предельные частоты коэффициентов передачи по току в схеме с ОБ и ОЭ соответственно.

Предельной частотой коэффициента передачи по току в схеме с ОБ (ОЭ) $f_{h_{21\delta}}$ ($f_{h_{21\varepsilon}}$) называется частота, на которой модуль коэффициента передачи по току в схеме с ОБ (ОЭ) уменьшается в 2 раза по сравнению с его низкочастотным значением.

Частотные зависимости модулей комплексных коэффициентов передачи по току в схемах с ОБ и ОЭ описываются выражениями:

$$|h_{21\delta}|(f) = \frac{h_{21\delta}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{h_{21\delta}}}\right)^2}}; \quad |h_{21\varepsilon}|(f) = \frac{h_{21\varepsilon}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{h_{21\varepsilon}}}\right)^2}}. \quad (4.5)$$

На рис. 4.6 показаны графики зависимостей модуля и фазы комплексных коэффициентов передачи по току в схемах с ОБ и ОЭ. На низких частотах фаза комплексных коэффициентов передачи по току стремится к 0, на высоких частотах к -90° , а на частоте, равной предельной, фаза равна -45° .

Предельная частота в схеме с ОБ значительно выше, чем в схеме с ОЭ:

$$f_{h_{21\delta}} = f_{h_{21\varepsilon}} (1 + h_{21\delta})(1 + m), \quad (4.6)$$

где $m = 0, 2 \dots 0, 6$.

Частотные свойства БТ описываются еще одним параметром f_{gp} – **граничной частотой коэффициента передачи по току в схеме с ОЭ**, на которой модуль коэффициента передачи по току в схеме с ОЭ становится равным единице (см. рис. 4.6). Из данного определения устанавливается связь между граничной частотой и предельной частотой коэффициента передачи по току в схеме с ОЭ. Из (4.3) можно записать:

$$|h_{21\varepsilon}|(f_{gp}) = \frac{h_{21\varepsilon}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_{gp}}{f_{h_{21\varepsilon}}}\right)^2}} = 1,$$

тогда, если пренебречь в подкоренном выражении 1,

$$f_{gp} \approx h_{21\varepsilon} f_{h_{21\varepsilon}}. \quad (4.7)$$

Уменьшение модуля коэффициента передачи по току БТ с ростом частоты приводит к уменьшению коэффициентов усиления по напряжению и мощности усилителей на их основе.

Наибольшую частоту, при которой транзистор способен генерировать колебания в схеме автогенератора, называют **максимальной частотой генерации** f_{\max} . Ее связь с граничной частотой описывается выражением

$$f_{\max} = \sqrt{\frac{f_{gp}}{8\pi r_{\delta} C_{\kappa \delta ap}}}. \quad (4.8)$$

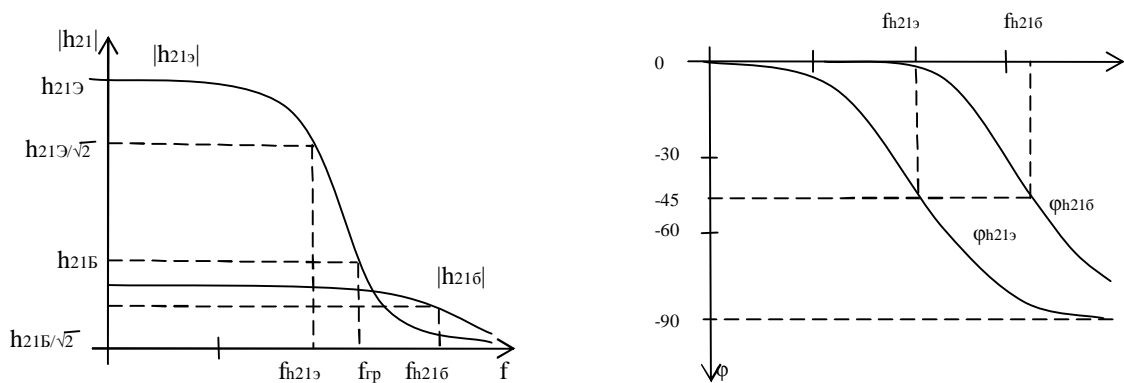


Рис. 4.6. Графики зависимостей модуля и фазы комплексных коэффициентов передачи по току в схемах с ОБ и ОЭ

Коэффициент усиления по мощности БТ на частоте f_{\max} становится равным единице, т.е. транзистор на частотах выше f_{\max} теряет способность усиливать электрические сигналы. Механизм влияния емкостей переходов БТ на его усилительные свойства с ростом частоты сигнала заключается в следующем. Уменьшение реактивного сопротивления емкостей переходов с ростом частоты приводит к уменьшению входного и выходного сопротивления БТ, а значит, и к уменьшению амплитуды, т.е. к уменьшению полезного сигнала на входе и выходе усилителя, коэффициента усиления по напряжению.

Для повышения рабочего диапазона частот БТ необходимо:

- уменьшать их геометрические размеры – ширину базы и площади поперечного сечения переходов, уменьшая тем самым время пролета и емкости переходов;
- увеличивать скорость движения инжектированных носителей путем неравномерного легирования базы (для создания дополнительного ускоряющего поля в ней), использования полупроводниковых материалов с большей подвижностью носителей (арсенид галлия, фосфид индия);
- уменьшать сопротивление базы, используя в структуре БТ гетеропереход, в котором односторонняя инжекция из эмиттера в базу возможна при концентрации примеси в базе большей, чем в эмиттере.

4.3. Упрощенная эквивалентная малосигнальная схема усилителя на БТ

4.3.1. Эквивалентная схема транзистора с ОБ. Эквивалентная схема транзистора (рис. 4.7) может быть построена на основании того, что сопротивление открытого эмиттерного перехода составляет десятки ом.

$$r_э = n \cdot 10 \text{ Ом};$$

$$r_б = n \cdot 100 \text{ Ом};$$

$$r_к = n \cdot (10 \dots 100) \text{ кОм}.$$

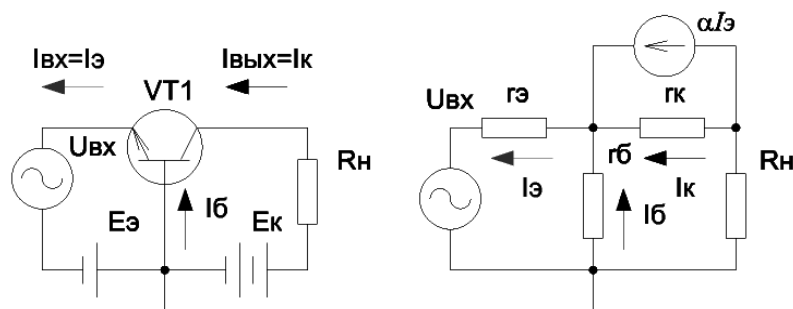


Рис. 4.7. Эквивалентная схема транзистора с ОБ

$$R_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}}{I_{\text{вх}}} = \frac{U_{rэ} + U_{rб}}{I_э} = \frac{I_э \cdot r_э + I_б \cdot r_б}{I_э} = r_э + \frac{I_э - I_к}{I_э} \cdot r_б = r_э + (1 - \alpha) \cdot r_б;$$

$$(1 - \alpha) \rightarrow 0;$$

$$R_{\text{вх}} = r_э = n \cdot 10 \text{ Ом}.$$

4.3.2. Эквивалентная схема транзистора с ОЭ

Эквивалентная схема транзистора с ОЭ приведена на рис. 4.8.

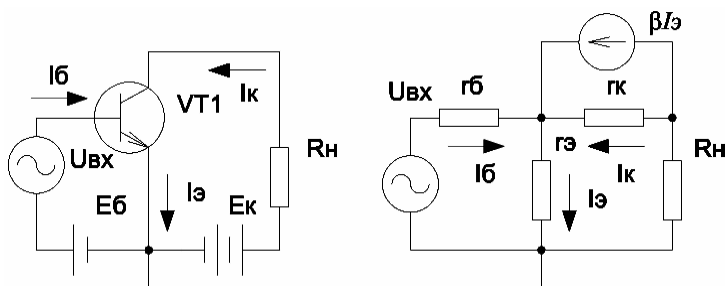


Рис. 4.8. Эквивалентная схема транзистора с ОЭ

$$R_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}}{I_{\text{вх}}} = \frac{U_{rб} + U_{rэ}}{I_б} = \frac{I_б \cdot r_б + I_э \cdot r_э}{I_б} = r_б + \frac{I_б - I_к}{I_б} \cdot r_э = r_б + (1 - \alpha) \cdot r_э;$$

$$R_{\text{вх}} \approx n \cdot (100 \dots 1000) \text{ Ом}.$$

4.3.3. Эквивалентная схема транзистора с ОК (эмиттерный повторитель)

Эквивалентная схема транзистора с ОК приведена на рис. 4.9.

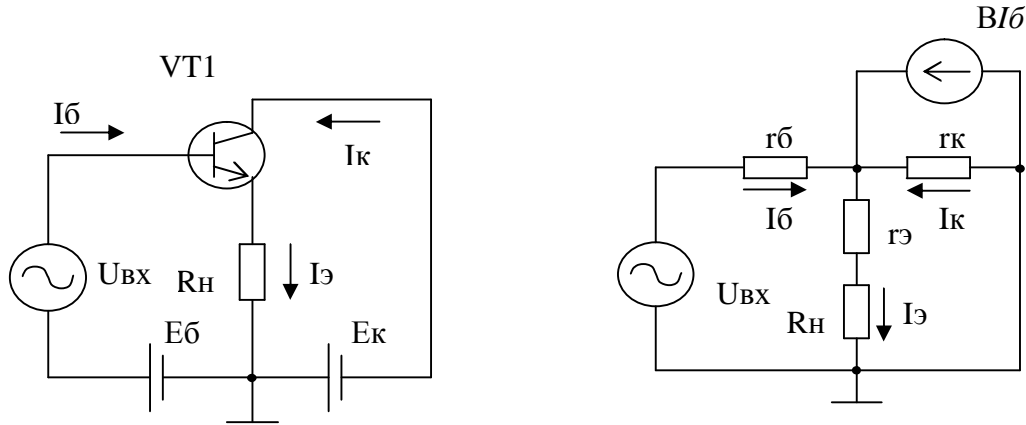


Рис. 4.9. Эквивалентная схема транзистора с ОК (эмиттерный повторитель)

$$\begin{aligned}
 R_{\text{ex}} &= \frac{U_{\text{ex}}}{I_{\text{ex}}} = \frac{U_{r\bar{o}} + U_{r\bar{e}}}{I_{\bar{o}}} = \frac{I_{\bar{o}} \cdot r_{\bar{o}} + I_{\bar{e}} \cdot (r_{\bar{e}} + R_{\text{H}})}{I_{\bar{o}}} = r_{\bar{o}} + \frac{I_{\bar{e}} \cdot (r_{\bar{e}} + R_{\text{H}})}{I_{\bar{o}}} = \\
 &= r_{\bar{o}} + \frac{(I_{\text{к}} + I_{\bar{o}}) \cdot (r_{\bar{e}} + R_{\text{H}})}{I_{\bar{o}}} = r_{\bar{o}} + (1 + \beta) \cdot (r_{\bar{e}} + R_{\text{H}}); \\
 R_{\text{ex}} &\approx n \cdot (1000 \dots 10000) \text{ Ом.}
 \end{aligned}$$

Пример. Необходимо знать, что такое предельная частота коэффициента передачи по току транзистора для схемы включения с общей базой и общим эмиттером. Нужно уяснить, что на высоких частотах получается фазовый сдвиг между входным и выходным токами, что приводит к изменению коэффициентов передачи по току $h_{21\bar{o}}$ и $h_{21\bar{e}}$. Модуль и фаза коэффициентов передачи по току характеризуются выражениями:

$$|h_{21\bar{o}}|(f) = \frac{h_{21\bar{o}0}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{h_{21\bar{o}}}}\right)^2}}; \quad |h_{21\bar{e}}|(f) = \frac{h_{21\bar{e}0}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{h_{21\bar{e}}}}\right)^2}},$$

где $h_{21\bar{o}0}$, $h_{21\bar{e}0}$ – соответствующие коэффициенты передачи по току на низкой частоте; $f_{h_{21\bar{o}}}$, $f_{h_{21\bar{e}}}$ – предельные частоты коэффициентов передачи по току для схемы с ОБ и ОЭ соответственно. Причем связь между этими частотами определяется выражением:

$$f_{h_{21\bar{e}}} = \frac{f_{h_{21\bar{o}}}}{1 + f_{h_{21\bar{e}0}}}.$$

Пусть, например, $f_{h_{21\delta}} = 5$ МГц; $h_{21\delta} = 0,98$; $f = 200$ кГц. Определим коэффициент передачи по току на низкой частоте для схемы с ОЭ:

$$h_{21\varepsilon} = \frac{h_{21\delta}}{1 - h_{21\delta}} = \frac{0,98}{1 - 0,98} = 49.$$

Предельную частоту коэффициента передачи по току находим из выражения:

$$f_{h_{21\varepsilon}} = \frac{h_{21\delta}}{1 + h_{21\delta}} = \frac{5 \cdot 10^6}{1 + 49} = 100 \text{ кГц},$$

а модуль коэффициента передачи по току в схеме с ОЭ – из выражения:

$$|h_{21\varepsilon}| = \frac{49}{\sqrt{1 + \left(\frac{200}{100}\right)^2}} \approx 22.$$

Фазу коэффициента передачи по току находим следующим образом:

$$\varphi_{h_{21\varepsilon}} = \arctg\left(\frac{f}{f_{h_{21\varepsilon}}}\right) = \arctg 2; \quad \varphi_{h_{21\varepsilon}} \approx 63,4^\circ.$$

Литература

1. Дробот, С. В. Практикум по курсу «Электронные приборы» для студ. всех спец. БГУИР дневной и вечерней форм обуч. / С. В. Дробот, В. А. Мельников, В. Н. Путилин. – Минск : БГУИР, 2003. – 179 с. : ил.
2. Метод. указания и контр. задания по курсу «Электронные, квантовые приборы и микроэлектроника» для студ. спец. Т.12.01 «Телекоммуникационные системы» заочн. формы обуч. / Б. Рожанский [и др.] ; сост. А. Я. Бельский, С. В. Дробот. – Минск : БГУИР, 2001. – 51 с.
3. Москатов, Е. А. Электронная техника / Е. А. Москатов. – Таганрог, 2004. – 121 с.

Практическое занятие 5

СИСТЕМЫ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ МАЛОСИГНАЛЬНЫХ ПАРАМЕТРОВ ТРАНЗИСТОРОВ

5.1. Транзистор как активный четырехполюсник

Любой транзистор независимо от схемы включения обладает рядом параметров, которые можно разбить на две группы:

- Предельные параметры – все максимальные значения.
- Параметры транзистора в режиме малого сигнала.

Данные параметры объединяются в несколько систем параметров, которые можно определить, представив транзистор в виде активного четырехполюсника.

Четырехполюсником называется любое электрическое устройство, имеющее 2 входных и 2 выходных зажима.

Активным четырехполюсником называется четырехполюсник, способный усиливать мощность.

Представим транзистор в виде активного четырехполюсника (рис. 5.1).

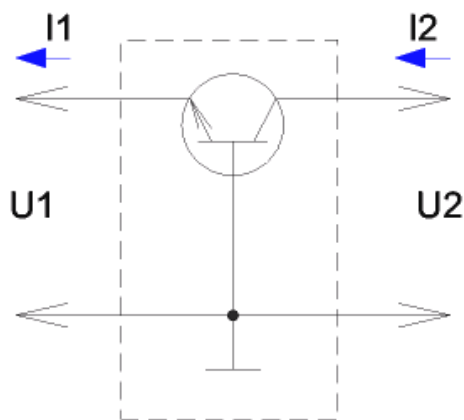


Рис. 5.1. Транзистор как четырехполюсник

Присвоим входным току и напряжению индекс 1, а выходным – индекс 2. Для транзисторов достаточно знать две любые переменные из четырех – U_1 , U_2 , I_1 , I_2 . Две остальные определяются из статических характеристик транзистора. Переменные, которые известны или же которыми задаются, называются независимыми переменными. Две другие переменные, которые можно определить, называются зависимыми переменными. В зависимости от того, какие из переменных будут выбираться в виде независимых, можно получить различные системы параметров в режиме малого сигнала (табл. 5.1).

Системы параметров в режиме малого сигнала

Независимая переменная	I_1, I_2	U_1, U_2	I_1, U_2
Зависимая переменная	U_1, U_2	I_1, I_2	I_2, U_1
Система	z	y	h

5.2. Система h-параметров транзистора

5.2.1. h-параметры и их физический смысл. В системе h-параметров в виде независимых переменных приняты входной ток и выходное напряжение. В этом случае зависимые переменные $U_1 = f(I_1, U_2)$; $I_2 = f(I_1, U_2)$. Полный дифференциал функций U_1 и I_2 равен

$$\begin{cases} dU_1 = \frac{\partial U_1}{\partial I_1} \cdot dI_1 + \frac{\partial U_1}{\partial U_2} \cdot dU_2 \\ dI_2 = \frac{\partial I_2}{\partial I_1} \cdot dI_1 + \frac{\partial I_2}{\partial U_2} \cdot dU_2 \end{cases};$$

$$\frac{\partial U_1}{\partial I_1} = h_{11}; \quad \frac{\partial U_1}{\partial U_2} = h_{12}; \quad \frac{\partial I_2}{\partial I_1} = h_{21}; \quad \frac{\partial I_2}{\partial U_2} = h_{22};$$

$$\begin{cases} dU_1 = h_{11} \cdot dI_1 + h_{12} \cdot dU_2 \\ dI_2 = h_{21} \cdot dI_1 + h_{22} \cdot dU_2 \end{cases}.$$

Перейдем от бесконечно малых приращений dU_1, dI_1, dU_2, dI_2 к конечным приращениям. Получим:

$$\begin{cases} \Delta U_1 = h_{11} \cdot \Delta I_1 + h_{12} \cdot \Delta U_2 \\ \Delta I_2 = h_{21} \cdot \Delta I_1 + h_{22} \cdot \Delta U_2 \end{cases}.$$

В режиме малого сигнала приращение постоянных составляющих $\Delta U_1, \Delta I_1, \Delta U_2$ и ΔI_2 можно заменить амплитудными значениями переменных составляющих этих же токов и напряжений. Получим:

$$\begin{cases} U_{m1} = h_{11} \cdot I_{m1} + h_{12} \cdot \Delta U_{m2} \\ I_{m2} = h_{21} \cdot I_{m1} + h_{22} \cdot \Delta U_{m2} \end{cases}. \quad (5.1)$$

В первом уравнении системы (5.1) приравняем U_{m2} к 0. Получим:

$$U_{m1} = h_{11} \cdot I_{m1} \Rightarrow h_{11} = U_{m1} / I_{m1},$$

где h_{11} – входное сопротивление транзистора при $U_{m2} = 0$, то есть при коротком замыкании в выходной цепи по переменному току (например, конденсатором).

В первом уравнении системы (5.1) приравняем I_{m1} к 0. Получим:

$$I_{m1} = 0;$$

$$U_{m1} = h_{12} \cdot U_{m2} \Rightarrow h_{12} = U_{m1} / U_{m2},$$

где h_{12} – коэффициент обратной связи на холостом ходу во входной цепи по переменному току. Коэффициент обратной связи показывает степень влияния выходного напряжения на входное.

Во втором уравнении системы (5.1) приравняем U_{m2} к 0. Получим:

$$U_{m2} = 0;$$

$$I_{m2} = h_{21} \cdot I_{m1};$$

$$h_{21} = I_{m2} / I_{m1},$$

где h_{21} – коэффициент усиления по току транзистора или коэффициент передачи тока при коротком замыкании выходной цепи по переменному току.

Приравняем во втором уравнении системы (5.1) I_{m1} к 0. Получим:

$$I_{m2} = h_{22} \cdot U_{m2};$$

$$h_{22} = I_{m2} / U_{m2},$$

где h_{22} – выходная проводимость на холостом ходу во входной цепи.

5.2.2. Определение h-параметров по статическим характеристикам. Так как статические характеристики транзисторов измеряются только на постоянном токе, то при определении амплитудных параметров токов и напряжений представим их в виде приращения постоянных составляющих.

$$h_{11} = \frac{\Delta U_1}{\Delta I_1} \text{ при } U_2 = \text{const};$$

$$h_{12} = \frac{\Delta U_1}{\Delta U_2} \text{ при } I_1 = \text{const};$$

$$h_{21} = \frac{\Delta I_1}{\Delta I_2} \text{ при } U_2 = \text{const};$$

$$h_{22} = \frac{\Delta I_2}{\Delta U_2} \text{ при } I_1 = \text{const}.$$

Величины h_{11} и h_{12} определяются по входным характеристикам транзистора. Рассмотрим графоаналитическое определение h-параметров на примере схемы с общим эмиттером. Ввиду того, что транзистор всегда ра-

ботает с входным током, требуется пользоваться входными и выходными характеристиками (рис. 5.2 – 5.4). Будем считать, что нагрузочное сопротивление каскада будет одинаковым и для постоянного, и для переменного тока. Требуемый h -параметр рассчитывается из приведенных ниже формул. Из рисунков видно, что подставляемые в формулы данные находятся путем проекции точек на оси координат.

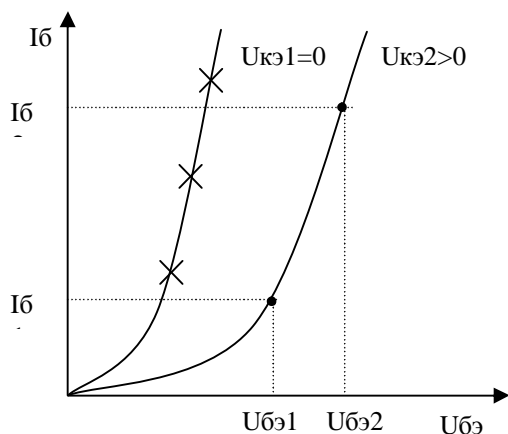


Рис. 5.2. Определение h_{11}

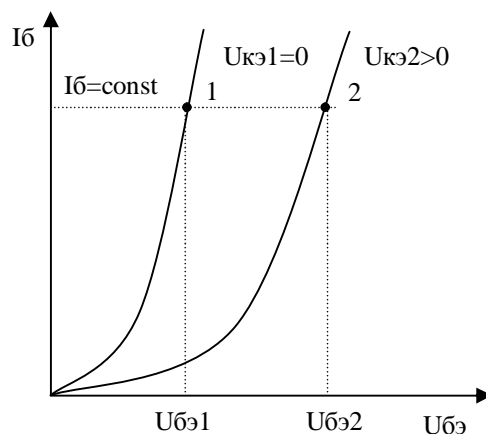
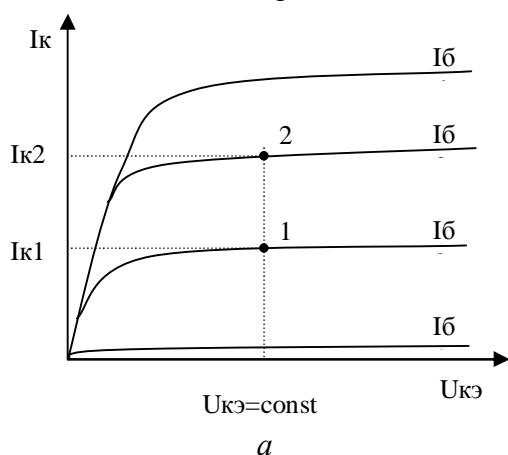
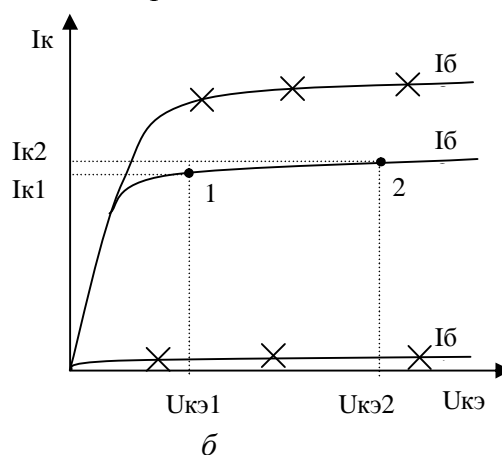


Рис. 5.3. Определение h_{12}



а



б

Рис. 5.4. Определение h_{21} и h_{22}

$$h_{11э} = \frac{\Delta U_{бэ}}{\Delta I_{бэ}} \text{ при } U_{кэ} = \text{const};$$

$$h_{11э} = \frac{U_{бэ2} - U_{бэ1}}{I_{бэ2} - I_{бэ1}};$$

$$h_{12} = \frac{\Delta U_{бэ}}{\Delta I_{кэ}} \text{ при } I_{бэ} = \text{const};$$

$$h_{12э} = \frac{U_{бэ2} - U_{бэ1}}{U_{кэ2} - U_{кэ1}} = \frac{U_{бэ2} - U_{бэ1}}{U_{кэ2}}, \text{ т.к. } U_{кэ1} = 0.$$

Параметры h_{21} и h_{22} определяются по выходным характеристикам (см. рис. 5.4).

$$h_{21э} = \frac{I_{к2} - I_{к1}}{I_{б3} - I_{б2}};$$

$$h_{21э} = \frac{I_{к2} - I_{к1}}{\Delta I_{б}};$$

$$h_{22э} = \frac{\Delta I_{к}}{\Delta U_{кэ}} \text{ при } I_{б} = \text{const};$$

$$h_{22э} = \frac{I_{к2} - I_{к1}}{U_{кэ2} - U_{кэ1}}.$$

В табл. 5.2. приведены численные значения h-параметров для схем ОЭ и ОБ.

Таблица 5.2

Численные значения h-параметров для схем ОЭ и ОБ.

Параметр	Схема ОЭ	Схема ОБ
h_{11}	Сотни ом – единицы килоом	Единицы – десятки ом
h_{12}	$10^{-3} \dots 10^{-4}$	$10^{-3} - 10^{-4}$
$ h_{21} $	Десятки – сотни	0,950...0,998
$1/h_{22}$	Единицы – десятки килоом	Сотни килоом – единицы мегаом

5.3. Система у-параметров транзисторов

Параметры транзисторов являются величинами, характеризующими их свойства. С помощью параметров можно оценивать качество транзисторов, решать задачи, связанные с применением транзисторов в различных схемах, и рассчитывать эти схемы.

Для транзисторов предложено несколько различных систем параметров, у каждой есть свои достоинства и недостатки.

Все параметры делятся на собственные (или первичные) и вторичные. Собственные характеризуют свойства самого транзистора, независимо от схемы его включения, а вторичные параметры для различных схем включения различны. Основные первичные параметры: коэффициент усиления по току α , сопротивления $r_{б}$, $r_{э}$, $r_{к}$.

Ко вторичным параметрам относятся у-параметры. Они имеют смысл проводимостей. Для низких частот они являются чисто активными и поэтому их иногда обозначают буквой g с соответствующими индексами.

Все системы вторичных параметров основаны на том, что транзистор рассматривается как четырехполюсник (2 входа и 2 выхода). Вторичные параметры связывают входные и выходные переменные токи и напряжения и справедливы только для малых амплитуд. Поэтому их еще называют низкочастотными малосигнальными параметрами.

Входная проводимость: $y_{11} = \Delta I_1 / \Delta U_1$, $U_2 = \text{const}$. Проводимость обратной связи: $y_{12} = \Delta I_1 / \Delta U_2$, $U_1 = \text{const}$.

Параметр y_{12} показывает, какое изменение тока I_1 получается за счет обратной связи при изменении выходного напряжения U_2 на 1 В. Проводимость управления (крутизна): $y_{21} = \Delta I_2 / \Delta U_1$, $U_2 = \text{const}$.

Величина y_{21} характеризует управляющее действие входного напряжения U_1 на выходной ток I_2 и показывает изменение I_2 при изменении U_1 на 1 В. Выходная проводимость: $y_{22} = \Delta I_2 / \Delta U_2$, $U_1 = \text{const}$. В систему у-параметров иногда добавляют еще статический коэффициент усиления по напряжению $\mu = -\Delta U_2 / \Delta U_1$ при $I_2 = \text{const}$. При этом $\mu = y_{21} / y_{22}$.

Достоинство у-параметров – их сходство с параметрами электронных ламп. Недостаток – очень трудно измерять y_{12} и y_{22} , т.к. надо обеспечить режим КЗ для переменного тока на входе, а измеряющий микроамперметр имеет сопротивление, сравнимое с входным сопротивлением самого транзистора. Поэтому гораздо чаще используют смешанные (или гибридные) h-параметры, которые удобно измерять и которые приводят во всех справочниках.

Пример. Определение h-параметров биполярных транзисторов по графикам (рис. 5.5 – 5.9). Для определения h_{11} задают параметры точки измерения ($I_6, U_{кэ}$). Существует много методов определения h_{11} - методы треугольников, касательной. Воспользуемся методом касательной. Через заданную точку проводят касательную и делают проекции из крайних точек соприкосновения. При определении h_{11} исходными данными для расчета являются входной ток и диапазон изменения $U_{вых}$. Для определения h_{21} рисунка 5.8 справедливо $\Delta I_6 = I_{63} - I_{62}$. При этом исходными данными для расчета являются $U_{вых}$ и диапазон изменения $I_{вх}$. Для определения h_{22} рисунка 5.9 справедливо для $I_6 = \text{const}$. При этом исходными данными для расчета являются $I_{вх}$ и диапазон изменения $U_{вых}$.

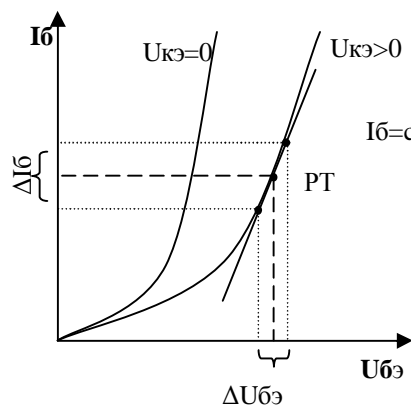


Рис. 5.5. Определение h_{11}

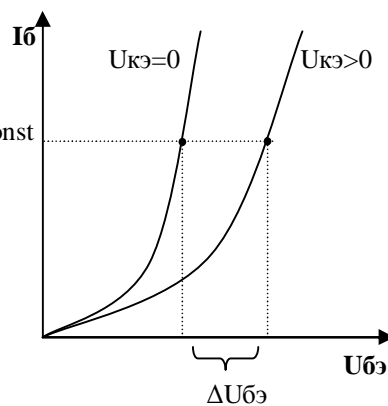


Рис. 5.6. Определение h_{12}

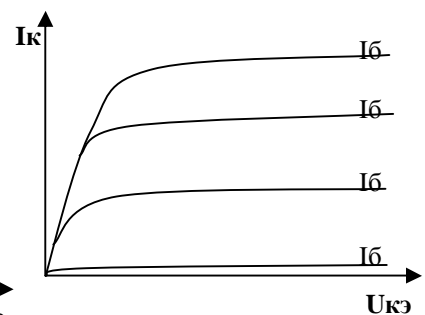


Рис. 5.7. Выходные характеристики ОЭ

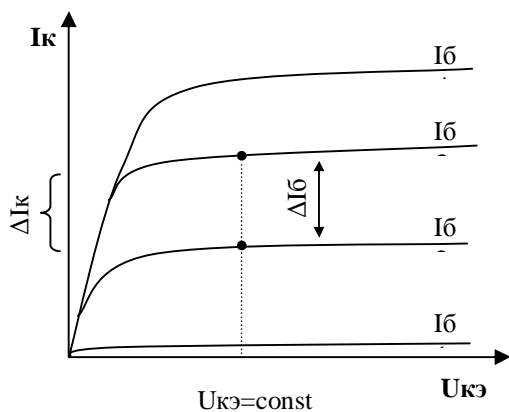


Рис. 5.8. Определение h_{21}

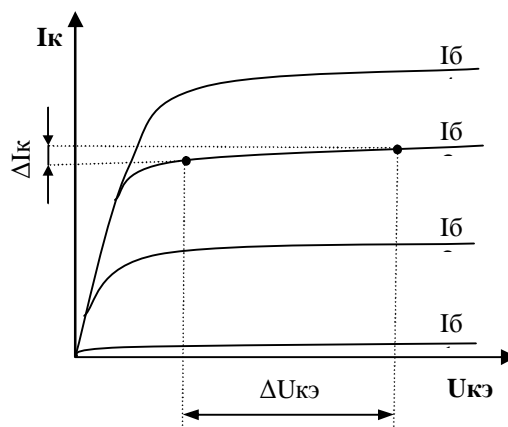


Рис. 5.9. Определение h_{22}

$$h_{11} = \frac{\Delta U_1}{\Delta I_1} \text{ при } U_2 = \text{const};$$

$$h_{11э} = \frac{\Delta U_{бэ}}{\Delta I_б} \text{ при } U_{кэ} = \text{const};$$

$$h_{12} = \frac{\Delta U_1}{\Delta U_2} \text{ при } I_1 = \text{const};$$

$$h_{12э} = \frac{\Delta U_{бэ}}{\Delta U_{кэ}} \text{ при } I_б = \text{const};$$

$$h_{21} = \frac{\Delta I_2}{\Delta I_1} \text{ при } U_2 = \text{const};$$

$$h_{21э} = \frac{\Delta I_к}{\Delta I_б} \text{ при } U_{кэ} = \text{const};$$

$$h_{22э} = \frac{\Delta I_к}{\Delta U_{кэ}} \text{ при } I_б = \text{const}.$$

Пример. Определение параметров полевых транзисторов по характеристикам (рис. 5.10, 5.11).

Определить крутизну характеристики S и выходное сопротивление $R_{см}$ полевого транзистора. Из стокзатворной характеристики, изображенной на рис. 5.10, по следующей формуле найдем крутизну характеристики:

$$S = \frac{\Delta I_c}{\Delta U_3}, \frac{\text{мА}}{\text{В}}.$$

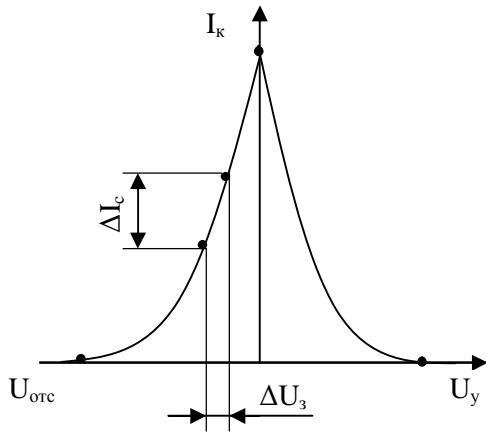


Рис. 5.10. Стокзатворные характеристики полевых транзисторов

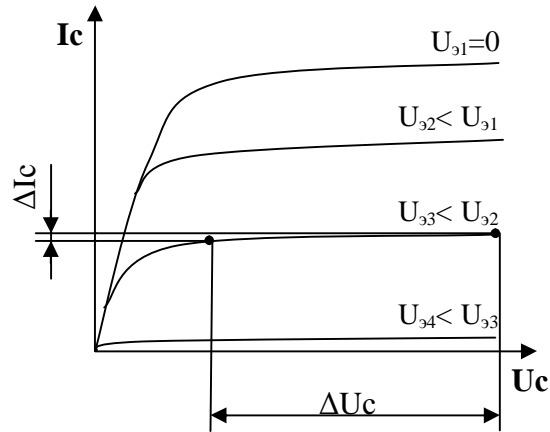


Рис. 5.11. Выходные характеристики полевых транзисторов

Так как крутизна не постоянна и зависит от участка ВАХ, указывают диапазон изменения U_{ex} либо I_c и пользуются методом касательной.

Для нахождения R_{cm} обратимся к рис. 5.11. По этому графику определяем ΔU_c и ΔI_c . Выходное сопротивление рассчитаем по следующей формуле:

$$R_{cm.} = \frac{\Delta U_c}{\Delta I_c}.$$

5.4. Определение параметров Т-образной эквивалентной схемы транзистора

По вычисленным h-параметрам можно получить параметры Т-образной эквивалентной схемы транзистора, элементы которой достаточно полно отражают свойства реального транзистора на низких частотах, что необходимо для анализа транзисторных схем.

Эквивалентная Т-образная схема биполярного транзистора, включенного в схему с общей базой, для низких частот представлена на рис. 5.12.

Здесь

$$r_k = \frac{1}{h_{22\bar{o}}}; \quad r_{\bar{o}} = \frac{h_{12\bar{o}}}{h_{21\bar{o}}};$$

$$r_{\bar{o}} = h_{11\bar{o}} - (1 + h_{21\bar{o}})r_{\bar{o}};$$

$$h_{11\bar{o}} \approx r_{\bar{o}} + r_{\bar{o}}(1 - \alpha); \quad h_{21\bar{o}} = -\alpha; \quad h_{12\bar{o}} \approx r_{\bar{o}}/r_k; \quad h_{22\bar{o}} \approx 1/r_k.$$

Связь между выходным током I_k и входным током $I_{\bar{b}}$ транзистора, включенного по схеме с ОЭ, можно выразить как:

$$I_k = \frac{h_{21\bar{b}}}{1 - h_{21\bar{b}}} I_{\bar{b}} + \frac{I_{k\bar{b}0}}{1 - h_{21\bar{b}}} = h_{21\bar{a}} I_{\bar{b}} + (h_{21\bar{a}} + 1) I_{k\bar{b}0} = h_{21\bar{a}} I_{\bar{b}} + I_{k\bar{a}0},$$

где $h_{21\bar{b}}/(1 - h_{21\bar{b}}) = h_{21\bar{a}} \gg 1$ – статический коэффициент передачи тока базы (другое обозначение – β); $I_{k\bar{b}0}/(1 - h_{21\bar{b}}) = I_{k\bar{a}0}$ – начальный (сквозной) ток транзистора. Коэффициент $h_{21\bar{a}}$ принимает значения от десятков до сотен. Поэтому транзистор, включенный по схеме с ОЭ, является хорошим усилителем тока.

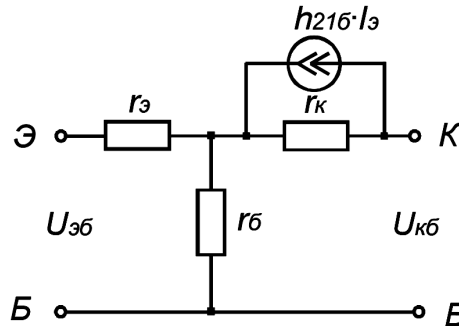


Рис. 5.12. Эквивалентная Т-образная схема биполярного транзистора

Транзистор, включенный по схеме с ОБ (его Т-образная модель, рис. 5.13), хотя и не усиливает ток ($h_{21\bar{b}} < 1$), но усиливает входной сигнал по мощности. В активном режиме токи коллектора и эмиттера почти равны, а ток базы равен их разности. Коллекторный ток практически не зависит от напряжения на коллекторном переходе. Дифференциальное сопротивление коллекторного перехода очень велико (переход включен в обратном направлении). В цепь коллектора можно включать нагрузку с достаточно большим сопротивлением R_n , практически не изменяя ток коллектора.

$$r_k = \frac{dU_{к\bar{b}}}{dI_k}.$$

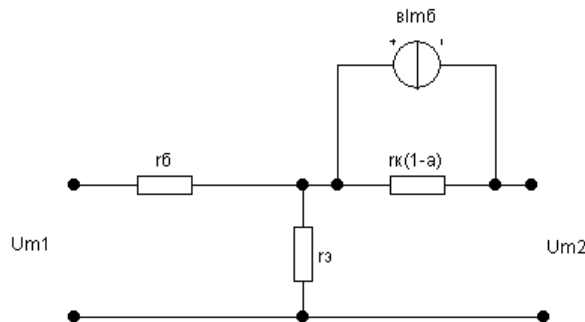


Рис. 5.13. Т-образная модель транзистора, включенного по схеме с ОБ

Для схемы с ОЭ:

$$h_{11э} = r_{\bar{\delta}} + r_{\bar{\epsilon}} / (1 - \alpha); \quad h_{12э} \approx \frac{r_{\bar{\epsilon}}}{r_k (1 - \alpha)}; \quad h_{21э} = \beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}; \quad h_{22э} \approx \frac{1}{r_k (1 - \alpha)}.$$

Выражение h-параметров через физические параметры модели приведено в табл. 5.3.

Таблица 5.3

Выражение h-параметров через физические параметры модели

Параметр	Выражение через физические параметры		
	Схема с ОБ	Схема с ОЭ	Схема с ОК
h_{11}	$r_{\bar{\epsilon}} + r_{\bar{\delta}} \cdot (1 - \alpha)$	$r_{\bar{\delta}} + \frac{r_{\bar{\epsilon}}}{1 - \alpha}$	$r_{\bar{\delta}} + \frac{r_{\bar{\epsilon}}}{1 - \alpha}$
h_{12}	$r_{\bar{\delta}} / r_k$	$\frac{r_{\bar{\epsilon}}}{r_k \cdot (1 - \alpha)}$	-1
h_{21}	$-\alpha$	$\frac{\alpha}{1 - \alpha}$	$-\frac{1}{1 - \alpha} = \beta + 1$
h_{22}	$1 / r_k$	$\frac{1}{r_k \cdot (1 - \alpha)}$	$\frac{1}{r_k \cdot (1 - \alpha)}$

В физической Т-образной эквивалентной схеме транзистора, показанной на рис. 5.13, нет емкостей коллекторного перехода C_k и эмиттерного $C_{\bar{\epsilon}}$. При анализе свойств транзистора в области высоких частот эти емкости могут оказать существенное влияние. Учитывая, что сопротивление $r_{\bar{\epsilon}}$ обычно в десятки тысяч раз меньше, чем сопротивление r_k , и практически шунтирует емкость $C_{\bar{\epsilon}}$ до очень высоких частот, эквивалентную высокочастотную схему транзистора можно дополнить емкостью C_k и совместно с резистором нагрузки R_k представить в виде, показанном на рис. 5.14. Переменная составляющая тока, создаваемого генератором $h_{21\bar{\delta}} I_{\bar{\epsilon}}$, распределяется по трем цепям, содержащим: резистор r_k , емкость C_k , резисторы R_k и $r'_{\bar{\delta}}$. Вследствие большого значения r_k ток, проходящий через r_k , очень мал, и его можно не учитывать. На низких частотах сопротивление емкости C_k велико, и ток, проходящий через цепь, содержащую емкость C_k , также пренебрежимо мал. Однако с ростом частоты сопротивление емкости C_k уменьшается и возрастает ток, ответвляемый в эту цепь. Для уменьшения шунтирующего влияния C_k необходимо уменьшить сопротивление «рабочей» цепи $r'_{\bar{\delta}} + R_k$ таким образом, чтобы выполнялось условие $R_k + r'_{\bar{\delta}} \ll 1 / (\omega C_k)$.

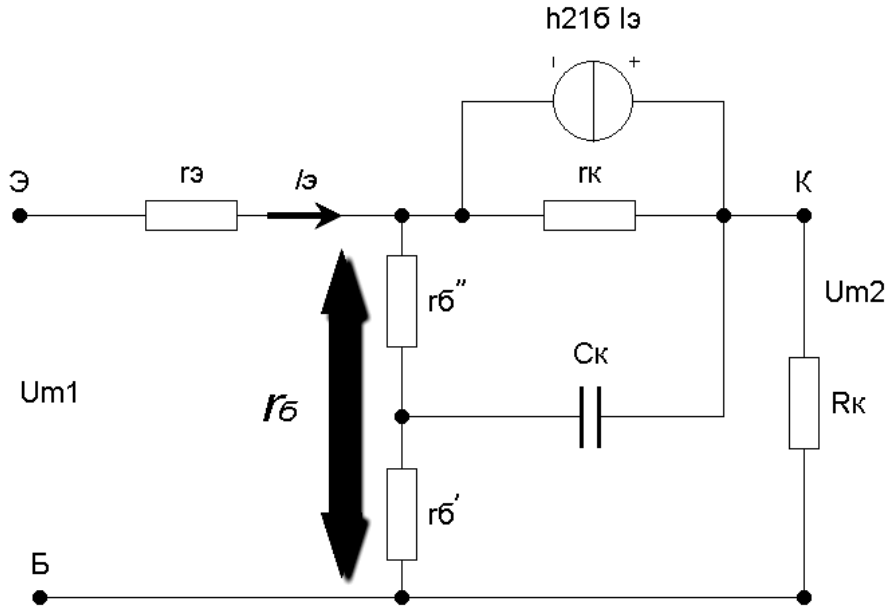


Рис. 5.14. Т-образная модель транзистора, включенного по схеме с ОБ

В предельном случае при $R_k = 0$ получим $r \ll 1/(\omega C_k)$ или $\ll 1/(r'_b C_k)$.

Чем меньше произведение $r'_b C_k$, тем на более высоких частотах может работать транзистор. Поэтому величина $r'_b C_k = \tau_k$ является важным частотным параметром транзистора, приводится в справочниках и называется *постоянной времени цепи коллектора* τ_k .

Постоянная времени цепи коллектора позволяет определить максимальную частоту генерации, на которой коэффициент усиления по мощности равен единице. Анализ показывает, что максимальную частоту генерации можно вычислить по формуле:

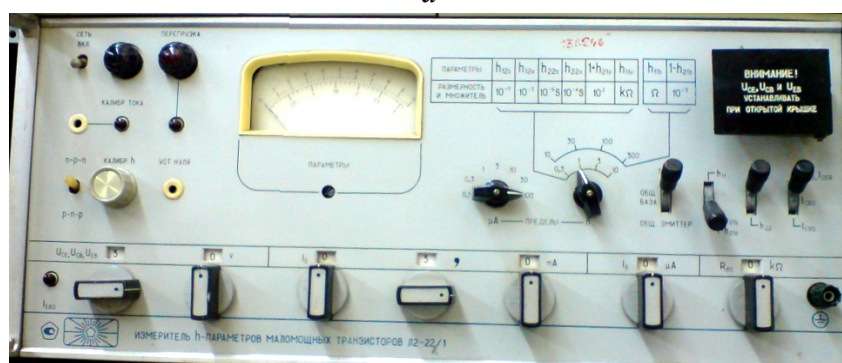
$$f_{\max} = \sqrt{h_{21\beta} f_{h21\beta} / (30 r'_b C_k)} = \sqrt{f_m / 30 r'_b C_k}.$$

Величина, стоящая под корнем в выражении, называется *фактором качества*. На основании этой формулы можно сделать вывод, что частотные свойства транзистора тем лучше, чем выше предельная частота передачи тока эмиттера и чем меньше постоянная времени коллекторной цепи τ_k .

Экспериментальное определение h_{21} на практике производят и с помощью специальных приборов, называемых измерителями h-параметров, либо с помощью распространенных цифровых многофункциональных приборов с соответствующим режимом измерения (рис 5.15).



a



б

Рис. 5.15. Цифровой многофункциональный (а) и специализированный (б) приборы для измерения параметров транзисторов

Литература

1. Жеребцов, И. П. Основы электроники. – 5-е изд., перераб. и доп. / И. П. Жеребцов. – Л. : Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1989. – 352 с : ил.
2. Москатов, Е. А. Электронная техника / Е. А. Москатов. – Таганрог, 2004. – 121 с.
3. Электронные приборы / А. Л. Булычев [и др.]. – М. : ЛайтЛтд, 2000. – 416 с. : ил.

