



О. Ф. КАБАРДИН

ТРАНЗИСТОРНАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Кабардин О. Ф.

К 12 Транзисторная электроника. * Спецпрактикум.
Учебное пособие для студентов физ.-мат. фак-тов
пед. ин-тов. М., «Просвещение», 1972.

207 с.

Книга предназначена в качестве учебного пособия для студентов физико-математических факультетов педагогических институтов по спецкурсу «Транзисторная электроника». В ней, помимо теоретического материала, дано описание 11 лабораторных работ по транзисторной электронике.

2-3-6
29-72

6Ф0.3

ПРЕДИСЛОВИЕ

В радиоэлектронной аппаратуре, приборах электронной автоматики и вычислительной техники транзисторы находят с каждым годом все более широкое применение. Эта тенденция современной техники пока еще не нашла достаточного отражения в практике подготовки учителей физики.

Один из возможных путей подготовки будущих учителей физики к ведению факультативного курса электроники в школе или радиокружка — организация соответствующих спецкурса и спецпрактикума в педагогическом институте.

Настоящая книга написана на основе опыта чтения спецкурса и постановки спецпрактикума по транзисторной электронике на физико-математическом факультете Оренбургского педагогического института. В ней даются элементы теории транзисторов и транзисторных схем и сообщаются практические сведения о способах сборки, испытания и налаживания простейших транзисторных схем.

Отзывы о книге автор просит сообщать в редакцию физики издательства «Просвещение» по адресу: Москва, ГСП-110, 3-й проезд Марьиной рощи, д. 41.

Автор

ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ РАБОТЫ ТРАНЗИСТОРОВ

УСТРОЙСТВО ТРАНЗИСТОРА

Транзистор (полупроводниковый триод) представляет собой устройство, состоящее из тонкого монокристалла полупроводника, в котором две области однотипной проводимости разделены областью противоположной проводимости. Области кристалла с одинаковым типом проводимости называются эмиттером и коллектором, разделяющая их область с противоположным типом проводимости называется базой. Эмиттер, коллектор и база транзистора снабжены электрическими выводами. Вследствие различия типов проводимости материала базы и двух других областей транзистора — коллектора и эмиттера — на границах соединения базы с ними существует эмиттерный и коллекторный $p-n$ -переходы.

В транзисторах типа $p-n-p$ материал базы обладает электронной проводимостью, материал эмиттера и коллектора — дырочной, в транзисторах типа $n-p-n$ база обладает дырочной проводимостью, а коллектор и эмиттер — электронной проводимостью. Никаких принципиальных различий в работе транзисторов этих двух типов нет.

С особенностями конструкции и изготовления полупроводниковых триодов можно ознакомиться на примере германиевых транзисторов сплавного типа. Для изготовления такого транзистора на тонкую пластинку монокристалла германия n -типа с площадью $2-4 \text{ мм}^2$ и толщиной около 100 мкм накладывается шарик или диск из индия с диаметром менее 1 мм . При температуре около 500°C индий расплавляется и постепенно растворяет германий. В германиевой пластинке образуется углубление, заполненное расплавленным индием. При понижении температуры германий рекристаллизуется из расплава. В области рекристаллизации остается некоторое количество атомов индия, который является акцепторной примесью в германии. Так возникает область германия с дырочной проводимостью (эмиттер, коллектор). На грани-

не основного кристалла с электронной проводимостью (базы) с дырочной рекристаллизационной областью образуется $p-n$ -переход. Индиевая капля осуществляет электрический контакт со слоем дырочного германия.

Эмиттер и коллектор изготавливаются одинаковым способом и отличаются лишь размерами: диаметр коллектора примерно в два раза больше диаметра эмиттера. Устройство $p-n-p$ -транзистора сплавного типа показано на рисунке 1.

Сплавление не единственный метод изготовления транзисторов. Наряду с ним широко применяется, например, диффузионный метод. По этому методу примеси вводятся в основной кристалл полупроводника путем диффузии при высокой температуре из газообразной фазы. Условные схематические обозначения транзисторов типа $p-n-p$ и $n-p-n$ представлены на рисунке 2.