Практическое занятие 6

ДИНАМИЧЕСКИЙ И КЛЮЧЕВОЙ РЕЖИМЫ РАБОТЫ ТРАНЗИСТОРОВ. ЦЕПИ ПИТАНИЯ И СМЕЩЕНИЯ РАБОЧЕЙ ТОЧКИ. ЦИФРОВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

6.1. Динамический режим работы транзистора

6.1.1. Понятие о динамическом режиме

Динамическим режимом работы транзистора называется такой режим, при котором в выходной цепи стоит нагрузочный резистор, за счет которого изменение входного тока или напряжения будет вызывать изменение выходного напряжения.

На рис. 6.1 резистор R_k – это коллекторная нагрузка для транзистора, включенного по схеме с ОЭ, обеспечивающая динамический режим работы.

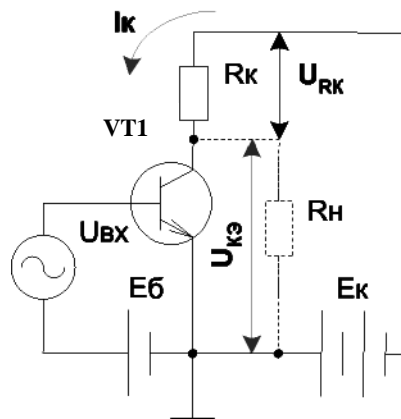


Рис. 6.1. Схема, поясняющая динамический режим работы транзистора

$$\begin{aligned} E_k &= U_{Rk} + U_{кэ}; \\ U_{Rk} &= I_k \cdot R_k; \\ E_k &= U_{кэ} + I_k \cdot R_k. \end{aligned} \quad (6.1)$$

Уравнение динамического режима работы транзистора:

$$U_{кэ} = E_k - I_k \cdot R_k.$$

6.1.2. Динамические характеристики и понятие рабочей точки.

Уравнение динамического режима является уравнением выходной динамической характеристики. Так как это уравнение линейное, выходная динамическая характеристика представляет собой прямую линию и строится на выходных статических характеристиках (рис. 6.2).

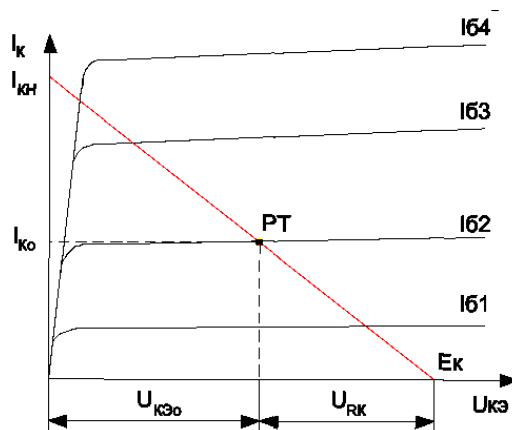


Рис. 6.2. Динамическая характеристика на выходных статических характеристиках

Две точки для построения прямой находятся из начальных условий.

I_k при $U_{кэ} = 0$ называется током коллектора насыщения. Выходная динамическая характеристика получила название нагрузочной прямой. По нагрузочной прямой можно построить входную динамическую характеристику. Но поскольку она очень близка к входной статической характеристике при $U_{кэ} > 0$, то на практике пользуются входной статической характеристикой. Точка пересечения нагрузочной прямой с одной из ветвей выходной статической характеристики для заданного тока базы называется рабочей точкой транзистора. Рабочая точка позволяет определять токи и напряжения, реально существующие в схеме.

Пример. Построение нагрузочной прямой и определение координат рабочей точки по графикам (рис. 6.3). Дано: E_k ; R_k ; $I_{б0}$. Определить: $U_{кэ0}$; $I_{к0}$; $U_{бэ0}$.

Зная ток $I_{б0}$, из графика на рис. 6.4 определяем $U_{бэ0}$. По формуле $I_{к.нас} = \frac{E_k}{R_k}$ определяем $I_{к.нас}$. Зная E_k и $I_{к.нас}$, отложим их значения на осях координат графиков, изображенных на рис. 6.3.

Соединим получившиеся точки прямой линией. Эта линия и есть нагрузочная прямая. Зная из условия $I_{б0}$ и зная, в каком месте нагрузочная прямая пересекает требуемый ток базы, определим рабочую точку (РТ). Спроецируем рабочую точку на ось $U_{кэ}$ и найдем $U_{кэ0}$.

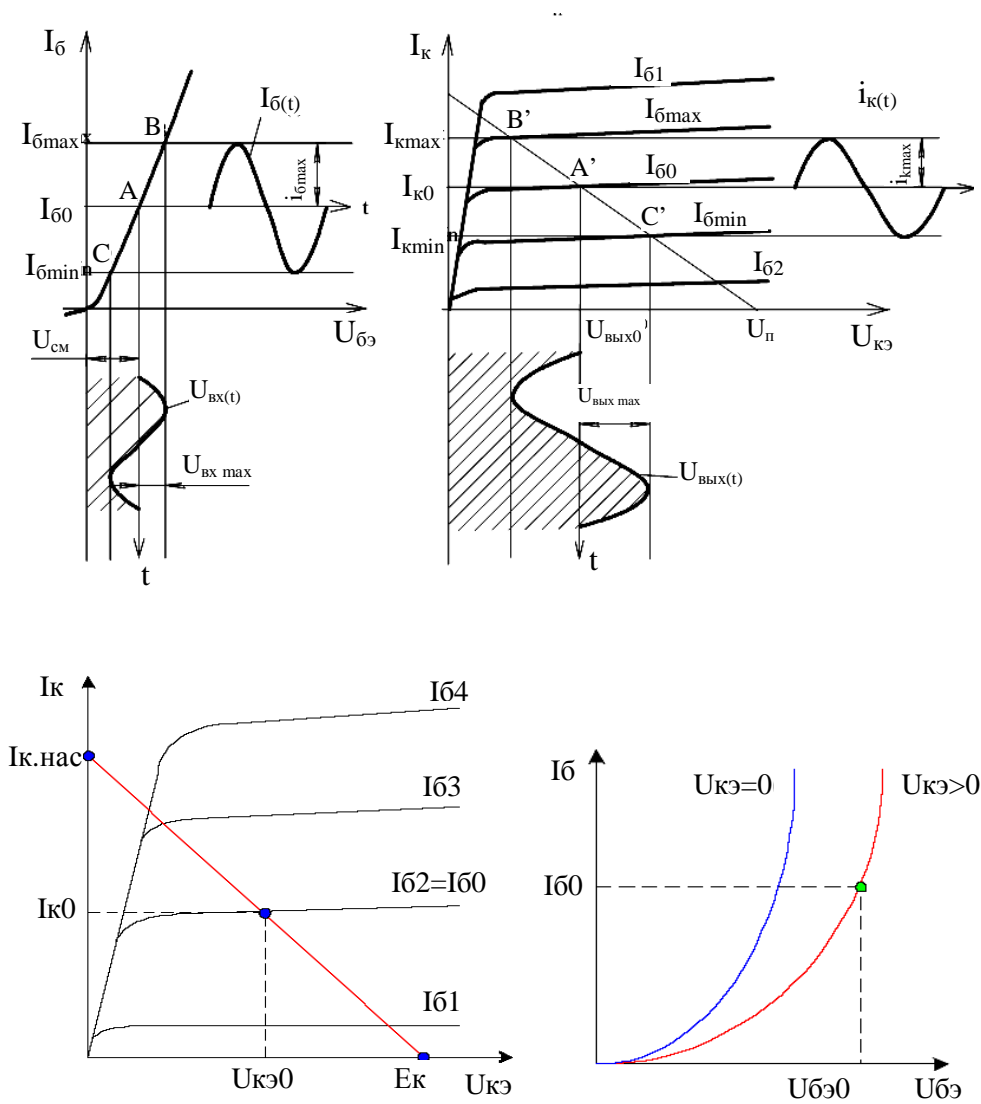


Рис. 6.3. Графики для построения нагрузочной прямой и определения координат рабочей точки

6.2. Питание цепи базы транзисторов и температурная стабилизация рабочей точки

6.2.1. Питание цепи базы транзистора по схеме с фиксированным током базы. В практических схемах включения с ОЭ и ОК источник питания базы E_{δ} не применяется, а цепь базы питается от коллекторного напряжения E_{κ} при помощи дополнительных элементов схемы. Наиболее простой является схема питания цепи базы с «фиксированным током базы» (рис. 6.4).

В данной схеме базовая цепь представляет собой делитель напряжения (рис. 6.5), состоящий из $R_{\bar{b}}$ и сопротивления эмиттерного перехода транзистора $VТ1$ $r_{\bar{e}}$.

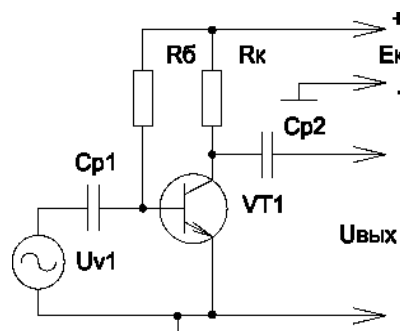


Рис. 6.4. Схема питания с «фиксированным током базы»

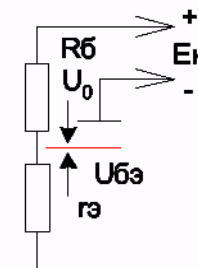


Рис. 6.5. Схема питания с делителем напряжения

Ток базы $I_{\bar{b}0}$, соответствующий выбранному положению рабочей точки, будет протекать через эмиттерный переход, создавая на нем падение напряжения $U_{\bar{b}\bar{e}}$, которое и является исполнителем функции источника $E_{\bar{b}}$. Из второго закона Кирхгофа получаем:

$$E_{\kappa} = U_{R\bar{b}} + U_{\bar{b}\bar{e}}; \quad (6.2)$$

$$E_{\kappa} = R_{\bar{b}} \cdot I_{\bar{b}0} + U_{\bar{b}\bar{e}}.$$

В символе $I_{\bar{b}0}$ ноль соответствует рабочей точке. Его еще называют «ток покоя базы» $I_{\bar{b}n}$. Так как у большинства транзисторов малой и средней мощности середина прямолинейного участка входной ВАХ приходится примерно на напряжение $U_{\bar{b}\bar{e}} \approx 0,6$ В, то можно записать:

$$R_{\bar{b}} = \frac{E_{\kappa} - U_{\bar{b}\bar{e}}}{I_{\bar{b}0}}, \text{ либо}$$

$$R_{\bar{b}} = \frac{E_{\kappa} - 0,6}{I_{\bar{b}0}}; \quad (6.3)$$

у мощных транзисторов $E_{\kappa} \gg U_{\bar{b}\bar{e}}$;

$$R_{\bar{b}} \approx \frac{E_{\kappa}}{I_{\bar{b}0}}.$$

Недостаток данной схемы: не может работать в широком диапазоне температур, т.к. сопротивление эмиттерного перехода $r_{\bar{e}}$ очень сильно зависит от температуры и индивидуальных особенностей транзистора, из-за чего при изготовлении схемы приходится подбирать сопротивление резистора $R_{\bar{b}}$. Несколько лучше работает схема с фиксированным напряжением базы.

6.2.2. Питание цепи базы транзистора по схеме с фиксированным напряжением базы

В данной схеме делитель напряжения состоит из резистора $R_{б'}$ и $R_{б''}$, включенного параллельно сопротивлению эмиттерного перехода $r_э$ (рис 6.6).

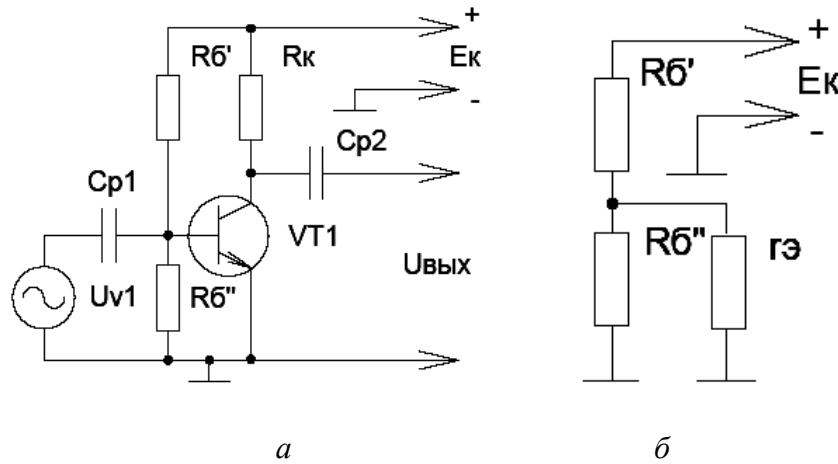


Рис. 6.6. Питание цепи базы транзистора по схеме с фиксированным напряжением база – эмиттер

$$\begin{aligned}
 E_{\kappa} &= U_{R_{б'}} + U_{R_{б''}}; \\
 U_{R_{б'}} &= R_{б'} \cdot (I_{б0} + I_{\Delta}),
 \end{aligned}
 \tag{6.4}$$

где I_{Δ} – ток, проходящий через делитель напряжения. Его величину выбирают порядка $5 \dots 10 I_{б0}$.

$$\begin{aligned}
 U_{R_{б''}} &= U_{бэ}; \\
 E_{\kappa} &= R_{б'} \cdot (I_{б0} + I_{\Delta}) + U_{бэ}; \\
 R_{б'} &= \frac{E_{\kappa} - U_{бэ}}{I_{б0} + I_{\Delta}}; \\
 E_{\kappa} &\gg U_{бэ}; \\
 I_{\Delta} &= (3 \dots 5) \cdot I_{б0}; \\
 U_{бэ} &= I_{\Delta} \cdot R_{б''}; \\
 R_{б''} &= \frac{U_{бэ}}{I_{\Delta}}.
 \end{aligned}
 \tag{6.5}$$

Напряжение $U_{бэ}$ находится из входной характеристики транзистора по заданному току базы. Данная схема в диапазоне температур работает лучше, чем схема с фиксированным током базы, однако для нормальной ее работы все равно необходима температурная стабилизация. Форма и фазы сигналов в точках схемы при усилении синусоидального сигнала приведены на рис. 6.7.

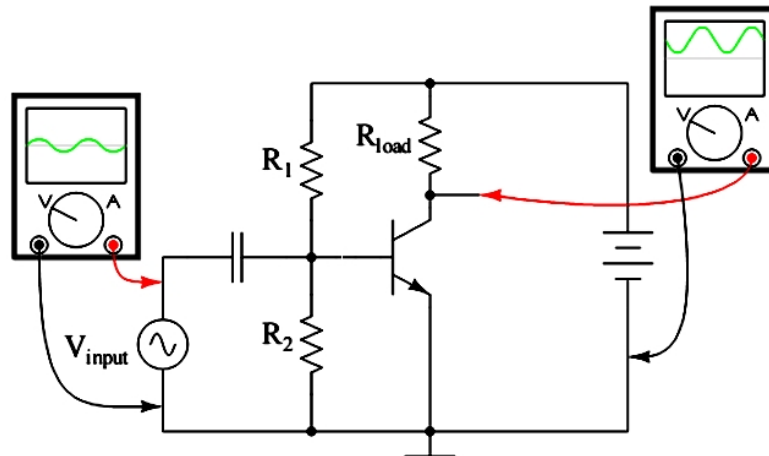


Рис. 6.7. Формы сигналов на входе и выходе схемы с фиксированным напряжением база – эмиттер

6.2.3. Температурная стабилизация (термостабилизация) рабочей точки при помощи терморезистора и полупроводникового диода

При нагревании рабочая точка смещается по нагрузочной прямой, что приводит к увеличению коллекторного тока I_k за счет возрастания неуправляемой составляющей обратного тока коллектора и уменьшению напряжения $U_{кэ}$ (рис. 6.8). Это равносильно приоткрыванию транзистора. Поэтому основной задачей температурной стабилизации является синхронная с увеличением температуры при закрывании эмиттерного перехода транзистора температурная стабилизация при помощи терморезистора (рис. 6.9).

При нагревании сопротивление терморезистора уменьшается (отрицательный ТКС), что приводит к общему уменьшению сопротивления включенных в параллель резисторов $R_{б'}$ и R_t . За счет этого напряжение $U_{бэ}$ уменьшается, эмиттерный переход подзапирается и рабочая точка сохраняет свое положение на нагрузочной прямой.

Аналогичным образом происходит термостабилизация рабочей точки полупроводниковым диодом (рис. 6.10).

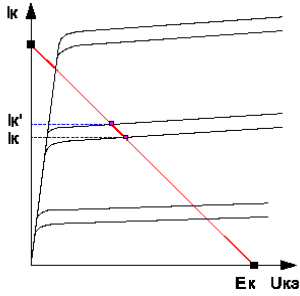


Рис. 6.8. Смещение рабочей точки при изменении температуры

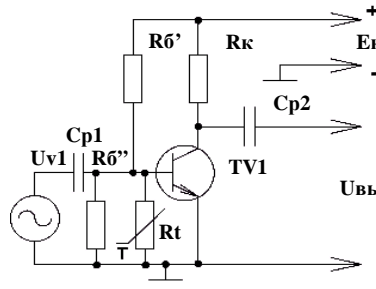


Рис. 6.9. Термостабилизация при помощи терморезистора

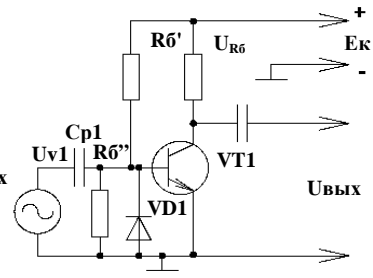


Рис. 6.10. Термостабилизация при помощи полупроводникового диода

При увеличении температуры сопротивление диодов в обратном включении будет уменьшаться за счет термогенерации носителей заряда в полупроводнике. Общее сопротивление включенных параллельно резистора $R_{б''}$ и диода $VD1$ будет уменьшаться, что приведет к уменьшению напряжения $U_{бэ}$, транзистор подзапирается и рабочая точка сохраняет свое положение.

Недостатком схем с терморезистором и полупроводниковым диодом является то, что и терморезистор, и полупроводниковый диод должны подбираться по своим температурным свойствам для каждого конкретного транзистора, а также то, что с ростом температуры уменьшается входное сопротивление схемы. Исправить ситуацию можно, применив в верхнем плече делителя вместо $R_{б'}$ терморезистор с положительным ТКС. Однако наиболее часто применяют схемы температурной стабилизации отрицательной обратной связью (ООС) по постоянному току.

6.2.4. Термостабилизация рабочей точки при помощи отрицательной обратной связи (ООС) по постоянному напряжению (коллекторная термостабилизация)

Применяется этот вид термостабилизации (рис. 6.11) при питании цепи базы с фиксированным током базы. В этом случае резистор $R_{б}$ подключается не к плюсу ИП, а к коллектору транзистора. Пользуясь уравнениями Кирхгофа, получим:

$$\begin{aligned}
 U_{кэ} &= U_{R_{б}} U_{бэ}; \\
 \text{допустим } t \uparrow \text{ следовательно } I_{к} \uparrow, \text{ а с ним } U_{кэ} \downarrow \\
 \text{так как } U_{R_{б}} &= \text{const}, \\
 U_{бэ} \downarrow &= U_{кэ} \downarrow - U_{R_{б}}
 \end{aligned}
 \tag{6.6}$$

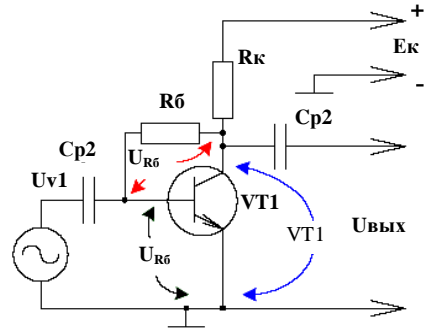


Рис. 6.11. Коллекторная термостабилизация

При увеличении температуры напряжение $U_{кэ}$ уменьшается. Это уменьшение напряжения через элемент обратной связи (ОС) $R_{б}$ передается на базу транзистора. Напряжение $U_{бэ}$ уменьшается. Эмиттерный переход подзапирается, и рабочая точка сохраняет свое положение.

6.2.5. Термостабилизация рабочей точки при помощи ООС по постоянному току (эмиттерная термостабилизация)

Термостабилизация рабочей точки при помощи ООС по постоянному току применяется при питании цепи базы по схеме с «фиксированным напряжением базы» путем введения в эмиттерную цепь сопротивления порядка 100...500 Ом для маломощных каскадов (рис 6.12). При возрастании температуры увеличивается ток коллектора транзистора $I_{к}$, следовательно, и ток эмиттера $I_{э}$. За счет этого $U_{R_{бэ}}$ будет уменьшаться. Формы входного и выходного сигналов приведены на рис. 6.13.

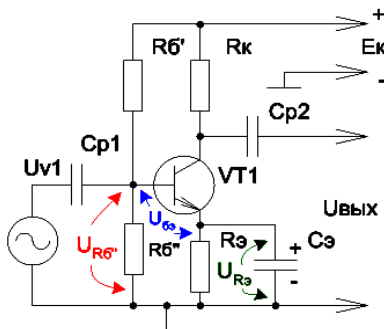


Рис. 6.12. Схема с эмиттерной термостабилизацией

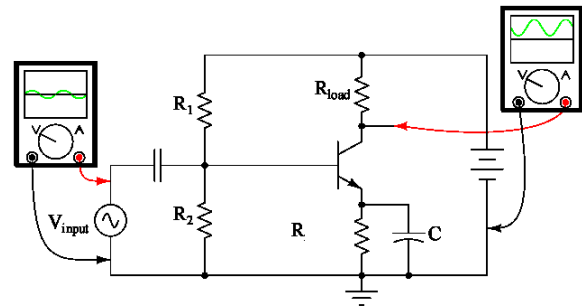


Рис. 6.13. Формы входного и выходного сигналов

$$\begin{aligned}
 U_{бэ} &= U_{R_{б'}} - U_{R_{э}}; \\
 t \uparrow, \text{ следовательно, } I_{э} \uparrow, \text{ а с ним } U_{R_{э}} \uparrow \\
 \text{так как } U_{R_{б'}} &= \text{const}, \\
 U_{бэ} \downarrow &= U_{R_{б'}} - U_{R_{э}} \uparrow
 \end{aligned}
 \tag{6.7}$$

Эмиттерный переход подзапирается, и рабочая точка (РТ) сохраняет свое положение. Так как изменение напряжения на $R_э$ должно зависеть только от изменения температуры и не изменяется по закону переменной составляющей усиливаемого сигнала, резистор $R_э$ шунтируется конденсатором большой емкости, через который будет протекать переменная составляющая, а через $R_э$ будет протекать постоянная составляющая тока.

Величину емкости выбирают из условия: $\frac{1}{\omega_n \cdot C_э} \ll R_э$.

Порядок расчета малосигнального усилителя на БТ, включенного по схеме с ОЭ или ОБ, с эмиттерной стабилизацией рабочей точки

Обычно исходными данными при расчете малосигнальных усилителей является напряжение коллектор – эмиттер $U_{кэ0}$ и ток коллектора $I_{к0}$ в рабочей точке. В справочниках обычно приводятся значения параметров БТ (коэффициенты усиления по току, емкости переходов, частотные параметры, коэффициент шума) для рекомендуемого режима работы по постоянному току, при котором проводилось измерение этих параметров.

Порядок расчета:

1. Для обеспечения стабилизации рабочей точки падение напряжения на резисторе $R_э$ (потенциал эмиттера) можно выбрать из условия:

$$U_{э0} = I_{э0} R_э = 0,2 U_{кэ0}, \quad (6.8)$$

а напряжение питания $U_{ин}$ выбирается согласно выражению

$$U_{ин} = 2U_{кэ0} + U_{э0} = I_{к0} R_к + U_{кэ0} + U_{э0} \quad (6.9)$$

для обеспечения максимального значения амплитуды неискаженного выходного сигнала.

2. Сопротивления резисторов $R_э$ и $R_к$ находим по выражениям:

$$\begin{aligned} R_к &= (U_{ин} - U_{кэ0} - U_{э0}) / I_{э0}; \\ R_э &= U_{э0} / I_{э0} \approx U_{э0} / I_{к0}; \\ I_{э0} &\approx I_{к0}. \end{aligned} \quad (6.10)$$

3. Находим ток базы

$$I_{б0} = I_{к0} / h_{21э} \quad (6.11)$$

и потенциал базы транзистора

$$U_{б0} = U_{бэ0} + U_{э0}, \quad (6.12)$$

где напряжение база – эмиттер в рабочей точке для кремниевого транзистора можно принять $U_{бэ0} = 0,6$ В.

4. Для обеспечения работоспособности схемы стабилизации задаемся током делителя напряжения, образованного резисторами R_1 и R_2 , в три – пять раз большим тока покоя базы:

$$I_{\partial} = 5 \cdot I_{\partial 0}. \quad (6.13)$$

5. Находим сопротивления R_1 и R_2 :

$$\begin{aligned} R_1 &= (U_{um} - U_{\partial 0}) / (I_{\partial} + I_{\partial 0}); \\ R_2 &= U_{\partial 0} / I_{\partial}. \end{aligned} \quad (6.14)$$

6. Емкости конденсаторов находим из условий:

$$\begin{aligned} C_1 &> \frac{10}{2\pi f_n (R_2 + R_{ex})}; \\ C_2 &> \frac{10}{2\pi f_n (R_{вых} + R_n)}; \\ C_3 &> \frac{10}{2\pi f_n R_3}; \\ C_6 &> \frac{10}{2\pi f_n R_6}, \end{aligned} \quad (6.15)$$

при выполнении которых значение коэффициента усиления по напряжению не уменьшается более чем в 0,707 раз на нижней граничной частоте f_n .

Порядок расчета эмиттерного повторителя

Обычно исходными данными являются напряжение источника сигнала E_s , его внутреннее сопротивление R_s , нагрузки R_n и напряжение источника питания U_{um} (рис. 6.14).

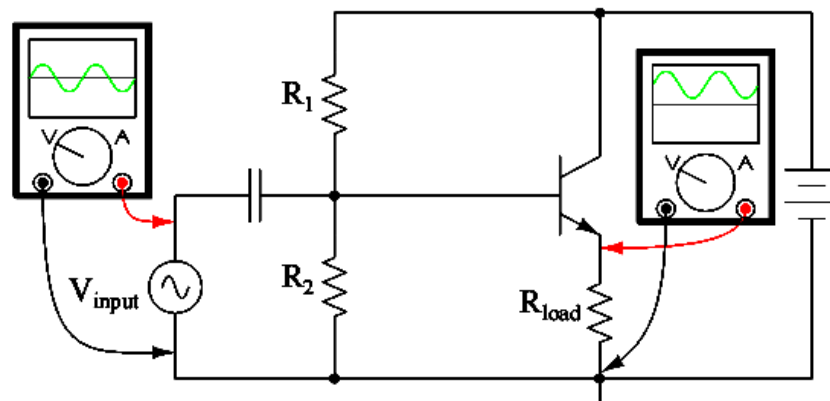


Рис. 6.14. Схема эмиттерного повторителя

Порядок расчета:

1. Вычисляем максимально возможное значение амплитуды тока нагрузки, соответствующее идеальному согласованию, когда $U_{вых.} = E_2$.

$$I_H = \frac{U_{вых.}}{R_H}. \quad (6.16)$$

2. Выбираем рабочую точку БТ:

$$I_{э0} \approx 1,3 \cdot I_H; \quad (6.17)$$

$$U_{кэ0} = U_{э0} = I_{э0} R_{э0} = U_{ин}/2. \quad (6.18)$$

Если $I_{э0}$ менее 2 мА, то необходимо задаться током покоя эмиттера $I = 2$ мА. Можно считать, что $I_{э0} \approx I_{кэ0}$.

3. Расчет элементов принципиальной схемы ЭП проводим согласно выражениям (6.10) – (6.15).

Пример

Рассчитать одиночный усилительный каскад в схеме с ОЭ (рис 6.15). Приведем схему усилительного каскада с ОЭ и эмиттерной стабилизацией. При этом необходимо учесть, что рабочая точка может быть задана фиксированным током базы, фиксированным напряжением база – эмиттер. Кроме того, может быть дополнительно применена стабилизация режима по постоянному току – эмиттерная, коллекторная или комбинированная. Так как каскад работает в режиме класса «А», то рабочая точка выбирается примерно посередине нагрузочной прямой, и тогда $U_{ин} = 2U_{к0}$. Падение напряжения на резисторе $R_э$ рекомендуется выбирать в пределах порядка $(0,05...0,1)U_{ин}$. Исходя из этого, определяем падение напряжения на резисторах $R_э$ и $R_к$. $R_э = (0,05...0,1)U_{ин}/I_{э0} = (0,05...0,1)U_{ин}/I_{к0}$, где α – статический коэффициент передачи по току для схемы с общей базой ($\alpha \approx h_{21э}$). Причем $\beta = \alpha / (1 - \alpha)$, где β – статический коэффициент передачи по току в схеме с ОЭ ($\beta \approx h_{21э}$), или $\alpha = \beta / (\beta + 1)$. Тогда

$$R_к \approx \frac{U_{ин}}{2I_{к0}}. \quad (6.19)$$

Ток делителя в цепи базы $I_д$ должен составлять величину $(3...5)I_{б0}$ (в некоторых литературных источниках до $10 I_{б0}$) для хорошей стабильности режима по постоянному току. Поэтому

$$R_1 = (U_{ин} - U_{б0}) / (3...5)I_{б0}; \quad I_{б0} = \frac{I_{к0}}{\beta}; \quad U_{б0} = U_{бэ0} + I_{э0}R_э. \quad (6.20)$$

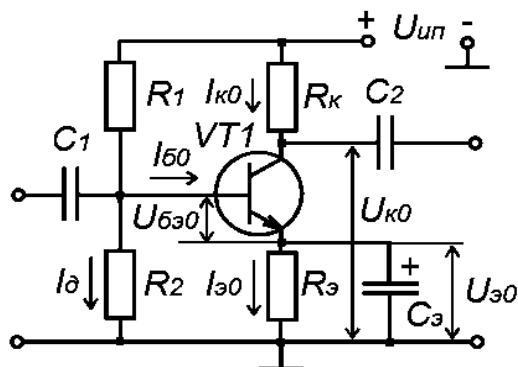


Рис. 6.15. Одиночный усилительный каскад в схеме с ОЭ

Величина напряжения $U_{бэ0}$ для германиевых транзисторов $0,2 \dots 0,4$ В, кремниевых – $0,6 \dots 0,8$ В. Нижний резистор в цепи делителя $R_2 = U_{бэ0}/I_б$. Необходимо выяснить, каким образом и в каких пределах изменяются входное и выходное сопротивления в зависимости от внутреннего сопротивления источника сигнала и сопротивления нагрузки, каковы особенности усилительных свойств рассчитанных схем.

При расчете одиночных каскадов усилителей целесообразно пользоваться известными выражениями, в которые входят либо h -параметры транзистора, либо физические параметры. Кроме того, известными величинами являются сопротивление источника сигнала и сопротивление нагрузки.

Расчет основных параметров:

Входное сопротивление

$$R_{вх} = h_{11} - \frac{h_{21} \cdot h_{12}}{1 + R_n \cdot h_{22}} R_n. \quad (6.21)$$

Выходное сопротивление

$$R_{вых} = \frac{1}{h_{22} - \frac{h_{21} \cdot h_{12}}{R_2 + h_{11}}}. \quad (6.22)$$

Коэффициент усиления по напряжению

$$K_u = \frac{h_{21}}{h_{12} \cdot h_{21} - h_{11} \cdot \left(h_{22} + \frac{1}{R_n} \right)}. \quad (6.23)$$

Коэффициент усиления по току

$$K_i = \frac{h_{21}}{1 + R_n \cdot h_{22}}. \quad (6.24)$$

С другой стороны, коэффициент усиления по напряжению может быть рассчитан следующим образом:

$$K_u = K_i \cdot \frac{R_H}{R_{ex}}. \quad (6.25)$$

Коэффициент усиления по мощности:

$$K_p = K_i \cdot K_u = K_i^2 \cdot \frac{R_H}{R_{ex}}. \quad (6.26)$$

Используя приведенные выше формулы, можно рассчитать и построить зависимости:

$$R_{ex} = f(R_H); R_{вых} = f(R_2); K_i = f(R_H); K_u = f(R_H) \text{ и } K_p = f(R_H).$$

Пример. Одиночный каскад усилителя включен по схеме с общим эмиттером. Параметры транзистора и схемы таковы: $h_{11э} = 1000 \text{ Ом}$; $h_{12э} = 2 \cdot 10^{-4}$ Ом; $h_{21э} = 100$ Ом; $h_{22э} = 5 \cdot 10^{-5}$ Ом. Сопротивление резистора нагрузки $R_H = 3 \text{ кОм}$, источник сигнала имеет внутреннее сопротивление $R_2 = 1000 \text{ Ом}$. Определить коэффициент усиления по току, напряжению и мощности, величину входного и выходного сопротивлений.

Решение

Определяем входное сопротивление:

$$R_{ex} \approx h_{11э} - h_{21э} \cdot h_{12э} \cdot R_H = 1000 - 100 \cdot 2 \cdot 10^{-4} \cdot 3 \cdot 10^3 = 940 \text{ Ом}.$$

Выходное сопротивление:

$$R_{вых} = \frac{1}{h_{22э} - \frac{h_{21э} \cdot h_{12э}}{R_2 + h_{11э}}} = \frac{1}{5 \cdot 10^{-5} - \frac{100 \cdot 2 \cdot 10^{-4}}{1000 + 1000}} = 0,25 \cdot 10^5 \text{ Ом}.$$

Коэффициент усиления по току находим, используя выражение

$$K_i = \frac{h_{21э}}{1 + R_H \cdot h_{22э}} = \frac{100}{1 + 3 \cdot 10^3 \cdot 5 \cdot 10^{-5}} \approx 100.$$

Коэффициент усиления по напряжению:

$$K_u = K_i \cdot \frac{R_H}{R_{ex}} = 100 \cdot \frac{3000}{940} \approx 319.$$

Коэффициент усиления по мощности: $K_p = K_i K_u = 100 \cdot 319 = 31900$.

В результате графоаналитического расчета необходимо определить максимальную величину неискаженного сигнала: амплитуды тока и напряжения, мощности в нагрузке и КПД каскада.

Графоаналитический расчет проводится следующим образом. Записываются предельные параметры транзистора $I_{K \max}$, $U_{кэ \max}$ и $P_{K \max}$. На выходных характеристиках транзистора (рис. 6.16, а) строится кривая допустимой мощности, $P_{K \max}$.

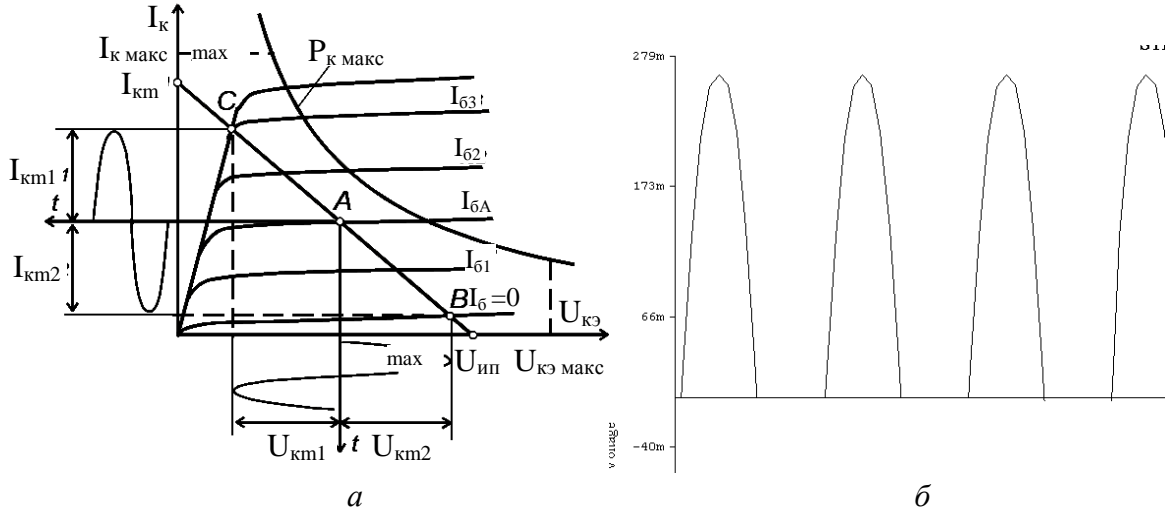


Рис. 6.16. Графоаналитический расчет на ВАХ

Затем определяется область безопасных режимов работы, ограниченная кривой допустимой мощности, $I_{K \max}$, $U_{кэ \max}$.

Уравнение нагрузочной прямой имеет вид:

$$I_K = \frac{U_{ун} - U_{кэa}}{R_K}. \quad (6.27)$$

Амплитуды полуволн максимальной величины неискаженного сигнала соответствуют пересечению нагрузочной прямой со статическими характеристиками в точке **С** – режим насыщения и в точке **В** – режим отсечки. Рабочая точка **А** выбирается на середине линейного участка нагрузочной прямой:

$$\left(U_{кэa} \approx \frac{U_{ун}}{2} \right),$$

тогда

$$U_{км} = \frac{U_{км1} + U_{км2}}{2}; \quad I_{км} = \frac{I_{км1} + I_{км2}}{2}. \quad (6.28)$$

Максимальная мощность неискаженного сигнала:

$$P_{км} = \frac{1}{2} U_{км} \cdot I_{км}. \quad (6.29)$$

Коэффициент полезного действия:

$$\eta_a = \frac{P_{км}}{P_{ка}} = \frac{U_{км} \cdot I_{км}}{2 \cdot U_{кээ} \cdot I_{ка}}. \quad (6.30)$$

Пример. В схеме с фиксированным током базы транзистор работает в режиме А, выходной сигнал имеет форму, приведенную на рис 6.16, б (входной – синусоидальный). Нарисовать схему (тип р-п-р, схема ОЭ) и объяснить причину отличия формы выходного сигнала от требуемой.

Решение. Схема приведена на рис 6.4. Подобная форма сигнала возможна из-за неправильного положения рабочей точки на входной ВАХ, например, из-за неисправности резистивного делителя. Судя по форме выходного сигнала, усиливается только отрицательная полуволна входного сигнала (схема инвертирует фазу). Значит, транзистор работает в режиме, близком к насыщению. Следует либо увеличить сопротивление верхнего плеча делителя (рекомендуется), либо уменьшить у нижнего плеча (нежелательно – снижается входное сопротивление). Это уменьшит напряжение смещения.

Пример. Объясните, что произойдет с потенциалами в точках А и В в схеме на рис. 6.17, если R_2 увеличить (режим работы каскада А)?

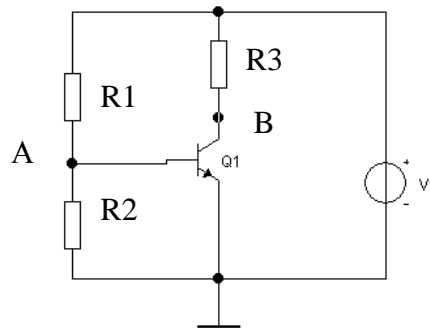


Рис. 6.17. Расчетная схема

Решение. В режиме работы класса А рабочая точка на входной ВАХ выбирается посреди прямолинейного участка, а потенциал коллектора находится на уровне 0,5 напряжения питания V_1 . Увеличение R_2 приведет к уменьшению составляющей тока делителя и росту напряжения на нем. Следовательно, потенциал в точке А увеличится. Рост напряжения в точке А приведет к росту тока транзистора (активный режим). Транзистор, открываясь, уменьшает внутреннее сопротивление коллектор – эмиттер. Ток через него растет, а потенциал точки В стремится к уменьшению относительно общего провода.

6.3. Цепи питания и смещения рабочей точки полевых транзисторов

Для смещения рабочей точки полевых транзисторов используют резистивные делители, аналогичные тем, что применяются в каскадах на биполярных транзисторах. Термостабилизация таких каскадов также аналогична. На рис. 6.18 приведена схема каскада на транзисторе с индуцированным каналом с истоковой термостабилизацией. Ток делителя изначально выбирается минимальным (чтобы не снижать входное сопротивление схемы), порядка 1 мА и менее. Только для транзисторов со встроенным каналом начальное смещение не требуется.

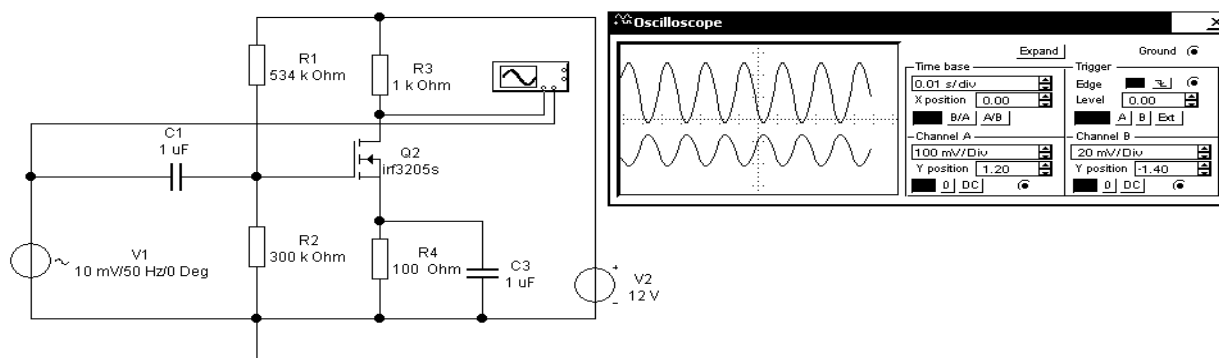


Рис. 6.18. Цепи смещения рабочей точки полевого транзистора с индуцированным каналом

Пример. Указано, что усилительный каскад выполнен по схеме с общим истоком на транзисторе марки КП601 и напряжение смещения задается автоматически за счет включения в цепь истока резистора R_u (рис. 6.19). Напряжение питания $E_c = 15$ В, R_z необходим для стекания зарядов, накопившихся на затворе за счет обратного тока перехода, и выбирается порядка десятка килоом – сотни мегаом.

Уравнение нагрузочной прямой будет выглядеть следующим образом:

$$E_c = U_{cu0} + I_{c0}(R_c + R_u),$$

теоретически $U_{zu} = I_z R_z - I_c R_u$, однако I_z ничтожно мал, поэтому

$$E_c = U_{cu0} + I_{c0} R_c + U_{zu0},$$

откуда

$$I_{c0} = \frac{E_c - U_{cu0} - U_{zu0}}{R_c}. \quad (6.31)$$

Если не заданы R_c и U_{zu0} , их можно определить графически по выходным ВАХ. Согласно справочным данным [4, с. 348], у транзистора

КП601 начальный ток стока $I_{c \text{ нач}} = 160 - 400$ мА (примем 320 мА). Значит, $R_c = E_c - U_{зи0}/I_{c \text{ нач}} = (15 - 3)/0,32 = 37,5 \approx 39$ Ом (по ряду стандартных значений номиналов). Пример построения нагрузочной прямой показан на рис. 6.20, а. Положение рабочей точки находим, проведя нагрузочную прямую через точку, соответствующую E_c на оси напряжений, и точку

$$I_{c0} = \frac{(E_c - U_{зи0})}{R_c} \quad (6.32)$$

на оси токов. Пересечение нагрузочной прямой с характеристикой, соответствующей заданному значению $U_{зи0}$, даст положение рабочей точки **О**. Эта рабочая точка соответствует току стока в рабочей точке I_{c0} и напряжению $U_{си0}$. Согласно рисунку 6.20, б, $I_{c0} = 140$ мА, $U_{си0} = 8$ В.

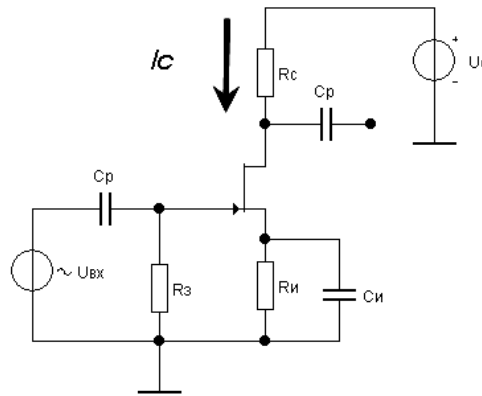


Рис. 6.19. Расчетная схема

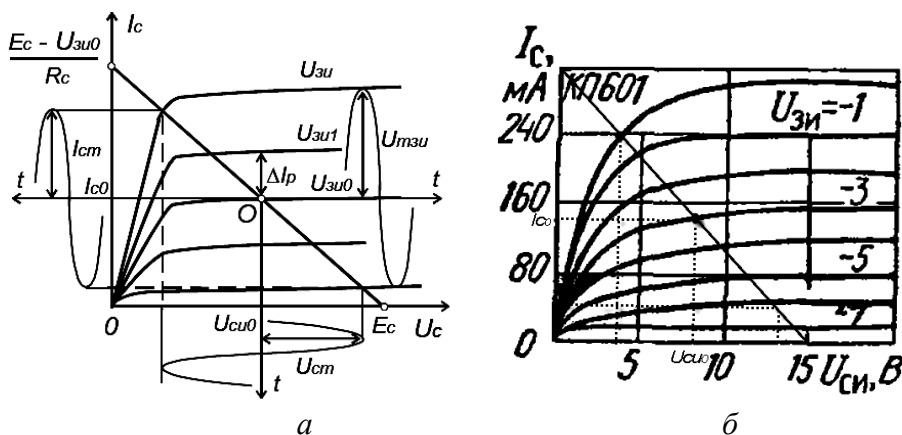


Рис. 6.20. Проведение расчетов по ВАХ

Сопротивление резистора в цепи истока находим следующим образом:

$$R_u = U_{зи0}/I_{c0};$$

$$R_u = 8/0,14 = 57,14 \approx 56 \text{ Ом.}$$

Малосигнальные параметры S , R_i и μ определяются как

$$S = \left. \frac{dI_c}{dU_{zu}} \right|_{U_n} = \text{const}; \quad R_i = \left. \frac{dU_{cu}}{dI_c} \right|_{U_{zu}} = \text{const}; \quad \mu = \left. \frac{dU_{cu}}{dI_c} \right|_{I_c} = \text{const}. \quad (6.33)$$

Кроме этого, полезно пользоваться выражением

$$\mu = \frac{U_{cum}}{U_{zum}} = \frac{4}{3} = 1,33. \quad (6.34)$$

При определении графическим методом рабочей крутизны S_p необходимо помнить, что при этом $R_n = \text{const}$, а амплитудные значения токов и напряжений следует рассчитывать с учетом симметрии полуволн напряжений и токов для минимизации искажения формы токов и напряжений. Расчет по данным на рис. 6.20, б:

$$S_p = \frac{\Delta I_p}{U_{zu0} - U_{zu1}} = \frac{0,18 - 0,14}{4 - 3} = 0,04 \text{ А/В}. \quad (6.35)$$

Коэффициент усиления по напряжению

$$K = \frac{U_{cum}}{U_{zum}} = \frac{4}{3} = 1,33, \quad (6.36)$$

а выходная мощность переменного сигнала находится из выражения:

$$P_{вых.} = \frac{1}{2} U_{cum} \cdot I_{cm} = 0,5 \cdot 4 \cdot 0,1 = 0,2 \text{ Вт}. \quad (6.37)$$

6.4. Ключевой режим работы транзистора (транзистор в режиме ключа)

В зависимости от состояния р-п-переходов транзисторов различают три режима их работы (рис. 6.21):

1. *Режим отсечки.* Это режим, при котором оба перехода закрыты (и эмиттерный, и коллекторный). Ток базы в этом случае равен нулю. Ток коллектора будет равен обратному току. Уравнение динамического режима будет иметь вид:

$$U_{кэ} = E_k - I_{кбо} R_k.$$

Произведение $I_{кбо} \cdot R_k$ будет равно нулю. Значит, $U_{кэ} \rightarrow E_k$.

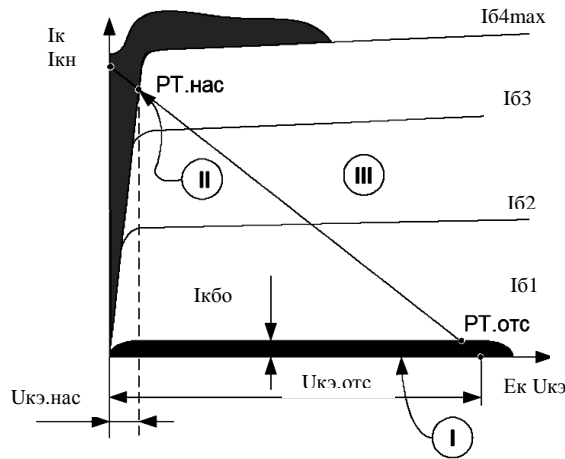


Рис. 6.21. Режимы работы транзистора на выходных ВАХ

2. *Режим насыщения* – это режим, когда оба перехода, и эмиттерный, и коллекторный, открыты, в транзисторе происходит свободный переход носителей зарядов, ток базы будет максимальный, ток коллектора будет равен току коллектора насыщения.

$$I_{\bar{b}} = \max; I_{\kappa} \gg I_{\kappa н}; U_{\kappa\bar{э}} = E_{\kappa} - I_{\kappa н} R_{\kappa}.$$

Произведение $I_{\kappa н} R_{\kappa}$ будет стремиться к E_{κ} . Значит, $U_{\kappa\bar{э}} \rightarrow 0$.

3. *Линейный режим* – это режим, при котором эмиттерный переход открыт, а коллекторный закрыт.

$$I_{\bar{b}, \max} > I_{\bar{b}} > 0;$$

$$I_{\kappa н.} > I_{\kappa} > I_{\kappa\bar{б}о};$$

$$E_{\kappa} > U_{\kappa\bar{э}} > U_{\kappa\bar{э}, \text{нас}}.$$

Отдельно рассматривается *ключевой режим* работы транзистора, при котором рабочая точка транзистора скачкообразно переходит из режима отсечки в режим насыщения и наоборот, минуя линейный режим (рис. 6.22).

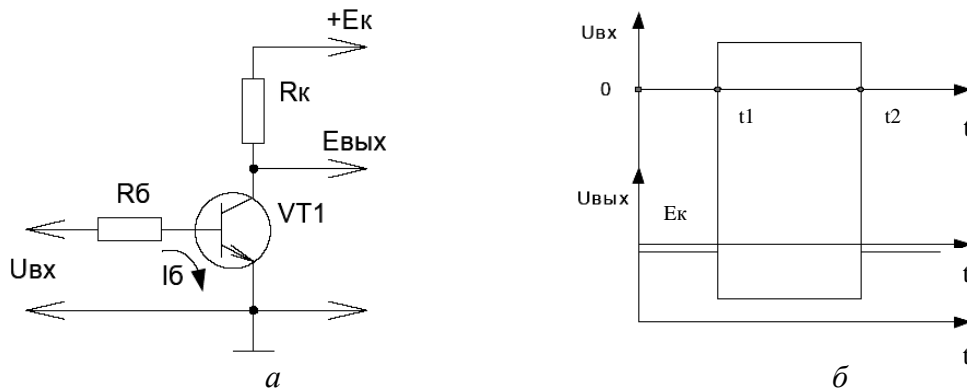


Рис. 6.22. Ключевой режим работы транзистора

Резистор R_6 ограничивает ток базы транзистора, чтобы он не превышал максимально допустимого значения. В промежуток времени от 0 до t_1 входное напряжение и ток базы близки к нулю и транзистор находится в режиме отсечки. Напряжение $U_{кэ}$ является выходным и будет близко к E_k . В промежуток времени от t_1 до t_2 входное напряжение и ток базы транзистора становятся максимальными и транзистор перейдет в режим насыщения. После момента времени t_2 транзистор переходит в режим отсечки. Вывод: транзисторный ключ является инвертором, т.е. изменяет фазу сигнала на 180° .

Пример. Построим передаточную характеристику ключа, схема которого приведена на рис. 6.23. Исходными данными для расчета обычно являются: напряжение питания $U_{ин}$, сопротивление нагрузки R_n , тип транзистора и его ВАХ. Для построения передаточной характеристики строим нагрузочную прямую на выходных статических характеристиках (рис. 6.24) и пользуемся входной характеристикой для расчета уровня входного сигнала (рис. 6.25). Подключение внешней нагрузки R_n уменьшает напряжение между коллектором и эмиттером транзистора, поэтому производим перерасчет:

$$U_{ин экв} = U_{ин} \frac{R_n}{R_k + R_n};$$

$$R_{экв} = \frac{R_n \cdot R_k}{R_n + R_k}.$$
(6.38)

Величина тока

$$I_{кт} = \frac{U_{ин экв}}{R_{экв}}$$
(6.39)

Порядок расчета:

1. Задаемся сопротивлением резистора в цепи коллектора R_k из условия $R_k \approx 1,66 R_n$. Рассчитав $U_{ин экв}$ и $R_{экв}$, отмечаем точки на оси напряжений и токов и строим нагрузочную прямую.

2. По параметрам транзистора определяется $I_{к max}$ и проверяется условие $I_{кт} \leq 0,7 I_{к max}$, в случае невыполнения условия корректируют значение R_k .

3. На середине прямолинейного участка входной ВАХ транзистора на ветви $U_{кэ} > 0$ определяем h_{119} .

4. Задаемся $R_6 = h_{119}$. Этот резистор служит для ограничения входного тока и степени насыщения ключа с целью повышения быстродействия.

5. Отмечаем на пересечении нагрузочной прямой с ветвями выходной ВАХ (см. рис 6.24) 5 – 10 точек, дающих одновременно значения $U_{вых}$ (на оси $U_{кэ}$) и соответствующие им $I_{б}$.

6. На входной ВАХ (см. рис 6.25) по значениям $I_{б}$ находим соответствующие значения $U_{бэ}$.

7. Используя выражение $U_{ex.} = U_{бэ} + I_{б} \cdot R_{б}$, рассчитаем значения $U_{ex.}$.

8. Построим передаточную характеристику $U_{вых.} = f(U_{ex.})$ (рис 6.26).

9. По ней определим статические характеристики $U_{пор}^0, U_{пор}^1, U_{вых}^0, U_{вых}^1$.

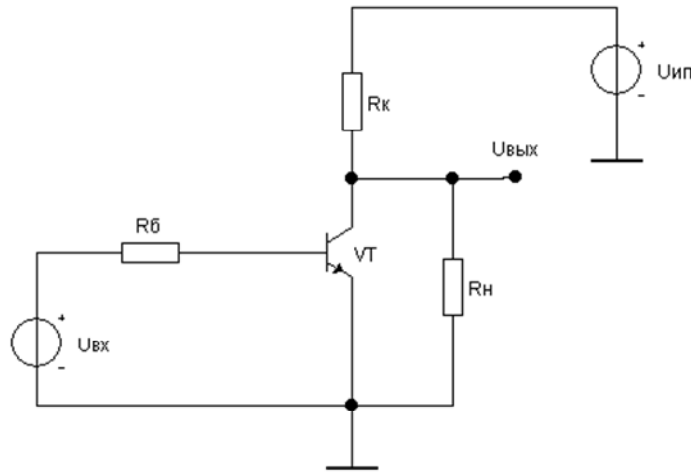


Рис. 6.23. Транзисторный ключ с внешней (распределенной) нагрузкой

Следует отметить, что $U_{вых.} \approx U_{уп экв} - \beta I_{б} R_{экв}$, где β – коэффициент усиления по току. Таким образом, на передаточных характеристиках ключа имеется область отсечки при малых входных сигналах, активная область и область насыщения при больших уровнях входного напряжения. Для более точного расчета передаточной характеристики ключа необходимо учитывать зависимость $\beta = f(I_{б})$.

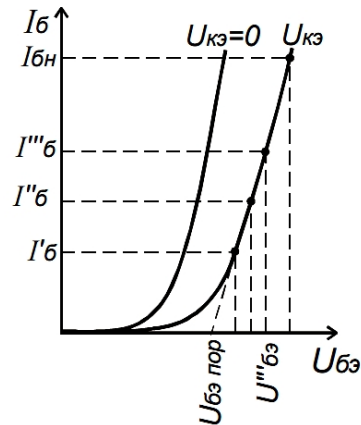
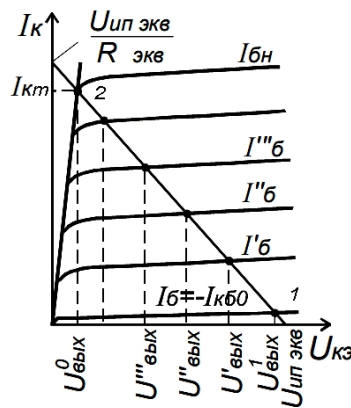


Рис. 6.24. Выходные статические характеристики Рис 6.25. Входная характеристика

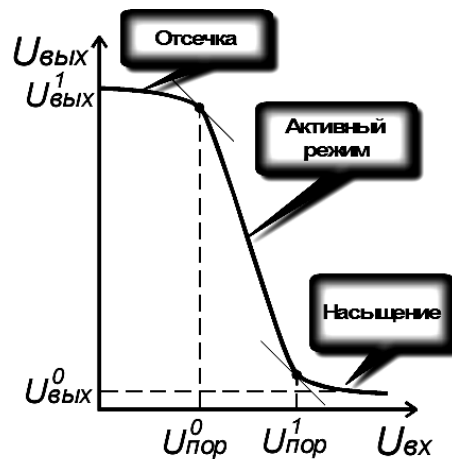


Рис. 6.26. Передаточная характеристика

6.5. Цифровые транзисторы

В различных схемах довольно часто применяются транзисторные ключи или преобразователи уровней на биполярных транзисторах, которые управляются логическими сигналами. При этом невозможно обойтись без резисторов. Это увеличивает общее количество элементов в схеме и площадь печатной платы, а также усложняет ее монтаж. Уже долгое время некоторыми зарубежными фирмами выпускаются так называемые цифровые транзисторы (digital transistors). Эти приборы сразу получили широкое распространение. Их можно видеть на платах телевизоров, видеомагнитофонов, музыкальных центров.

Первой такие транзисторы выпустила фирма ROHM. В настоящее время их выпускают несколько фирм, в том числе Motorola. Стоимость таких транзисторов не превышает стоимости обычных транзисторов с аналогичными предельными параметрами, они широко представлены на нашем рынке. Поскольку больше всего распространены транзисторы фирмы ROHM, именно на них мы и остановимся.

Цифровой транзистор внутри корпуса содержит два резистора (рис. 6.27), что позволяет управлять такими транзисторами непосредственно ТТЛ или КМОП логических уровней. По сути такой транзистор представляет собой инвертор с открытым коллектором. Внутренние резисторы являются тонкопленочными, полностью изолированными (в отличие от изоляции с помощью р-п-перехода). Это позволяет подавать на вход напряжение любой полярности без появления каких-либо побочных эффектов. Существуют цифровые транзисторы с различными значениями и соотношениями номиналов внутренних резисторов. В некоторых исполнениях один из резисторов может отсутствовать.

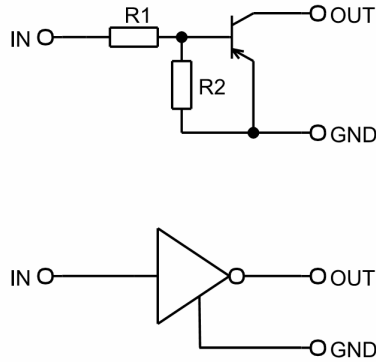


Рис. 6.27. Эквивалентная схема цифрового транзистора

Тип схемы и номиналы можно определить по маркировке цифрового транзистора. Расшифровка маркировки транзисторов фирмы ROHM приведена на рис. 6.28.

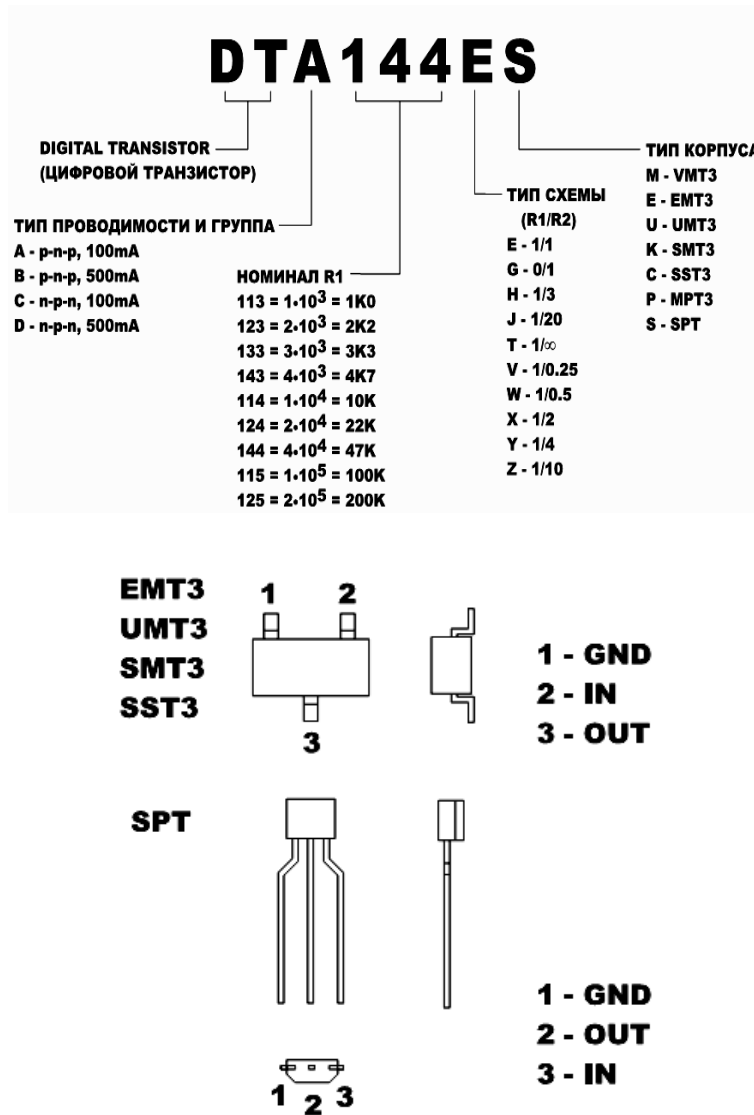


Рис. 6.28. Внешний вид и маркировка транзисторов фирмы ROHM

Цифровые транзисторы выпускаются в разных корпусах для обычного или поверхностного монтажа. На рис. 6.28 приведен список корпусов в терминологии фирмы ROHM и расположение выводов. Более подробную информацию по корпусам можно получить на сайте www.rohm.com. Характеристики наиболее распространенных типов цифровых транзисторов приведены в табл. 6.1.

Таблица 6.1

Характеристики наиболее распространенных типов цифровых транзисторов

PNP	NPN	R_1	R_2	V_{cc} , В	I_0 , мА	$G_I (h_{fe})$	Обычный эквивалент
$R_1 = R_2$							
DTA123E	DTC123E	2,2	2,2	50	100	20..	PNP: 2SA1037AK
DTA143E	DTC143E	4,7	4,7	50	100	20..	
DTA114E	DTC114E	10	10	50	50	30..	
DTA124E	DTC124E	22	22	50	30	56..	
DTA144E	DTC144E	47	47	50	30	68..	NPN: 2SC2412K
DTA115E	DTC115E	100	100	50	20	82..	PNP: 2SA1036K
DTB113E	DTD113E	1	1	50	500	33..	
DTB123E	DTD123E	2,2	2,2	50	500	39..	NPN: 2SC2411K
DTB143E	DTD143E	4,7	4,7	50	500	47..	
DTB114E	DTD114E	10	10	50	500	56..	

Хотя использование цифровых транзисторов возможно и в активном режиме, чаще всего их используют в ключевом. В качестве примера можно привести несколько схем с применением таких транзисторов. Поскольку микросхемы жесткой логики применяются все реже, источником логических сигналов теперь является микроконтроллер. Приведенные схемы иллюстрируют подключение разных видов нагрузки к портам микроконтроллеров.

Схема на рис. 6.29, а обеспечивает вытекающий ток для 5-вольтовой нагрузки. Она может быть использована, например, в тех случаях, когда микроконтроллер должен отключать питание у какой-то части схемы или управлять любой другой нагрузкой, один вывод которой заземлен. Транзистор будет открыт, когда на порту микроконтроллера появится низкий логический уровень. Такая схема подходит для микроконтроллеров семейства MCS-51, у которых во время действия сигнала «сброс» порты переходят в состояние высокого логического уровня и возможно ложное включение нагрузки. Схема на рис. 6.29, б выполняет те же функции, но управляется высоким логическим уровнем. Она подходит, например, для микроконтроллеров семейства AVR, у которых во время действия сигнала «сброс» порты переходят в третье состояние.

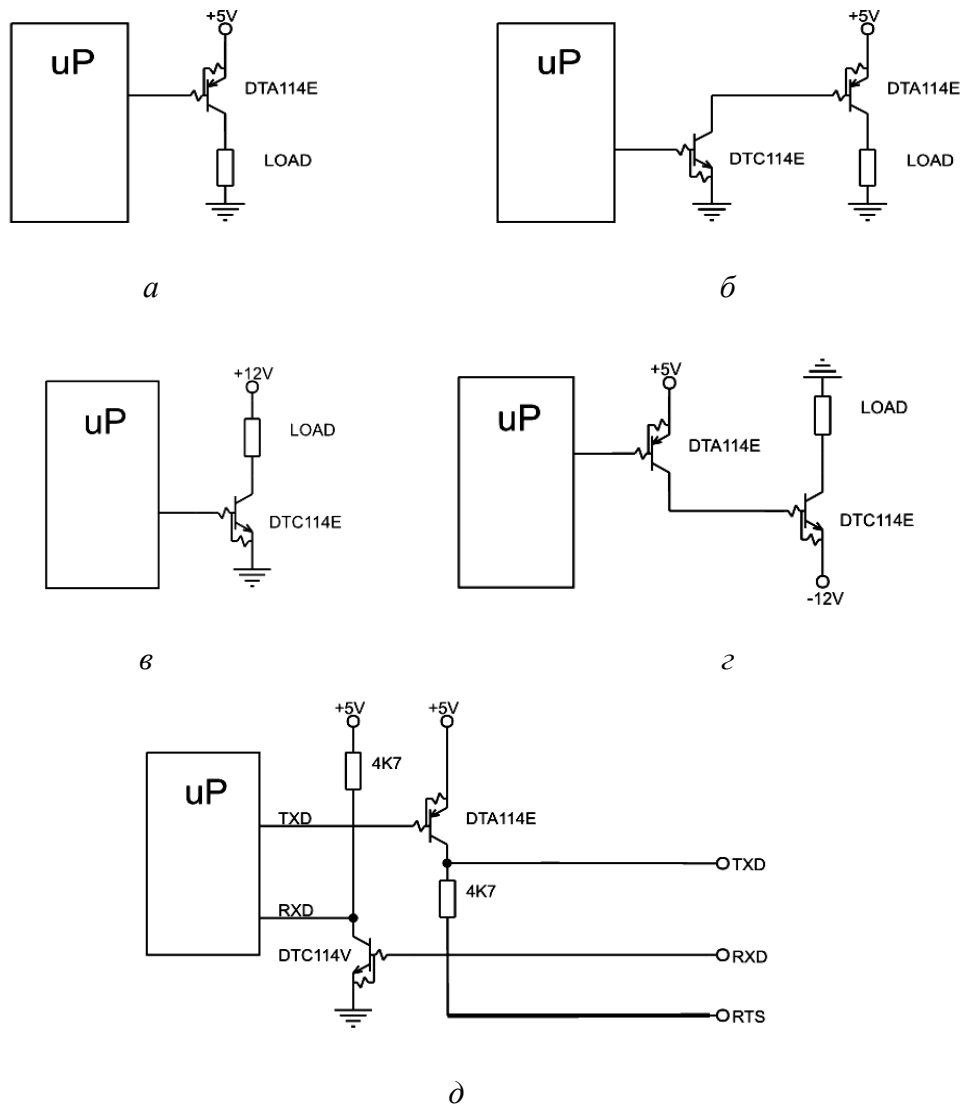


Рис. 6.29. Примеры схем с цифровыми транзисторами

Схема на рис. 6.29, в демонстрирует управление более высоковольтной нагрузкой, которая одним выводом подключена к источнику питания. Управляется схема высоким логическим уровнем.

Схема на рис. 6.29, г позволяет коммутировать на нагрузку отрицательное напряжение. Управляется схема низким логическим уровнем.

Схема на рис. 6.29, д представляет собой простой преобразователь TTL-уровней в уровни интерфейса RS-232. Для приемника использован цифровой транзистор с делителем 1/0,25, что исключает обратный пробой эмиттерного перехода при воздействии входного напряжения в 12 В. В качестве отрицательного источника питания драйвера использована линия RTS, которая должна быть программно настроена соответствующим образом.

Литература

1. Москатов, Е. А. Электронная техника / Е. А. Москатов. – Таганрог, 2004. – 121 с.
2. Дробот, С. В. Практикум по курсу «Электронные приборы» для студ. всех спец. БГУИР дневной и вечерней форм обуч. / С. В. Дробот, В. А. Мельников, В. Н. Путилин. – Минск : БГУИР, 2003. – 179 с. : ил.
3. Метод. указания и контр. задания по курсу «Электронные, квантовые приборы и микроэлектроника» для студ. спец. Т.12.01 «Телекоммуникационные системы» заочн. формы обуч. / Б. Рожанский [и др.] ; сост. А. Я. Бельский, С. В. Дробот. – Минск : БГУИР, 2001. – 51 с.
4. Галкин, В. И. Полупроводниковые приборы : справочник / В. И. Галкин, А. Л. Булычев, В. Л. Прохоренко. – 2-е изд., перераб. и доп. – Минск : Беларусь, 1987. – 285 с.
5. Kuphaldt, Tony R. Lessons In Electric Circuits. Volume III. Semiconductors / Tony R. Kuphaldt. – Third Edition, last update August 23, 2002.
6. Ридико, Е. Цифровые транзисторы / Е. Ридико // Схемотехника. – №2. – 2001. – С. 2 – 3.

Практическое занятие 7

РЕЖИМЫ РАБОТЫ УСИЛИТЕЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ. РАЗНОВИДНОСТИ КАСКАДОВ УСИЛЕНИЯ. ОКОНЕЧНЫЕ КАСКАДЫ. ПРОВЕРКА И ЗАМЕНА ТРАНЗИСТОРОВ

7.1. Понятие о проходной динамической характеристике

Режимы работы усилительных элементов определяются положением рабочей точки на проходной динамической характеристике. Проходной динамической характеристикой называется зависимость выходного тока от входного напряжения. Для транзистора, включенного по схеме с ОЭ, зависимость будет $I_k = f(U_{бэ})$. Проходная динамическая характеристика может быть построена по входной и выходной характеристикам транзистора. $I_k = f(U_{бэ})$ (рис 7.1).

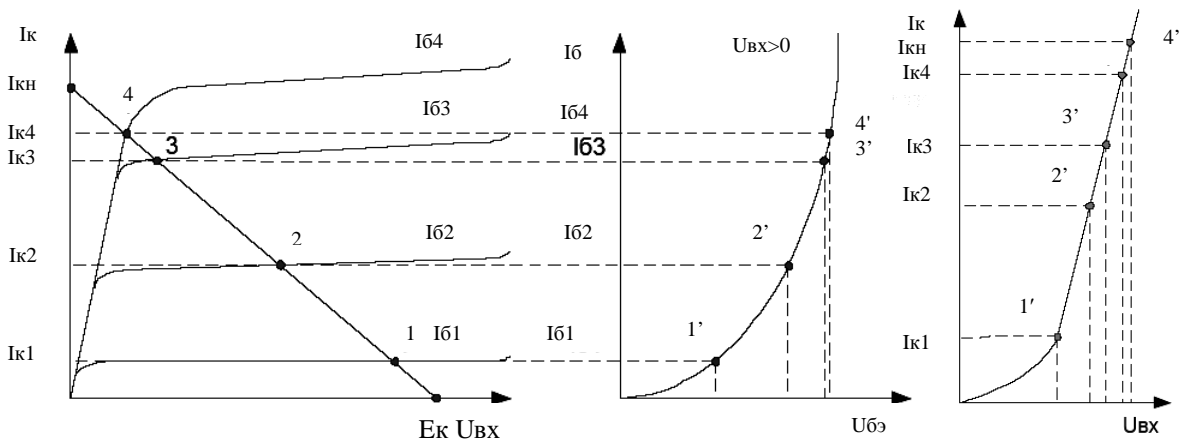


Рис. 7.1. Построение проходной динамической характеристики транзистора

7.2. Режим работы класса А

В режиме работы класса А рабочая точка устанавливается на середине линейного участка проходной динамической характеристики. Для этого между базой и эмиттером транзистора при помощи одной из схем питания цепи базы необходимо создать постоянную составляющую напряжения, которая называется величиной напряжения смещения. При отсутствии переменной составляющей усиливаемого сигнала рабочая точка называется рабочей точкой покоя.

Рассмотрим рис. 7.2. До момента времени t_1 переменная составляющая входного сигнала отсутствует и под действием величины $E_{см}$ в коллекторной цепи транзистора будет протекать постоянная составляющая кол-

лекторного тока, которая называется током покоя. Режим работы класса А характеризуется минимальными нелинейными искажениями, т.к. усилительный элемент работает на линейном участке характеристики. Недостатком режима класса А является низкий кпд. $\eta = (25...35 \%)$.

Это объясняется тем, что энергия от источника питания затрачивается не только на усиление переменной составляющей, но и на создание постоянной составляющей I_0 , которая является бесполезной и в дальнейшем отсеивается разделительным конденсатором. Режим класса А применяется, в основном, в предварительных каскадах усиления с мощностью не более нескольких ватт. Коэффициент нелинейных искажений $K_2 \leq 1 \%$.

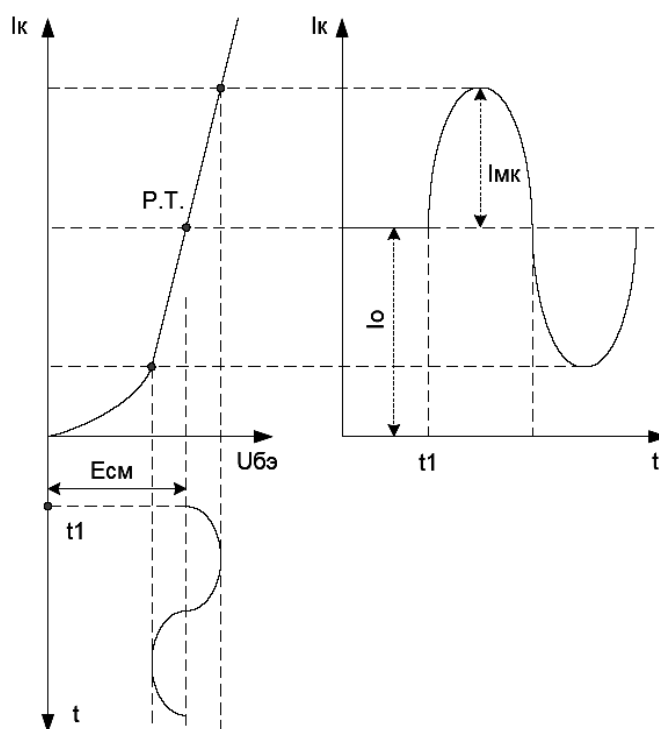


Рис. 7.2. Формы сигналов для режима работы класса А

7.3. Режим работы класса В

В режиме класса В рабочая точка выбирается таким образом, чтобы ток покоя был равен нулю (рис. 7.3).

Режим работы класса В (и остальные) характеризуется углом отсечки Θ .

Углом отсечки называется половина той части периода, за которую в выходной цепи будет протекать ток.

Если для режима класса А его не принято указывать (так как усилительный элемент остается открытым), то для режима класса В угол отсечки $\Theta \approx 90^\circ$ (чуть меньше 90° из-за потенциального барьера перехода). Харак-

теризуется режим класса В высоким кпд: $\eta = 60...70 \%$. Недостатком режима класса В являются большие нелинейные искажения ($K_2 \leq 10 \%$), так как используется начальный нелинейный участок ВАХ. Применяется режим класса В в выходных двухтактных усилителях мощности с выходной мощностью до десятка ватт. Типовым видом искажений являются искажения типа «ступенька» (рис 7.4).

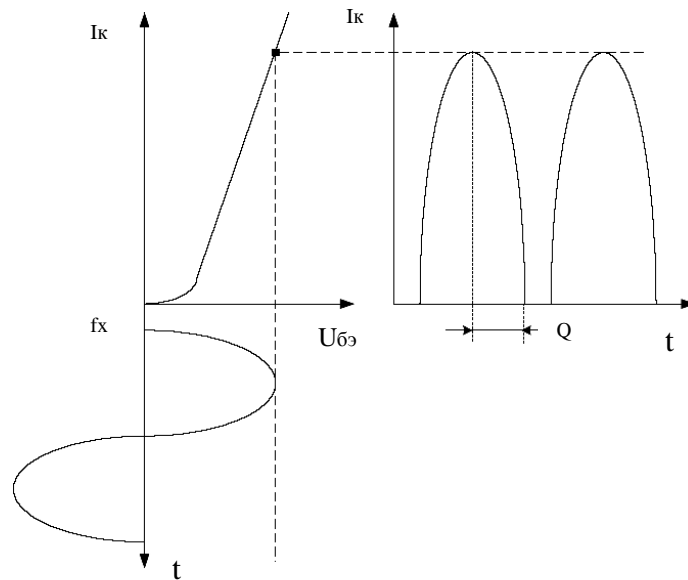


Рис. 7.3. . Формы сигналов для режима работы класса В

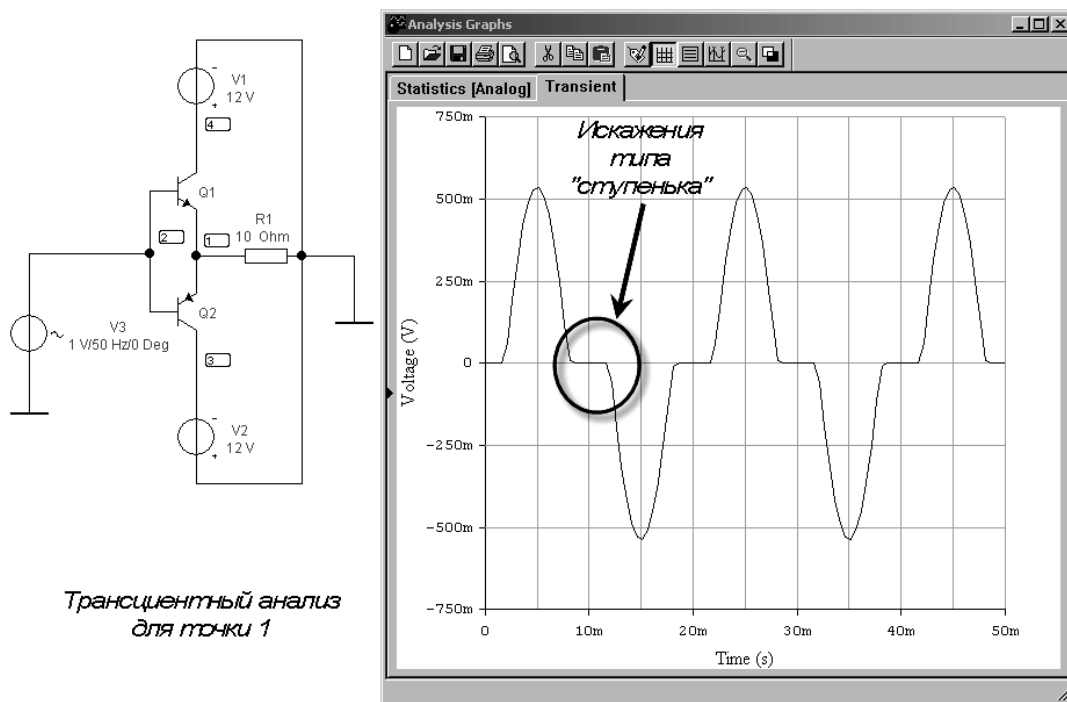


Рис. 7.4. Искажения типа «ступенька»

7.4. Режим работы класса АВ

Для уменьшения нелинейных искажений, характерных для режима, положение точки покоя в режиме класса АВ выбирается на нижнем изгибе проходной динамической характеристики (рис. 7.5) путем подачи начального напряжения смещения.

В этом случае будет иметь место ток покоя, но величина его будет значительно меньше, чем в режиме класса А. Угол отсечки Θ в режиме класса АВ больше 90° и достигает $120\dots130\%$. Режим класса АВ имеет несколько меньший КПД, чем режим класса В ($\eta = 50\dots60\%$), и несколько меньшие нелинейные искажения: $K_2 \leq 3\%$. Применяется так же, как и режим класса В, в двухтактных усилителях мощности более высокого класса.

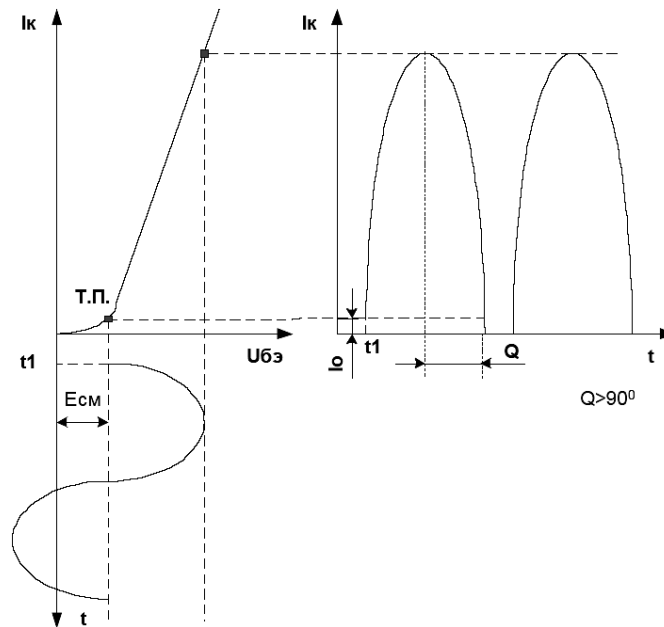


Рис. 7.5. . Формы сигналов для режима работы класса АВ

7.5. Режим работы класса С

Это режим, при котором величина $E_{см}$ имеет отрицательное значение (рис. 7.6).

Режим класса С характеризуется максимальным КПД: $\eta \geq 80\%$, но и наибольшими нелинейными искажениями. Угол отсечки Θ в режиме класса С меньше 90° . Режим С применяется в резонансных усилителях в выходных каскадах мощных передатчиков и в каскадах амплитудных селекторов.

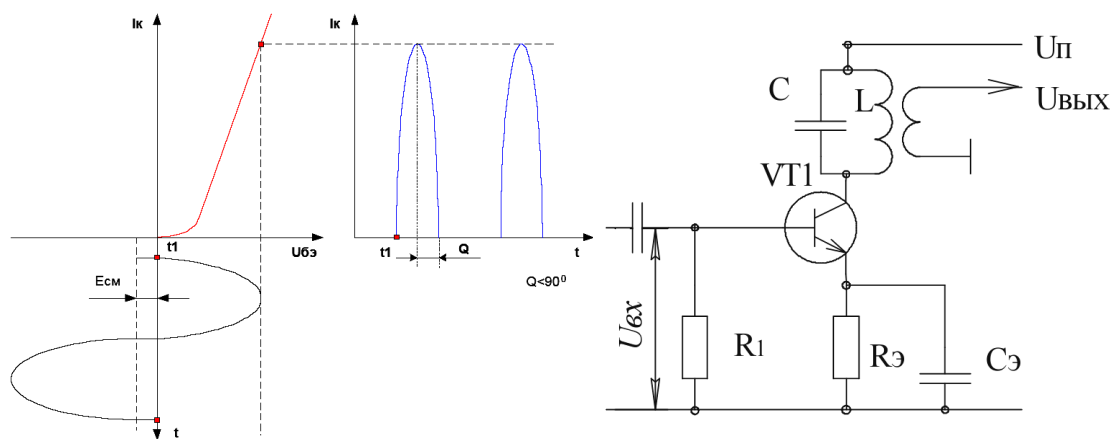


Рис. 7.6. Формы сигналов для режима работы класса С

Формы выходного сигнала при различных K_2 . – на рис. 7.7. Сигнал на входе – синусоидальный.

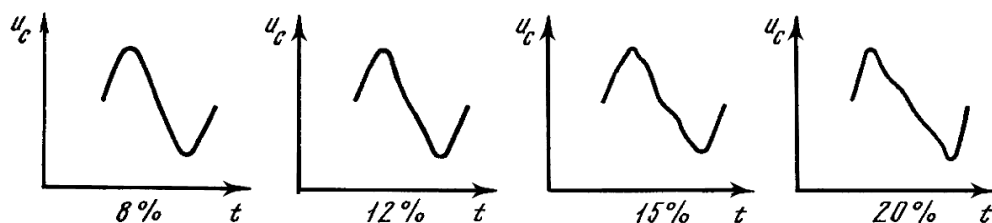


Рис. 7.7. Формы выходного сигнала при различных K_2

7.6. Режим работы класса D

Режим работы класса D – это ключевой режим работы транзистора (рис. 7.8.). Режим D характеризуется тем, что усилительный элемент может находиться в открытом (режим насыщения) либо в закрытом (режим отсечки) состояниях, поэтому кпд такого усилительного каскада близок к 100 %.

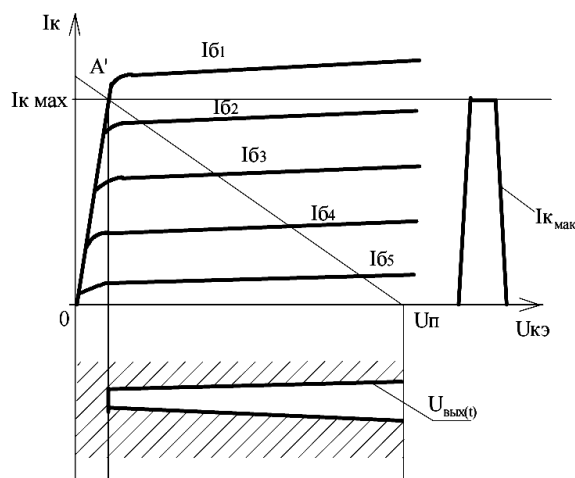


Рис 7.8. Форма тока и напряжения в режиме D

7.7. Выходные каскады усиления.

Однотактный выходной трансформаторный каскад

Усиления мощности обычно добиваются с помощью выходных каскадов каскадных усилителей. Они предназначены для получения в нагрузке требуемой мощности. В связи с этим такие усилители должны иметь высокий КПД и минимальные нелинейные искажения. Усилители мощности выполняются на мощных биполярных и полевых транзисторах, включенных по схеме с ОЭ или с ОК.

По способу включения нагрузки усилители мощности могут быть трансформаторными и бестрансформаторными, а также однотактными и двухтактными. Однотактные усилители работают обычно в режиме А, а двухтактные – в режиме В или АВ.

Однотактный выходной трансформаторный каскад работает в режиме класса А. В виде коллекторной нагрузки он имеет первичную обмотку согласующего трансформатора (рис. 7.9).

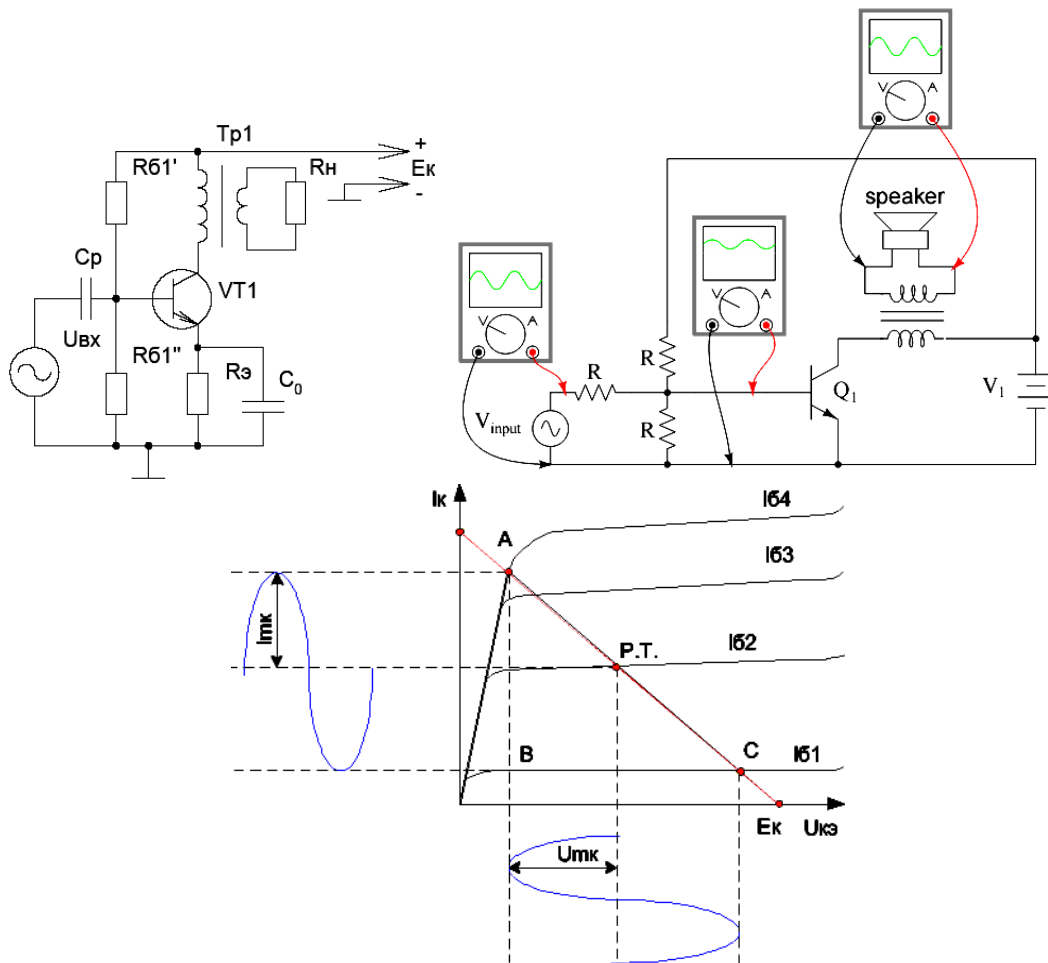


Рис. 7.9. Усилительный каскад с трансформаторным выходом

Выходные каскады усиления являются усилителями мощности. Применение согласующих трансформаторов позволяет осуществлять оптимальное согласование выхода усилителя с нагрузкой. В этом случае можно считать, что $P_1 = P_2$, где P_1 – мощность первичной обмотки, а P_2 – мощность вторичной обмотки или, что то же самое, мощность нагрузки.

$$\frac{U_1^2}{R_{к\text{ опт}}} = \frac{U_2^2}{R_n}$$

Разделим обе части последнего уравнения на U_1^2 . Получим:

$$\frac{1}{R_{к\text{ опт}}} = \left(\frac{U_2}{U_1} \right) \cdot \frac{1}{R_n}, \text{ где } \frac{U_2}{U_1} - \text{коэффициент трансформации};$$

$$\frac{1}{R_{к\text{ опт}}} = h^2 \cdot \frac{1}{R_n}; \quad n = \sqrt{\frac{R_n}{R_{к\text{ опт}}}}; \quad R_{к\text{ опт}} = \frac{U_{к1}}{I_{к1}}$$

На рис. 7.9 площадь ABC представляет собой мощность, отдаваемую усилителем в нагрузку.

$$P = \frac{2 \cdot I_{mk} \cdot 2 \cdot U_{mk}}{2};$$

$$P = 2 \cdot I_{mk} \cdot U_{mk} \cdot \eta.$$

С учетом КПД трансформатора мощность P , отдаваемая в нагрузку, будет равна $\eta = 60...70\%$. Применяются однотактные выходные каскады для усиления небольших мощностей. Недостатки трансформаторной межкаскадной связи заключаются в больших массогабаритных показателях, высокой стоимости и нелинейных искажениях, возникающих в трансформаторах на переменном токе.

7.8. Двухтактный выходной трансформаторный каскад

Двухтактные усилительные каскады работают в режимах классов В или АВ. Во входной цепи включен трансформатор Тр1 со средней точкой во вторичной обмотке. Это позволяет получить на базах транзисторов VT1 и VT2 два одинаковых по амплитуде и противоположных по фазе напряжения (рис. 7.10).

Когда на базы транзисторов будет подаваться положительное напряжение, они будут находиться в открытом состоянии и через них будут протекать токи: плюс E_k , средняя точка Тр2, половина первичной обмотки Тр2, переход коллектор – эмиттер транзистора, общий провод, минус E_k . Следовательно, в первичной обмотке Тр2 токи будут протекать от средней точки в разные стороны, за счет чего магнитные потоки в сердечнике и наводимые во вторичной обмотке магнитные поля, а значит, и ток в нагрузке будут вычитаться. То есть $I_n = I_1 - I_2$.