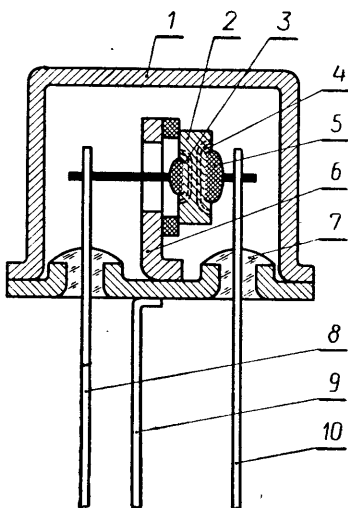


Рис. 1. Устройство сплавного транзистора $p-n-p$ -типа:

1 — баллон транзистора; 2 — кристалл n -германия (база); 3 — эмиттер; 4 — коллектор; 5 — индиевые электроды; 6 — кристаллодержатель; 7 — стеклянные изоляторы; 8 — вывод эмиттера; 9 — вывод базы; 10 — вывод коллектора.

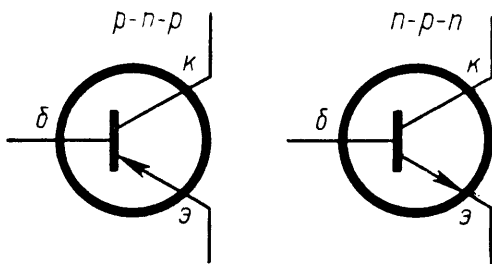


Рис. 2. Условные обозначения транзисторов типа $p-n-p$ и $n-p-n$.

ЗАКРЫТОЕ СОСТОЯНИЕ ТРАНЗИСТОРА

Для приведения в действие транзистора типа $p-n-p$ на его коллектор подают напряжение отрицательной полярности относительно эмиттера. Напряжение на базе может быть как положительным, так и отрицательным по отношению к эмиттеру. При использовании транзистора в любой электронной схеме два его электрода служат для введения входного сигнала и два для вывода выходного сигнала. Поскольку транзистор имеет всего три электрода, один из них обязательно используется дважды и оказывается общим для входной и выходной цепи.

Возможны три способа включения транзистора в электрическую цепь: с общей базой, с общим эмиттером и с общим коллектором. Иногда вместо термина «общий» пользуются термином «заземленный». Все три способа включения находят применение в практических схемах.

Обозначим напряжение между базой и эмиттером U_b , эмиттером и коллектором U_k . Транзистор может работать в трех основных режимах: закрытом (или режиме отсечки токов), активном и в режиме насыщения. В закрытом состоянии транзистор находится при подаче запирающего напряжения на эмиттерный и коллекторный переходы ($U_b > 0$). В активном состоянии к эмиттерному переходу приложено напряжение в прямом направлении, а к коллекторному — в запирающем ($U_k < U_b < 0$). В режиме насыщения к коллекторному и эмиттерному переходам транзистора приложены напряжения в прямом направлении ($U_b < U_k$).

Рассмотрим основные процессы, протекающие в $p-n-p$ -транзисторе сплавного типа. Через эмиттерный и коллекторный выводы транзистора, находящегося в закрытом состоянии, протекают токи небольшой величины, обусловленные наличием в полупроводниковых материалах эмиттера, коллектора и базы наряду с основными носителями небольшого количества свободных носителей заряда противоположного знака. Для неосновных носителей тока (дырок в базе, электронов в эмиттере и коллекторе) оба $p-n$ -перехода включены в пропускном направлении. На рисунке 3 показаны направления токов в запертом транзисторе. Рассмотрение этого рисунка показывает, что в запертом транзисторе ток базы I'_b равен сумме токов эмиттера I'_e и коллектора I'_k :

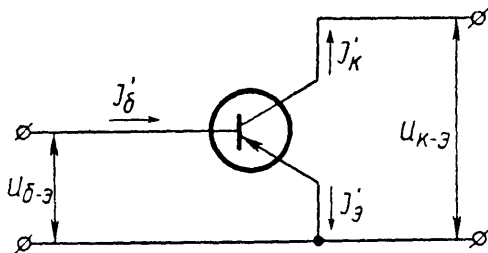


Рис. 3. Распределение токов в закрытом транзисторе.

$$I'_б = I'_э + I'_к. \quad (1.1)$$

До сих пор электроны и дырки рассматривались в транзисторе как равноправные носители зарядов. В действительности их роль далеко не одинакова. При изготовлении транзистора типа $p-n-p$ в эмиттер и коллектор вводят такое количество примесей, что концентрация дырок в них на 2—3 порядка выше концентрации электронов в базе. В полупроводнике существует обратная пропорциональная зависимость между концентрациями электронов n_n и дырок p_n :

$$n_n = \frac{n^2}{p_n}, \quad (1.2)$$

где n — концентрация носителей заряда в чистом материале. Поэтому концентрация дырок в базе на 2—3 порядка превышает концентрацию электронов в эмиттере и коллекторе $p-n-p$ -транзистора. Токи запертого транзистора практически полностью создаются неосновными носителями зарядов базы (дырками), электронными токами эмиттера и коллектора можно пренебречь.