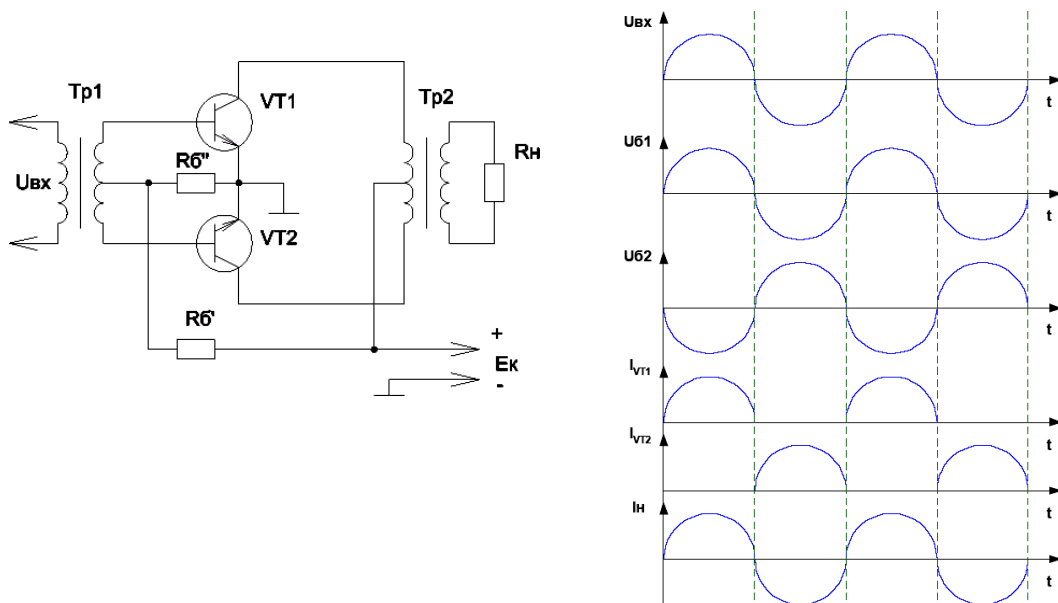


Рис. 7.10. Двухтактный выходной трансформаторный каскад

Ток в нагрузке будет иметь двойной размах по сравнению с каждым из токов транзистора, а, следовательно, такая схема будет отдавать в нагрузку удвоенную мощность по сравнению с мощностью, рассеиваемой каждым из транзисторов.

Эта схема используется для усиления больших мощностей.

Достоинства: малые нелинейные искажения, так как в сердечнике отсутствует постоянная составляющая магнитного потока и не происходит насыщение; схема не чувствительна к пульсациям напряжения питания.

Недостатки: все недостатки трансформаторных схем – узкий диапазон частот, повышенные габариты и вес трансформатора, большие частотные искажения.

Пример расчета двухтактного усилителя с трансформаторным выходом в режиме *B*

Двухтактная схема транзисторного усилителя с общим эмиттером приведена на рис. 7.11, а. Специфика характеристик транзистора обуславливает режим *B* даже без подачи смещения на базу. При этом в режиме покоя в цепи коллектора протекает минимальный ток $I_{к0}$. Такой режим обеспечивает получение наибольшей мощности, но могут возникнуть недопустимые нелинейные искажения. Поэтому часто на базу транзистора подают небольшое напряжение смещения $U_{б0}$ от делителя R1, R2. Величину $U_{б0}$ выбирают такой, чтобы ток покоя транзистора I_0' составлял $(0,05 \dots 0,1) \cdot I_{\max}$.

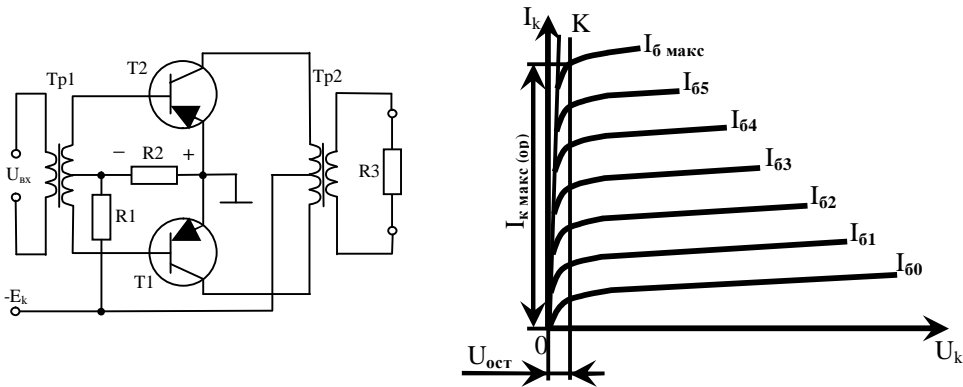


Рис. 7.11. Двухтактный транзисторный усилитель с общим эмиттером:
 а – схема; б – семейство выходных характеристик

Дано: выводная мощность $P_{вых}$; диапазон частот $F_n \dots F_6$; допустимый коэффициент частотных искажений M_n ; допустимый коэффициент нелинейных искажений $K_{ни}$; сопротивление нагрузки R_n .

Порядок расчета:

1. Выбирают тип транзистора по мощности

$$P_{\sim} = \frac{P_{вых.}}{2 \cdot \eta_{Tp}}$$

Определяют кпд выходного трансформатора по табл. 7.1.

Таблица 7.1

Значение кпд выходного трансформатора

Мощность трансформатора, Вт	η_{Tp}
0,1...1	0,7...0,85
1...10	0,8...0,9
10...100	0,9...0,94

2. Напряжение источника коллекторного питания

$$E_k = (0,35 \dots 0,4) \cdot U_{кэ доп};$$

ориентировочное максимальное значение коллекторного тока

$$I_{k \max(op)} \approx \frac{P}{0,5 \cdot E_k}$$

3. Остаточное напряжение на коллекторе определяют графически. На семействе выходных характеристик (см. рис. 7.11, б) по току $I_{k \max(op)}$ находят величину $U_{ост.}$, соответствующую значению $I_{k \max(op)}$, на линии отсечки ОК.

4. Рассчитывают сопротивление нагрузки одного плеча выходной цепи переменному току

$$R'_K \approx 0,5 \cdot \frac{(E_K - U_{ост.})^2}{P_1}$$

и строят выходную динамическую характеристику (рис. 7.12, а).

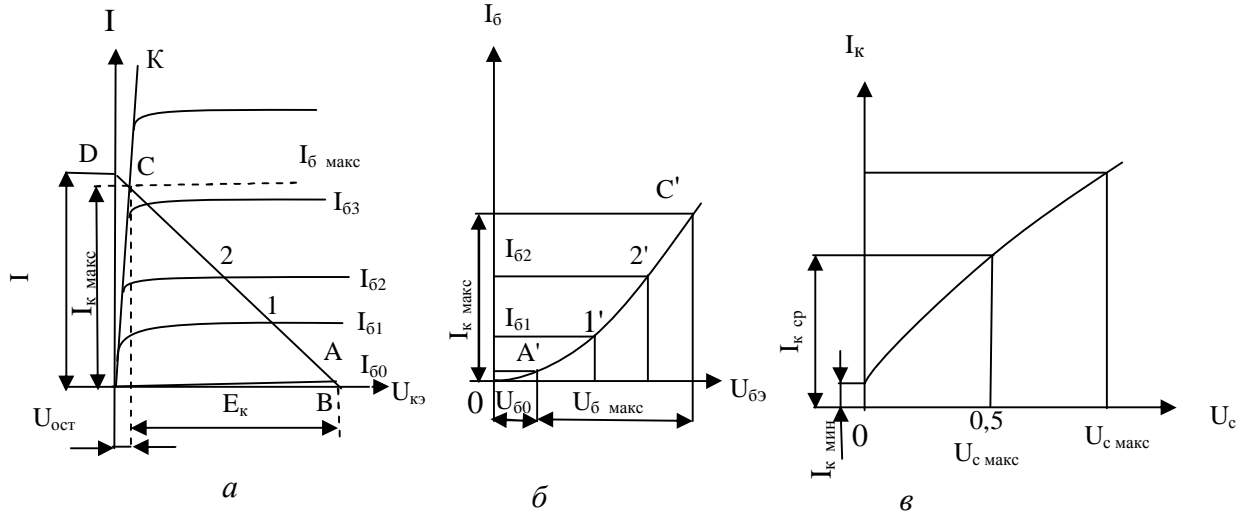


Рис. 7.12. Построение динамической характеристики транзистора

Нагрузочную прямую проводят через точку **В**, соответствующую напряжению E_K на горизонтальной оси, и точку **Д**, соответствующую току $I = \frac{E_K}{R'_K}$ на вертикальной оси. Максимальное значение коллекторного тока соответствует точке пересечения нагрузочной прямой с линией отсечки (точка **С**).

Восстанавливают перпендикуляр из точки **В**. Точка пересечения перпендикуляра с ближайшей статической характеристикой определяет рабочую точку **А**.

5. Проверяют мощность, отдаваемую каскадом:

$$P_2 = 0,5 \cdot (I_{Kmax})^2 \cdot R'_K.$$

Если мощность недостаточна, следует уменьшать величину R'_K .

6. Переносят на семейство входных характеристик точки **А** и **С** (см. рис. 7.12, б). Амплитуду входного сигнала $U_{бэ max}$ определяют как разность входных напряжений, соответствующих точке покоя **А'** и точке **С'** входной характеристики. Величину $I_{б max}$ находят из характеристик либо по формуле

$$I_{б max} \approx \frac{I_{к max}}{2 \cdot \beta},$$

где β – коэффициент усиления по току транзистора.

7. Средняя величина входного сопротивления транзистора

$$R_{вх.} = \frac{U_{бэ\max}}{I_{б\max}}.$$

8. Для определения коэффициента нелинейных искажений строят сквозную динамическую характеристику. Для этого задаются внутренним сопротивлением эквивалентного генератора входного сигнала

$$R_c \approx R_{вх.} = (20...25) \text{ Ом.}$$

Пользуясь выходными и входными динамическими характеристиками, определяют для нескольких точек значения $U_{кэ}$, I_k , I_b и $U_{бэ}$ (точки 1, 2, С на рис. 7.12, а). Затем определяются величины ЭДС эквивалентного генератора для различных значений $U_{бэ}$ и I_b , соответствующих точкам 1, 2, С, по формуле

$$U_c = U_{бэ} + I_b \cdot R_c.$$

По полученным данным строят график зависимости $I_k = f(U_c)$ (см. рис. 7.12, в).

Задавшись значениями $U_{c\max}$, $0,5 \cdot U_{c\max}$ и $U_c = 0$, по сквозной характеристике определяют соответствующие им величины $I_{k\max}$, $I_{k\text{ ср.}}$ и $I_{k\min}$.

Рассчитывают амплитуды гармоник:

первой

$$I_{m1} = \frac{[(1+b) \cdot I_{k\max} + (1-b) \cdot I_{k\max}] + [(1+b) \cdot I_{k\text{ ср.}} + (1-b) \cdot I_{k\text{ ср.}}]}{3};$$

второй

$$I_{m2} = \frac{0,5 \cdot [(1+b) \cdot I_{k\max} - (1-b) \cdot I_{k\max}] - 4 \cdot b \cdot I_{k\min}}{2};$$

третьей

$$I_{m3} = \frac{[(1+b) \cdot I_{k\max} + (1-b) \cdot I_{k\max}] - 2 \cdot [(1+b) \cdot I_{k\text{ ср.}} + (1-b) \cdot I_{k\text{ ср.}}]}{6};$$

четвертой

$$I_{m4} = \frac{[(1+b) \cdot I_{k\max} - (1-b) \cdot I_{k\max}] - 4 \cdot [(1+b) \cdot I_{k\text{ ср.}} - (1-b) \cdot I_{k\text{ ср.}}] + 12 \cdot b \cdot I_{k\min}}{12}$$

Тогда коэффициент нелинейных искажений

$$K_{н и} = \frac{\sqrt{I_{m2}^2 + I_{m3}^2 + I_{m4}^2}}{I_{m1}} \cdot 100 \text{ \%}.$$

9. Определяют параметры выходного трансформатора (одной половины):

коэффициент трансформации

$$n' = \sqrt{\frac{R_H}{\eta_{Tp} \cdot R'_k}};$$

сопротивления первичной и вторичной обмоток

$$r'_1 = 0,58 \cdot R'_k \cdot (1 - \eta_{Tp});$$

$$r'_2 = 0,42 \cdot R_H \cdot \frac{1 - \eta_{Tp}}{\eta_{Tp}};$$

индуктивность первичной обмотки

$$L'_1 \approx \frac{R'_k - r'_1}{2 \cdot \pi \cdot F_n \cdot \sqrt{M_n^2 - 1}}.$$

Частично недостатки трансформаторных каскадов можно устранить, если на входе вместо трансформатора $Tr1$ поставить фазоинверсный каскад (или каскад с разделенной нагрузкой), имеющий два выхода (рис. 7.13).

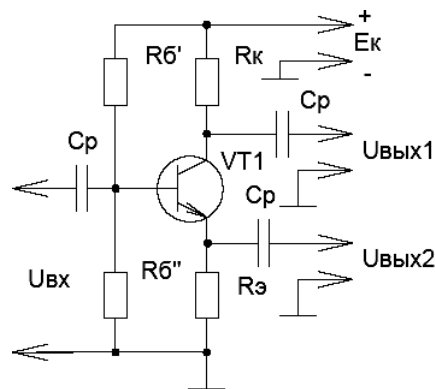


Рис. 7.13. Фазоинверсный каскад

Напряжение с выхода 1 $U_{вых.1}$ будет в противофазе с входным напряжением, как для схемы с ОЭ, а напряжение с выхода 2 $U_{вых.2}$ будет в фазе с входным напряжением, как для схемы эмиттерного повторителя. Если при этом сопротивление R_k будет равно сопротивлению $R_э$, то и амплитуды напряжений с выходов 1 и 2 будут равны.

7.9. Двухтактный выходной бестрансформаторный каскад

Наиболее широкое распространение в выходных усилителях получили бестрансформаторные каскады (рис. 7.14).

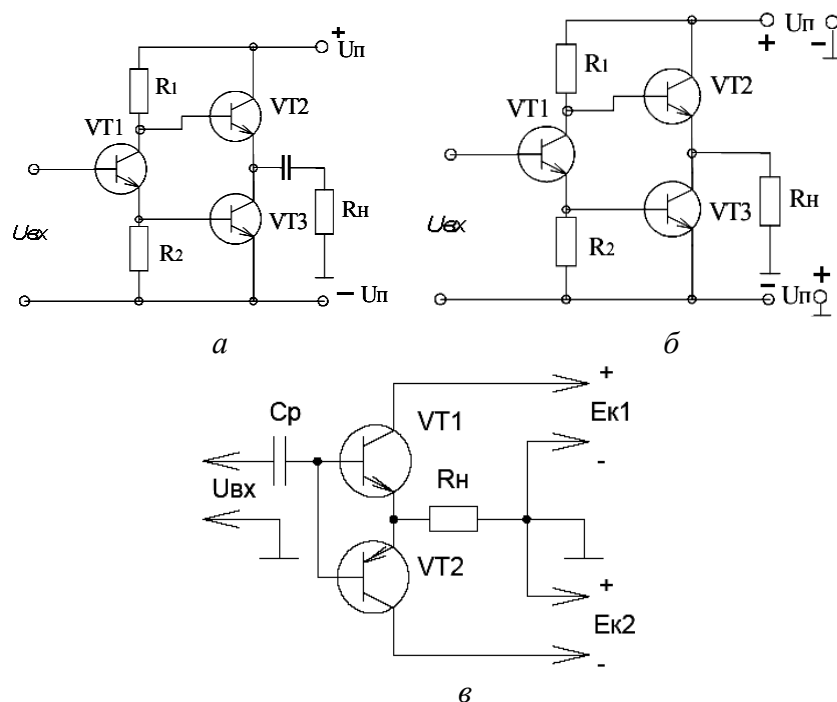


Рис. 7.14. Двухтактные каскады с бестрансформаторным выходом

Работа первой схемы (см. рис 7.14, *a*) требует наличия фазоинверсного каскада ($VT1$) и одного источника. Каждая полуволна напряжения открывает поочередно $VT2$ и $VT3$ и формирует в нагрузке усиленный сигнал. Наличие в выходной цепи разделительного конденсатора вызвано необходимостью смены полярности источника для формирования обеих полуволн напряжения на нагрузке. Допустим, на вход подается отрицательная полуволна входного напряжения. $VT1$ закрывается, на $R2$ напряжение уменьшается, на коллекторе растет. $VT2$ открывается, $VT2$ закрывается. Ток в выходной цепи протекает по цепи $+U$, $VT2$, C , R_H , $-U$. Левая обкладка заряжается положительно, правая отрицательно. При смене полярности входного напряжения открывается $VT3$ и заряженный конденсатор вызывает протекание тока через нагрузку, разряжаясь через транзистор $VT3$. Недостатком схемы является требование к емкости конденсатора – при мощности 10 В требуется емкость в десятки тысяч микрофарад, что увеличивает габариты устройств. Отказаться от конденсатора можно, используя два источника питания (см. рис 7.14, *б*).

В последнее время широко используют усилительные каскады на транзисторах с различным типом проводимости (см. рис 7.14, *в*), что по-

зволяет отказаться от фазоинверсного каскада. При подаче на вход положительной полуволны напряжения транзистор VT1 структуры n-p-n будет открыт, а транзистор VT2, структуры p-n-p, будет закрыт и через нагрузку будет протекать ток по цепи от плюс $E_{к1}$, коллектор – эмиттер VT1, R_n , общий провод, минус $E_{к1}$.

При отрицательной полуволне входного напряжения транзистор VT1 закрывается, а VT2 открывается и через него будет протекать ток от плюс $E_{к2}$, R_n , эмиттер – коллектор VT2, минус $E_{к2}$.

Достоинства: все достоинства двухтактных бестрансформаторных каскадов – большая выходная мощность, малые нелинейные искажения. Кроме того, двухтактные бестрансформаторные каскады свободны от недостатков трансформаторных каскадов.

Недостаток данной схемы: требуется два идентичных источника (отличие в напряжениях и мощности вызывает появление искажений); выход из строя транзисторов при КЗ или перегрузке в нагрузке; выход из строя одного из транзисторов вызывает увеличение напряжения между коллектором и эмиттером исправного транзистора.

Для двухтактных каскадов следует применять транзисторы с одинаковыми характеристиками – комплементарные пары. Промышленно выпускаются комплементарные транзисторы различных мощностей: КТ814-КТ815; КТ818-КТ819 и т.п.

Расчет бестрансформаторного двухтактного усилителя мощности

Задание. Рассчитать бестрансформаторный усилитель мощности (рис. 7.15), работающий в режиме класса АВ, из условия получения мощности $P_n = 0,1$ Вт в нагрузке $R_n = 400$ Ом. Допустимое значение коэффициента нелинейных искажений 5 %. Диапазон рабочих частот от 100 Гц до 20 кГц. Диапазон температуры окружающей среды – в пределах 25 – 50 °С.

Порядок расчета:

1. Определяем максимальную мощность рассеяния на коллекторе транзистора одного плеча усилителя

$$P_{к\max} = 2 \cdot P_n / \pi^2 \approx 0,2P_n = 20 \text{ мВт.}$$

2. Находим максимальный коллекторный ток транзистора одного плеча

$$I_{к\max} = \sqrt{2 \cdot P_n / R_n} = 22 \text{ мА.}$$

3. Определяем напряжение источника питания из формулы $I_{к\max} = 0,5 \cdot E_k / R_n$. $E_k = 20$ В.

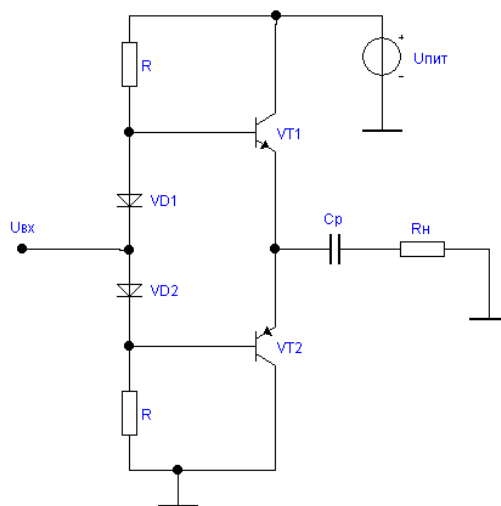


Рис. 7.15. Двухтактный усилитель мощности с разделительным конденсатором

4. Находим граничную частоту усиления предполагаемого типа транзистора из условия $f_{\alpha} > (2 \dots 4 f_{\phi}) (1 + h_{21\phi})$, принимая $h_{21\phi} \approx 20$. Неравенство выполняется, если $f_{\alpha} > 480$ кГц.

5. Учитывая полученные значения $P_{K \max}$, $I_{K \max}$, а также условие $U_{K \text{т}} \approx 0,5 E_K < U_{K \text{э} \max}$, по справочнику выбираем транзисторы, составляющие p-n-p- и n-p-n-пару и обеспечивающие относительную симметрию плеч каскада. Наиболее подходящими для данных условий типами транзисторов являются КТ361 (p-n-p) и КТ315 (n-p-n).

6. Построив на графике семейства выходных характеристик транзисторов КТ361 или КТ315 (рис. 7.16) динамическую нагрузочную прямую, отсекающую на оси абсцисс $0,5 E_K$, а на оси ординат $I_{K \max}$, определяем значения $U_{\text{ост}}$ и $I_{K \text{т}}$, соответствующие границе нелинейной и линейной частей выходных характеристик: $U_{\text{ост}} = 0,6$ В, $I_{K \text{т}} = 20$ мА.

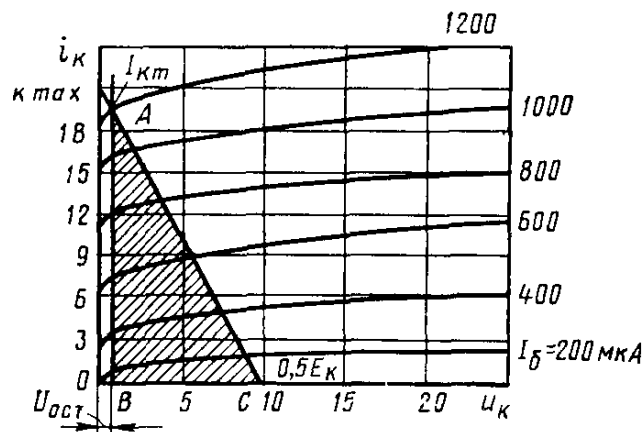


Рис 7.16. Семейство выходных характеристик транзисторов КТ361 и КТ315

7. Находим реальную мощность в нагрузке, соответствующую площади треугольника ABC на рис. 7.16:

$$P_H = 0,5 \cdot (0,5 \cdot E_K - U_{осм}) \cdot I_{км} = 94 \text{ мВт.}$$

8. Определяем мощность, отбираемую каскадом от источника питания:

$$P_0 = 2 \cdot 0,5 \cdot E_K \cdot I_{ксп} = E_K \cdot I_{км} / \pi \approx 127 \text{ мВт.}$$

9. Находим коэффициент полезного действия каскада $\eta = P_H/P_0 = 94/127 = 75 \%$.

10. Используя входную характеристику транзистора КТ361 (или КТ315), определим ток $I_{бм}$ и напряжение $U_{бэм}$, соответствующие максимальной амплитуде тока $I_{км} \approx I_{эм} = 20 \text{ мА}$: $I_{бм} = 1,2 \text{ мА}$, $U_{бэм} = 0,8 \text{ В}$.

11. По входной характеристике транзистора КТ361 (или КТ315), проведя прямую линию через ноль в точку $I_{б\text{ max}}$ под углом α к оси абсцисс, определяем усредненное входное сопротивление $R_{вх.ср.}$ транзистора, обусловленное нелинейностью входной характеристики $1/\text{tg}\alpha$: $R_{вх.ср.} = 250 \text{ Ом}$.

12. Находим глубину обратной связи при максимальной амплитуде входного сигнала $U_{вхм}$:

$$F = \frac{U_{бэм} + I_{эм} \cdot R_H}{U_{бэм}} = 1 + \frac{I_{эм} \cdot R_H}{U_{бэм}} = 11.$$

13. Определяем входное сопротивление плеча каскада

$$R_{вхос} = F \cdot R_{вхср} = 2,8 \text{ кОм.}$$

14. Находим входную мощность каскада

$$P_{вх} = \frac{1}{2} \cdot U_{бэм} \cdot I_{бэм} = \frac{1}{2} (U_{бэм} + I_{эм} \cdot R_H) \cdot I_{бэм} = 5,8 \text{ мВт.}$$

15. Коэффициент усиления по мощности

$$K_p = \frac{P_H}{P_{вх}} = 16.$$

16. Определяем сопротивление резистора R , используя формулу

$$R = \frac{E_K}{U_{вхм}} \cdot R_{вхос} - R_{вхос} = 3,9 \text{ кОм.}$$

17. Строим сквозную динамическую характеристику одного плеча $i_k = f(U_{вх.})$. Используя построенную сквозную динамическую характеристику

ку, определяем коэффициент нелинейных искажений по третьей гармонике $K_{23} = I_{k3}/I_{k1} = 0,015 = 1,5 \%$.

18. Учитывая нелинейные искажения по второй гармонике за счет асимметрии схемы, найдем коэффициент нелинейных искажений $K_2 = 1,5 \%$; $K_{23} = 2,25 \%$.

Убеждаемся, что полученное значение K_2 меньше заданного $K_{2\text{дон}} = 5 \%$.

19. Определяем емкость конденсатора C_p из формулы

$$C_p \geq \frac{1}{\omega_n \cdot (R_{\text{выхн}} + R_n)}$$

20. При $R_2 < 2,4$ кОм выходное сопротивление эмиттерного повторителя, определяемое из формулы

$$R_{\text{выхн}} = r_э + \frac{r_б + R_r}{1 + h_{21э}}$$

на порядок меньше заданного сопротивления нагрузки $R_n = 400$ Ом. Поэтому, пренебрегая влиянием $R_{\text{выхн}}$ на величину C_p , будем иметь

$$C_p = 4,2 \text{ мкФ.}$$

Выбираем номинал по ГОСТу из типового численного ряда E24 для бытовой РЭА в сторону больших значений: $C_p = 4,7$ мкФ.

7.10. Проверка и замена транзисторов

При электрическом монтаже (демонтаже) транзисторов необходимо соблюдать общие требования к электрическому монтажу и демонтажу радиоэлементов. В ТУ на каждый тип транзисторов указываются правила и особенности их монтажа (например, температура пайки, продолжительность пайки, защита от электростатического напряжения и т.д.).

Можно выделить следующие общие требования к электрическому монтажу транзисторов:

- пайку проводят паяльником с изоляцией корпуса от нагревающей обмотки;
- соблюдают температурный режим пайки;
- пайка должна быть кратковременной (не более 3 с);
- при пайке применяют припой с низкой температурой плавления;
- во избежание пробоя транзисторов статическим электричеством жало паяльника заземляют, для чего используют заземляющий браслет;
- пайку на расстоянии не менее 5 мм от корпуса прибора осуществляют с теплоотводом;

- расстояние от корпуса транзистора до места изгиба вывода при формовке должно быть не менее 2 мм;
- вывод базы припаивается первым и выпаивается последним;
- контактная поверхность радиаторов при установке на них транзисторов должна быть чистой, без заусенцев и шероховатостей.

К *неисправностям транзисторов* относятся: пробой р-п-перехода ($R = 0$); обрыв выводов ($R = \infty$); большой ток утечки ($R < R_{\text{норм.}}$); пробой р-п-перехода или утечка, появляющиеся под напряжением; пробой диэлектрика или оксида в полевых транзисторах с изолированным затвором; изменение отдельных параметров транзисторов в процессе работы.

Проверка исправности транзисторов (рис. 7.17) может выполняться как с применением специализированных контрольно-измерительных приборов для транзисторов, так и с помощью универсальных, например, имеющих возможность измерения электрического сопротивления. В этом случае следует помнить о том, что не все дефекты могут быть выявлены с помощью омметра. К особенностям проверки транзисторов с помощью омметра можно отнести следующие:

- при проверке транзистор выпаивается из устройства, иначе его переходы будут шунтироваться радиоэлементами этого устройства;
- проверка омметром не позволяет выявить пробой р-п-перехода транзистора или утечку под напряжением;
- транзистор с периодическим обрывом перехода после подключения к его выводам щупов измерительного прибора может временно восстанавливать свою работоспособность.

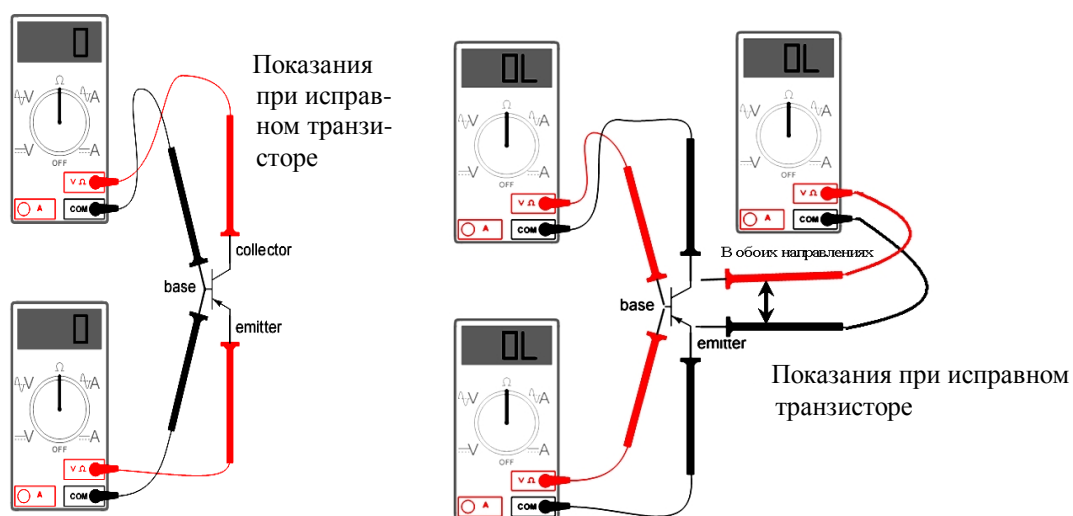


Рис. 7.17. Проверка и показания прибора при проверке исправного биполярного транзистора

Показания приборов при проверке исправного транзистора изображены на рис. 7.17. Однако численные значения сопротивлений могут зависеть от типа измерительных приборов. Не допускается касание руками сразу двух выводов/щупов прибора или транзистора для исключения влияния на показания собственного сопротивления человека.

Пример. Стрелочный измерительный прибор марки ТЛ4М у исправного транзистора малой мощности показывает сопротивление прямосмещенных эмиттерного и коллекторных переходов порядка 30...60 Ом, обратное сопротивление (на пределе в 10^3 Ом) – бесконечно большое.

Цифровой прибор марки М890G с пределом для проверки полупроводниковых приборов у данного транзистора отобразит показания порядка 400...600 мВ (большинство цифровых приборов отображают в данном режиме измерения падение напряжения на открытом р-п-переходе при фиксированном токе в несколько миллиампер) и бесконечно большое (0L) обратное сопротивление переходов.

При обрыве р-п-переходов транзистора омметр показывает значение бесконечного сопротивления между соответствующими выводами транзистора в зависимости от оборванного р-п-перехода. При пробое одного или двух р-п-переходов транзисторов их сопротивления будут равны нулю независимо от полярности подключения выводов прибора.

Проверка исправности полевых транзисторов имеет свои особенности. У полевых транзисторов с управляющим р-п-переходом (например, КП103, КП302, КП303, КП307 и др.) сопротивление между выводами можно проверять с помощью омметра. Сопротивления между стоком и истоком в обоих направлениях должны иметь небольшие значения и быть примерно одинаковыми. Сопротивление р-п-перехода между затвором и стоком (или истоком) должно быть таким, как у обычных транзисторов.

Проверка MOSFET-транзисторов. Данный тип транзисторов стал популярен в настоящее время в цепях импульсной коммутации и регуляторов напряжения в ШИМ-модуляторах. Среди популярных вариантов исполнения можно отметить корпус D²PACK (рис 7.18, а). Для защиты от перенапряжений в момент переключения в корпусе вместе с транзисторами встраивают защитный диод (см. рис. 7.18, б).

На мультиметре выставляется режим проверки диодов (рис. 7.19).

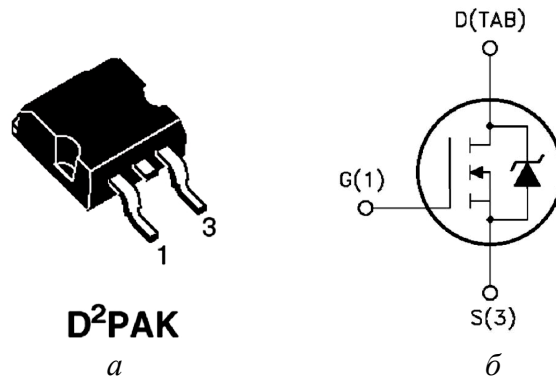


Рис. 7.18. Обозначение выводов: S – исток; D – сток; G – затвор



Рис. 7.19. Проверка диодов на мультиметре

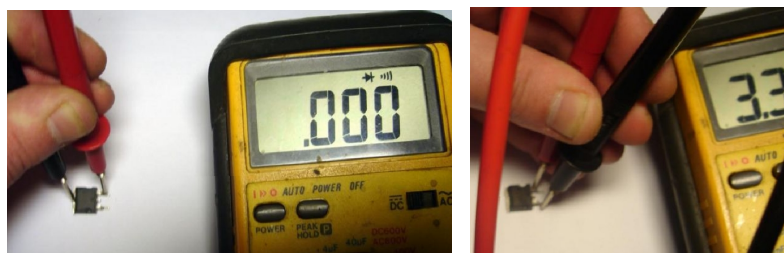
Для диагностики полевых транзисторов *N*-канального вида ставим мультиметр на проверку диодов (обычно он пицит на этом положении), черный щуп слева – на металлический электрод (D – сток), красный – на дальний от себя вывод справа (S – исток), мультиметр показывает падение напряжения на внутреннем диоде – 502 мВ: транзистор *закрыт* (рис. 7.20, а). Далее, не снимая черного щупа, касаемся (см. рис.7.20, б) красным щупом ближнего вывода (G – затвор) и опять возвращаем его на дальний (S – исток), тестер показывает 0 Ом: полевой транзистор *открылся* (прибор зарядил затвор и образовался канал) (см. рис. 7.20, в). Если сейчас черным щупом коснуться нижней (G – затвор) ножки, не отпуская красного щупа (см. рис. 7.20, г), и вернуть его на подложку (D – сток), то полевой транзистор *закроется* и мультиметр снова будет показывать падение напряжения около 500 мВ (см. рис. 7.20, д). Это верно для большинства *N*-канальных полевых транзисторов с индуцированным каналом в корпусе DPAK и D²PAK, применяемых, например, на материнских платах и видеокартах.

Транзистор выполнил все, что от него требовалось. Диагноз – **исправен**. Для проверки ***P*-канальных** полевых транзисторов нужно поменять полярность напряжений открытия – закрытия. Для этого просто меняем щупы мультиметра местами. Если же тестер в обоих направлениях сток – исток показывает ноль, то это пробой либо защитного диода, либо между стоком и истоком транзистора.



a

б



в

г



д

Рис. 7.20. Диагностика полевых транзисторов N-канального типа

Подбор и замена транзисторов

1. По маркировке транзистора выясняют тип прибора по мощности, частоте и проводимости. В качестве аналога должны использоваться транзисторы соответствующих групп и типов с частотными и мощностными параметрами, численно равными или большими, чем у оригинала.

2. Выясняют особенности применения данного транзистора в группе: усилительный, ключевой, составной и т.д.

3. Исходя из особенностей группы составляют список некоторых наиболее важных параметров, указанных в табл. 7.2:

Таблица 7.2

Выбор замены для биполярных транзисторов

Группа	Параметр	Численное значение у аналога
Низкочастотные, усилительные	$h_{21э}$	Примерно одинаковое
	$K_{и}$	Не более
	$I_{к\max}$	Не менее
	$U_{кэ\max}$	Не менее
	$P_{к\max}$	Не менее
Высокочастотные, генераторные	$h_{21э}$	Примерно одинаковое
	$f_{эп}$	Не менее
	$C_{к}$	Не более
	$C_{э}$	Не более
	$I_{к\max}$	Не менее
	$P_{к\max}$	Не менее
Импульсные, переключающие	$h_{21э}$	Примерно одинаковое
	$h_{11э}$	Не менее
	$f_{эп}$	Не менее
	$C_{к}$	Не более
	$C_{э}$	Не более
	$U_{бэ\max}$	Не менее
	$\tau_{рас}$	Не более
	$U_{кэ\text{ нас}}$	Не более
	$U_{бэ\text{ нас}}$	Не менее
	$I_{к\text{ и }\max}$	Не менее
	$U_{кэ\text{ и }\max}$	Не менее
	$P_{к\text{ и }\max}$	Не менее

Замена полевых транзисторов

Где может использоваться полевой транзистор? Фактически выполняя те же функции, что и биполярные транзисторы, но благодаря своим достоинствам, полевые транзисторы стали часто использоваться в цепях коммутации и питания, на них и остановимся:

- Импульсные преобразователи напряжения.
- Линейные стабилизаторы напряжения.
- Ключи в цепях коммутации напряжения.

Система маркировки современных полевых транзисторов

Пример. Например, маркировка на корпусе транзистора 20N03. Это означает, что он рассчитан на напряжение U_{cu} (V_{ds}) $\sim 30V$ и ток I_c (I_d) ~ 20 А. Буква N означает, что это N-канальный транзистор. Но из любого правила есть исключения, так, например, фирма Infineon указывает в маркировке полевого транзистора сопротивление канала R_{cu} (R_{ds}), а не максимальный ток.

Примеры:

IPP15N03L – Infineon Opti. MOS N-channel MOSFET $V_{ds} = 30$ V
 $R_{ds} = 12.6$ m Ω $I_d = 42$ A TO220.

IPB15N03L – Infineon Opti MOS N-channel MOSFET $V_{ds} = 30$ V
 $R_{ds} = 12.6$ m Ω $I_d = 42$ A TO263(D²PAK).

SPI80N03S2L-05 – Infineon Opti MOS N-channel MOSFET $V_{ds} = 30$ V
 $R_{ds} = 5.2$ m Ω $I_d = 80$ A TO262.

NTD40N03R – On Semi Power MOSFET 45 Amps, 25 Volts $R_{ds} = 12.6$ m Ω .

STD10PF06 – ST STripFET™ II Power P-channel MOSFET 60V 0.18 Ω
10A IPAК/DPAK.

Итак, в случае маркировки XXYZZ мы можем утверждать, что XX – или R_{ds} , или I_d , Y – тип канала, ZZ – V_{ds} .

Внешний вид корпусов различных ПТ показан на рис. 7.21 – 7.29.

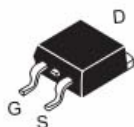
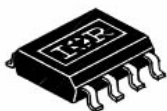


Рис. 7.21. Корпус типа D²PAK, так же известен как TO-263-3.



Рис. 7.22. Корпус типа DPAK, так же известен как TO-252-3. Наиболее часто используется, представляет собой уменьшенный D²PAK



SO-8

Рис. 7.23. Корпус типа SO-8.

Встречается на материнских платах и видеокартах, чаще на последних. Внутри может находиться один или два полевых транзистора



Рис. 7.24. SuperSO-8, оно же – TDSON-8. Отличается от SO-8 тем, что 4 вывода соединены с подложкой транзистора, что облегчает температурный режим



Рис. 7.25. IPAК. Другое название – TO-251-3. По сути – полный аналог DPAK, но с полноценным вторым выводом

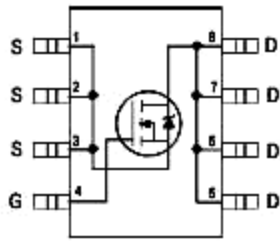


Рис. 7.26. Первый вариант, один N-канальный транзистор

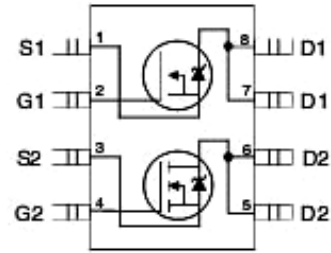


Рис. 7.27. Второй, два N-канальных транзистора

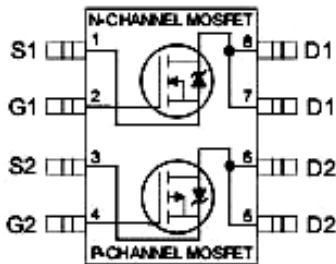


Рис. 7.28. Третий, N-канальный плюс P-канальный транзисторы в одном корпусе

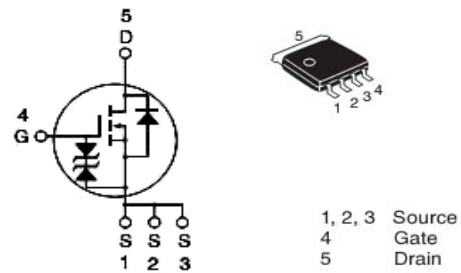


Рис. 7.29. Корпус типа LFPAK или SOT669. Частный случай корпуса SO-8 с одним N-канальным транзистором

Основные характеристики N-канального полевого транзистора

Параметров у полевых транзисторов много. Мы подойдем к вопросу с прикладной точки зрения и ограничимся рассмотрением необходимых нам практически параметров:

- V_{ds} – Drain to Source Voltage – максимальное напряжение сток – исток.
- V_{gs} – Gate to Source Voltage – максимальное напряжение затвор – исток.
- I_d – Drain Current – максимальный ток стока.
- $V_{gs(th)}$ – Gate to Source Threshold Voltage – пороговое напряжение затвор – исток, при котором начинает открываться переход сток – исток.
- $R_{ds(on)}$ – Drain to Source On Resistance – сопротивление перехода сток – исток в открытом состоянии.
- $Q_{(tot)}$ – Total Gate Charge – полный заряд затвора.

Обратим внимание на то, что параметр $R_{ds(on)}$ может указываться при разных напряжениях затвор – исток, как правило, это 10 и 4,5 вольта; это важная особенность, которую нужно обязательно учитывать.

V_{ds} , V_{gs} – параметры, всегда учитываемые, т.к. если их превысить, транзистор выходит из строя. Они должны быть **больше либо равны** аналогичным параметрам заменяемого прибора. В случае работы в импульсном преобразователе не стоит использовать приборы с запасом по рабоче-

му напряжению более чем в 2...2,5 раза, т.к. приборы с большим рабочим напряжением, как правило, имеют худшие скоростные характеристики.

I_d – параметр, важный только в импульсном преобразователе, т.к. в остальных случаях ток крайне редко превышает 10 % от номинального, даже у не слишком мощных приборов. Должен быть **больше либо равен** аналогичному параметру заменяемого прибора в случае с импульсным преобразователем и быть **не меньше** 10 ампер в остальных случаях.

$V_{gs(th)}$ – имеет некоторое значение при работе в линейных стабилизаторах, т.к. только там транзистор работает в активном, а не ключевом режиме. Хотя практически logic-level полевых транзисторов, которые могут не подойти по этому параметру, не выпускается.

$R_{ds(on)}$ – от этого параметра прямо пропорционально зависит нагрев транзистора, работающего в ключевом режиме, при прохождении тока через открытый канал. В данном случае **чем меньше, тем лучше**.

Q_{tot} – влияет на время перезаряда затвора, поэтому способно замедлять процессы открытия и закрытия транзистора. Опять же **чем меньше, тем лучше**.

Таблица 7.3

Степень критичности параметров в разных применениях

	$U_{cu} (V_{ds})$	$U_{зи}(V_{gs})$	$I_c(I_d)$	$U_{nop} (V_{gs(th)})$	$R_{cu\text{ откр}} (R_{ds(on)})$	Q_{tot}
Импульсный преобразователь	Критично (не менее)	Критично (не менее)	Критично (не менее)	Не критично	Критично (не более)	Обратить внимание
Линейный стабилизатор	Критично (не менее)	Критично (не менее)	Обратить внимание	Обратить внимание	Не критично	Не критично
Ключ	Критично (не менее)	Критично (не менее)	Обратить внимание	Не критично	Обратить внимание	Не критично

Литература

1. Москатов, Е. А. Электронная техника / Е. А. Москатов. – Таганрог, 2004. – 121 с.
2. Мисюль, П. И. Техническое обслуживание и ремонт бытовой радиоаппаратуры : спецтехнология : учеб. пособие / П. И. Мисюль. – Минск : Выш. шк., 2002. – 320 с. : ил.
3. Доброневский, О. В. Справочник по радиоэлектронике / О. В. Доброневский. – Киев : Вища школа, 1978. – 360 с.
4. Kuphaldt, Tony R. Lessons In Electric Circuits. Volume III. Semiconductors / Tony R. Kuphaldt. – Third Edition, last update August 23, 2002.
5. [Http:// ROM.by](http://ROM.by)

Практическое занятие 8

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ КАСКАДОВ И ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

8.1. Дифференциальный усилитель

Дифференциальный усилитель (ДУ) является одним из основных каскадов операционного усилителя. Простейший ДУ (рис. 8.1, *a*) состоит из двух одинаковых плеч, каждое из которых содержит транзистор и резистор нагрузки. Эмиттеры транзисторов соединены между собой и через резистор R_e подключены к общей шине.

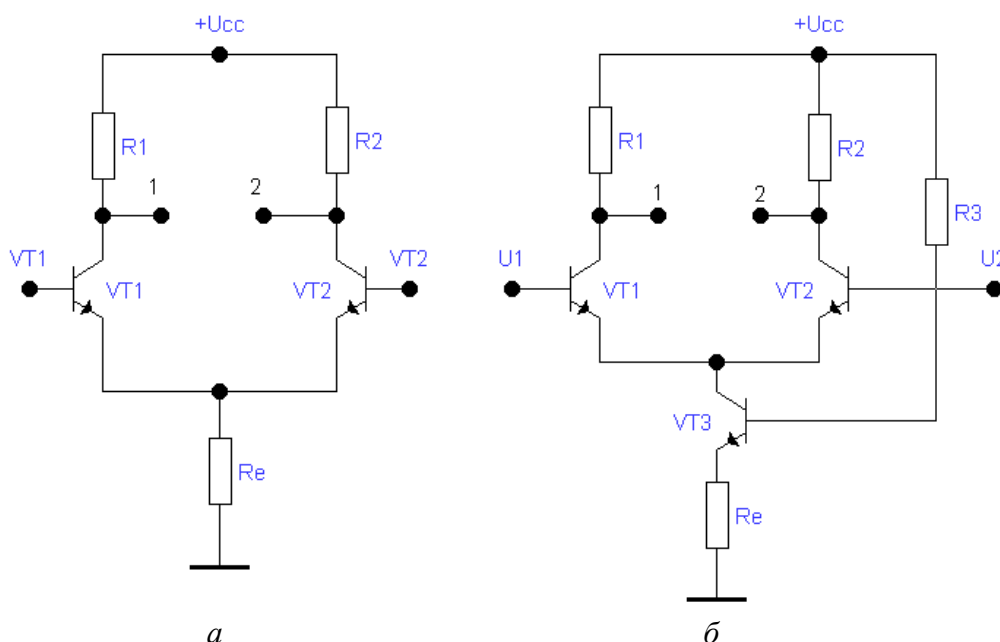


Рис. 8.1. Дифференциальный каскад с резистором (*a*) и стабилизатором тока (*б*) в эмиттерной цепи

Предположим, что каскад абсолютно симметричен, т.е. сопротивления резисторов и параметры транзисторов, входящих в каждое плечо, одинаковы. Тогда при одинаковых входных сигналах U_1 и U_2 токи транзисторов также будут одинаковы, а это означает, что разность потенциалов между коллекторами (точки 1, 2) будет равна нулю. Этот случай, когда оба входных сигнала одинаковы как по амплитуде, так и по фазе, называется режимом усиления синфазного сигнала.

Если на оба входа подать одинаковые по уровню, но разные по фазе сигналы, то в результате ток одного транзистора увеличится, а другого на столько же уменьшится. В этом случае разность потенциалов между кол-

лекторами будет пропорциональна удвоенному значению изменения напряжения на коллекторе транзисторов. При этом через резистор R_e будет течь неизменный ток. Если положительное приращение получит сигнал только на одном входе, например, на первом, это приведет к увеличению коллекторного тока транзистора VT_1 и, следовательно, тока через резистор R_e . Но увеличение падения напряжения на резисторе R_e вызовет уменьшение разности потенциалов между базой и эмиттером транзистора VT_2 , и его ток уменьшится, причем изменение тока транзистора VT_2 будет таково, что приращения напряжений эмиттер – база обоих транзисторов будут одинаковы. Следовательно, при увеличении входного напряжения на некоторую величину потенциал эмиттера увеличится на половину этой величины. При этом приращение напряжения база – эмиттер для обоих транзисторов будет одинаковым, но разного знака. Очевидно, что независимо от того, на какой вход каскада подаются напряжения, токи транзисторов меняются одинаково и приращения их вызваны половиной разности напряжений, приложенных между входами. Это дает основание при анализе дифференциального каскада рассматривать только одну его половину, считая, что к его входу приложено напряжение, равное половине разности напряжений на входах ДУ, а сопротивление в цепи эмиттера R_e равно нулю.

Важной характеристикой ДУ является коэффициент подавления синфазного сигнала, который показывает, во сколько раз коэффициент усиления дифференциального входного сигнала, приложенного между входами каскада, больше коэффициента усиления синфазных сигналов, действующих между каждым входом и общей шиной (землей). Анализ показывает, что для увеличения коэффициента подавления необходимо увеличивать сопротивление R_e . Однако при этом приходится сталкиваться с проблемой обеспечения необходимого режима транзисторов по постоянному току. Трудности заключаются в необходимости увеличения напряжения питания до такой величины, что его реализация становится технически нецелесообразной. Кроме того, на резисторе R_e при этом будет бесполезно рассеиваться электрическая мощность, что снижает КПД каскада. Для устранения этого недостатка вместо резистора R_e включают транзистор по схеме с ОЭ (см. рис. 8.1, б), который выполняет роль источника тока. Выходное сопротивление транзистора VT_3 не равно бесконечности и примерно равно дифференциальному сопротивлению коллекторного перехода. Хотя в идеальном дифференциальном каскаде синфазный входной сигнал не вызывает появления выходного сигнала, в реальном каскаде имеется небольшой выходной сигнал. Он обусловлен неполной идентичностью ха-

рактических характеристик транзисторов, коллекторных нагрузок и внутренних сопротивлений источников входных сигналов.

В диапазоне высоких частот существенную роль в разбалансе каскада играют емкости коллекторных переходов. Они являются основной причиной роста коэффициента усиления синфазного сигнала в диапазоне высоких частот.

Тот факт, что работа ДУ основывается на идентичности его плеч, объясняет популярность этих усилителей в микроэлектронике. Только в интегральных схемах, где элементы расположены друг от друга на расстояниях десятков микрон, можно обеспечить полную идентичность параметров транзисторов.

Рассмотрим важнейший параметр ДУ – коэффициент усиления дифференциальной составляющей сигнала K , который часто называют просто коэффициентом усиления. Как отмечалось выше, ДУ может при анализе рассматриваться как каскад с ОЭ при $R_e = 0$.

Следующий параметр ДУ – коэффициент подавления синфазной составляющей K_{dc} – характеризует влияние синфазной составляющей входного сигнала на дифференциальную составляющую выходного сигнала. Поскольку на практике синфазная составляющая входного сигнала может в тысячи раз превышать дифференциальную составляющую, то значение K_{dc} должно быть меньше K на несколько порядков. Соотношение модулей этих двух величин принято характеризовать коэффициентом подавления синфазной составляющей, выраженным в децибелах: $K_n = 20\lg(K / K_{dc})$.

Распространенным типом синфазного сигнала являются различные помехи (внутренние и внешние) и наводки, действующие одновременно на оба входа. Поэтому увеличение коэффициента K_n – один из основных путей повышения помехоустойчивости ДУ.

Кроме начального разбаланса коллекторных потенциалов, имеет место также начальный разбаланс входных токов I_{ex} . Этот параметр называют током смещения или просто разностью входных токов. Влияние разности входных токов проявляется в том, что ток смещения, протекая через внутреннее сопротивление источника входного сигнала, создает на нем падение напряжения, которое равносильно появлению напряжения смещения. Например, если разность входных токов 20 нА и $R_i = 100$ кОм, то $U_{см} = 2$ мВ. Схема для исследования ДУ показана на рис. 8.2. По сравнению с рис. 8.1, б она дополнительно содержит элементы задания статического режима (резисторы $R1s, R2s$), блокировочный конденсатор C_b в цепи питания, источники входного сигнала, внутренние сопротивления которых имитируются резисторами R_i, R_i' , а также контрольно-измерительные приборы. С помощью вольтметров, подключенных к коллекторам транзисто-

ров ДУ, можно измерять напряжения смещения при изменении сопротивлений резисторов R_1 , R_2 , R_i , R_i' и параметров транзисторов в статическом режиме и сравнивать полученные результаты с данными расчетов по формулам, а с помощью вольтметра в эмиттерной цепи транзистора VT_3 – контролировать ток покоя по напряжению на резисторе R_e . Изменяя фазу источников входных сигналов, можно имитировать чисто синфазные входные сигналы (фаза обоих источников выбирается одинаковой, амплитуда – не более напряжения питания U_{cc}), дифференциальные сигналы (параметры источников показаны на рис. 8.2), смешанный режим (фазы отличаются на несколько градусов, амплитуда несколько меньше U_{cc}).

На рис. 8.3 показаны осциллограммы выходных сигналов схемы, откуда видно, что амплитуда выходного напряжения составляет около 75 мВ (напомним, что точное значение можно получить в режиме ZOOM), что соответствует эффективному значению 53 мВ. Поскольку эффективное значение входного сигнала равно 1 мВ, коэффициент усиления равен 53. Расчет по формуле при выбранных параметрах транзисторов ($R_e' = 5$ Ом, $R_b' = 10$ Ом, $\alpha = 0,99$) дает значение около 65, т.е. получается несколько завышенный результат, что объясняется неидеальностью источника тока на транзисторе VT_3 .

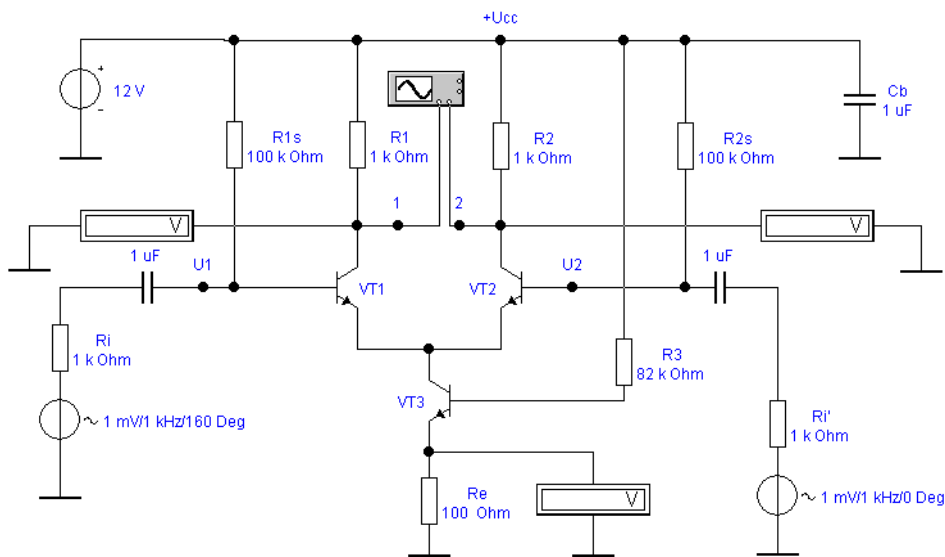


Рис. 8.2. Схема дифференциального усилителя

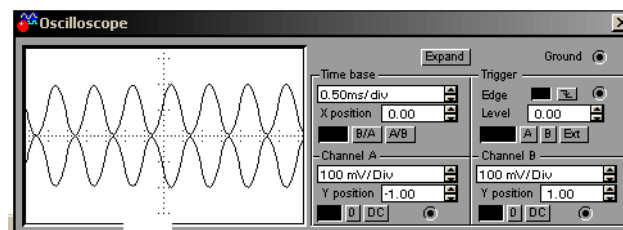


Рис. 8.3. Осциллограммы выходных сигналов в режиме дифференциального сигнала

Для улучшения характеристик транзисторных ДУ используется ряд схемотехнических решений, в частности, широкое применение нашел каскад Дарлингтона и более качественный стабилизатор тока (рис. 8.4). Каскад Дарлингтона (см. рис. 8.4, а) относится к классу так называемых составных транзисторов, обладающих такими свойствами, которые трудно или невозможно получить в транзисторах с обычной структурой. Особенностью каскада Дарлингтона является исключительно большой коэффициент усиления тока базы, равный: $\beta = \beta_1 + \beta_2 + \beta_1\beta_2$, где β_1 и β_2 – коэффициенты усиления тока транзисторов VT1 и VT2. Во всех практических случаях первые два члена в правой части приведенного выражения несут существенны и эквивалентный коэффициент усиления можно записать в виде $\beta = \beta_1\beta_2$. Если составляющие β_1 и β_2 равны 100...200, то коэффициент усиления тока β составит (1...10⁴). В практических схемах β_1 может быть существенно меньше β_2 . Поэтому реальные значения коэффициента β составляют несколько тысяч, как и у транзисторов со сверхтонкой базой. Этот недостаток каскада Дарлингтона объясняется существенной разницей эмиттерных токов транзисторов. Для их выравнивания параллельно эмиттерному переходу транзистора VT2 включают резистор R (см. рис. 8.4, б), что позволяет достичь коэффициента усиления порядка 1000...5000.

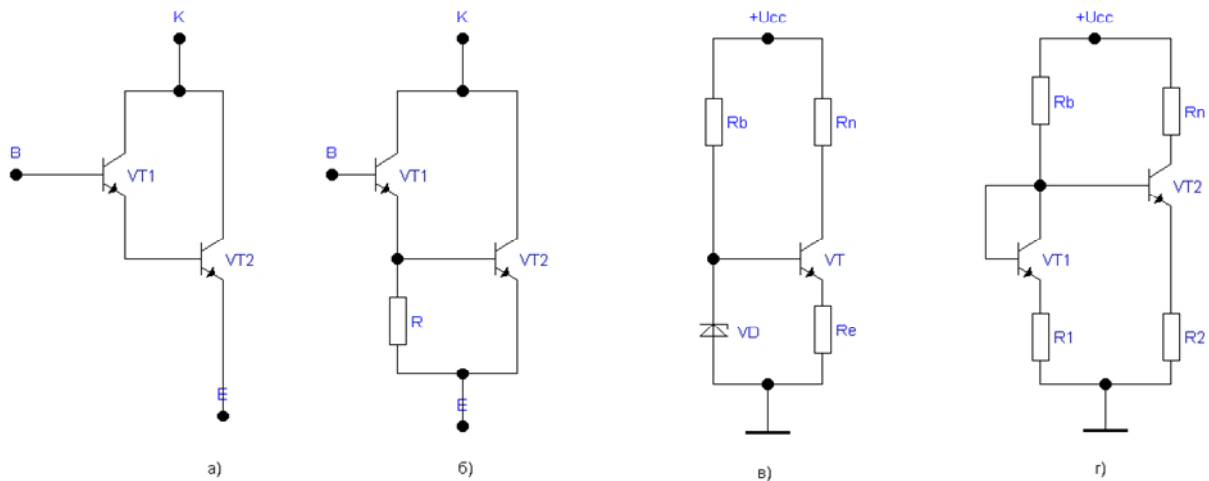


Рис. 8.4. Схемы каскада Дарлингтона (а), составного транзистора с выравнивающим сопротивлением (б), стабилизатора (в) и отражателя тока (г)

Идея стабилизатора тока на рис. 8.4, в заключается в стабилизации напряжения базы транзистора с помощью параметрического стабилизатора, состоящего из стабилитрона VD и последовательно включенного с ним балластного резистора Rb. Постоянство напряжения на базе обеспечивает постоянство напряжения на резисторе Re и однозначно связанный с коллекторным током ток эмиттера, протекающий через нагрузку Rn.

В аналоговых интегральных схемах широкое распространение получил стабилизатор тока под названием «токовое зеркало», или отражатель тока (см. рис. 8.4, *з*). Из сравнения схем на рис. 8.4, *в*, *з* нетрудно установить сходство между отражателем тока и простейшим стабилизатором. Отличие заключается в том, что в отражателе вместо стабилитрона используются резистор R_1 и прямосмещенный p-n-переход, роль которого играет транзистор VT_1 , включенный по схеме диода. Если сопротивления R_1 и R_2 сделать неодинаковыми, то неодинаковыми будут и токи эмиттеров. При этом ток в нагрузке равен $I_n = I_s (R_1/R_2)$, где I_s – ток через резистор R_1 . Чтобы обеспечить особо малые выходные токи (например, при работе ДУ в микрорежиме), сопротивления R_1 делают равным нулю. Для такого варианта и зависимость тока нагрузки I_n от тока управления I_s значительно слабее, а управление выходным током менее эффективно.

8.2. Операционные усилители.

Основные понятия и расчетные соотношения

Операционным усилителем (ОУ) называют усилитель постоянного тока, имеющий дифференциальный вход и общий выход, предназначенный для выполнения различных операций над аналоговыми и импульсными сигналами в схемах с обратными связями.

В настоящее время ОУ, изготовленные по интегральной технологии, являются самыми универсальными и массовыми элементами, а благодаря разнообразным внешним обратным связям позволяют создавать устройства самого различного функционального назначения (усилители, сумматоры, компараторы, фильтры, дифференциаторы, интеграторы и т.д.).

На рис. 8.5 приведено условное обозначение ОУ и его схема включения по постоянному току. Как следует из рис. 8.5, он имеет два входа и один выход. Вход (U_{ex-}), напряжение на котором сдвинуто по фазе на 180° (противофазно) относительно выходного напряжения, называют инвертирующим и обозначают кружком. Вторым входом (U_{ex+}) – неинвертирующим, т.к. напряжение на нем и выходное совпадают по фазе. ОУ обычно имеет двухполярное питание, а выводы, к которым оно подключается, обозначены $U_{ип-}$ и $U_{ип+}$. Кроме того, ОУ может иметь вспомогательные выводы для подключения элементов частотной коррекции и балансировки выходного напряжения. ОУ считается сбалансированным, когда выполняется условие: $U_{вых.} = 0$, когда $U_{ex.} = 0$.

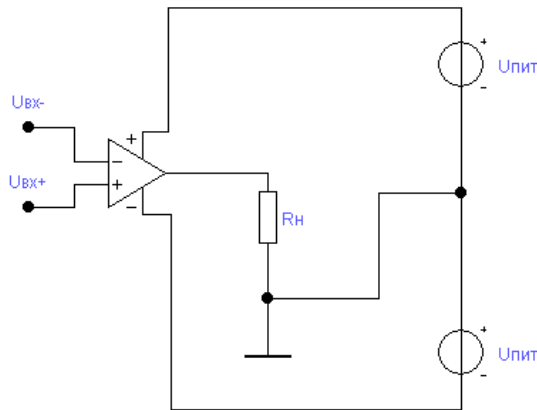


Рис. 8.5. Схема включения ОУ по постоянному току

Входные ($U_{вх+}$, $U_{вх-}$) и выходное ($U_{вых.}$) напряжения ОУ связаны соотношением:

$$U_{вых.} = K_{ou} (U_{вх+} - U_{вх-}), \quad (8.1)$$

где K_{ou} – коэффициент усиления операционного усилителя.

В связи с тем, что K_{ou} достаточно велик ($10^5 - 10^6$), схемы на ОУ работают в линейном режиме только при введении отрицательной обратной связи. При отсутствии отрицательной обратной связи или при введении положительной обратной связи схемы на ОУ обладают нелинейными свойствами и выполняют функции компараторов, генераторов сигналов и т.п.

Параметры ОУ можно разделить на следующие группы:

Входные параметры, определяемые свойствами входного дифференциального каскада:

- напряжение смещения нуля $U_{см}$, значение которого определяется неидентичностью напряжений $U_{бэ0}$ транзисторов входного дифференциального каскада, и его температурный дрейф $\Delta U_{см} \Delta T$;
- входной ток инвертирующего $I_{вх}$ и неинвертирующего входа $I_{вх}^+$, а также средний $I_{вх.ср}$ и разностный $I_{вх.разн}$ входной ток (ток баз транзисторов в режиме покоя входного дифференциального каскада) и температурный дрейф разностного входного тока $\Delta I_{вх.разн} / \Delta T$;
- максимальное входное дифференциальное $U_{вх.диф. \max}$ и синфазное $U_{вх.сф \max}$ напряжения;
- входное дифференциальное сопротивление $R_{вх.оу}$, т.е. сопротивление между входами ОУ для малого дифференциального входного сигнала, при котором сохраняется линейность выходного напряжения;
- входное синфазное сопротивление $R_{вх.сф.}$, т.е. сопротивление, равное отношению напряжения, поданного на оба входа ОУ, к току входов.

Передаточные параметры:

– коэффициент усиления по напряжению K_{oy} , определяемый отношением изменения выходного напряжения к вызвавшему это изменение дифференциальному входному сигналу: $K_{oy} = U_{вых}/U_{вх.диф}$;

– коэффициент ослабления синфазного сигнала $K_{осс}$, определяемый отношением коэффициента усиления дифференциального сигнала в схеме на ОУ к коэффициенту усиления синфазного сигнала: $K_{осс} = K_{oy}/K_{oy.сс}$. Он характеризует способность ослаблять (не усиливать) сигналы, приложенные к обоим входам одновременно;

– граничная частота $f_{зр}$ – частота, на которой коэффициент усиления уменьшается в $\sqrt{2}$ раз по отношению к максимальному значению коэффициента усиления. Эта частота соответствует уменьшению коэффициента усиления на -3дБ при задании коэффициента усиления в логарифмическом масштабе. Для ОУ, АЧХ коэффициента усиления которого приведена на рис. 8.6, граничная частота $f_{зр} = 10\text{ Гц}$;

– частота единичного усиления f_1 , т.е. частота, при которой $K_{oy} = 1$. Для ОУ, АЧХ коэффициента усиления которого приведена на рис. 8.6, частота единичного усиления $f_1 = 10^6\text{ Гц}$. Граничная частота $f_{зр}$, частота единичного усиления f_1 и коэффициент усиления по напряжению K_{oy} для ОУ с внутренней коррекцией связаны соотношением: $f_1 = f_{зр}K_{oy}$;

– запас устойчивости по фазе на частоте единичного усиления $\varphi_{зан}$, характеризует устойчивость ОУ. $\varphi_{зан} = 180^\circ - |\varphi_1|$, где φ_1 – фазовый сдвиг на частоте f_1 . Положительный запас устойчивости по фазе является показателем устойчивости ОУ. Для получения максимально быстрого отклика на импульсный входной сигнал и одновременно исключения звона или неустойчивости желательно иметь запас устойчивости по фазе порядка 45° . Для ОУ, фазо-частотная характеристика которого приведена на рис. 8.6, $\varphi_1 = 90^\circ$, а $\varphi_{зан} = 90^\circ$.

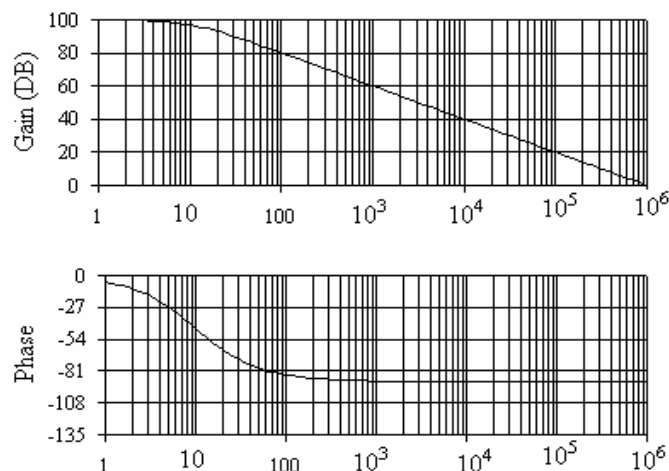


Рис. 8.6. АЧХ и ФЧХ ОУ

Выходные параметры, определяемые свойствами выходного каскада ОУ:

- выходное сопротивление $R_{вых}$;
- максимальный выходной ток $I_{вых.мах}$, измеряемый при максимальном выходном напряжении, или минимальное сопротивление нагрузки $R_{н.мин}$;
- максимальное выходное напряжение в диапазоне линейного усиления. Для большинства типов ОУ величина $U_{вых.мах} = (E_n - 1,5)$ В, что составляет 10...20 В.

Переходные параметры:

- скорость нарастания выходного напряжения $V_{и.вых}$ – максимальная скорость изменения во времени напряжения на выходе ОУ (В/мкс) при подаче на вход большого сигнала;
- время установления выходного напряжения $t_{уст}$ – время, за которое выходное напряжение достигает своего стационарного значения с заданной точностью.

Параметры цепи питания:

- напряжение питания $\pm E_n$;
- потребляемый ток $I_{ном}$;
- потребляемая мощность. Мощность (без нагрузки), потребляемая операционным усилителем.

Важной характеристикой ОУ является его амплитудная (передаточная) характеристика $U_{вых} = f(U_{вх+}, U_{вх-})$. Она приведена на рис. 8.7. Кривая 1 соответствует выходному напряжению при входном напряжении на инвертирующем входе и нулевом напряжении на неинвертирующем входе, т.е. $U_{вых} = f(U_{вх-})|_{U_{вх+}=0}$. Кривая 2 – $U_{вых} = f(U_{вх+})|_{U_{вх-}=0}$. По амплитудной характеристике можно определить $K_{оу} = U_{вых}/U_{вх}$ и $U_{см}$ – напряжение смещения – постоянное напряжение на входе, при котором выходное напряжение равно нулю, т.е. ОУ сбалансирован; $U_{сдв}$ – напряжение сдвига – постоянное напряжение на входе, когда $U_{вх-} = U_{вх+} = 0$. Типовые значения: $K_{оу} = 10^4 \dots 10^7$; $U_{см} = 5 \dots 20$ мВ.

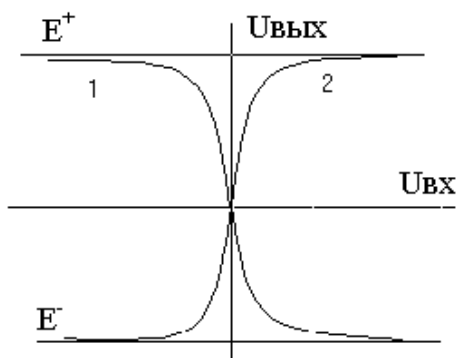


Рис. 8.7. Амплитудная (передаточная) характеристика ОУ

При упрощенном анализе схем, содержащих ОУ, удобно пользоваться понятием «идеального ОУ», для которого:

1. $K_{oy} = \infty$;
2. R_{ex} – входное сопротивление, равно ∞ ;
3. $R_{вых}$ – выходное сопротивление, равно 0 Ом;
4. $U_{вых} = 0$ при $U_{ex-} = U_{ex+} = 0$, т.е. ОУ сбалансирован;
5. f – диапазон усиливаемых частот, равен ∞ ;
6. I_{ex} – входной ток, 0 А.

Из параметров идеального ОУ следует, что его входы виртуально замкнуты, т.е. $U_{ex-} = U_{ex+}$, а $R_{ex} = \infty$. Это утверждение следует из того, что при $K_{oy} = \infty$ напряжение $U_{вых.} = K_{oy} (U_{ex+} - U_{ex-})$ всегда конечно и по значению меньше напряжения питания E_n , что может иметь место только в том случае, когда выполняется условие $(U_{ex+} - U_{ex-}) = 0$ или $(U_{ex+} = -U_{ex-})$.

Реально идеальных ОУ не существует. Однако параметры реальных ОУ с точки зрения погрешностей, создаваемых ими, близки к идеальным. Это позволяет использовать понятие идеального ОУ, что существенно упрощает анализ схем, содержащих ОУ. Обычно в устройствах с ОУ он используется не самостоятельно, а с элементами внешней обратной связи, которые целиком определяют его передаточную и частотную характеристики.

В действительности при расчете схем, содержащих ОУ, следует учитывать конечные значения $R_{ex\ oу}$, $R_{вых\ oу}$ и полосы пропускания. Так, номиналы резисторов, подключаемые к выводам ОУ, должны удовлетворять очевидным неравенствам:

$$R_{\min} \geq 10 R_{вых\ oу}, R_{\max} \leq R_{ex\ oу}/10.$$

Номиналы емкостей, с одной стороны, должны быть значительно больше паразитных емкостей схемы. С другой стороны, эти емкости не должны быть большими, так как при этом увеличиваются габариты устройства и потери в конденсаторах.

Для низкочастотных устройств (фильтров) частота единичного усиления должна удовлетворять неравенству:

$$f_{1\ oу} \geq f_0 K_0;$$

для высокочастотных устройств (фильтров) неравенство оказывается еще более жестким:

$$f_{1\ oу} \geq 100 f_0 K_0,$$

где f_0 – граничная частота устройства; K_0 – коэффициент усиления устройства в полосе пропускания.

Операционные усилители, выполняемые в виде монолитных ИМС, можно классифицировать следующим образом:

1. По типу транзисторов, используемых во входных каскадах:

– ОУ на биполярных транзисторах, имеющие малое напряжение смещения нуля, но значительные входные токи и сравнительно невысокое входное сопротивление ($\sim 10^6$ Ом);

– ОУ с полевыми транзисторами на входе, в которых достигаются высокое входное сопротивление ($\sim 10^9 \dots 10^{12}$ Ом) и малые входные токи, но возрастает напряжение смещения нуля.

2. По выходной мощности:

– стандартные ОУ, которые отдают в нагрузку с сопротивлением $R_n = 2$ кОм номинальную выходную мощность ~ 50 мВт;

– мощные ОУ с выходной мощностью от единиц до нескольких десятков ватт;

– микромощные ОУ, в которых мощность, потребляемая в режиме покоя, очень мала ($\sim 10^{-6}$ Вт).

3. По области применения:

– ОУ общего применения, характеризующиеся низкой стоимостью, малыми размерами, широким диапазоном напряжения питания, защищенным входом и выходом, не очень высокой частотой f_1 ;

– специальные ОУ, которые, в свою очередь, разделяются на прецизионные, измерительные, электрометрические, программируемые ОУ и т.п.

Параметры некоторых типов ОУ могут изменяться за счет введения частотной коррекции и токового программирования. Частотная коррекция может быть введена в схему ОУ при его изготовлении. Это так называемые ОУ с внутренней коррекцией. На рис. 8.6 приведена АЧХ ОУ с внутренней коррекцией. Как известно, такая форма АЧХ обеспечивает устойчивость схем на ОУ при любом требуемом коэффициенте усиления, что достигается за счет существенного ухудшения частотных свойств ОУ. В случае широкого спектра усиливаемого сигнала частотные свойства ОУ накладывают ограничения на значение коэффициента усиления, который можно получить в схеме усилителя, используя данный ОУ. Например, если верхняя граничная частота единичного усиления составляет $f_1 = 10^6$ Гц, то максимально возможное усиление в схеме усилителя на ОУ (см. рис. 8.2) на частоте 10^4 Гц, имеющем АЧХ, приведенную на рис. 8.6, составит 40 дБ. При этом следует иметь в виду, что в диапазоне частот от 25 Гц до 50 кГц глубина P отрицательной обратной связи в схеме усилителя будет уменьшаться и при $f_1 = 10$ кГц составит $P = 1$.

Использование внешних корректирующих элементов позволяет, как правило, обеспечить устойчивую работу ОУ в требуемом диапазоне изменения коэффициента усиления при меньшем ухудшении частотных свойств, но приводит к усложнению схемы усилителя.

Инвертирующий усилитель

Для инвертирующего усилителя выходной и входной сигналы сдвинуты по фазе на 180° . Его схема приведена на рис. 8.8. Входное напряжение $U_{вх}$ подают через резистор R_1 на инвертирующий вход. С помощью резистора R_{oc} осуществляется параллельно-параллельная отрицательная обратная связь. Определим коэффициент усиления по напряжению т.е. $K_u = U_{вых} / U_{вх}$.

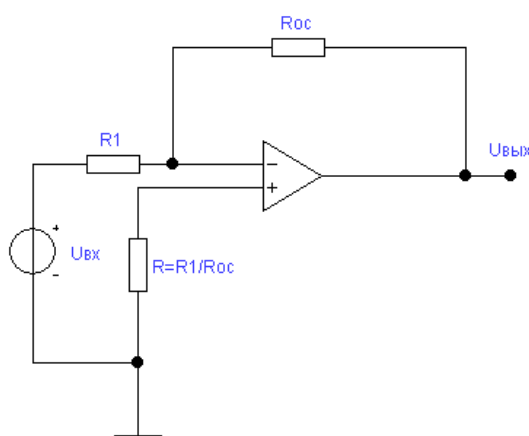


Рис. 8.8. Инвертирующий усилитель

Для узла А по первому закону Кирхгофа можно записать уравнение для токов

$$I_{вх} = I_{oc} + I_{oy}. \quad (8.2)$$

Если считать, что ОУ идеальный, для которого входы виртуально замкнуты т.е. $U_{вх-} = U_{вх+} = 0$ и $I_{oy} = 0$, то уравнение (8.2) упростится: $I_{вх} = I_{oc}$. Отсюда, по закону Ома для участка цепи, учитывая что $U_{вх-} = U_{вх+} = 0$, можно записать: $U_{вх} = R_1 I_{вх}$, а $U_{вых} = -R_{oc} I_{oc}$ и получить выражение для коэффициента усиления инвертирующего усилителя:

$$K_u = U_{вых} / U_{вх} = -R_{oc} I_{oc} / R_1 I_{вх} = -R_{oc} / R_1. \quad (8.3)$$

Знак «минус» означает инвертирование сигнала.

Неинвертирующий усилитель

Для неинвертирующего усилителя (рис. 8.9) выходное и входное напряжения находятся в фазе. Резисторы R_1 и R_{oc} образуют цепь последовательно-параллельной отрицательной обратной связи. Определим коэффициент усиления такого усилителя.

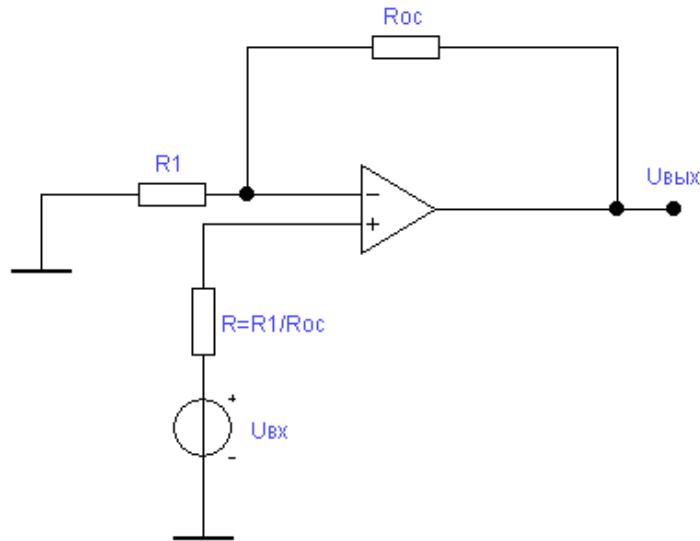


Рис. 8.9. Неинвертирующий усилитель

Согласно схеме $U_{вх+} = U_{вх}$, а $U_{вх-} = U_{вых} R_1 / (R_1 + R_{oc})$. Учитывая, что входы ОУ виртуально замкнуты т.е. $U_{вх-} = U_{вх+}$, получим выражение для коэффициента усиления такого усилителя:

$$K_u = U_{вых} / U_{вх} = 1 + R_{oc} / R_1. \quad (8.4)$$

Если $R_{oc} = 0$, то $K_u = 1$ и такой усилитель называют повторителем напряжения.

Инвертирующий сумматор напряжения

Это устройство, у которого выходное напряжение равно алгебраической сумме входных напряжений, взятой с противоположным знаком (рис. 8.10).

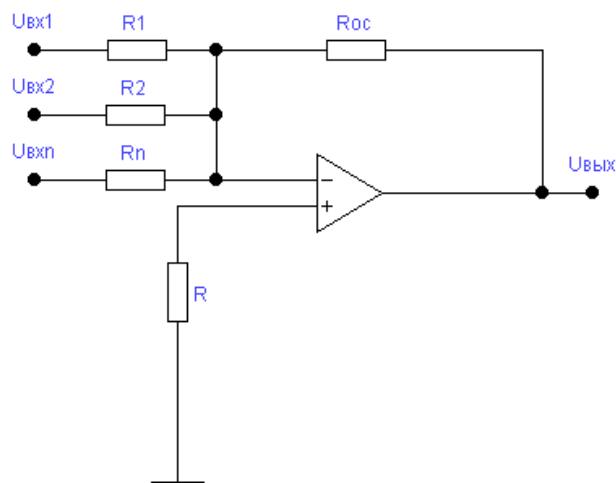


Рис. 8.10. Инвертирующий сумматор напряжения

Установим связь между выходным и входными сигналами такой схемы. Если считать, что ОУ идеальный т.е. $I_{oy} = 0$ и $U_{вх-} = U_{вх+} = 0$, то при подаче на его входы напряжения U_1, U_2, \dots, U_n можно записать, что $I_{вх} = I_{oc}$, где $I_{вх} = I_1 + I_2 + \dots + I_n$, а $I_1 = U_1/R_1, I_2 = U_2/R_2, \dots, I_n = U_n/R_n$. Поскольку $U_{вых} = -I_{oc} R_{oc}$, то выражение, связывающее входное и выходное напряжения, примет вид:

$$U_{вых} = R_{oc}/R_0(U_1 + U_2 + \dots + U_n), \quad (8.5)$$

где $R_0 = R_1 = R_2 = \dots = R_n$, а знак «минус» означает инвертирование.

Пример. Расчет схемы операционного усилителя. Начертить схему сумматора для реализации заданной операции с указанием источников питания, входного и выходного напряжений.

Рассчитать величину сопротивлений резисторов входных цепей.

Указать на схеме тип ОУ и сопротивления резисторов.

ДАНО:

Тип сумматора – параллельный.

Выполняемая операция: $-(U_1 + 4U_2 + 2U_3)$.

Сопротивление обратной связи равно 50 кОм.

Тип ОУ – К140УД2А, его параметры:

$E_n = \pm 12,6$ В;

коэффициент усиления $K_u = 35000$;

максимальное выходное напряжение $U_{вых.max} = \pm 10,0$ В при выходном токе $I_{вых.max} = 100$ мА; единичный входной сигнал $U_{вх}$ составляет 20 мВ.

РЕШЕНИЕ:

1. Выходное напряжение параллельного сумматора:

$$U_{вых} = \sum K_{in} U_{in} - \sum K_{iu} U_{iu},$$

где $K_{in}, U_{in}, K_{iu}, U_{iu}$ – коэффициенты усиления (весовые коэффициенты) и входные напряжения по каждому из неинвертирующих и инвертирующих входов.

$$K_i = \frac{R_{oc}}{R_i},$$

где R_{oc} – сопротивление обратной связи (резистор R4), R_i – сопротивление в цепи данного входа.

Рекомендуемое сопротивление нагрузки должно быть не менее

$$R_H = U_{вых.max}/I_{вых.max};$$

$$R_H = 10/0,1 = 100 \text{ Ом.}$$

По заданному значению R_4 и весовым коэффициентам входов ($K_1 = 1$, $K_2 = 4$, $K_3 = 2$) определяем:

$$R_1 = \frac{50}{1} = 50 \text{ кОм}; \quad R_2 = \frac{50}{4} = 12,5 \text{ кОм}; \quad R_3 = \frac{50}{2} = 25 \text{ кОм.}$$

Для нормальной работы сумматора надо уравнивать сопротивления по обоим входам. В противном случае входные токи ОУ вызовут на них неодинаковое падение напряжений и на входе ОУ появится разностный сигнал, который будет им усилен. На выходе будет $U_{вых.}$ при отсутствии $U_{ex.}$

Входное сопротивление по инвертирующему входу:

$$R_i = \left(\frac{1}{50} + \frac{4}{50} + \frac{2}{50} \right)^{-1} = 7,14 \text{ кОм.}$$

Чтобы выровнять входные сопротивления к неинвертирующему входу, надо включить резистор R_5 так, чтобы $R_i = R_H$.

Значит, $R_5 = 7140 - 100 = 7040 \text{ Ом.}$

Схема сумматора представлена на рис. 8.11.

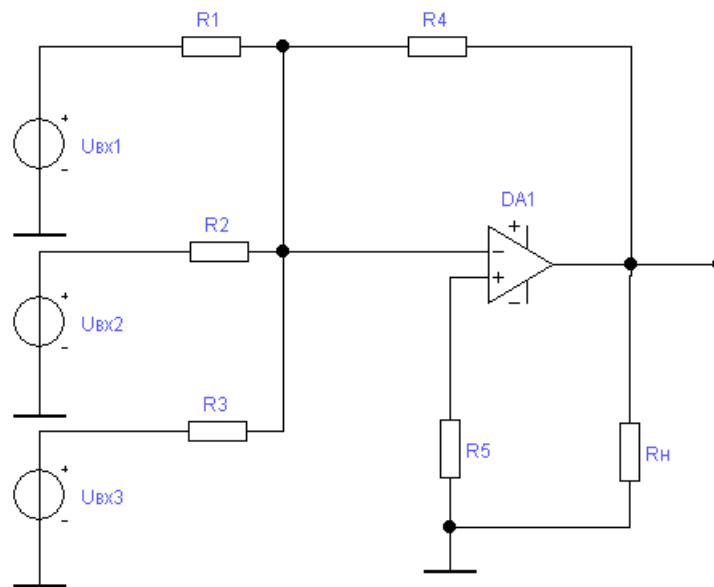


Рис. 8.11. Схема сумматора

2. Выходное напряжение при выполнении данной операции

$$U_{вых.} = -(U + 4U + 2U) = -7U.$$

При максимальном выходном напряжении ОУ $\pm 10,0$ В единичное входное напряжение (равное по всем входам)

$$U = U_{\text{вых.}}/7 = 10,0/7 = 1,43 \text{ В.}$$

3. При единичном входном напряжении 20 мВ

$$U_{\text{вх.1}} = U_{\text{вх.2}} = U_{\text{вх.3}} = 20 \text{ мВ.}$$

Доля выходного напряжения за счет первого входа:

$$U_{\text{вых.1}} = K \cdot U_{\text{вх.1}} = -1 \cdot 20 = -20 \text{ мВ,}$$

для других входов

$$U_{\text{вых.2}} = K_2 \cdot U_{\text{вх.2}} = -4 \cdot 20 = -80 \text{ мВ;}$$

$$U_{\text{вых.3}} = K_3 \cdot U_{\text{вх.3}} = -2 \cdot 20 = -40 \text{ мВ.}$$

Выходное напряжение сумматора

$$U_{\text{вых.}} = U_{\text{вых.1}} + U_{\text{вых.2}} + U_{\text{вых.3}} = -140 \text{ мВ.}$$

Дифференциальный усилитель (усилитель разности)

Это усилитель, в котором выходное напряжение пропорционально разности входных сигналов $U_{\text{вх.2}}$ и $U_{\text{вх.1}}$ (рис. 8.12). Установим связь между входными и выходными сигналами этой схемы, учитывая, что $R_1 = R_2$ и $R_3 = R_4$.

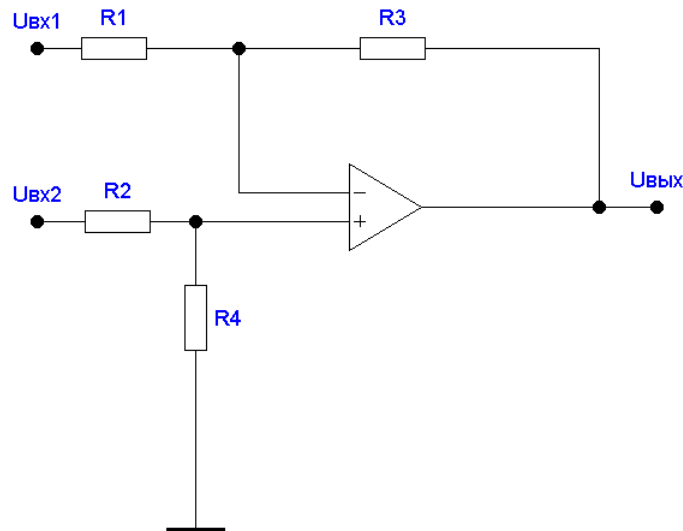


Рис. 8.12. Усилитель разности

Поскольку для идеального ОУ $U_{\text{вх.-}} = U_{\text{вх.+}} = U_2 R_4/(R_2 + R_4)$ и $I_{\text{вх.}} = I_{\text{ос.}}$, где $I_{\text{вх.}} = (U_{\text{вх.+}} - U_{\text{вх.-}})/R_3$, то выражение, связывающее выходное и входное напряжения, примет вид:

$$U_{\text{вых.}} = R_4/R_2(U_{\text{вх.2}} - U_{\text{вх.1}}). \quad (8.6)$$

Идеальный разностный усилитель при подаче на оба входа одинаковых напряжений, т.е. $U_{\text{вх.1}} = U_{\text{вх.2}}$, имеет на выходе напряжение, равное нулю. Такие входные напряжения называются синфазными $U_{\text{сф.}}$. В общем

случае синфазный сигнал представляет собой среднее значение двух входных напряжений, т.е. $U_{cc} = (U_{вх.1} + U_{вх.2})/2$. Если $U_{вх.1} = -U_{вх.2}$, то $U_{cc} = 0$.

Разность двух входных напряжений называется дифференциальным сигналом, $U_{dc} = U_{вх.2} - U_{вх.1}$. Поскольку усилитель разности усиливает только разностный (дифференциальный) сигнал, то такой усилитель часто называют дифференциальным усилителем.

Дифференцирующий усилитель

Это устройство, в котором входное и выходное напряжения связаны соотношением

$$U_{вых.} = KdU_{вх.}/dt. \quad (8.7)$$

Простейшие дифференцирующие цепи (например, RC-цепь) выполняют эту операцию со значительными погрешностями, причем с повышением точности дифференцирования существенно уменьшается уровень выходного сигнала.

Схема дифференцирующего усилителя на ОУ приведена на рис. 8.13.

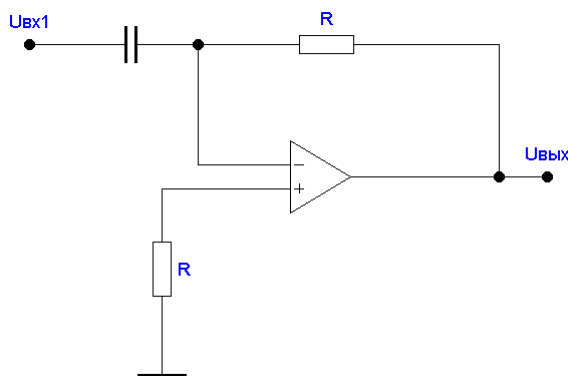


Рис. 8.13. Дифференцирующий усилитель

Считая ОУ идеальным, можно записать: $U_{вх.} = U_c$ и $U_{вых.} = -R_{oc} I_{oc}$, а учитывая, что $I_{oc} = I_{вх} = I_c = C_d U_{вх.}/dt$, получим:

$$U_{вых.} = -R_{oc} C_d U_{вх.}/dt, \quad (8.8)$$

где $R_{oc} C_d = t$ – постоянная времени дифференцирующего усилителя.

Коэффициент передачи дифференцирующего усилителя определяется выражением

$$K_{(j\omega)} = U_{вых.}/U_{вх.} = j\omega t = K_{(\omega)} e^{j(\omega t)}, \quad (8.9)$$

где $K_{(\omega)} = \omega t$ – амплитудно-частотная характеристика (АЧХ); $j_{(\omega)} = p/2$ – фазо-частотная характеристика (ФЧХ) коэффициента передачи.

1.6. Интегрирующий усилитель

Это устройство, в котором входное и выходное напряжение связаны соотношением

$$U_{\text{вых}} = K \int_0^t U_{\text{вх}} dt \quad (8.10)$$

Простейшим интегрирующим цепям (например, RC-цепям) присущи недостатки предыдущего устройства. Схема интегрирующего усилителя на ОУ приведена на рис. 8.14.

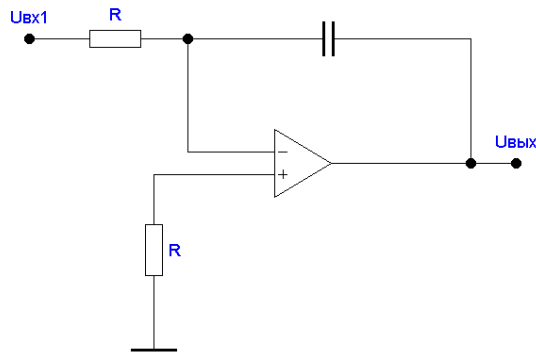


Рис. 8.14. Интегрирующий усилитель

Считая ОУ идеальным, можно записать: $U_{\text{вх}} = RI_{\text{вх}}$ и $U_{\text{вых}} = U_c$, а учитывая, что $I_{\text{вх}} = -I_{oc} = C_d U_{\text{вх}}/dt$, получим $U_{\text{вх}}/R = -C_d U_{\text{вых}}/dt$. Следовательно,

$$U_{\text{вых}} = -\left(\frac{1}{RC}\right) \int_0^t U_{\text{вх}} dt, \quad (8.11)$$

где $RC = t$ – постоянная времени интегрирующего усилителя.

Коэффициент передачи интегрирующего усилителя определяется выражением

$$K_{(j\omega)} = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}} = (j\omega t)^{-1} = K_{(\omega)} e^{j(\omega t)}, \quad (8.12)$$

где $K_{(\omega)} = (\omega t)^{-1}$ – амплитудно-частотная характеристика (АЧХ); $j(\omega t) = -p/2$ – фазово-частотная характеристика (ФЧХ) коэффициента передачи интегрирующего усилителя.

Литература

1. Карлащук, В. И. Электронная лаборатория на IBM PC. Программа Electronics Workbench и ее применение / В. И. Карлащук. – М. : Солон-Р, 1999, 506 с.
2. Гусев, В. Г. Электроника / В. Г. Гусев, Ю. М. Гусев. – М. : Высш. шк., 1991. – 621 с.
3. Каяцкас, А. А. Основы радиоэлектроники / А. А. Каяцкас. – М. : Высш. шк., 1968. – 646 с.

Практическое занятие 9

АЦП И ЦАП. МУЛЬТИВИБРАТОРЫ

9.1. Аналого-цифровые преобразователи (АЦП)

Аналого-цифровой преобразователь – это устройство, предназначенное для преобразования непрерывно изменяющейся во времени физической величины в эквивалентные ей значения цифровых кодов.

В качестве аналоговой величины может быть напряжение, ток, угловое перемещение, давление газа и т.д.