Сопротивление базы транзистора малой мощности имеет величину несколько сот ом, а сопротивления коллекторного и эмиттерного $p-n$ -переходов, включенных в запиорном направлении, измеряются сотнями тысяч ом. По этой причине падение напряжения на сопротивлении базы оказывается ничтожно малым и можно считать, что электрическое поле в базе отсутствует. Оба $p-n$ -перехода запертого транзистора для неосновных носителей зарядов базы включены в пропускном направлении. Следовательно, все дырки базы, попадающие в область эмит-

терного или коллекторного перехода, участвуют в создании тока. Однако токи запертого транзистора оказываются очень малыми, так как из-за отсутствия электрического поля в базе количество дырок базы, подходящих к эмиттерному и коллекторному переходам, определяется процессом диффузии. Процессы диффузии не зависят от величины напряжения, приложенного к электродам запертого транзистора, поэтому токи I'_6 , $I'_э$, $I'_к$ также практически не зависят от напряжения и называются неуправляемыми токами.

При расчете транзисторных схем неуправляемыми токами запертого транзистора, особенно током базы I'_6 , далеко не всегда можно пренебречь. Так как площадь эмиттерного перехода значительно меньше площади коллекторного перехода (примерно в 4—5 раз), неуправляемый ток коллектора $I'_к$ оказывается в 8—10 раз большим неуправляемого тока эмиттера $I'_э$. Принимая, что $I'_к \gg I'_э$, из выражения (1.1) приближенно можно получить $I'_6 \approx I'_к$. С другой стороны, считая $I'_э$ малым, $I'_к$ можно принять примерно равным обратному или тепловому току коллектора $I_{к0}$, протекающему через коллекторный p — n -переход при отсутствии тока через эмиттерный переход ($I_э=0$):

$$I'_6 \approx I'_к \approx I_{к0}. \quad (1.3)$$

Типичные значения величины теплового тока коллектора $I_{к0}$ для маломощных германиевых транзисторов p — n — p -типа 1—3 мка, для маломощных кремниевых транзисторов n — p — n -типа около 0,1 мка.

АКТИВНОЕ СОСТОЯНИЕ ТРАНЗИСТОРА

Основным рабочим состоянием транзистора в большинстве электрических схем является такое, при котором к эмиттерному p — n -переходу приложено напряжение в пропускном направлении, а к коллекторному — в запорном направлении. В транзисторе типа p — n — p такое состояние возникает при подаче на базу отрицательного напряжения, по абсолютной величине меньшего, чем коллекторное напряжение $U_к$:

$$U_к < U_6 < 0.$$

Рассмотрим физические процессы, протекающие в транзисторе в активном состоянии. При подаче отрицательного напряжения на базу $p-n-p$ -транзистора эмиттерный $p-n$ -переход открывается и из эмиттера в базу переходят дырки. Концентрация свободных электронов в базе на 2—3 порядка меньше концентрации дырок в эмиттере, и поэтому встречный поток электронов из базы в эмиттер можно не учитывать. Поскольку коллекторный переход включен в запертом направлении, сопротивление его значительно превышает сопротивление материала базы и поэтому падение напряжения на базе оказывается пренебрежимо малым. Практически полное отсутствие электрического поля в базе приводит к тому, что дырки, вошедшие в базу из эмиттера, далее перемещаются лишь за счет диффузии, распространяясь из области с высокой концентрацией (вблизи эмиттера) в область с низкой концентрацией (к коллектору). Так как концентрация электронов в базе довольно низка, а толщина базы мала, большинство дырок успевает путем диффузии пересечь базу и достигнуть коллекторного $p-n$ -перехода, не встретившись ни с одним из электронов базы.