Процесс аналого-цифрового преобразования предполагает последовательное выполнение следующих операций:

- *выборка значений исходной аналоговой величины* в некоторые заданные моменты времени, т.е. дискретизация сигнала во времени;
- *квантование* (округление преобразуемой величины до некоторых известных величин) измеренных в дискретные моменты времени значений аналоговой величины по уровню (рис. 9.1);
- *кодирование* – замена найденных квантовых значений некоторыми числовыми кодами.

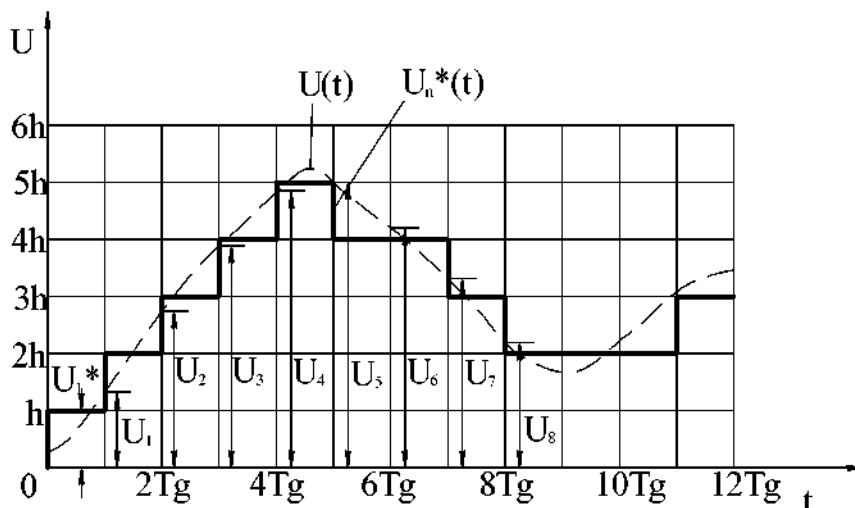


Рис. 9.1. Принцип аналого-цифрового преобразования

Операция квантования по уровню функции $U(t)$ заключается в замене бесконечного множества ее значений на некоторое конечное множество значений $U_n^*(t)$, называемых уровнями квантования. Для выполнения этой операции весь диапазон изменения функции $D = U(t)_{\max} - U(t)_{\min}$ разбивают на некоторое число уровней N и производят округление каждого значения функции $U(t)$ до ближайшего уровня квантования $U_n^*(t)$.

Величина $h = D/N$ носит название шага квантования. В результате процесса аналого-цифрового преобразования аналоговая функция $U(t)$ заменяется дискретной функцией $U_n^*(t)$.

В аналитической форме процесс аналого-цифрового преобразования может быть представлен выражением:

$$K_{ni} = \frac{U(t)_i}{h} \pm \delta \cdot k_i,$$

где $U(t)_i$ – значение функции $U(t)$ в i -м шаге; h – шаг квантования; $\delta \cdot k_i$ – погрешность преобразования на i -м шаге.

Процесс квантования по уровню связан с внесением некоторой погрешности ε_i , значение которой определяется неравенством

$$-\frac{h}{2} \leq \varepsilon_i \leq +\frac{h}{2}.$$

Погрешность зависит от разрядности.

Основные параметры АЦП делятся на статистические и динамические. К статистическим относятся:

- *вид преобразуемой величины*: напряжение, ток, угловое перемещение и т.д.;
- *диапазон изменения входных величин*;
- *разрядность*;
- *абсолютная разрешающая способность*;
- *абсолютная погрешность преобразования в конечной точке шкалы* $\delta_{шк}$;
- *нелинейность преобразования* δL .

К динамическим параметрам относится максимальная частота преобразования $f_{пр}$.

В зависимости от принципа действия АЦП делятся на АЦП параллельного преобразования, АЦП поразрядного взвешивания, следящие АЦП и интегрирующие АЦП.

Аналого-цифровые преобразователи параллельного преобразования реализуют метод непосредственного считывания и являются самыми быстродействующими. В качестве примера рассмотрим принцип работы микросхемы К1107ПВ1 (рис. 9.2).

Микросхема имеет 6 разрядов и обеспечивает быстродействие до 20 МГц.

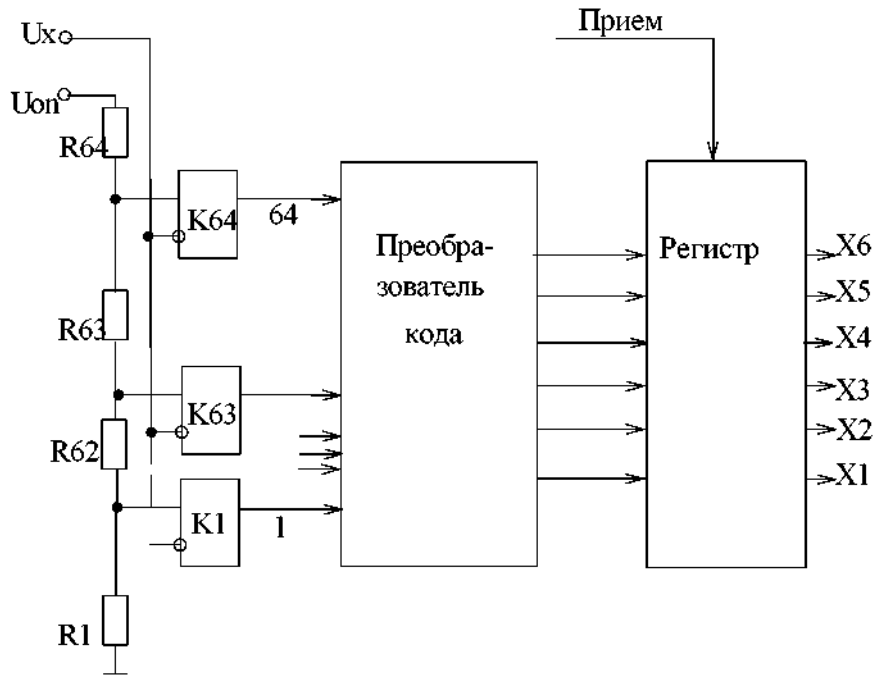


Рис. 9.2. Структурная схема параллельного АЦП

Устройство содержит делитель $R1 \dots R64$, 64 компаратора, преобразователь кода и регистр. На входы компараторов поступают входной сигнал U_x и напряжение с делителя. При этом на выходах компараторов формируется 64-разрядный единичный код. Число единиц в нем равно числу уровней квантования. Полученный единичный код поступает на вход преобразователя кода, в котором он преобразуется в 6-разрядный двоичный код. Полученный двоичный код записывается в регистр и выдается на выходные шины. В данном АЦП время преобразования занимает один такт.

АЦП поразрядного взвешивания (или поразрядного кодирования) выполняет одно преобразование за n тактов (рис. 9.3).

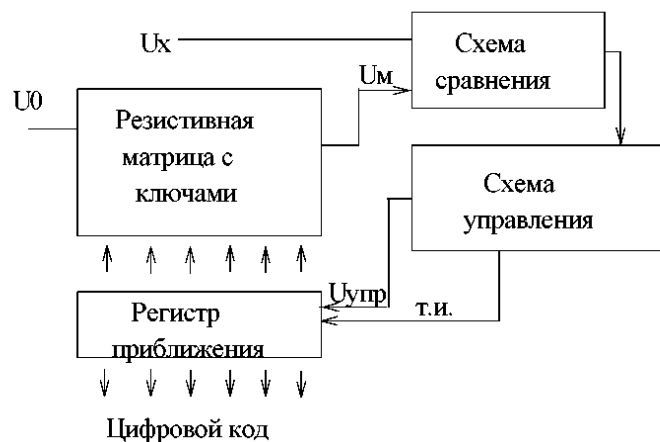


Рис. 9.3. Структурная схема АЦП поразрядного кодирования

Основой АЦП является регистр последовательных приближений. Он представляет собой сдвигающий регистр, в котором последовательно, начиная со старшего разряда формируется логическая единица. В зависимости от сигнала $U_{упр}$, поступающего на его вход, эта единица или остается, или заменяется логическим нулем. Резистивная матрица формирует аналоговое напряжение, эквивалентное «весу» цифрового кода, поступающего на матрицу с регистра приближений. Схема сравнения сравнивает напряжения U_x и U_m и в зависимости от их величин формирует сигнал $U_{упр}$ на уровне логического нуля или логической единицы.

Пример

Пусть $U_x = 7$ В, а $U_0 = 10$ В, тогда в первом такте в старшем разряде регистра формируется лог. «1» и $U_m = 5$ В, $U_m < U_x$; $U_{упр} = 1$. Следовательно, в старшем разряде остается лог. «1».

Во втором такте, в следующем $n - 1$ разряде формируется лог. «1» и $U_m = 5В + 2,5 В = 7,5 В$; $U_m > U_x$; $U_{упр} = 0$. Следовательно, единица в $n - 1$ разряде заменяется на лог. «0» и $U_m = 5 В$.

В третьем такте в разряд $n - 2$ регистра записывается лог. «1» и $U_m = 5 В + 1,25 В = 6,25 В$, $U_m < U_x$; $U_{упр} = 1$. Следовательно, лог. «1» в $n - 2$ разряде *остается*.

В четвертом такте в разряд $n - 3$ регистра записывается лог. «1» и $U_m = 5 + 1,25 + 0,625 = 6,875 В$, $U_m < U_x$; $U_{упр} = 1$. Следовательно, лог. «1» *остается* в разряде $n - 3$.

Процесс преобразования повторяется n тактов, в результате с регистра приближений снимается код преобразованной аналоговой величины.

АЦП поразрядного взвешивания нашли широкое применение при разработке ИС ввиду своей простоты и достаточно хорошего быстродействия.

Такие ИС могут иметь в своем составе генератор тактовых импульсов и источник эталонного напряжения или не иметь их.

В качестве примера рассмотрим АЦП, выполненное на ИС К1113ПВ1.

ИС предназначена для преобразования однополярного или биполярного аналогового напряжения ($U_{ex} = 0$ В, 10 В или $U_{ex} = -5$ В, +5 В) в десятиразрядный двоичный код. Нелинейность преобразования $\pm 0,1$ %, время преобразования 30 мкс. Для работы ИС требуется два источника питания +5 В и -15 В.

В микросхему встроен внутренний источник опорного напряжения и генератор тактовых импульсов (рис. 9.4).

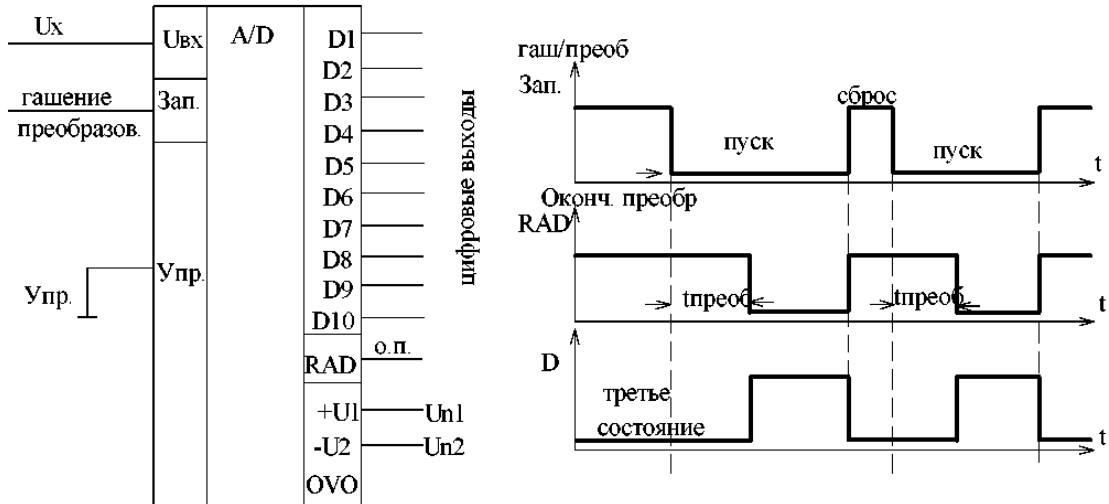


Рис. 9.4. ИС К1113ПВ1 (а) и временная диаграмма ее работы (б)

Запуск АЦП производится лог. «0». Цифровая информация с выходных шин снимается через 30 мкс после поступления сигнала «гашение – преобразование». $T_{преобр.} = 30$ мкс. Работа АЦП поясняется временной диаграммой его работы (см. рис. 9.4, б)

Следящие АЦП в отличие от АЦП поразрядного взвешивания имеют в своем составе вместо регистра последовательных приближений реверсивный счетчик (рис. 9.5).

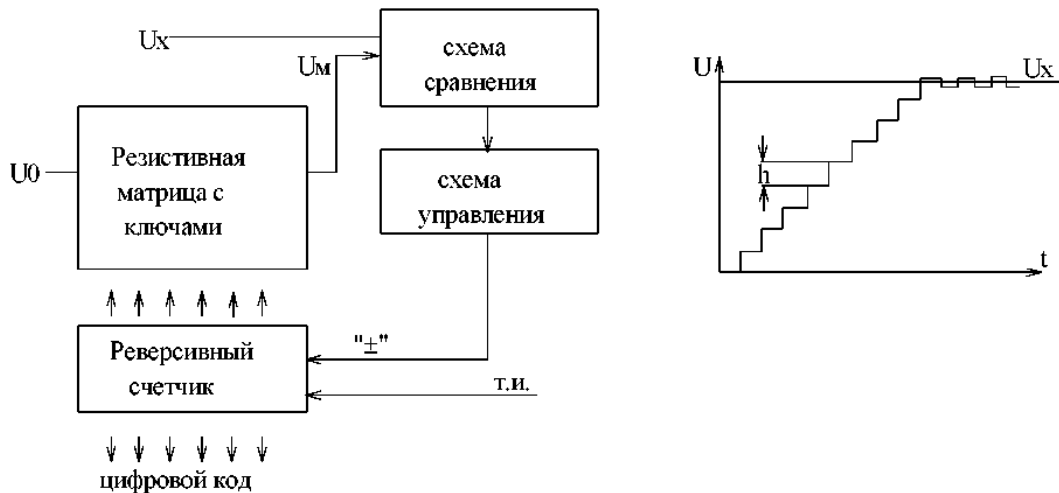


Рис. 9.5. Следящий АЦП (а), временная диаграмма его работы (б)

Работа АЦП поясняется временной диаграммой работы (см. рис. 9.5, б). Управление реверсивным счетчиком производится по управляющей шине «±» в зависимости от соотношения сигналов U_x и U_m . При изменении входного сигнала U_x , изменяется код реверсивного счетчика и напряжение с матрицы U_m «следит» за U_x .

Интегрирующие АЦП относятся к медленно действующим преобразователям. Принцип их действия основан на преобразовании аналоговой величины во временной интервал t_x и формировании число-импульсного (единичного) кода путем заполнения этого интервала импульсами опорной частоты f_0 . Значение единичного кода определяется соотношением:

$$N_{(1)} = t_x \cdot f_0.$$

Число-импульсный код поступает на счетчик, на выходе которого формируется цифровой код. Структурная схема такого АЦП приведена на рис. 9.6, а.

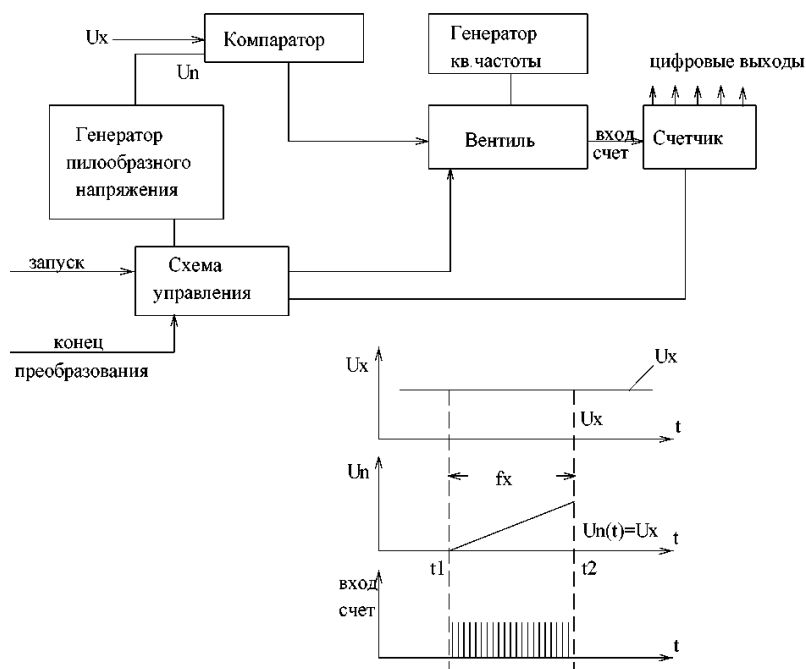


Рис. 9.6. Структурная схема (а) и временная диаграмма работы (б) интегрирующего АЦП

Максимальное время преобразования зависит от разрядности АЦП и определяется:

$$T_{пр.маx} = f_0 \cdot 2^n,$$

где f_0 – период частоты кварцевого генератора.

Погрешность интегрирующего АЦП определяется, в основном, изменением наклона пилообразного напряжения, которое определяется постоянной времени RC-интегратора (генератора пилообразного напряжения). Под воздействием внешних дестабилизирующих факторов, особенно температуры постоянная времени, а, следовательно, и наклон пилообразного напряжения меняются, что приводит к значительным погрешностям

преобразования. Поэтому в настоящее время для построения интегрирующих АЦП используют принцип двойного интегрирования.

Многоканальные АЦП широко используются для преобразования нескольких однотипных аналоговых величин. Такие АЦП включают в себя аналоговый коммутатор и один из рассмотренных выше АЦП (рис. 9.7).

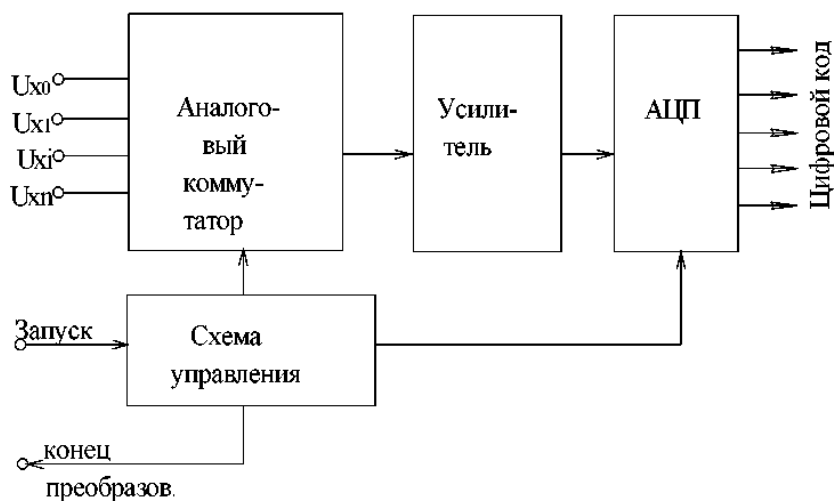


Рис. 9.7. Многоканальный АЦП

Преобразование происходит последовательно параметр за параметром. Аналоговый коммутатор поочередно подключает на вход АЦП через усилитель все входные сигналы.

АЦП прямого преобразования

АЦП прямого преобразования являются наиболее простыми и часто встраиваются непосредственно в датчики. Рассмотрим в качестве примера преобразователь постоянного положительного напряжения в частоту (рис. 9.8).

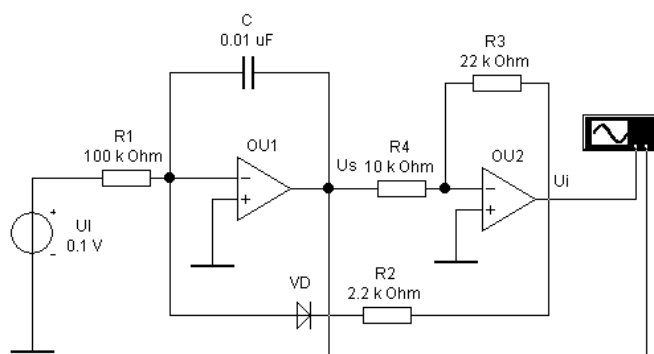


Рис. 9.8. АЦП прямого преобразования

АЦП выполнен на двух ОУ, усилитель ОУ1 включен в режиме интегратора, а усилитель ОУ2 – в режиме регенеративного компаратора с гистерезисом. Когда выходное напряжение компаратора U_f имеет максимальное положительное значение U_i , диод VD смещен в обратном направлении и напряжение U_s на выходе ОУ1 уменьшается по линейному закону со скоростью, определяемой амплитудой входного положительного сигнала U_i , до тех пор, пока не достигнет значения $U_i R_1 / R_2$. В этот момент компаратор переключается в другое состояние, при котором напряжение на его выходе равно максимальному отрицательному значению U_s , диод VD открывается и выходное напряжение интегратора быстро нарастает до значения $U_2 R_1 / R_2$. При этом компаратор возвращается в первоначальное состояние и цикл повторяется. Так как время нарастания выходного напряжения интегратора значительно меньше времени спада, которое обратно пропорционально амплитуде входного сигнала, частота циклов повторения F будет прямо пропорциональна входному напряжению. На самом деле размах напряжения U_s на выходе ОУ1 несколько больше величины $(R_1 / R_2)(U_1 - U_2)$ из-за отличного от нуля значения времени переключения компаратора, а частота соответственно меньше значения, определяемого этим выражением, причем это расхождение будет особенно значительным при больших амплитудах входного сигнала. С указанными на рис. 9.8 номиналами элементов схема должна обеспечивать линейность преобразования не хуже $\pm 1\%$ в диапазоне изменения входных напряжений 20 мВ...10 В, при этом частота выходных импульсов F должна изменяться от 20 Гц до 10 кГц.

9.2. Цифро-аналоговые преобразователи (ЦАП)

Цифро-аналоговый преобразователь предназначен для преобразования входной величины, представленной числовым кодом, в эквивалентную аналоговую величину. Эти преобразователи широко используются в системах автоматического управления, в цифровых системах обработки информации, в вычислительной технике.

В ЦАП в качестве входного сигнала используются цифровые коды, а выходным сигналом является , как правило, напряжение.

Принцип работы ЦАП состоит в суммировании эталонных значений напряжений (токов), соответствующих разрядам входного кода, причем в суммировании участвуют только те эталоны, для которых в соответствующей

ших разрядах стоит «1». В этом случае входное напряжение определяется следующим образом:

$$U_{\text{вых}} = \frac{U_0}{2} K_n + \frac{U_0}{4} K_{n-1} + \frac{U_0}{8} K_{n-2} + \dots + \frac{U_0}{2^n} K_1,$$

где U_0 – опорное (эталонное) напряжение; K – коэффициенты двоичных разрядов, принимающие значение 0 или 1; n – разрядность входного кода.

Основные характеристики ЦАП подразделяются на статические и динамические.

К статическим параметрам относятся:

- *разрядность* (n);
- *абсолютная разрешающая способность* ЦАП – минимальное значение изменения сигнала на выходе, обусловленное изменением входного кода на единицу (цена младшего разряда), определяется как $U_0/2^n$.
- *абсолютная погрешность преобразования в конечной точке шкалы* $\delta_{\text{шк}}$ – отклонение значения выходной напряженности от номинального расчетного, соответствующего конечной точке характеристики преобразования (измеряется в единицах младшего разряда (ЕМР) или в процентах) (рис. 9.9.);
- *нелинейность преобразования* δL – отклонение реальной характеристики преобразования от расчетной (линейной). Величина δL измеряется в единицах младшего разряда или в процентах:

$$\delta L = \frac{\delta L}{U_{\text{макс}}} \cdot 100,$$

где δL – абсолютное значение нелинейности.

Из динамических характеристик наиболее существенными являются:

- *время установления выходного сигнала* $t_{\text{уст}}$ – интервал времени от подачи входного кода до появления выходного напряжения;
- *максимальная частота преобразования* $f_{\text{преобр}}$.

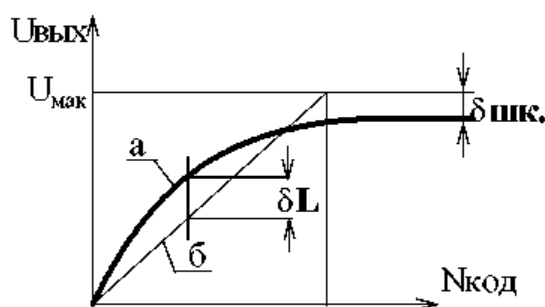


Рис. 9.9. Характеристики преобразования ЦАП: реальная (а) и идеальная (б)

Цифро-аналоговые преобразователи используются для преобразования цифрового кода в аналоговый сигнал, например, для управления в автоматических системах исполнительными органами (электродвигателями, соленоидами и т.п.).

Наиболее простой ЦАП с весовыми резисторами (рис. 9.10) состоит из двух блоков. Резистивная схема (матрица) выполнена на резисторах R1...R4. Суммирующий усилитель включает в себя ОУ и резистор обратной связи R₀. опорное напряжение U_{он} (3 В) подключается к резисторам матрицы переключателями D, C, B и A, управляемыми одноименными клавишами клавиатуры и имитирующими преобразуемый код. Выходное напряжение U_о измеряется мультиметром.

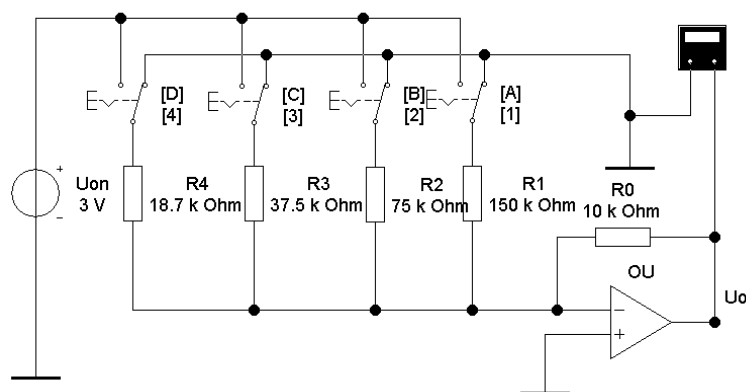


Рис. 9.10. ЦАП с весовыми резисторами

Если все переключатели замкнуты на «землю», как показано на рис. 9.10, то напряжение на входе и выходе ОУ равно 0 В. Предположим теперь, что переключатель А установлен в положение, соответствующее логической единице. Тогда на вход ОУ через резистор R1 подается напряжение 3 В. Рассчитаем в этом случае коэффициент усиления напряжения по формуле: $K = R_0/R_1 = 10000/150000 = 0,066$. Отсюда получаем, что выходное напряжение $U_o = 0,066 \cdot 3 = 0,2$ В соответствует двоичной комбинации 0001 на входе ЦАП. Подадим теперь на входы ЦАП двоичную комбинацию 0010. Для этого установим переключатель В в положение, соответствующее логической единице, тем самым подадим на ОУ через резистор R2 напряжение 3 В. Для коэффициента усиления в данном случае получаем $K = R_0/R_2 = 10000/75000 = 0,133$. Умножив этот коэффициент усиления на величину входного напряжения, найдем, что выходное напряжение равно 0,4 В. Таким образом, при переходе к каждому очередному двоичному числу, имитируемому ключами, выходное напряжение ЦАП увеличивается на 0,2 В. Это обеспечивается за счет увеличения коэффициента усиления

напряжения ОУ при подключении различных по сопротивлению резисторов. Если бы в схеме на рис. 9.10 мы подключили только один резистор R4 (с помощью переключателя D), то тем самым установили бы коэффициент усиления $K = 10000/18700 = 0,535$. При этом выходное напряжение ОУ составит около 1,6 В. Если все переключатели в схеме на рис. 9.10 установлены в положения, соответствующие логическим единицам, выходное напряжение ОУ равно $U_{on} = 3$ В, поскольку коэффициент передачи в этом случае становится равным 1. Схема цифро-аналогового преобразователя на рис. 9.10 имеет два недостатка: во-первых, в ней сопротивления резисторов изменяются в широких пределах, во-вторых, точность преобразования невысока из-за влияния конечного сопротивления транзисторных ключей в открытом и закрытом состояниях.

ЦАП лестничного типа

Схема ЦАП лестничного типа приведена на рис. 9.11. Она состоит из резистивной матрицы R – 2R, напоминающей лестницу, и суммирующего усилителя. Преимущество такого соединения резисторов заключается в том, что используются резисторы только двух номиналов. Сопротивление каждого из резисторов R1...R5 равно 20 кОм, а резисторов R6...R8, R0 – 10 кОм. Отметим, что сопротивления горизонтально расположенных резисторов «лестницы» ровно в 2 раза больше сопротивлений вертикальных.

ЦАП лестничного типа аналогичен ЦАП с весовыми резисторами. В рассматриваемом примере используется опорное напряжение 3,75 В. Переход к каждой следующей двоичной последовательности на входах приводит к увеличению аналогового выходного сигнала на 0,25 В. Опорное напряжение выбрано равным 3,75 В из соображения удобства сопряжения с ИМС семейства ТТЛ при замене ключей А...D такими ИМС.

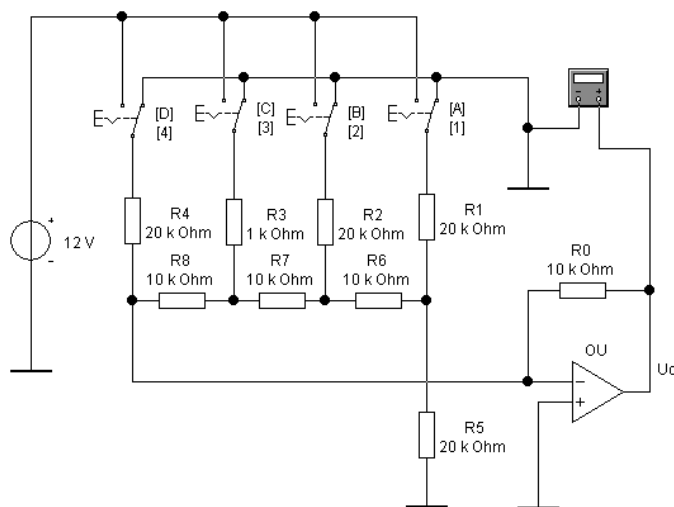


Рис. 9.11. ЦАП лестничного типа

Вариант ЦАП с использованием в качестве коммутирующего устройства двоично-десятичного счетчика 74160 (К155ИЕ9) показан на рис. 9.12.

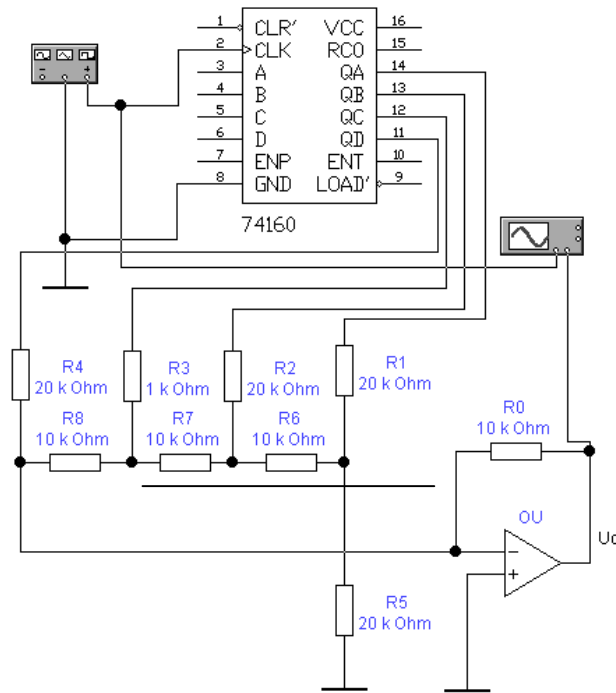


Рис. 9.12. Четырехразрядный ЦАП лестничного типа на базе счетчика 74160

9.3. Мультивибраторы

Мультивибратор – это генератор импульсов, форма которых близка к прямоугольным. Иногда мультивибраторы используются для получения пилообразного напряжения.

Схема мультивибратора на транзисторах и графики, поясняющие его работу, показаны на рис. 9.13.

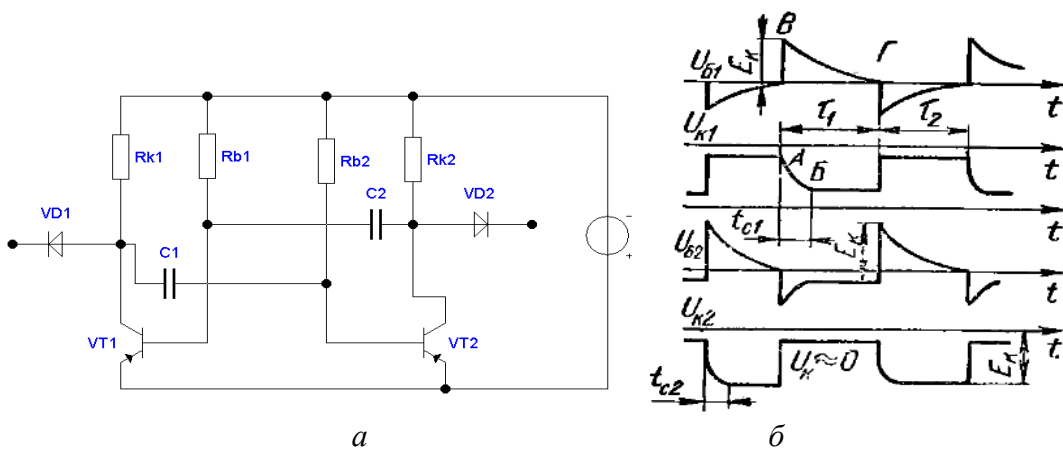


Рис. 9.13. Мультивибратор на транзисторах:
а – схема, б – временные диаграммы

Работает транзисторный мультивибратор следующим образом. Если транзистор VT1 открыт, то конденсатор C1 разряжается. Путь разрядного тока: правая обкладка конденсатора C1 (+), резистор R_{Б2}, источник питания, участок эмиттер – коллектор VT1, левая обкладка C1 (-). Разрядный ток создает на резисторе R_{Б2} падение напряжения с полярностью «+» к базе и «-» к эмиттеру VT2, которое поддерживает транзистор VT2 в запертом состоянии. Разряд конденсатора C1 происходит до тех пор, пока напряжение на участке база – эмиттер VT2 не станет недостаточным для его отпирания. После появления коллекторного тока транзистора VT2 потенциал на коллекторе резко уменьшается и начинается разряд конденсатора C2, при котором заперт транзистор VT1, и т. д.

Для повышения быстродействия и улучшения формы импульсов желательно не допускать перехода транзисторов в область насыщения. В схеме, изображенной на рис. 9.13, а, для этой цели применены фиксирующие диоды VD1 и VD2, на которые подано напряжение смещения E₀. Если коллекторный ток транзистора VT1 возрастает, то отрицательный потенциал на его коллекторе убывает.

До тех пор, пока коллекторное напряжение VT1 превышает величину E₀ (по абсолютному значению), диод VD1 заперт и не влияет на работу схемы. Но как только эти напряжения станут равными, диод VD1 отпирается и как бы подключает клемму E₀ к коллектору. В дальнейшем потенциал на коллекторе VT1 не может стать менее отрицательным, чем E₀, и переход в область насыщения становится невозможным.

На рис. 9.14 приведена схема ждущего мультивибратора на транзисторах. Делитель напряжения R1, R2 служит для подачи на базу транзистора VT1 некоторого отрицательного потенциала. Результирующее напряжение смещения равно разности напряжений на резисторах R_э и R2.

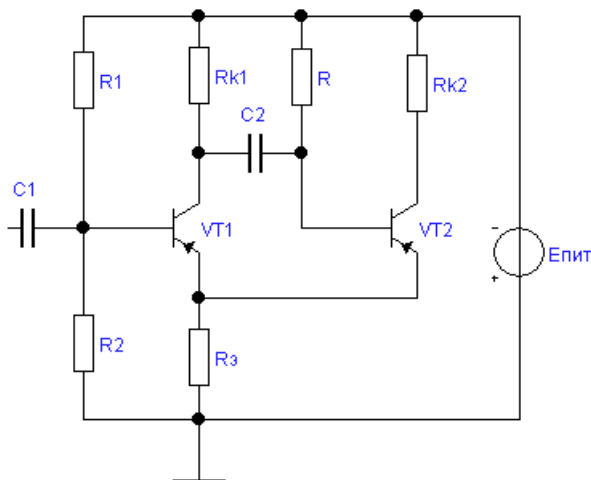


Рис. 9.14. Схема ждущего мультивибратора на транзисторах

Расчет транзисторного симметричного мультивибратора в автоколебательном режиме

Дано: амплитуда выходных импульсов U_m ; частота повторения f_u ; длительность среза t_c . Определить режим работы и элементы схемы.

Порядок расчета:

1. Напряжение источника питания коллекторных цепей

$$E_k \geq (1,1 \dots 1,2) \cdot U_m.$$

2. Выбирают транзистор, параметры которого должны удовлетворять условиям:

$$E_{k\max} \geq 2E_k;$$

$$f_\beta \geq 0,7 \cdot f_u;$$

$$f_\alpha > \frac{1}{t_\phi}.$$

3. Обратный ток коллектора при максимальной рабочей температуре

$$I'_{ко} = I_{ко} \cdot (\beta + 1).$$

4. Сопротивление коллекторных резисторов

$$\frac{E_k}{I_{ко\max}} \leq R_k \leq \frac{(0,05 \dots 0,1) \cdot E_k}{I_{ко\max}}.$$

5. Сопротивление резисторов в цепях базы $R_\sigma \leq \beta R_k$.

6. Емкость конденсаторов

$$C_1 = C_2 = C = \frac{t_u}{0,7 \cdot R_\sigma},$$

где

$$t_u = \frac{T_u}{2} = \frac{1}{2 \cdot f_u}.$$

7. Приближенное значение времени фронта

$$t_\phi \approx 3CR_k.$$

9.4. Таймеры

Таймером называется устройство, предназначенное для формирования импульсных сигналов с регулируемой длительностью и скважностью. Таймеры делятся на две группы: одноктактные и многотактные.

Одноктактные таймеры применяются для формирования импульсов длительностью от 1 мкс до часа и более. Многотактные таймеры включают в себя одноктактный таймер и счетчик и предназначены для формирования временных интервалов длительностью в десятки часов.

Наиболее распространенным типом одноконтного таймера является ИС К1006ВИ1 (NE555) (рис. 9.15).

Таймер состоит из четырех функциональных устройств: двух компараторов DA1 и DA2, RS-триггера DD1, усилителя мощности DA3. Внутренний резистивный делитель задает пороговые напряжения, равные $2U_n/3$, для компаратора DA1 и $U_n/3$ – для компаратора DA2. Напряжение питания $U_n = 5 \dots 16,5$ В, потребляемый ток $I_n = 0,7U_n$. Входные токи таймера не превышают 0,5 мкА. Максимальная частота 10 МГц. Таймер имеет второй высокоомный выход 2.

Таймеры широко используются во многих импульсных устройствах.

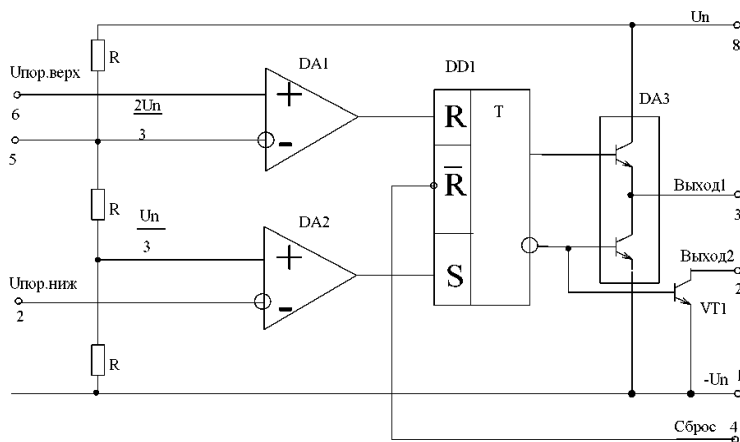


Рис 9.15. Структурная схема одноконтного таймера К1006ВИ1

На рис. 9.16 приведена схема одновибратора, выполненная на таймере.

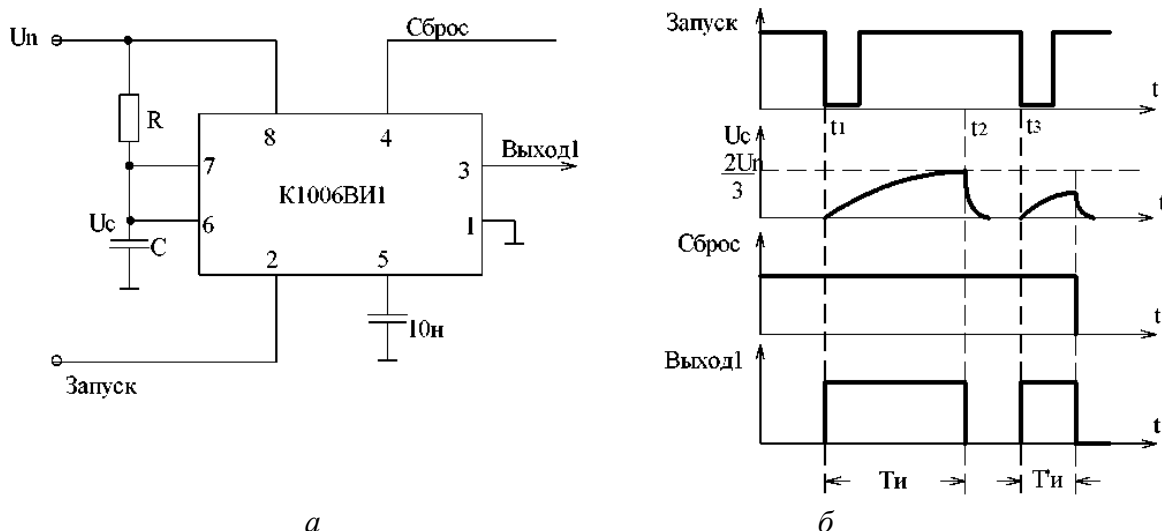


Рис. 9.16. Схема одновибратора на ИС К1006ВИ1(а) и временная диаграмма работы (б)

Для работы таймера в режиме одновибратора на объединенные входы (выводы 7 и 6) подключается цепочка RC. При поступлении на вход 2

запускающего импульса амплитудой меньше $U_n/3$ триггер DD1 переворачивается и на выходе 1 формируется прямоугольный импульс. Одновременно запирается транзистор VT1 и конденсатор C начинает заряжаться через резистор R. Напряжение U_c на входах 6, 7 возрастает по экспоненте и в момент времени t_2 достигает уровня $2U_n/3$. При этом срабатывает компаратор DA1, триггер DD1 возвращается в первоначальное состояние, открывается транзистор VT1, конденсатор C разряжается и формируется задний фронт импульса на выходе 1. Длительность импульса T_u зависит от постоянной времени RC. Длительность импульса $T_u \gg 1,1 RC$.

Схема мультивибратора на базе таймера приведена на рис. 9.17.

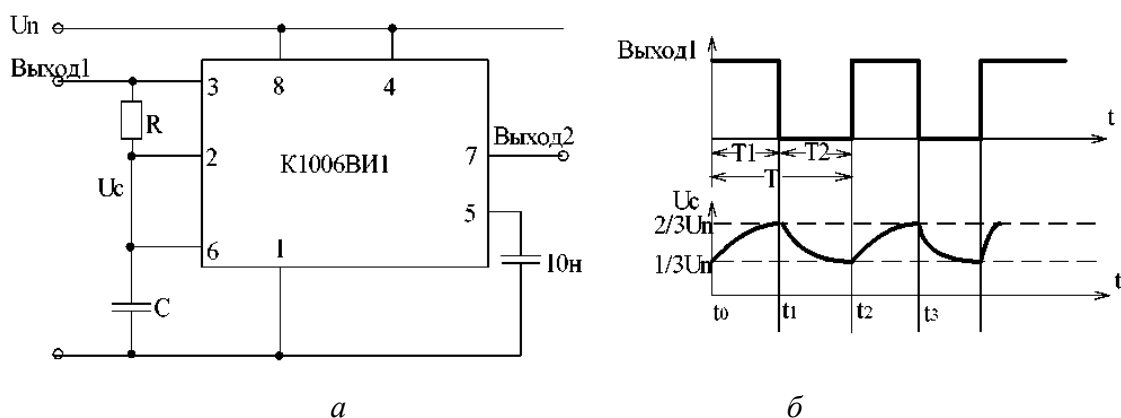


Рис. 9.17. Схема мультивибратора (а) и временная диаграмма его работы (б)

Здесь входы 2 и 6 объединены и подключены на интегрирующую цепочку RC. Напряжение на емкости C U_c меняется по экспоненциальному закону между уровнями $U_n/3$ и $2U_n/3$. Период импульсов мультивибратора равен $T \approx 1,4 RC$. Скважность равна 2.

Существует большое количество других схем, построенных на базе таймера K1006ВИ1.

Литература

1. Лаврентьев, Б. Ф. Аналоговая и цифровая электроника : учеб. пособие / Б. Ф. Лаврентьев. – Йошкар-Ола : МарГТУ, 2000. – 155 с.
2. Карлащук, В. И. Электронная лаборатория на IBM PC. Программа Electronics Workbench и ее применение / В. И. Карлащук. – М. : Солон-Р, 1999, 506 с.
3. Доброневский, О. В. Справочник по радиоэлектронике / О. В. Доброневский. – Киев : Вища школа, 1978. – 360 с.
4. Гусев, В. Г. Электроника / В. Г. Гусев, Ю. М. Гусев. – М. : Высш. шк., 1991. – 621 с.
5. Каяцкас, А. А. Основы радиоэлектроники / А. А. Каяцкас. – М. : Высш. шк., 1968. – 646 с.

МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ К ВЫПОЛНЕНИЮ КОНТРОЛЬНОЙ РАБОТЫ

Целью выполняемой контрольной работы является всестороннее изучение студентом параметров, особенностей расчета и режимов работы, маркировки, выбора и замены современных электронных приборов.

1. Оформление контрольной работы

Контрольная работа выполняется *рукописно* стержнем синего или черного цвета. При этом справочные таблицы, графики, схемы и т.д. допускается выполнять распечатыванием на ПК в виде листов, вкладываемых по тексту либо в конце работы в виде приложений. Обязательным является наличие ссылок на литературу и списка использованной литературы.

Выполненные неаккуратно или распечатанные на ПК контрольные на проверку не принимаются!

2. Срок сдачи и порядок защиты

2.1. Работа должна быть сдана на проверку не позднее середины октября – начала ноября (уточненную дату для своей специальности следует узнать в деканате). В случае несвоевременной сдачи студент не допускается к экзамену.

2.2. После проверки (в течение 10 дней) преподаватель возвращает работу либо с надписью «к исправлению» с указанием недочетов на лицевой или обратной стороне титульного листа, либо «к защите», что означает, что работа выполнена верно, а защита пройдет непосредственно на сессии в виде дополнительных вопросов или решения тестовых заданий.

Титульный лист с замечаниями не переделывается!

Исправление ошибок следует производить заменой всего листа, однако лист с некорректными расчетами и замечаниями следует приложить в конце работы как приложение.

2.3. Оформление – в папке-скоросшивателе на листах А4 в рамках для текстовой документации (форматках) с нумерацией страниц. Расчетная часть должна содержать расчетные формулы с разъяснениями и единицами измерения. Вычисления должны приводиться с промежуточными вычислениями. По тексту приводятся ссылки на литературу по порядку использования (например: [1, с. 48]). Список литературных источников приводится в конце работы.

2.4. Преподавателю на проверку сдается готовый сброшюрованный и подписанный студентом экземпляр работы после регистрации (штамп) в

деканате радиотехнического факультета (образец оформления титульного листа – в прил. 1). Результаты проверки контрольных работ можно узнать на сайте университета или по телефону кафедры.

3. Состав работы

- Титульный лист (образец – прил. 1, можно распечатывать на компьютере).
- Содержание (листы контрольной работы должны нумероваться).
- Расчеты задач. Начинать выполнение каждой задачи следует с приведения исходных данных задачи. Решение каждой задачи начинать с нового листа.
- Приложения (если имеются).
- Список использованных литературных источников.

Объем основной части контрольной работы – 20 – 25 страниц. Контрольная работа выполняется на одной стороне стандартных листов белой бумаги формата А4 (размер 210x297 мм).

4. Правила оформления работы

Текст курсовой работы следует выполнять в рамках (форматках) с соблюдением отступов. Основная часть работы делится на главы, разделы и подразделы. Заголовки структурных частей работы «СОДЕРЖАНИЕ», «ЗАДАНИЕ №1», ..., «СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ» пишутся прописными буквами в середине строки. Так же пишутся и заголовки глав. Заголовки разделов пишут строчными буквами, за исключением первой буквы, которая делается прописной. Заголовки разделов располагают в середине строк.

Заголовки подразделов пишут строчными буквами, кроме первой прописной, с абзаца. Точка в конце заголовков не ставится.

Заголовки глав, разделов и подразделов отделяют от текста интервалами. Следует подбирать интервалы таким образом, чтобы, во-первых, для заголовков одного типа (например, заголовков разделов) они были равными и, во-вторых, интервал между заголовком части работы и текстом этой части работы был меньше, чем интервал между заголовком и текстом, относящимся к предыдущей части работы.

Все структурные части работы начинаются с новой страницы. Обратите внимание, что разделы и подразделы с новой страницы *не начинаются*, а пишутся после небольшого интервала сразу же за предыдущим разделом (подразделом).

4.1. Нумерация. Нумерация страниц, глав, разделов, подразделов дается арабскими цифрами без знака №. Номера страниц проставляются в правом нижнем углу страницы. Титульный лист включается в нумерацию, однако не нумеруется (номер на этих страницах не ставится). Таким образом, первой страницей, на которой будет проставлен номер, будет вторая страница с содержанием (ей будет соответствовать номер 2).

Содержание, список использованных источников не нумеруют. Главы нумеруют по порядку. Номер главы ставят перед ее заголовком арабской цифрой. После номера ставят точку, оставляют пробел и пишут заголовки главы.

Разделы нумеруют двумя цифрами, разделенными точкой. Первая из цифр означает номер главы, к которой относится раздел, вторая – порядковый номер самого раздела в этой главе. Например, номер раздела «2.1» означает, что это первый раздел второй главы.

Подразделы нумеруют тремя цифрами, разделенными точкой. Первая цифра – это номер главы, вторая – номер раздела, к которому относится подраздел, третья цифра – порядковый номер подраздела. Например, «2.1.3» – третий подраздел первого раздела второй главы.

Таблицы, иллюстративный материал (графики, диаграммы, схемы, блок-схемы) и формулы нумеруют двумя цифрами, первая из которых обозначает номер главы (задачи), к которой относится нумеруемый объект, а вторая – номер самого объекта (рисунка, таблицы, формулы в пределах главы). Кроме того, перед номером таблицы пишут слово «Таблица», перед номером графика, диаграммы, схемы, блок-схемы – слово «Рис.», а номер формулы заключают в круглые скобки: (). Так, например, надпись «Таблица 2.1» означает, что это первая таблица второй главы (задачи); надпись «Рис. 3.2» означает, что это второй рисунок третьей главы (задачи); надпись (2.6) обозначает шестую формулу второй главы (задачи).

Таблицы, рисунки, формулы нумеруются только в том случае, если их имеется более одной (одного) в работе.

4.2. Таблицы. Обширный числовой материал рекомендуется организовывать в таблицы. Это значительно облегчает восприятие материала и экономит место. При создании таблиц необходимо придерживаться определенных правил.

Каждая таблица должна иметь заголовок, который располагается над таблицей в центре строки. Строкой выше заголовка помещается слово «Таблица» и ее номер.

Пример оформления таблицы:

Таблица (номер)

Заголовок таблицы

Таблицу размещают после первого упоминания о ней в тексте. Таблицу с большим количеством строк допускается переносить на другой лист. В этом случае слово «Таблица» и ее номер указывают над первой частью таблицы, а над остальными (перенесенными) частями пишут слово «Продолжение табл. (номер)». Так, например «Продолжение табл. 2.4.» означает продолжение четвертой таблицы второй главы. При переносе части таблицы на другой лист нельзя «отрывать» строки таблицы от заголовков и подзаголовков ее столбцов.

Таблицы с большим количеством столбцов можно расположить не на вертикально ориентированном листе, а на горизонтально ориентированном. В этом случае таблица должна быть расположена таким образом, чтобы ее можно было рассматривать после поворота листа работы по часовой стрелке.

4.3. Иллюстративный материал. Графики, диаграммы, схемы, блок-схемы относятся к группе иллюстративных материалов. Их введение в текст работы помогает лучше проиллюстрировать результаты анализа, наглядно продемонстрировать тенденции, подчеркнуть особенности организации различных процессов. Уместное использование иллюстративного материала повышает качество работы, облегчает восприятие материала, способствует более точному выражению авторской мысли.

На все иллюстрации (они называются рисунками) должны быть даны ссылки в работе. Рисунки помещаются после первого их упоминания в тексте. Каждый рисунок должен иметь название, которое помещается после его номера. Номер и название рисунка помещаются после самого рисунка.

Рисунки могут быть как черно-белыми, так и цветными, как в компьютерном исполнении, так и нарисованными от руки.

Требования, предъявляемые к иллюстративному материалу, помещаемому в курсовую работу – это наглядность, аккуратность исполнения.

Пример оформления рисунков:

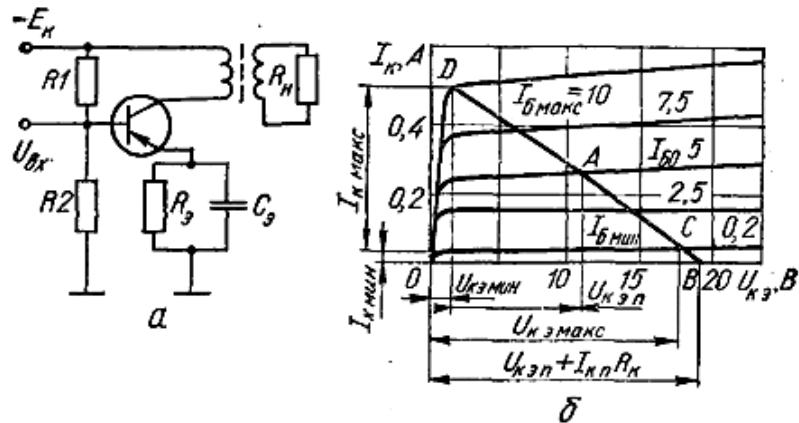


Рис. 1.1 – Однотактный усилитель мощности:
 а – схема, б – построение динамической характеристики

4.4. Формулы. Формулы приводятся в тексте работы сразу после первого их упоминания. Формулы пишутся в отдельной строке, по центру. Уравнения и формулы следует отделять от текста свободными строками. Номера формул пишут в круглых скобках у правого поля листа на уровне формулы. Расшифровку значения каждого символа следует давать с новой строки. Первую строку пояснения начинают со слова «где». Пример оформления формулы приведен ниже:

Определим величину тока из выражения:

$$I = \frac{U}{R}, \quad (1.1)$$

(номер формулы)

где I – ток, А;

U – напряжение, В;

R – сопротивление, Ом.

Расчет: согласно данным напряжение $U = 20$ мВ, сопротивление $R = 10$ мОм. Тогда, используя выражение (1.1), определяем силу тока:

$$I = \frac{20 \cdot 10^{-3}}{10 \cdot 10^{-3}} = 2 \text{ (А)}.$$

Обязательным является наличие промежуточных результатов расчета и в конце формулы – единиц измерения.

4.5. Ссылки. При цитировании материалов, не принадлежащих автору работы, обязательны ссылки на цитируемый источник. Каждая ссылка оформляется в квадратных скобках, где указывается порядковый номер ис-

точника в списке использованной литературы. Например, запись [3, с. 24] означает, что цитата взята из третьего источника, страница 24.

4.6. Список использованной литературы. Сведения об источниках оформляются специальным списком. **Обратите внимание, что ссылки на Интернет-страницы должны быть полными!** Пример списка использованной литературы приведен ниже:

1. Рычина, Т. А. Устройства функциональной электроники и электрорадиоэлементы : учеб. для вузов / Т. А. Рычина, А. В. Зеленский. – М. : Радио и связь, 1989. – 352 с. : ил.

2. Фролов, А. Д. Радиодетали и узлы. Конструирование и производство РЭА : учеб. пособие для спец. вузов / А. Д. Фролов. – М. : Высш. шк., 1975. – 440с. : ил.

3. Гусев, В. Г. Электроника : учеб. пособие для приборостроит. спец. вузов / В. Г. Гусев, Ю. М. Гусев. – М. : Высш. шк, 1991.

4. <http://atmel.com/14.html>.

4.7. Приложения. Раздел приложений начинается с чистого белого листа, на котором по центру прописными буквами пишется слово «ПРИЛОЖЕНИЯ». Приложения оформляются в порядке их упоминания в тексте работы. На каждое приложение должна быть дана ссылка в тексте.

Каждое приложение следует начинать с нового листа, в правом верхнем углу которого помещено слово «ПРИЛОЖЕНИЕ» и порядковый номер приложения, например, «ПРИЛОЖЕНИЕ 1», «ПРИЛОЖЕНИЕ 2». Строкой ниже, по центру страницы помещают заголовок приложения. Каждое приложение должно иметь содержательный заголовок.

Таблицы, рисунки, формулы, помещаемые в приложениях, имеют собственную нумерацию, состоящую из 3-х частей, разделенных точкой. В начале номера ставится прописная буква «П», затем после точки – номер приложения, которое содержит данную таблицу, рисунок, формулу, затем после точки – порядковый номер таблицы, рисунка, формулы в данном приложении. Так, например, вторая таблица четвертого приложения будет иметь следующую нумерацию: «Таблица П.4.2».

5. Критерии оценки работы

При приеме и проверке работы преподаватель-руководитель и комиссия в целом оценивают, насколько ее автор:

- справился с разработкой темы;
- отразил в содержании ключевые моменты темы и впоследствии раскрыл их;
- последовательно, логически связанно построил изложение;
- продемонстрировал владение содержанием работы, показал умение аргументированно отстаивать свою точку зрения, вести научную дискуссию по вопросам, затронутым в курсовой работе;

- изучил достаточное количество теоретических материалов, включая новейшие источники, глубоко проанализировал и творчески переосмыслил их;
- качественно проанализировал достаточный объем практических данных, выявил основные тенденции и сделал верные, обоснованные выводы;
- проявил самостоятельность и индивидуальное видение темы, достиг оригинальной постановки задачи либо предложил новое решение существующей проблемы;
- написал работу грамотно, техническим языком, придерживаясь научного стиля изложения;
- правильно, аккуратно оформил работу.

Работа не принимается:

- если не произведены необходимые расчеты или допущены грубые нарушения в них;
- если отсутствуют результаты промежуточных вычислений;
- если нет ссылок на литературу или проведенные ранее расчеты с указанием номера источника или формулы;
- если план работы непоследователен, упущены (не рассмотрены) важные аспекты изучаемой темы;
- если недостаточно изучена имеющаяся теоретическая база по теме исследования;
- если не привлечено достаточно практических материалов для проведения полноценного анализа;
- если студент не проявил должной самостоятельности при подготовке работы, работа свелась к переписыванию литературных источников;
- если материал работы излагается непоследовательно, присутствуют необоснованные отступления, мысль автора перескакивает с одного объекта на другой;
- если в работе присутствуют грамматические и орфографические ошибки, страдает стиль изложения;
- если допущены ошибки в оформлении работы;
- если работа оформлена в целом небрежно;
- если во время защиты студент не смог отстоять основные результаты работы, не проявил должного уровня владения темой.

6. Задачи и варианты

Задачи и варианты контрольной работы выдаются преподавателем на установочном занятии и являются индивидуальными.

Обратите внимание – примеры решения типовых задач можно найти в практических работах.

Титульный лист (образец):

Министерство образования республики Беларусь
Учреждение образования «Полоцкий государственный университет»
Кафедра конструирования и технологии РЭС

Контрольная работа
По курсу «Электронные приборы»

Выполнил

студент

Группы _____

Ф.И.О.

Вариант №

Номер зачетной книжки

№0000000000

Проверил

старший преподаватель
кафедры К и Т РЭС

Абраменко С.Н.

Сдана на проверку _____

(не заполнять)

К исправлению _____

(не заполнять)

К исправлению _____

(не заполнять)

К исправлению _____

(не заполнять)

К защите _____

(не заполнять)



Новополоцк 200_ г.


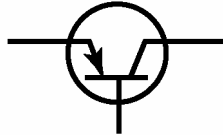
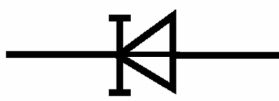

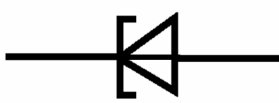
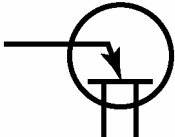


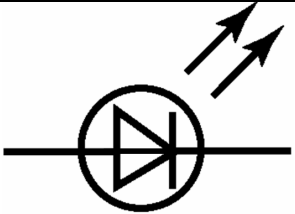

Условные обозначения и правила их выполнения

1.1. Графические обозначения и стандарты

В технической документации и специальной литературе применяются условные графические обозначения полупроводниковых приборов в соответствии с ГОСТ 2. 730-73 «Обозначения условные, графические в схемах. Приборы полупроводниковые». В табл. П.2.1 приведены некоторые основные графические обозначения полупроводниковых приборов.

Таблица П.2.1

Графические обозначения полупроводниковых приборов

Наименование прибора	Обозначение	Наименование прибора	Обозначение
1	2	1	2
Диод выпрямительный, столб выпрямительный		Транзистор типа р-п-р	
Диод тоннельный		Транзистор типа п-р-п	
Диод обращения		Однопереходный транзистор с п-базой	
Варикап		Полевой транзистор с управляющим переходом и каналом п-типа	
Диод светоизлучающий		Полевой транзистор с управляющим переходом и каналом р-типа	

1	2	1	2
Односторонний стабилитрон (диод Зеннера)		Полевой транзистор с изолированным затвором с индуцированным p-каналом	
Двусторонний (двуханодный) стабилитрон		Полевой транзистор с изолированным затвором с индуцированным r-каналом	
Диодный тиристор (динистор)		Полевой транзистор с изолированным затвором с встроенным p-каналом	
Триодный тиристор, запираемый в обратном направлении, выключаемый, с управлением по аноду		Полевой транзистор с изолированным затвором с встроенным r-каналом	
Триодный тиристор, запираемый в обратном направлении, выключаемый, с управлением по катоду		Полевой транзистор с двумя изолированными затворами с встроенным p-каналом	

1.2. Правила выполнения обозначений на схемах

Правила построения условных графических обозначений полупроводниковых приборов на схемах, выполняемых вручную или автоматическим способом, во всех отраслях промышленности устанавливает ГОСТ 2.730-73.

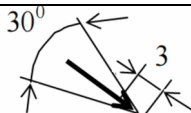
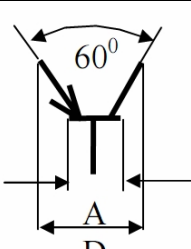
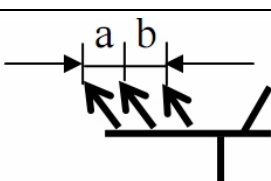
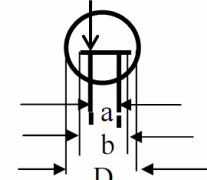
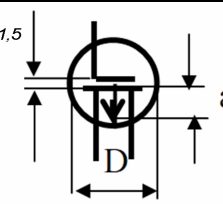
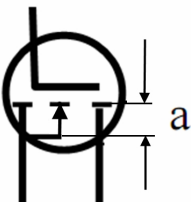
Геометрические формы изображений полупроводниковых приборов

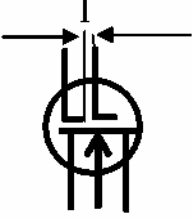
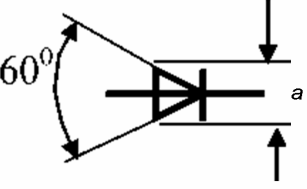



Все геометрические элементы условных графических обозначений выполняют линиями той же толщины, что и линии электрической связи.

Геометрические формы изображений, их относительные и абсолютные размеры должны соответствовать приведенным в табл. П.2.2.

Таблица П.2.2

Формы изображений полупроводниковых приборов

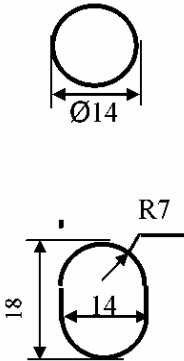
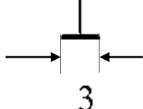
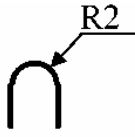

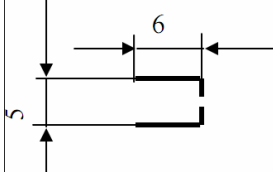
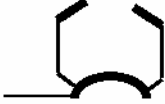
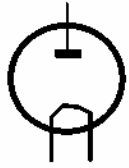
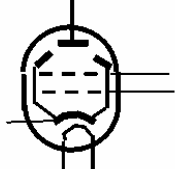
Наименование	Обозначение	Размеры												
1	2	3												
Эмиттер р-п-р-транзистора														
Транзистор типа р-п-р		<table border="1"> <tr> <td><i>D</i></td> <td>12</td> <td>14</td> </tr> <tr> <td><i>A</i></td> <td>9</td> <td>11</td> </tr> <tr> <td><i>a</i></td> <td>2,5</td> <td>3,5</td> </tr> <tr> <td><i>b</i></td> <td>3</td> <td>4</td> </tr> </table> <p>$A = 3D/4$</p>	<i>D</i>	12	14	<i>A</i>	9	11	<i>a</i>	2,5	3,5	<i>b</i>	3	4
<i>D</i>	12	14												
<i>A</i>	9	11												
<i>a</i>	2,5	3,5												
<i>b</i>	3	4												
Транзистор многоэмиттерный типа п-р-п														
Транзистор полевой		<table border="1"> <tr> <td><i>D</i></td> <td>10</td> <td>12</td> <td>14</td> </tr> <tr> <td><i>a</i></td> <td>5</td> <td>6</td> <td>7</td> </tr> <tr> <td><i>b</i></td> <td>7</td> <td>8</td> <td>9</td> </tr> </table>	<i>D</i>	10	12	14	<i>a</i>	5	6	7	<i>b</i>	7	8	9
<i>D</i>	10	12	14											
<i>a</i>	5	6	7											
<i>b</i>	7	8	9											
Транзистор полевой с изолированным затвором обедненного типа с р-каналом		<table border="1"> <tr> <td><i>D</i></td> <td>12</td> <td>14</td> </tr> <tr> <td><i>a</i></td> <td>4</td> <td>5</td> </tr> </table>	<i>D</i>	12	14	<i>a</i>	4	5						
<i>D</i>	12	14												
<i>a</i>	4	5												
Транзистор полевой с внутренним соединением истока и подложки (обогащенный тип п-канала)														

1	2	3									
Транзистор полевой с двумя изолированными затворами обедненного типа, с n-каналом и с выводом от подложки											
Диод		<table border="1"> <tr> <td><i>a</i></td> <td>5</td> <td>6</td> </tr> <tr> <td><i>b</i></td> <td>4</td> <td>5</td> </tr> <tr> <td><i>d</i></td> <td>1,5</td> <td>2</td> </tr> </table>	<i>a</i>	5	6	<i>b</i>	4	5	<i>d</i>	1,5	2
<i>a</i>	5	6									
<i>b</i>	4	5									
<i>d</i>	1,5	2									
Динистор											
Диод туннельный											
Тиристор											

Обозначения условные графические приборов электровакуумных

Термины и определения, обозначаемые этими терминами, в области электровакуумных приборов устанавливает ГОСТ 13820-77, систему обозначений электровакуумных и ионных приборов определяет ГОСТ 13393-76, а электронных приборов СВЧ – ГОСТ 137806-68. Обозначения условные графические электровакуумных приборов, согласно ГОСТ 2.731, состояются из обозначений их элементов. Примеры выполнения обозначений элементов и УГО электровакуумных приборов приведены в табл. П.2.3.

Обозначения условные графические приборов электровакуумных

Наименование	Обозначение
1	2
Баллон электронного прибора	
Анод электронной лампы и ионного прибора	
Катод прямого накала, подогреватель	
Катод косвенного накала (изображен без подогревателя)	
Электрод управляющий (изображен без подогревателя)	
Пластины лучеобразующие одноанодной лампы	
Диоды – электронные лампы с двумя электродами: катодом и анодом	
Тетрод – многоэлектродная лампа, имеющая катод, анод и две сетки	

Основные правила начертания обозначений. Обозначения на входах и выходах электрических схем вычислительной техники

В верхней части основного поля обозначения помещают символ функции, выполняемой логическим элементом, а под ним записывают шрифтом меньшего размера дополнительные данные по ГОСТ 2.708-81.

Размеры основного поля принимают кратными некоторому модулю c , выбираемому в зависимости от способа выполнения схемы: при выполнении вручную $c = 5$ мм, при выполнении автоматически $c = 4$ мм. Если в основное поле помещают только символ функции, состоящий не более чем из трех знаков, $h = 10, \dots, 12$; $b = 8, \dots, 12$ мм. Если помещают дополнительные данные с количеством знаков в строке не более пяти, $h = 20, \dots, 25$; $b = 12, \dots, 17$ (рис. П.2.1, а).

Основное поле может быть с левым дополнительным полем, в котором помещают обозначения входов (метки); дополнительное поле может быть и справа – для меток выходов; ширина дополнительного поля $b_1 \geq 5$ мм (см. рис. П.2.1, б).

Изображения входов и выходов логических элементов выполняют следующим образом: входы – с левой, выходы – с правой стороны прямоугольника. Расстояние между горизонтальной стороной прямоугольника и ближайшей входной (выходной) линией, а также между входными (выходными) линиями должно быть не менее выбранного модуля c (см. рис. П.2.1, в).

Обозначения на входах и выходах выполняются с помощью логических индикаторов, определяющих либо инверсный статический вход (выход) (см. рис. П.2.1, г), либо прямой динамический вход (выход) (см. рис. П.2.1, д), либо инверсный динамический вход (выход) (см. рис. П.2.1, е).

Для обозначения логической операции «И» используется символ &.

При этом:

- не допускается поворачивать условное графическое обозначение;
- прямые статические входы (выходы) следует изображать без логических индикаторов;
- максимальный размер индикатора не должен превышать 3 мм;
- символ функции нельзя составлять из строчных букв, римских цифр, букв, не входящих в русский и латинский алфавит.

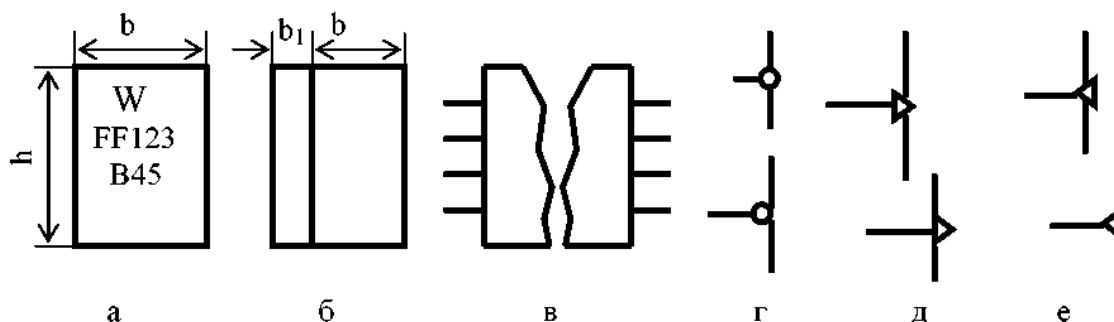


Рис. П.2.1. Обозначения основного поля и входов и выходов: основное поле (а); основное поле с левым дополнительным полем (б); входы и выходы логических элементов (в); инверсный статический вход (выход) (г), прямой динамический вход (выход) (д), инверсный динамический вход (выход) (е)

ГОСТ 2.743-91 устанавливает правила построения условных графических обозначений комбинационных логических элементов с равноценными и неравноценными входами, а также изображения монтажной логики, т.е. непосредственного соединения на общую нагрузку логических выходов нескольких элементов.

Условные графические обозначения элементарных комбинационных логических элементов с равноценными входами, построенных на основе логических операций «И» (символ &), «ИЛИ» (символ 1), «НЕ» показаны на рис. П.2.2.

Для получения логически эквивалентной формы условных обозначений, как это показано для повторителя (см. рис. П.2.2, в, г), необходимо:

- прямые входы заменить на инверсные и наоборот;
- символ функции & заменить на 1 или наоборот;
- для логических элементов с одним входом («Повторение» и «НЕ») символ функции 1 не изменяют;
- метки входов & заменить на 1 или наоборот.

ГОСТ 2.743-91 описывает правила построения условных графических элементов, приводит обозначения монтажной логики.

Для уменьшения объема документации допускается сокращенное выполнение групп условных графических обозначений. Кроме того, условные графические обозначения могут быть изображены совмещенно, прилегая друг к другу одной или двумя сторонами, параллельными распространению информации. При этом логическое соединение между данными элементами отсутствует.

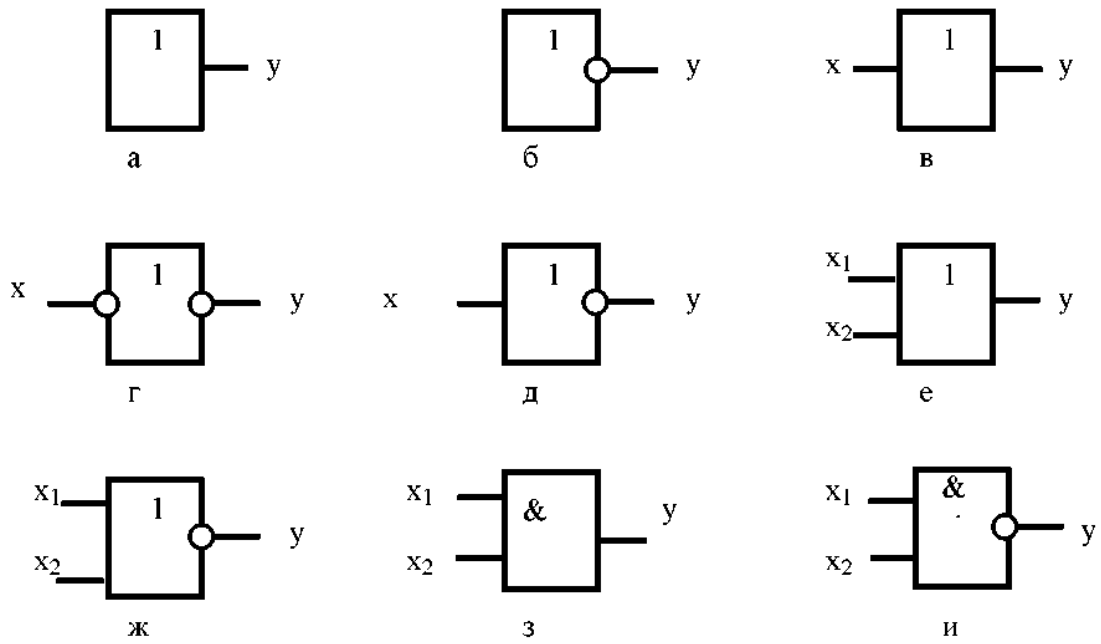


Рис. П.2.2. Условные графические обозначения элементарных комбинационных логических элементов с равноценными входами, построенных на основе логических операций «И» (символ &), «ИЛИ» (символ 1), «НЕ»:
а – единичный элемент (генератор «единицы»), $y = 1$; *б* – нулевой элемент (генератор «нуля»), $y = 0$; *в* – повторитель; *г* – то же, логически эквивалентная форма;
д – «НЕ» (инвертор); *е* – «ИЛИ» (дизъюнктор); *ж* – «ИЛИ-НЕ» (элемент Пирса);
з – «И» (конъюнктор); *и* – «И-НЕ» (элемент Шеффера)

В схемах с повторяющимися элементами допускается также применять пакетный метод сжатия информации, т.е. пакетное изображение условных графических обозначений элементов и линий их связи.

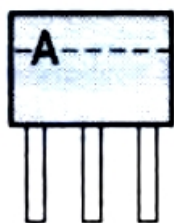
Особенности маркировки транзисторов в СНГ

В 1974 году появился транзистор КТ375 в корпусе КТ-26 (тогда еще с круглыми выводами), который маркировался цифрами 375 и буквой, указывающей группу транзистора.

В 1976 году появляется целая группа транзисторов в корпусах КТП-4 и КТ-26, отмаркированных цветовым четырехточечным кодом, и транзистор КТ209 (корпус КТП-4), который маркировался буквой А в левом нижнем углу плоской стороны корпуса. В правом нижнем углу плоской стороны корпуса буквой указывалась группа прибора, выше двумя цифрами – год, а еще выше двумя цифрами – дата изготовления. Понять, что это за приборы, без расшифровки кода было уже невозможно, поэтому 1976 год можно считать началом эры цветовой и кодовой маркировки корпуса КТ-26 в СССР.

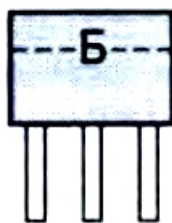
История

Первым массовым транзистором с кодовой маркировкой был КТ315 в миниатюрном пластмассовом корпусе КТ-13. На нем в левом верхнем углу плоской стороны ставилась буква, обозначающая группу, ниже иногда указывалась дата изготовления (рис. П.3.1). Через несколько лет в корпусе КТ-13 стали выпускать транзистор прямой проводимости – КТ361. Для отличия от КТ315 буква, обозначающая группу, ставилась посередине верхней части плоской стороны (рис. П.3.2).



КТ315А

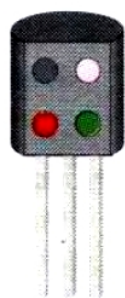
Рис. П.3.1



КТ361Б

Рис. П.3.2

В 1979 году появляются транзисторы в корпусе КТ-26, маркированные символами. Сначала символы ставятся где попало, но к 1985 году они обретают постоянное место в левом верхнем углу плоской стороны корпуса. Примерно в это же время появляются транзисторы, маркируемые двумя цветовыми метками (рис. П.3.3) С 1988 года набирает обороты сокращенная символьная маркировка (рис. П.3.4).



КТ350А

Рис. П.3.3



КТ209Д

Рис. П.3.4

Общие принципы маркировки

Корпус КТ-26 (ТО-92) изготавливается из пластмассы темного, чаще черного цвета, поэтому все надписи наносятся белой или серебристой краской. Маркировка обычно наносится на срезе боковой поверхности корпуса, реже – на цилиндрической части боковой поверхности корпуса, на торце корпуса цветовым кодом указывают группу прибора.

Встречаются приборы, торец корпуса которых целиком покрашен каким-либо цветом. Это, за немногими исключениями, внутризаводская маркировка, которая, как правило, не стандартизируется и не расшифровывается (обозначает иногда разбраковку по одному или нескольким параметрам: номер смены и т.п.). Уловить какие-нибудь закономерности здесь не удалось, да и не очень надо, так как для массового потребителя данный тип маркировки несет немного полезной информации.

На корпусе стараются указать тип прибора, группу, дату выпуска (год, месяц или номер смены). Наиболее важными представляются тип и группа прибора – на них мы и сосредоточим свое внимание; что касается даты изготовления, то часто она вообще не указывается. Когда же дата указывается, чаще всего это делается согласно ГОСТ 25486-82 (табл. П.3.1) или просто: двумя цифрами год, двумя (одной) месяц (например, 95 09 означает 1995 год, сентябрь месяц). Встречается обратный порядок указания года и месяца (например, 3-74 означает март 1974 года) или обозначение только года изготовления двумя цифрами (например, 85 – 1985 год).

Таблица П.3.1

Символ	Год	Символ	Месяц
1	2	3	4
U	1986	1	Январь
V	1987	2	Февраль
W	1988	3	Март
X	1989	4	Апрель
A	1990	5	Май

В	1991	6	Июнь
С	1992	7	Июль
Д	1993	8	Август
Е	1994	9	Сентябрь
Ф	1995	0	Октябрь
Н	1996	Н	Нрябрь
І	1997	Д	Декабрь
К	1998		
Л	1999		
М	2000		

Типы маркировки полупроводниковых приборов

Для удобства все рассмотренные варианты маркировки полупроводниковых приборов, выпускающихся в корпусе КТ-26, были разбиты на шесть классов, которым были присвоены условные названия:

1. Цифро-буквенная маркировка (рис. П.3.5).
2. Символьно-буквенная маркировка (рис. П.3.6).
3. Символьно-цветовая маркировка (рис. П.3.7).
4. Цветовая двухточечная маркировка (рис. П.3.8).
5. Цветовая четырехточечная маркировка (рис. П.3.9).
6. Нестандартизируемая маркировка (рис. П.3.10).

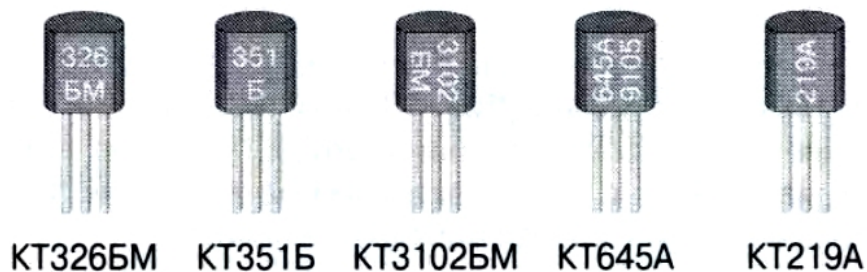


Рис. П.3.5. Цифро-буквенная маркировка

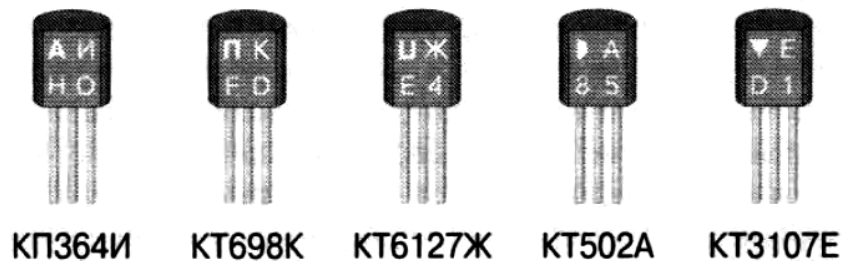


Рис. П.3.6. Символьно-буквенная маркировка

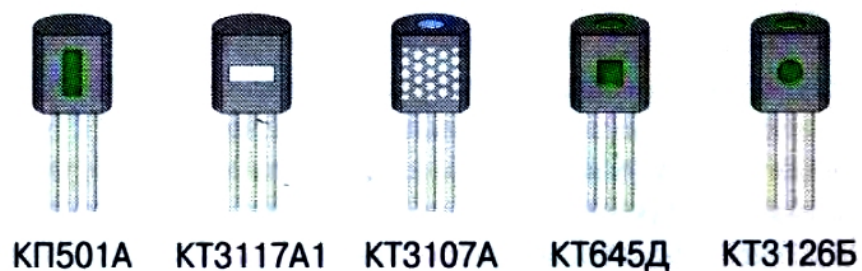


Рис. П.3.7. Символьно-цветовая маркировка

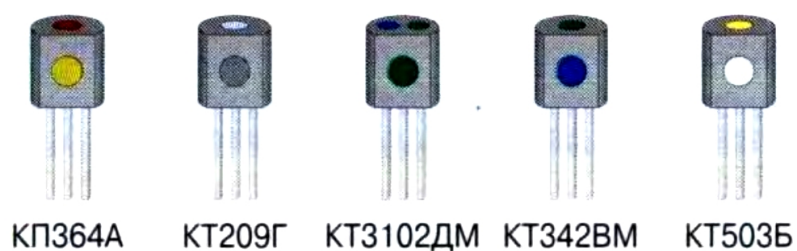


Рис. П.3.8. Цветовая двухточечная маркировка

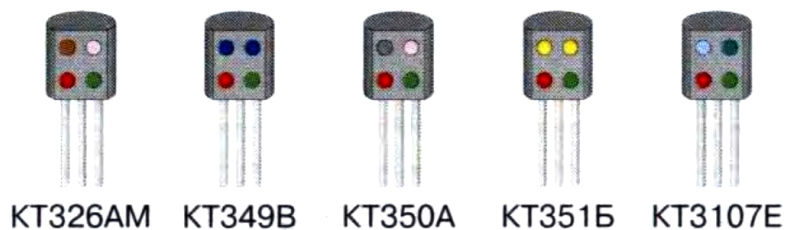


Рис. П.3.9. Цветовая четырехточечная маркировка



Рис. П.3.10. Нестандартизируемая маркировка

Цифро-буквенная маркировка

Цифро-буквенная маркировка может быть полной и сокращенной. Наносится на срез боковой поверхности корпуса, как правило, в две строки друг над другом, возможны как правый поворот надписи, так и левый (рис. П.3.11), а также маркировка в одну строку (рис. П.3.12).

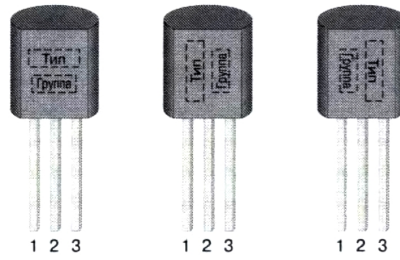


Рис. П.3.11

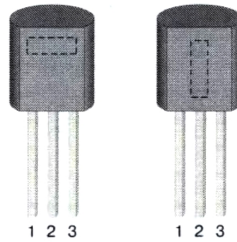


Рис. П.3.12

Символьно-буквенная маркировка

Основным признаком символьно-буквенной маркировки является сочетание геометрических символов, букв и цифр.

Срез боковой поверхности корпуса делится на четыре информационных поля. До 1991 года встречались различные порядки использования информационных полей (Рис. П.3.13).

В настоящее время используется следующий порядок: верхнее левое поле обозначает тип прибора (один геометрический символ, буква или цифра), верхнее правое поле – группу (одна буква), нижнее левое поле – год выпуска, нижнее правое поле – месяц выпуска (дата согласно ГОСТ 25486-82) (рис. П.3.14).

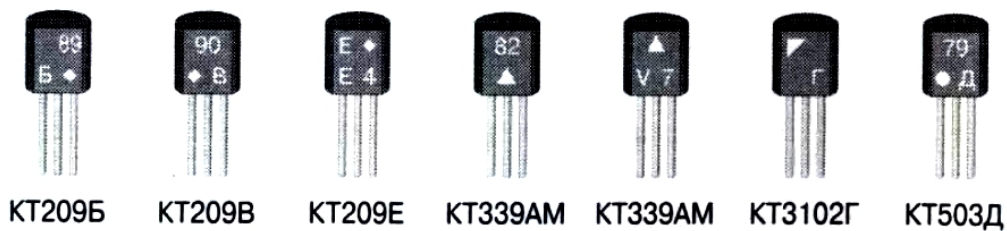


Рис. П.3.13. Символьно-буквенная маркировка до 1991 г.

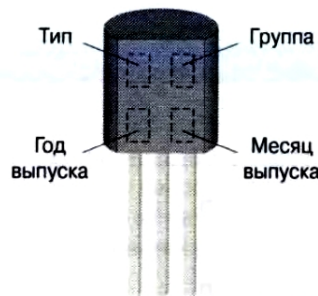


Рис. П.3.14. Современная символьно-буквенная маркировка

Символьно-цветовая маркировка

Основным признаком является наличие цветных геометрических символов на срезе боковой поверхности корпуса и отсутствие каких-либо букв (цифр). Тип прибора указывается на срезе боковой поверхности корпуса цветным геометрическим символом, группа – на торце корпуса цветными точками (рис. П.3.15). Здесь необходимо отметить, что символ наносится с помощью специального штампа и поэтому имеет четкую форму и «оттиснутый» вид, а точка наносится кистью и поэтому не имеет четкой формы, но заполняется краской гораздо более плотно (см. рис. П.3.15).

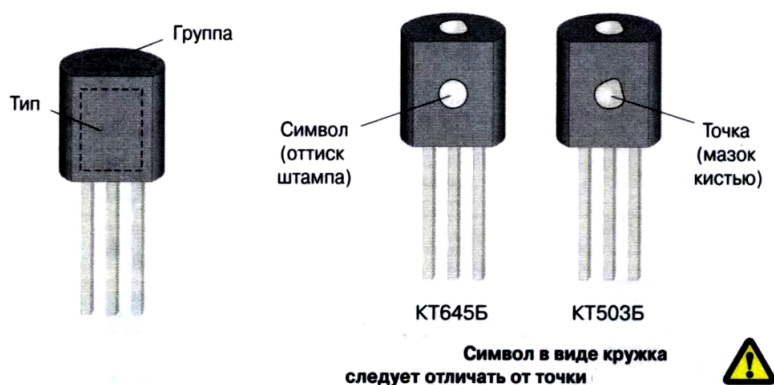


Рис. П.3.15. Символьно-цветовая маркировка

Цветовая двухточечная маркировка

Отличается наличием цветной точки на срезе боковой поверхности корпуса (капля краски, наносимая кистью вручную), кодирующей тип прибора; на торце корпуса цветной точкой указывается группа (рис. П.3.16). Точки наносятся цветной эмалью типа ЭП140 по ГОСТ 24709-81 согласно цветовому ряду из табл. П.3.2. Кодирование группы часто производится тоже согласно цветовому ряду из табл. П.3.2, хотя возможны как частичные нарушения этого ряда, так и полное им пренебрежение.

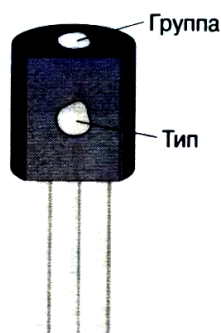


Рис. П.3.16. Цветовая двухточечная маркировка

Цветовой ряд кодирования

Цвет	Группа
темно-красный/красный	А
желтый	Б
темно-зеленый/зеленый	В
голубой	Г
синий	Д
белый	Е
темно-коричневый/коричневый	Ж
серебристый	И
оранжевый	К
табачный	Л
серый	М

Цветовая четырехточечная маркировка

Использовалась до 1986 года. Почти все приборы, отмаркированные четырьмя цветными точками на срезе боковой поверхности корпуса, выпускались как в корпусе КТ-26 (рис. П.3.17, а), так и в корпусе КТП-4 (см. рис. П.3.17, б). Точки наносятся цветной эмалью типа ЭП140. Кодирование группы, месяца и года выпуска производится строго согласно цветовому ряду из табл. П.3.3.

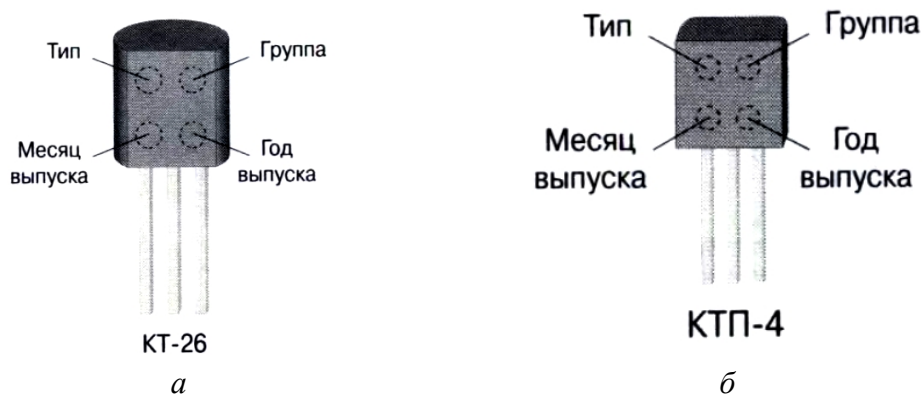


Рис. П.3.17. Цветовая четырехточечная маркировка

Цветовой ряд кодирования

Цвет	Буква	Месяц	Год
1	2	3	4
Розовый	А	–	–
Желтый	Б	Ноябрь	–
Синий	В	Февраль	–
Бежевый	Г	Январь	1977
Оранжевый	Д	Август	1979
Белый	Е	Октябрь	1982

Окончание табл. П.3.3

Электрик	Ж	Сентябрь	1980
Салатовый	И	Май	1978
Зеленый	К	Март	1985
Красный	Л	Апрель	1983
Серый	М	Июнь	–
Коричневый	–	Июль	1984
Голубой	–	Декабрь	1986
Бирюзовый	–	–	1981

Маркировка полупроводниковых приборов в корпусе КТ-27 (ТО-126)

Маркировка полупроводниковых приборов в корпусе КТ-27 (ТО-126) приведена на рис. П.3.18.

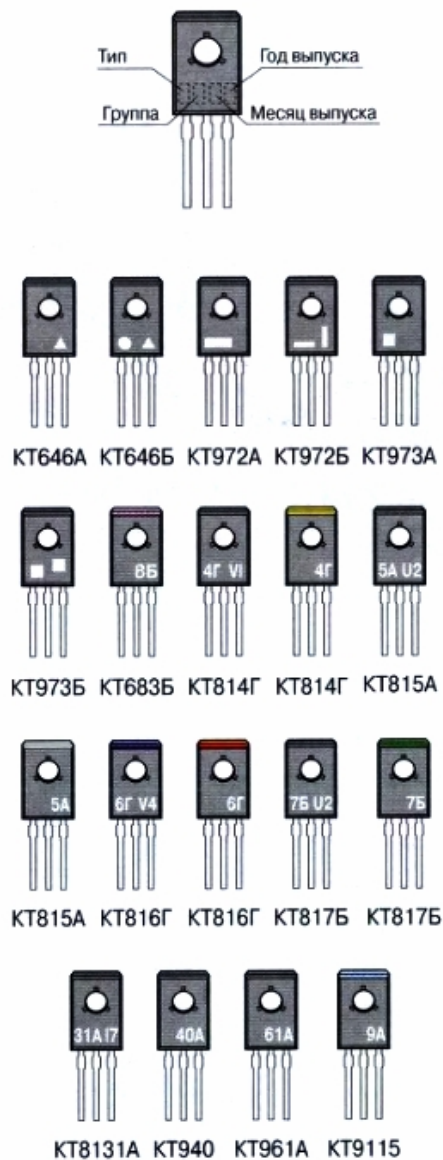


Рис. П.3.18. Маркировка полупроводниковых приборов в корпусе КТ-27 (ТО-126)

Корпуса для монтажа на поверхность

На рис. П.3.19 показан корпус типа SOT-323 и его габаритные размеры.