Появление положительного объемного заряда в электрически нейтральной базе при вхождении в нее дырок из эмиттера приводит к возникновению электрического поля. Это поле привлекает в область положительного объемного заряда дырок в базе такое количество электронов (основных носителей заряда в базе), которое полностью компенсирует положительный электрический заряд дырок в базе. Вхождение электронов в базу через базовый ввод совершается за 10^{-11} — 10^{-13} сек, т. е. практически одновременно с вхождением дырок из эмиттера. Диффузия дырок в базе сопровождается соответствующим изменением распределения концентрации электронов в базе, так что любой элемент объема базы остается электрически нейтральным. Однако дальнейшая судьба дырок и электронов, достигших коллекторного перехода, оказывается различной. Все дырки, достигшие коллекторного $p-n$ -перехода, втягиваются его полем и переходят в коллектор.

Электроны не могут преодолеть коллекторный $p-n$ -переход, так как для них напряжение на нем включено в запертом направлении.

При постоянной величине отрицательного напряжения на базе убыль дырок в базе за счет перехода их из базы в коллектор компенсируется диффузией равного количества дырок, входящих из эмиттера. При этом общее количество дырок в базе остается неизменным, ток электронов через базовый ввод должен отсутствовать. Такая картина имела бы место в транзисторе в том случае, если бы рекомбинация дырок в базе совершенно не происходила.

В действительности же небольшая доля (1—5%) диффундирующих дырок встречает на своем пути через базу электроны и рекомбинирует. На место рекомбинировавших дырок в базу входит равное количество новых дырок из эмиттера, убыль числа электронов в базе за счет рекомбинации восполняется вхождением электронов через базовый ввод. Таким образом, ток, протекающий через эмиттерный вывод транзистора в активном состоянии (I_a), оказывается равным сумме токов, протекающих через его коллекторный (I_k) и базовый (I_b) выводы:

$$I_a = I_k + I_b. \quad (1. 4)$$

Соотношение между токами коллектора и базы в транзисторе в активном состоянии определяется условиями диффузии и рекомбинации дырок в базе. Эти условия сильно зависят от типов использованных для изготовления транзистора материалов и конструкции его электродов, но очень слабо зависят от величины коллекторного и базового напряжений, величин сопротивлений, емкостей и индуктивностей, включенных в цепи базы, эмиттера и коллектора. В связи с этим транзистор можно рассматривать как устройство, распределяющее ток, протекающий через один из его электродов — эмиттер, в заданном соотношении между двумя другими электродами — базой и коллектором. Схема распределения токов в транзисторе в активном состоянии представлена на рисунке 4.

ФИЗИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ ТРАНЗИСТОРА

Отношение приращения тока коллектора ΔI_k к приращению тока эмиттера ΔI_a при постоянном значении коллекторного напряжения есть величина постоянная, называемая дифференциальным коэффициентом передачи эмиттерного тока или коэффициентом усиления транзистора потоку α :

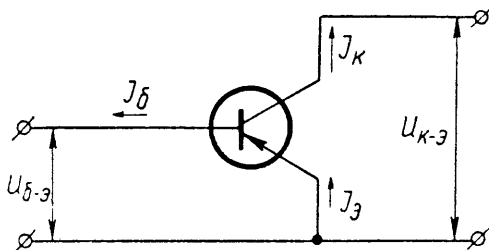


Рис. 4. Распределение токов в открытом транзисторе.

$$\alpha = \frac{\Delta I_k}{\Delta I_э} \Big| U_k = \text{const}, \text{ или } \alpha = \frac{dI_k}{dI_э} \Big| U_k = \text{const}. \quad (1.5)$$

Коэффициент усиления по току для транзисторов обычно имеет значения от 0,95 до 0,995.