Для увеличения количества информации в таблицах широко используются сокращения. Здесь приведен конкретный пример, а ниже – фрагмент типовой таблицы из справочника (табл. П.3.4) и пояснения к ней.

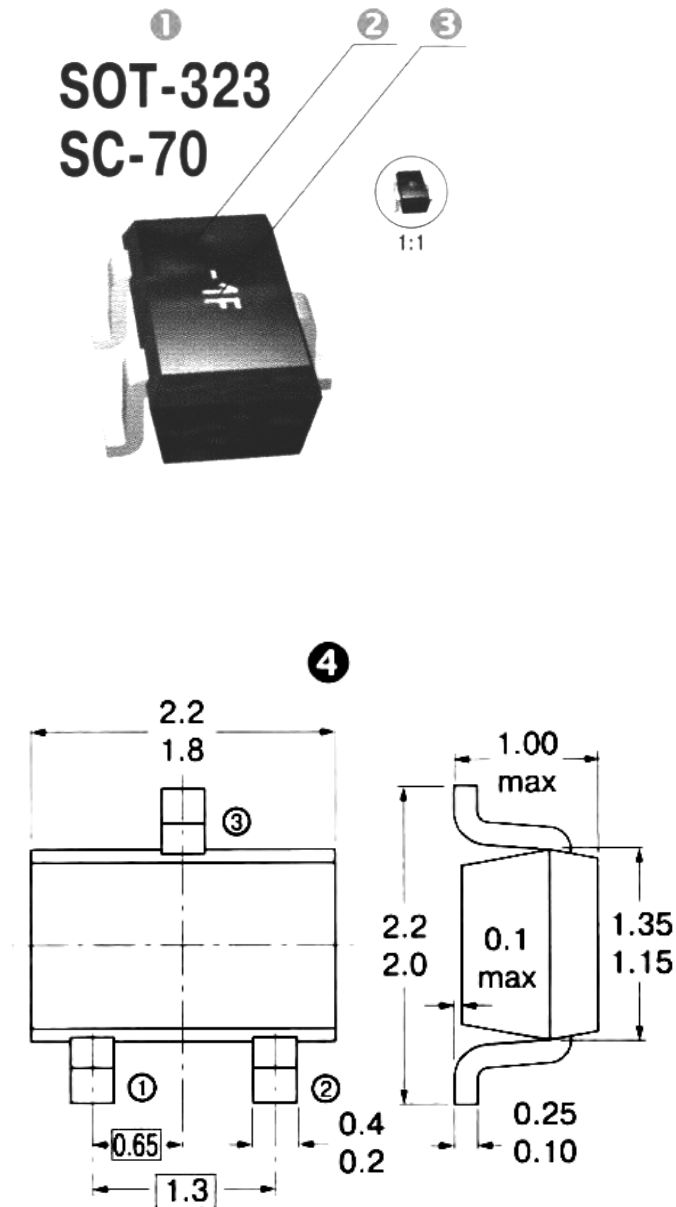


Рис. П.3.19. Корпус типа SOT-323

Фрагмент типовой таблицы

Код 5	Марка 6	Фирма 7	Тип 8	Особенности 9	Цоколевка 10		
					1	2	3
WX s	BCR196W	SIEM	p-n-p	$U_{cbo} = 50 \text{ В}; I_c = 70 \text{ мА}; P_c = 250 \text{ мВт}; h_{21} > 50; f_T > 150 \text{ МГц}$	В	Е	С
ZR	MSD1819A-RT1	MOT	n-p-n	$U_{cbo} = 60 \text{ В}; I_c = 100 \text{ мА}; P_c = 150 \text{ мВт}; h_{21} = 210 \dots 340$	Е	В	С
E2	HSMP-381C	HP	pin	Сдвоенный; $I_F < 1 \text{ А}; V_{BR} > 100 \text{ В}; R_T < 3,0 \text{ Ом}; C_T < 0,35 \text{ пФ}; R_H > 1500 \text{ Ом}; R_L < 10 \text{ Ом}$	А	К2 А2	К1
JF	BAL99W	PHIL	fd	$V_{BR} < 70 \text{ В}; I_F < 150 \text{ мА}; V_F (I_F = 50 \text{ мА}) < 1,0 \text{ В}; C_D < 1,5 \text{ пФ}; T_{RR} < 4 \text{ нс}$	nc	К	А
GO	HSMP-389B	HP	pin	$I_F < 1 \text{ А}; V_{BR} > 100 \text{ В}; R_S < 2,5 \text{ Ом}; C_T < 0,30 \text{ пФ}$	А	nc	К
63	BAS40W	PHIL	shd	$V_R < 40 \text{ В}; I_F < 120 \text{ мА}; V_F (I_F = 1 \text{ мА}) < 380 \text{ мВ}; C_D < 5 \text{ пФ}; T_{RR} < 0,1 \text{ нс}$	А	nc	К

- 1) название корпуса (EIAJ, JEDEC);
- 2) общий вид (не в масштабе);
- 3) код, нанесенный на корпус;
- 4) габаритный чертеж с указанием цоколевки;
- 5) возможные варианты кодов. Бывают ситуации, когда совпадают код и тип корпуса, а приборы разные. Например, на корпусе типа SOT-323 нанесен код 6Н. У фирмы «Philips» это p-n-p-транзистор типа BC818W, а у фирмы «Motorola» это p-n-p-транзистор типа MUN5131T1 с совершенно другими параметрами;
- 6) типонаименование (полное название прибора);
- 7) сокращенное название фирмы-производителя. Например, SIEM – фирма «Siemens», HP – «Hewlett-Packard» и т.д.
- 8) функциональное назначение прибора. Например, p-n-p-транзистор с указанной проводимостью, shd – диод Шоттки и т.д.;
- 9) особенности или основные электрические характеристики прибора;
- 10) цоколевка.

Промышленные стандарты и системы обозначения электронных полупроводниковых приборов

За рубежом существуют различные системы обозначения полупроводниковых приборов.

Стандарт США EIA-JEDEC – Electronic Industries Association

Система обозначений JEDEC (Joint Electron Device Engineering Council) принята объединенным техническим советом по электронным приборам США. По этой системе приборы обозначаются индексом (кодом, маркировкой), в котором:

- **Первый элемент** (цифра) обозначает число р-n-переходов. Используются 4 цифры (1, 2, 3 и 4) в соответствии с типом прибора:
1 – диод, 2 – транзистор, 3 – тиристор, 4 – оптопара.
- **Второй элемент** состоит из буквы **N** и **серийного номера**, который регистрируется ассоциацией предприятий электронной промышленности (EIA). Цифры серийного номера не определяют тип исходного материала, частотный диапазон, мощность рассеивания и область применения.
- **Третий элемент** – **одна или несколько букв**, указывают на разбивку приборов одного типа на типономиналы по различным характеристикам.

Фирма-изготовитель, приборы которой по своим параметрам подобны приборам, зарегистрированным EIA, может представлять свои приборы с обозначением, принятым по системе JEDEC.

Пример: 2N2221A, 2N904.

Европейская система PRO ELECTRON – International Pro Electron

В Европе используется система, по которой обозначения полупроводниковым приборам присваиваются организацией Association International Pro Electron. По этой системе приборы для бытовой аппаратуры широкого применения обозначаются двумя буквами и тремя цифрами. Так, у приборов широкого применения после двух букв стоит трехзначный порядковый номер от 100 до 999. У приборов, применяемых в промышленной и специальной аппаратуре, третий знак – буква (буквы используются в обратном алфавитном порядке: Z, Y, X и т.д.), за которой следует порядковый номер от 10 до 99.

В системе Pro Electron приняты следующие условные обозначения:

- **Первый элемент** (буква) обозначает исходный полупроводниковый материал, на базе которого создан полупроводниковый прибор. Используются 4 латинские буквы А, В, С и D в соответствии с видом полупроводника или полупроводникового соединения. В табл. П. 4.1 приведены обозначения для первого элемента.

Таблица П.4.1

Первый элемент в системе Pro Electron

Условные обозначения	Исходный материал	Ширина запрещенной зоны, эВ
A	Германий	0,6...1
B	Кремний	1...1,3
C	Арсенид галлия	более 1,3
D	Антимонид индия	менее 1,6
R	Сульфид кадмия	2,4

- **Второй элемент** (буква) обозначает подкласс полупроводниковых приборов. В табл. П.4.2 приведены буквы, используемые для обозначения подклассов.

Таблица П.4.2

Второй элемент в системе Pro Electron

Условные обозначения	Подкласс приборов
A	Диоды детекторные, быстродействующие, смесительные, маломощные
B	Диоды с переменной емкостью, варикапы
C	Транзисторы низкочастотные маломощные ($R_{thja} > 15 \text{ }^\circ\text{C/Вт}$)
D	Транзисторы низкочастотные мощные ($R_{thja} < 15 \text{ }^\circ\text{C/Вт}$)
E	Диоды тоннельные
F	Транзисторы высокочастотные маломощные ($R_{thja} > 15 \text{ }^\circ\text{C/Вт}$)
G	Многоэлементные, многофункциональные приборы со специальной третьей буквой
H	Магнитодиоды
L	Транзисторы высокочастотные мощные ($R_{thja} < 15 \text{ }^\circ\text{C/Вт}$)

N	Оптопары
P	Светочувствительные (фотоприемные) приборы (фотодиоды, фототранзисторы и др.)
Q	Светоизлучающие приборы: светодиоды, лазерные диоды (возможен вариант третьей буквы)
R	Приборы, работающие в области пробоя, тиристоры маломощные (возможен вариант третьей буквы)
S	Транзисторы переключающие маломощные
T	Регулирующие и переключающие приборы, мощные управляемые выпрямители ($R_{thja} < 15$ °С/Вт), тиристоры мощные (возможен вариант третьей буквы)
U	Транзисторы переключающие мощные
W	Приборы на поверхностных акустических волнах
X	Диоды умножительные, варакторы, диоды с накоплением заряда
Y	Диоды выпрямительные мощные
Z	Стабилитроны, опорные диоды, диоды специального назначения (возможен вариант третьей буквы)

- **Третий элемент (номер серии / специальная третья буква)**

Номер серии состоит из трехзначного числа от 100 до 999 для электронных полупроводниковых приборов общего применения, либо специальной буквы (Z, Y, X и т.д.) и двухзначного числа от 10 до 99 для ЭПП, применяемых в промышленном оборудовании или специального назначения. Специальная третья буква не имеет фиксированного значения, кроме случаев, приведенных ниже.

- A – для симисторов после второй буквы «R» или «T».
- F – для излучающих и принимающих приборов в системах оптоволоконной связи после второй буквы «G» или «P», или «Q». Если вторая буква «G», то первая буква указывает материал, из которого изготовлен основной оптический прибор.
- L – для полупроводниковых лазеров, не используемых в системах оптоволоконной связи, после второй буквы «G» либо «Q».
- O – для оптосимисторов, после второй буквы «R».
- T – для двухцветных светодиодов, после второй буквы «Q».
- W – для диодов.

Пример:

AA112 – германиевый маломощный диод общего применения;

BD232 – кремниевый мощный низкочастотный транзистор общего применения;

CQY17 – арсенид-галлиевый светоизлучающий диод для промышленного оборудования.

Версия

Одна или две буквы могут дополнить основное обозначение ЭПП, показывая отличие в электрических параметрах либо отличие в корпусе от базового варианта. Эти буквы не имеют фиксированных значений, кроме букв «R» – обратная полярность, «W» – SMD.

- **Четвертый элемент (суффикс)**

Четвертый элемент (2 цифры) означает порядковый номер технологической разработки и изменяется от 01 до 99. Например, ВТХ10-200 – кремниевый управляемый выпрямитель (тиристор) специального назначения с регистрационным номером 10 и напряжением 200 В.

Суффикс отделен от основного обозначения ЭПП дефисом. Для стабилизаторов суффикс указывает отклонения от указанного напряжения стабилизации в процентах:

A	1 %
B	2 %
F	3 %
C	5 %
D	10 %
E	20 %

Пример:

BZY74-C6V3 – напряжение стабилизации 6,3 В ± 5 % (десятичная запятая заменяется буквой V). Значения суффикса для других подклассов промышленных электронных полупроводниковых приборов и ЭПП специального назначения здесь опускаются.

Японский стандарт JIS

Система стандартных обозначений, разработанная в Японии (стандарт JIS-C-7012, принятый ассоциацией EIAJ-Electronic Industries Association of Japan) позволяет определить класс полупроводникового прибора (диод или транзистор), его назначение, тип проводимости полупроводника. Вид полупроводникового материала в японской системе не отражается.

Условное обозначение полупроводниковых приборов по стандарту **JIS-C-7012** состоит из пяти элементов.

Первый элемент (цифра) обозначает тип полупроводникового прибора. Используются 4 цифры (0, 1, 2 и 3) в соответствии с типом прибора. В табл. П.4.3 приведены обозначения для первого элемента.

Второй элемент обозначается буквой S и указывает на то, что данный прибор является полупроводниковым. Буква S используется как начальная буква от слова Semiconductor.

Таблица П.4.3

Первый элемент в системе JIS-C-7012

Условные обозначения	Класс приборов
0	Фотодиоды, фототранзисторы
1	Диоды
2	Транзисторы
3	Четырехслойные приборы

Третий элемент (буква) обозначает подкласс полупроводниковых приборов. В табл. П.4.4 приведены буквы, используемые для обозначения подклассов.

Таблица П.4.4

Третий элемент в системе JIS-C-7012

Подкласс приборов	Условные обозначения	Подкласс приборов	Условные обозначения
Транзисторы p-n-p высокочастотные	A	Полевые транзисторы с n-каналом	K
Транзисторы p-n-p низкочастотные	B	Симметричные тиристоры	M
Транзисторы n-p-n высокочастотные	C	Светоизлучающие диоды	Q
Транзисторы n-p-n низкочастотные	D	Выпрямительные диоды	R
Диоды Есаки	E	Малосигнальные диоды	S
Тиристоры	F	Лавинные диоды	T
Диоды Ганна	G	Диоды с переменной емкостью, pin-диоды	V
Однопереходные транзисторы	H	Стабилитроны	Z
Полевые транзисторы с r-каналом	J		


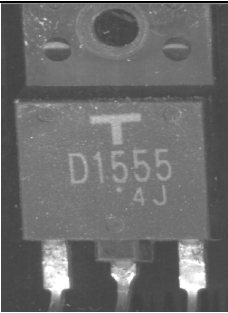
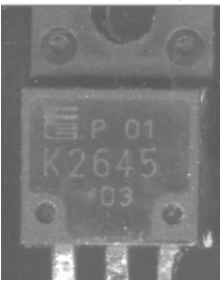

Четвертый элемент обозначает регистрационный номер технологической разработки и начинается с числа 11.

Пятый элемент отражает модификацию разработки (А и В – первая и вторая модификации).


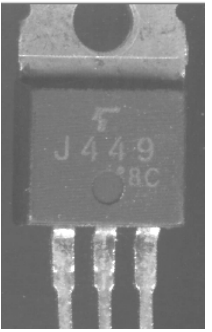
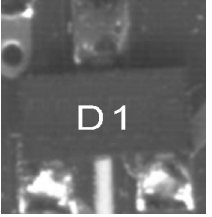
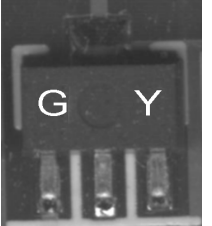

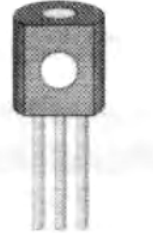
Следует отметить, что из-за необходимости экономии места производители (как отечественные, так и зарубежные) используют либо кодированную или цветовую маркировку (значки и цветные полосы в определенном сочетании), либо сокращенное нанесение маркировки (табл. П.4.5). Для расшифровки в таких случаях следует обратиться к схемам или справочникам производителей.

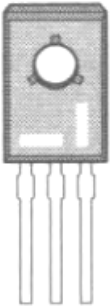
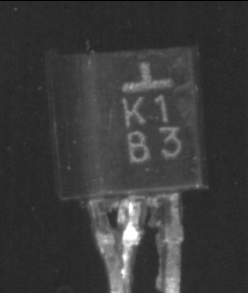
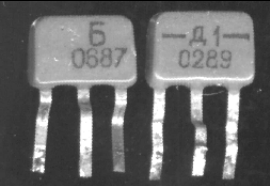
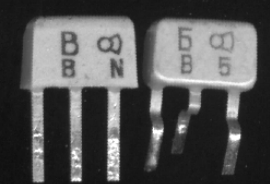
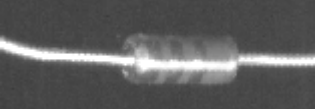
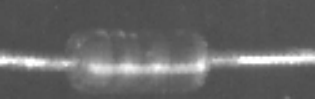
Таблица П.4.5

Варианты сокращенной маркировки, наносимой на корпус

Вид	Полное наименование	Тип прибора
	SSP4N60Z	МОП, n-канальный, $I_c = 2\text{ A}$ (max 10A), $U_{cu} = 600\text{ V}$
	SD1555	n-p-n, $U_{ke} = 65\text{ V}$, $I_k = 8\text{ A}$, $h_{21} = 10 \dots 100$, $P_c = 75\text{ W}$
	2SK2645	V-MOS-N-enh, 600 V, 4,5 A
	S2055AF	n-p-n, 1500V, 8A, 125W, с защитным диодом между коллектором и эмиттером

Продолжение табл. П.4.5

1	2	3
	2SC5411	n-p-n, 1500V, 14 А, 2 MHz
	2SJ449	МОП, р-канальный, 250 V, 3(24) А
	BCW31	n-p-n, $I_c = 100 \text{ mA}$, $h_{21} = 110 \dots 220$, $f_T = 300 \text{ MHz}$
	KTC4375	n-p-n, $U_{cb} = 30 \text{ V}$, $I_c = 1500 \text{ mA}$, $h_{21} = 100 \dots 200$, $f_T = 120 \text{ MHz}$
	BZV-5V1	Стабилитрон на 5,1 вольта
<p>Желтая</p> <p>Белая</p> 	KT503	n-p-n, 25-80 V, 150(300) mA, 5 MHz

1	2	3
	<p>КТ972Б</p>	<p>п-р-п, составной высоко- частотный, большой мощности</p>
	<p>КП103</p>	<p>Полевой, маломощный, с управляющим перехо- дом и каналом р-типа</p>
	<p>КТ361</p>	<p>р-п-р</p>
	<p>КТ315</p>	<p>п-р-п</p>
 <p>Синие кольца</p>	<p>КД521</p>	
 <p>Коричневые кольца</p>	<p>КД522</p>	

Условные обозначения электрических параметров и сравнительные справочные данные полупроводниковых приборов

Для полупроводниковых приборов определены и стандартизованы значения основных электрических параметров и предельные эксплуатационные характеристики, которые приводятся в справочниках. К таким параметрам относятся: напряжение (например, U_{np} – постоянное прямое напряжение диода), ток (например, $I_{ст. max}$ – максимально допустимый ток в стабилизации стабилитрона, мощность (например, $P_{вых}$ – выходная мощность биполярного транзистора), сопротивление (например, $r_{диф}$ – дифференциальное сопротивление диода), емкость (например, C_k – емкость коллекторного перехода), время и частота (например, $t_{вос.обр}$ – время обратного восстановления тиристора, диода), температура (например, T_{max} – максимальная температура окружающей среды). Число значений основных электрических параметров исчисляется сотнями, причем для каждого подкласса полупроводниковых приборов эти параметры будут различными.

В справочных изданиях приводятся значения основных электрических параметров и предельные эксплуатационные характеристики полупроводниковых приборов. В табл. П.5.1 – П.5.2 в качестве примера приведены данные для типичных представителей различных типов отечественных приборов и их зарубежных аналогов в соответствии со стандартами (ОСТ 11. 336. 919-81 – Россия, JEDEC – США, Pro Electron – Европа, JIS-C-7012 – Япония).

Таблица П.5.1

Биполярные транзисторы

Тип прибора	Материал, структура, технологии	$P_{k max}$, мВт	$F_{ep}, F_{f21б}, F_{f21}$, МГц	$U_{кэ max}$, В	$U_{эб max}$, В	$I_{k max} (I_{k u max})$, мА	$I_{кбо} (U_{кэ r})$, мкА
КТ315И (ОСТ 11.336.919-81)	Si n-p-n	150	≥ 250	60	6	50	$\leq 0,6$ (10 В)
2N3904 (JEDEC)	Si n-p-n	310	300	60	6	200	≤ 10 (60 В)
BFX44 (Pro Electron)	Si n-p-n	360	≥ 300	40	4	125 (250)	$\leq 0,1$ (20 В)
2SC57 (JIS-C-7012)	Si n-p-n	360	≥ 200	40	5	200	$\leq 0,1$ (15 В)

Диоды

Тип прибора	Материал, структура, технологии	$U_{обр}, В$	$I_{обр, макс}, мА$	$U_{пр}, В$	$I_{пр, макс}, мА$	$I_{ном}, мА$	$C_{\delta}, пф$
Д220Б (ОСТ 11.336.919-81)	Si	100	0,4	1,5	50	30 (30В)	15
1N4148 (JEDEC)	Si	75	0,025	1	10	10 (6 В)	4
BAW63 (Pro Electron)	Si	60	1	0,9	50	–	4
1S307 (JIS-C-7012)	Ge	20	20	0,75	100	75	0,5

Ниже приведены основные обозначения электрических параметров.

Основные обозначения

C – электрическая емкость	C_B – барьерная емкость p-n перехода
C_D – диффузионная емкость p-n перехода	C_{FB} – емкость плоских зон
C_p – емкость свободных дырок	C_{sc} – емкость области пространственного заряда
$D_{n(p)}$ – коэффициент диффузии электронов (дырок)	d_{ox} – толщина подзатворного диэлектрика МДП-структуры
E_C – энергия дна зоны проводимости	$E_D (A)$ – энергия донорных (акцепторных) уровней
E_g – ширина запрещенной зоны полупроводника	E_i – энергия середины запрещенной зоны
h – постоянная Планка	\hbar – постоянная Планка, деленная на 2π
I – сила тока	$I_{см}$ – величина тока смещения
J – плотность электрического тока	$J_{p(n)}$ – дырочная (электронная) компонента тока
J_s – плотность тока насыщения диода	$J_{ген}$ – генерационный ток
R_n – сопротивление нагрузки	R_D – дифференциальное сопротивление диода по постоянному току
r_D – дифференциальное характеристическое сопротивление диода	S – площадь
T – абсолютная температура	T_e – электронная температура
t – время	U – потенциальная энергия электронов; разность потенциалов
U_K – контактная разность потенциалов	V – объем кристалла
V_G – напряжение, приложенное к затвору полевого транзистора	V_{FB} – напряжение на затворе МДП-структуры, соответствующее нулевому значению поверхностного потенциала в полупроводнике
W – толщина квазинейтрального объема базы диода или транзистора	V_T – пороговое напряжение на затворе

γ	коэффициент рекомбинации
ε	относительная диэлектрическая проницаемость
ε_0	электрическая постоянная
ε_s	относительная диэлектрическая проницаемость полупроводника
λ	длина свободного пробега; длина волны света
$\mu_{n(p)}$	подвижность электронов (дырок)
ν	частота света
ρ	удельное сопротивление
σ	удельная электрическая проводимость
$\sigma_{n(p)}$	электронная (дырочная) компонента проводимости
τ	время жизни неравновесных носителей
τ_n	время жизни неосновных носителей в области пространственного заряда
v	скорость
Φ	термодинамическая работа выхода
Φ_{Me}	термодинамическая работа выхода из металла
Φ_n	термодинамическая работа выхода в полупроводниках n(p)-типа
φ	электрический потенциал
ϕ	расстояние от уровня Ферми до середины запрещенной зоны в квазинейтральном объеме полупроводника
ϕ_0	рациональный потенциал
$\Delta\phi_{ms}$	контактная разность потенциалов
$\phi_{n(p)}$	объемное положение уровня Ферми
κ	коэффициент переноса
ω	частота измерительного сигнала

5.1. Обозначения приборных параметров

Ниже приводятся обозначения основных параметров полупроводниковых приборов в соответствии с действующими стандартами, а также наиболее часто используемые в международной документации и других изданиях.

Для обозначения амплитудных значений добавляют индекс *m*. Например: I_{em} – амплитудный ток эмиттера.

Для обозначения максимально (минимально) допустимых значений добавляют индексы *max*, *min*.

Диод выпрямительный

C – емкость диода

C_B – барьерная емкость

C_D – диффузионная емкость

C_{II}, C_d – емкость перехода диода

C_D, C_{tot} – общая емкость диода

$I_{экр}, I_{ут}, I_D$ – ток утечки

$I_{пр}, I_F$ – постоянный прямой ток

$I_{обр}, I_R$ – постоянный обратный ток

I_f – прямой ток

I_{fsm} – прямой ток перегрузки

I_r – постоянный обратный ток

K – коэффициент выпрямления

$P_{макс}, P_{мах}$ – максимально допустимая мощность

$r_{диф}, R_d, r$ – дифференциальное сопротивление

r_D – дифференциальное характеристическое сопротивление диода

R_D – дифференциальное сопротивление диода по постоянному току

$U_{пр}, U_F$ – постоянное прямое напряжение

$U_{обр}, U_R$ – постоянное обратное напряжение

U_r – обратное напряжение

U_f – постоянное прямое напряжение

$U_{откр}, U_{ост}, U_T$ – остаточное напряжение

Диод импульсный

I_f – прямой ток

I_{fm} – импульсный прямой ток

$P_{и. макс}, P_{имп. макс}, P_{M макс}$ – максимально допустимая импульсная мощность

T_{rr} – время обратного восстановления

U_r – обратное напряжение

U_f – прямое напряжение

Варикап

C_{tot} – общая емкость

K_c – коэффициент перекрытия по емкости

Q – добротность варикапа

U_r – обратное напряжение

Тиристор

$U_{вкл}$ – напряжение включения

$U_{перекл}$ – напряжение переключения

α – суммарный коэффициент передачи тока первого и второго транзисторов

Тринистор

$I_{упр}$ – управляющий ток базы

Стабилитрон

$I_{ст}, I_Z$ – ток стабилизации

P – рассеиваемая мощность

$R_{диф}$ – дифференциальное сопротивление

$r_{ст}, r_Z$ – дифференциальное сопротивление стабилитрона

$U_{стаб}, U_{ст}, U_Z$ – напряжение стабилизации

Тоннельный диод

$E_{пр}$ – напряженность электрического поля пробоя

Диод Ганна

$E_{пор}$ – пороговая напряженность электрического поля

P – генерируемая мощность

W – длина образца

Транзистор

P – мощность, рассеиваемая в приборе

$P_{вых}, P_{out}$ – выходная мощность

U_{ex}, U_{in}, U_{BE} – входное напряжение

Биполярный транзистор

E_K, E_C – напряжение источника питания коллекторной цепи

h_{11} – входное сопротивление при коротком замыкании на выходе

h_{22} – выходная проводимость при холостом ходе во входной цепи

h_{12} – коэффициент обратной связи при холостом ходе во входной цепи

h_{21} – коэффициент передачи тока при коротком замыкании на выходе

I_K, I_C – ток коллектора

I_B, I_{σ}, I_B – ток базы

$I_{\Delta}, I_{\sigma}, I_E$ – ток эмиттера

$I_{КЭ0}, I_{к0}, I_{СЭ0}$ – обратный ток коллектора

$I_{ЭБ0}, I_{\sigma0}, I_{ЕЭ0}$ – обратный ток эмиттера

l_{pn} – ширина обедненной области биполярного транзистора

R_{σ}, R_B – сопротивление в цепи базы

r_{σ} – объемное сопротивление базы

r_{bb} – сопротивление базы

$r_э$ – сопротивление эмиттерного перехода
 $r_к$ – сопротивление коллекторного перехода
 $U_{кб}, U_{CB}$ – напряжение между коллектором и базой
 $U_{кэ}, U_{CE}$ – напряжение между коллектором и эмиттером
 $U_{эб}, U_{EB}$ – напряжение между эмиттером и базой
 W – ширина базы биполярного транзистора
 y_{11}, y_{22} – входная и выходная проводимости
 y_{12}, y_{21} – проводимости обратной и прямой передач
 z_{11}, z_{22} – входное и выходное сопротивления
 z_{12}, z_{21} – сопротивления обратной и прямой передач
 α – коэффициент передачи тока эмиттера ОБ
 β – коэффициент усиления по постоянному току ОЭ

Полевой транзистор

C_{ox} – удельная емкость подзатворного диэлектрика
 I_c, I_D – ток стока
 $I_з, I_G$ – ток затвора
 I_{DS} – ток канала исток – сток
 R_0 – омическое сопротивление
 R_i – внутреннее сопротивление
 S – крутизна характеристики
 $U_{зи}, U_{GS}$ – напряжение затвор – исток
 $U_{си}, U_{DS}$ – напряжение исток – сток
 $U_{зс}, U_{DG}$ – напряжение сток – затвор
 $U_{ЗИ\ пор}, U_{пор}, U_{GS(th)}, V_T$ – пороговое напряжение
 $U_{ЗИ\ отс}, U_{отс}, U_{GS(off)}$ – напряжение отсечки
 V_{ox} – падение напряжения на окисном слое
 V_T – пороговое напряжение
 V_{SS} – напряжение, приложенное к подложке
 μ – коэффициент усиления

Тепловые параметры

R_{thja} – общее тепловое сопротивление диода или транзистора
 R_{thjc} – тепловое сопротивление переход – корпус транзистора
 R_{thca} – тепловое сопротивление корпус – окружающая среда
 $KНИ, K_f$ – коэффициент нелинейных искажений

В табл. П.5.3 – П.5.5 приведены физические параметры важнейших полупроводников, работа выхода из металлов и свойства диэлектриков.

Таблица. П.5.3

Физические параметры важнейших полупроводников

Параметр		Обозначение	Si	Ge	GaAs	InSb
Ширина запрещенной зоны, эВ	300 К	E_g	1,12	0,66	1,43	0,18
	0 К		1,21	0,80	1,56	0,23
Подвижность при 300 К, $\text{см}^2 \cdot \text{В}^{-1} \cdot \text{с}^{-1}$	электронов	μ_n	1500	3900	8500	78000
	дырок	μ_p	600	1900	400	5000
Эффективная масса	электронов	m_{dn}^*	1,08	0,56	0,068	0,013
	дырок	m_{dp}^*	0,56	0,35	0,45	0,6
Эффективная плотность состояний в зоне проводимости, см^{-3}		N_C	$2,8 \cdot 10^{19}$	$1,04 \cdot 10^{19}$	$4,7 \cdot 10^{17}$	$3,7 \cdot 10^{16}$
Эффективная плотность состояний в валентной зоне, см^{-3}		N_V	$1,02 \cdot 10^{19}$	$6,11 \cdot 10^{18}$	$7,0 \cdot 10^{18}$	$1,16 \cdot 10^{19}$
Диэлектрическая постоянная		ϵ_s	11,9	16,0	10,9	17,0
Электронное сродство		χ	4,05	4,00	4,07	4,60
Собственная концентрация носителей, см^{-3}		n_i	$1,6 \cdot 10^{10}$	$2,5 \cdot 10^{13}$	$1,1 \cdot 10^7$	$2,0 \cdot 10^{16}$
Время жизни носителей, с		τ	$2,5 \cdot 10^{-3}$	$1,0 \cdot 10^{-3}$	$1 \cdot 10^{-8}$	$1 \cdot 10^{-8}$
Дебаевская длина, мкм		L_d	24	0,68	2250	
Показатель преломления		n	3,44	4,0	3,4	3,75
Температурный коэффициент		α	$2,4 \cdot 10^{-4}$	$3,9 \cdot 10^{-4}$	$4,3 \cdot 10^{-4}$	$2,8 \cdot 10^{-4}$

Таблица П.5.4

Работа выхода из металлов (эВ)

Mg	Al	Ni	Cu	Ag	Au	Pt
3,4	4,1	4,5	4,4	4,3	4,7	5,3

Таблица. П. 5.5

Свойства диэлектриков

	E_g , эВ	$\epsilon_{ст}$	ϵ_{∞}	ρ , $\text{г}^{-1} \cdot \text{см}^{-3}$	$E_{пр}$, В/см
SiO ₂	9,0	3,82	2,13	2,33	$1,2 \cdot 10^7$
Si ₃ N ₄	5,1	6,5	4,2	3,11	$6,0 \cdot 10^6$
Ta ₂ O ₅	4,5	27	5,0	8,53	$6,0 \cdot 10^6$

Основные стандарты на полупроводниковые приборы

6.1. Основные стандарты на полупроводниковые диоды

ГОСТ 15133-77. Приборы полупроводниковые. Термины и определения.

ГОСТ 2.730-73 ЕСКД. Обозначения условные графические в схемах. Приборы полупроводниковые.

ГОСТ 18472-82. Приборы полупроводниковые. Основные размеры.

ГОСТ 19613-80. Столбы и блоки выпрямительные полупроводниковые. Основные размеры.

ГОСТ 20859-79. Приборы полупроводниковые силовые. Общие технические условия.

ГОСТ 20900-87. Приборы полупроводниковые силовые. Габаритные и присоединительные размеры.

ГОСТ 25529-82. Приборы полупроводниковые. Термины, определения и буквенные обозначения параметров.

ГОСТ 24461-80. Приборы полупроводниковые силовые. Методы измерения и испытаний.

ГОСТ 18986.0-74. Приборы полупроводниковые. Методы измерения электрических параметров. Общие положения.

ГОСТ 18986.1-73. Приборы полупроводниковые. Метод измерения постоянного обратного тока.

ГОСТ 18986.2-73. Приборы полупроводниковые. Метод измерения постоянного обратного напряжения.

ГОСТ 18986.3-73. Приборы полупроводниковые. Методы измерения постоянного прямого напряжения и постоянного прямого тока.

ГОСТ 18986.4-73. Приборы полупроводниковые. Методы измерения емкости.

ГОСТ 18986.5-73. Приборы полупроводниковые. Метод измерения времени выключения.

ГОСТ 18986.8-73. Приборы полупроводниковые. Метод измерения времени обратного восстановления.

ГОСТ 18986.9-73. Приборы полупроводниковые. Метод измерения импульсного прямого напряжения.

ГОСТ 18986.10-74. Приборы полупроводниковые. Методы измерения индуктивности.

ГОСТ 18986.11-84. Приборы полупроводниковые. Метод измерения последовательного сопротивления потерь.

ГОСТ 18986.12-74. Приборы полупроводниковые туннельные. Метод измерения отрицательной проводимости перехода.

ГОСТ 18986.13-74. Приборы полупроводниковые туннельные. Метод измерения пикового тока, тока впадины, пикового напряжения, напряжения впадины, напряжения раствора.

ГОСТ 18986.14-85. Приборы полупроводниковые. Методы измерения дифференциального и динамического сопротивления.

ГОСТ 18986.15-75. Стабилитроны полупроводниковые. Метод измерения напряжения стабилизации.

ГОСТ 18986.16-72. Диоды полупроводниковые выпрямительные. Методы измерения среднего значения прямого напряжения и среднего значения обратного тока.

ГОСТ 18986.17-76. Стабилитроны полупроводниковые. Метод измерения температурного коэффициента напряжения стабилизации.

ГОСТ 18986.18-76. Варикапы. Метод измерения температурного коэффициента емкости.

ГОСТ 18986.19-73. Варикапы. Метод измерения добротности.

ГОСТ 18986.20-77. Стабилитроны полупроводниковые прецизионные. Метод измерения времени выхода на режим.

ГОСТ 18986.21-78. Стабилитроны и стабисторы полупроводниковые. Метод измерения временной нестабильности напряжения стабилизации.

ГОСТ 19656.0-74. Диоды полупроводниковые СВЧ. Методы измерения электрических параметров. Общие положения.

ГОСТ 19656.1-74. Диоды полупроводниковые СВЧ смесительные и детекторные. Метод измерения коэффициента стоячей волны.

ГОСТ 19656.2-74. Диоды полупроводниковые СВЧ смесительные. Метод измерения среднего выпрямленного тока.

ГОСТ 19656.3-74. Диоды полупроводниковые СВЧ смесительные. Методы измерения выходного сопротивления на промежуточной частоте.

ГОСТ 19656.4-74. Диоды полупроводниковые СВЧ смесительные. Методы измерения потерь преобразования.

ГОСТ 19656.5-74. Диоды полупроводниковые СВЧ смесительные и детекторные. Метод измерения шумового отношения.

ГОСТ 19656.6-74. Диоды полупроводниковые СВЧ смесительные. Метод измерения нормированного коэффициента шума.

ГОСТ 19656.7-74. Диоды полупроводниковые СВЧ детекторные. Метод измерения чувствительности по току.

ГОСТ 19656.10-88. Диоды полупроводниковые СВЧ переключательные и ограничительные. Методы измерения сопротивления потерь.

ГОСТ 19656.12-76. Диоды полупроводниковые СВЧ смесительные. Метод измерения полного входного сопротивления.

ГОСТ 19656.13-76. Диоды полупроводниковые СВЧ детекторные. Метод измерения тангенциальной чувствительности.

ГОСТ 19656.15-84. Диоды полупроводниковые СВЧ. Методы измерения теплового сопротивления переход – корпус и импульсного теплового сопротивления.

ГОСТ 19834.0-75. Излучатели полупроводниковые. Общие требования при измерении параметров.

ГОСТ 19834.2-74. Излучатели полупроводниковые. Методы измерения силы излучения и энергетической яркости.

ГОСТ 19834.3-76. Излучатели полупроводниковые. Метод измерения относительного спектрального распределения энергии излучения и ширины спектра излучения.

ГОСТ 19834.4-79. Диоды полупроводниковые инфракрасные излучающие. Методы измерения мощности излучения.

ГОСТ 19834.5-80. Диоды полупроводниковые инфракрасные излучающие. Метод измерения временных параметров импульса излучения.

ОСТ 11.336.919-81. Приборы полупроводниковые. Система условных обозначений.

ОСТ 11.336.907.0-81. Приборы полупроводниковые. Руководство по применению. Общие положения.

ОСТ 11.336.907.1-81. Приборы полупроводниковые оптоэлектронные. Руководство по применению.

ОСТ 11.336.907.3-81. Стабилитроны. Руководство по применению.

ОСТ 11.336.907.4-81. Диоды импульсные. Руководство по применению.

ОСТ 11.336.907.5-81. Варикапы. Руководство по применению.

ОСТ 11.336.907.6-81. Диоды выпрямительные, столбы высоковольтные. Руководство по применению.

6.2. Основные стандарты на биполярные и полевые транзисторы

ГОСТ 15133-77. Приборы полупроводниковые. Термины и определения.

ОСТ 11 336.919-81. Приборы полупроводниковые. Система условных обозначений.

ГОСТ 2.730-73 ЕСКД. Обозначения условные графические в схемах. Приборы полупроводниковые.

ГОСТ 18472-82. Приборы полупроводниковые. Основные размеры. ГОСТ 16 0.801.250-85. Приборы полупроводниковые силовые. Транзисторы. Габаритные и присоединительные размеры.

ГОСТ 20003-74*. Транзисторы биполярные. Термины, определения и буквенные обозначения параметров.

ГОСТ 19095-73*. Транзисторы полевые. Термины, определения и буквенные обозначения параметров.

ГОСТ 18604.0-83. Транзисторы биполярные. Общие требования при измерении электрических параметров.

ГОСТ 18604.1-80. Транзисторы биполярные. Методы измерения постоянной времени цепи обратной связи на высокой частоте.

ГОСТ 18604.2-80. Транзисторы биполярные. Методы измерения статического коэффициента передачи тока.

ГОСТ 18604.3-80. Транзисторы биполярные. Метод измерения емкости коллекторного и эмиттерного переходов.

ГОСТ 18604.4-74. Транзисторы. Методы измерения обратного тока коллектора.

ГОСТ 18604.5-74. Транзисторы. Методы измерения обратного тока коллектора – эмиттера.

ГОСТ 18604.6-74. Транзисторы. Метод измерения обратного тока эмиттера.

ГОСТ 18604.7-74. Транзисторы. Метод измерения коэффициента передачи тока.

ГОСТ 18604.8-74. Транзисторы. Метод измерения выходной проводимости.

ГОСТ 18604.9-82. Транзисторы биполярные. Методы определения граничной и предельной частот коэффициента передачи тока.

ГОСТ 18604.10-76. Транзисторы биполярные. Метод измерения входного сопротивления.

ГОСТ 18604.11-76. Транзисторы биполярные. Метод измерения коэффициента шума на высоких и сверхвысоких частотах.

ГОСТ 18604.13-77. Транзисторы биполярные СВЧ генераторные. Метод измерения выходной мощности и определения коэффициента усиления по мощности и коэффициента полезного действия коллектора.

ГОСТ 18604.14-77. Транзисторы биполярные СВЧ генераторные. Метод измерения модуля коэффициента обратной передачи напряжения в схеме с общей базой на высокой частоте.

ГОСТ 18604.15-77. Транзисторы биполярные СВЧ генераторные. Методы измерения критического тока.

ГОСТ 18604.16-78. Транзисторы биполярные. Метод измерения коэффициента обратной связи по напряжению в режиме малого сигнала.

ГОСТ 18604.17-78. Транзисторы биполярные. Метод измерения плавающего напряжения эмиттер – база.

ГОСТ 18604.18-78. Транзисторы биполярные. Методы измерения статической крутизны прямой передачи.

ГОСТ 18604.19-78. Транзисторы биполярные. Методы измерения граничного напряжения.

ГОСТ 18604.20-78. Транзисторы биполярные. Методы измерения коэффициента шума на низкой частоте.

ГОСТ 18604.22-78. Транзисторы биполярные. Методы измерения напряжения насыщения коллектор – эмиттер и база – эмиттер.

ГОСТ 18604.23-80 Транзисторы биполярные. Метод измерения коэффициентов комбинационных составляющих.

ГОСТ 18604.24-81. Транзисторы биполярные высокочастотные генераторные. Метод измерения выходной мощности и определения коэффициента усиления по мощности и коэффициента полезного действия коллектора.

ГОСТ 18604.26-85. Транзисторы биполярные. Методы измерения временных параметров.

ГОСТ 18604.27-86. Транзисторы биполярные мощные высоковольтные. Метод измерения пробивного напряжения коллектор – база (эмиттер – база) при нулевом токе эмиттера (коллектора).

ОСТ 11 336.909.1-79. Транзисторы биполярные мощные высоковольтные. Методы измерения граничного напряжения.

ОСТ 11 336.909.3-79. Транзисторы биполярные мощные высоковольтные. Методы измерения скорости нарастания обратного напряжения.

ГОСТ 27264-87. Транзисторы силовые биполярные. Методы измерений.

ГОСТ 20398.0-83. Транзисторы полевые. Общие требования при измерении электрических параметров.

ГОСТ 20398.1-74. Транзисторы полевые. Метод измерения модуля полной проводимости прямой передачи.

ГОСТ 20398.2-74. Транзисторы полевые. Метод измерения коэффициента шума.

ГОСТ 20398.3-74. Транзисторы полевые. Метод измерения крутизны характеристики.

ГОСТ 20398.4-74. Транзисторы полевые. Метод измерения активной составляющей выходной проводимости.

ГОСТ 20398.5-74. Транзисторы полевые. Метод измерения входной, проходной и выходной емкостей.

ГОСТ 20398.6-74. Транзисторы полевые. Метод измерения тока утечки затвора.

ГОСТ 20398.7-74. Транзисторы полевые. Метод измерения порогового напряжения и напряжения отсечки.

ГОСТ 20398.8-74. Транзисторы полевые. Метод измерения начального тока стока.

ГОСТ 20398.9-80. Транзисторы полевые. Метод измерения крутизны характеристики в импульсном режиме.

ГОСТ 20398.10-80. Транзисторы полевые. Метод измерения начального тока стока в импульсном режиме.

ГОСТ 20398.11-80. Транзисторы полевые. Метод измерения ЭДС шума.

ГОСТ 20398.12-80. Транзисторы полевые. Метод измерения остаточного тока стока.

ГОСТ 20398.13-80. Транзисторы полевые. Метод измерения сопротивления сток – исток.

ОСТ 11 336.916-80. Транзисторы полевые. Метод измерения выходной мощности, определения коэффициента усиления по мощности, определения коэффициента полезного действия стока.

ОСТ 11 336.907.8-81. Транзисторы биполярные. Руководство по применению.

ОСТ 11 336.935-82. Транзисторы полевые. Руководство по применению.

ОСТ 11 ПО.336.001. Приборы полупроводниковые бескорпусные. Руководство по применению.

6.3. Основные стандарты на микросхемы

ОСТ 11 073.073-82. Приборы полупроводниковые и микросхемы. Метод контроля температуры полупроводниковых структур.

ОСТ 11 073.062-76. Микросхемы интегральные и приборы полупроводниковые. Требования и методы защиты от статического электричества в условиях производства и применения.

СОДЕРЖАНИЕ

Практическое занятие 1 Диоды, параметры, ВАХ, рабочий режим.

Практическое занятие 2 Использование диодов в выпрямителях.

Проверка и замена диодов.

Практическое занятие 3 Стабилитроны. Параметры, использование, замена. Элементы защиты от перенапряжений.

Практическое занятие 4 Эквивалентные схемы и модели транзисторов.

Практическое занятие 5 Системы дифференциальных малосигнальных параметров транзисторов

Практическое занятие 6 Динамический и ключевой режим работы транзисторов. Цепи питания и смещения рабочей точки. Цифровые транзисторы

Практическое занятие 7 Режимы работы усилительных элементов. Разновидности каскадов усиления. Оконечные каскады. Проверка и замена транзисторов.

Практическое занятие 8 Исследование характеристик дифференциальных каскадов и операционных усилителей.

Практическое занятие 9 АЦП и ЦАП. Мультивибраторы.

МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ К ВЫПОЛНЕНИЮ КОНТРОЛЬНОЙ РАБОТЫ

Приложения

Учебное издание

**ЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ
И УСТРОЙСТВА**

УЧЕБНО-МЕТОДИЧЕСКИЙ КОМПЛЕКС
для студентов специальностей
1-39 01 01, 1-39 02 01, 1-40 01 01, 1-40 02 01

В двух частях

Часть 2

Составитель
АБРАМЕНКО Сергей Николаевич

Редактор *Т. В. Булах*

Дизайн обложки *И. С. Васильевой*

Подписано в печать 11.03.08 Формат 60x84/16 Бумага офсетная Гарнитура Таймс
Печать трафаретная Усл.-печ. л. 12,3 Уч.-изд. л. 12,0 Тираж 150 экз. Заказ 477

Издатель и полиграфическое исполнение:
Учреждение образования «Полоцкий государственный университет»

ЛИ № 02330/0133020 от 30.04.04 ЛП № 02330/0133128 от 27.05.04
211440 г. Новополоцк, ул. Блохина, 29