Отношение изменения тока коллектора ΔI_k к изменению тока базы $\Delta I_б$ обозначают символом β и называют интегральным коэффициентом передачи базового тока:

$$\beta = \frac{\Delta I_k}{\Delta I_б} \Big| U_k = \text{const}, \text{ или } \beta = \frac{dI_k}{dI_б} \Big| U_k = \text{const}. \quad (1.6)$$

Значения коэффициента β для транзисторов обычно лежат в пределах от 20 до 200. Между коэффициентами α и β можно установить связь:

$$\beta = \frac{\Delta I_k}{\Delta I_б} = \frac{\Delta I_k}{\Delta I_э - \Delta I_k} = \frac{\frac{\Delta I_k}{\Delta I_э}}{\frac{\Delta I_э - \Delta I_k}{\Delta I_э}} = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \approx \frac{1}{1 - \alpha}. \quad (1.7)$$

Во многих практических случаях влияние теплового тока коллектора $I_{к_0}$ на распределение токов в транзисторе можно не учитывать и пользоваться приближенными соотношениями:

$$I_k \approx \beta I_б, \quad (1.8) \quad I_k \approx \alpha I_э. \quad (1.9)$$

При более точном рассмотрении связи между токами в транзисторе нужно учитывать наличие обратного или теплового тока коллектора $I_{к_0}$, протекающего через коллекторный переход при токе эмиттера, равном нулю:

$$I_{к_0} = (I_k)_{I_э=0}, \quad U_k < 0. \quad (1.10)$$

С учетом теплового тока коллектора связь между токами эмиттера и коллектора определится выражением:

$$I_k = \alpha I_э + I_{k_0}. \quad (1. 11)$$

Сопротивление эмиттерного перехода $r_э$ можно найти из выражения:

$$r_э = \frac{\Delta U_э}{\Delta I_э}, \text{ или } r_э = \frac{dU_э}{dI_э}. \quad (1. 12)$$

Для активного состояния транзистора его величина может быть приближенно вычислена по формуле:

$$r_э = \frac{0,025}{I_э}. \quad (1. 13)$$

При токе эмиттера в 1 ма сопротивление эмиттерного перехода оказывается равным 25 ом , при увеличении тока эмиттера до 10 ма сопротивление эмиттерного перехода уменьшается до $2,5 \text{ ом}$.

Сопротивление коллекторного перехода r_k определяют по формуле:

$$r_k = \frac{\Delta U_k}{\Delta I_k}, \text{ или } r_k = \frac{dU_k}{dI_k}. \quad (1. 14)$$

При условии $U_k < U_б$ сопротивление коллекторного перехода имеет величину порядка 1 Мом .

В некоторых случаях заметную роль в работе транзистора играет и объемное сопротивление базы $r_б$, имеющее у маломощных транзисторов величину $100—300 \text{ ом}$.

При работе транзистора в активном состоянии ток в цепи эмиттера $I_э$ зависит от величины сопротивления эмиттерного $p-n$ -перехода и напряжения, приложенного к этому переходу, а ток в цепи коллектора — от величины тока в цепи эмиттера. I_k почти не зависит от величины напряжения, поданного на коллекторный $p-n$ -переход. Поэтому при анализе работы многих электронных схем транзистор можно заменить упрощенной эквивалентной схемой, представленной на рисунке 5. В этой эквивалентной схеме эмиттерный переход, включенный в прямом направлении, представлен активным сопротивлением $r_э$. Влияние объемного сопротивления базы на распределение токов в транзисторе учитывается введением в схему сопротивления $r_б$. Усилительные свойства транзистора моделируются включением воображаемого

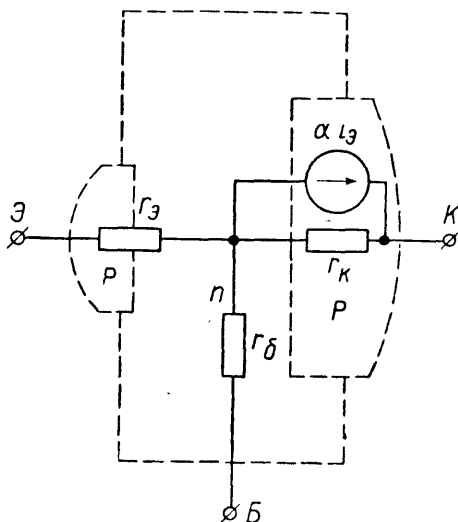


Рис. 5. Эквивалентная схема транзистора.

генератора тока параллельно сопротивлению коллекторного перехода.

СОСТАВНОЙ ТРАНЗИСТОР

Два транзистора, соединенные по схеме, представленной на рисунке 6, часто рассматривают как один прибор, называемый составным транзистором. Эта схема включения называется также схемой Дарлингтона или тандемной схемой. Главное достоинство составного транзистора—высокое значение коэффициента β . Рассматривая составной транзистор как транзистор с током базы $I_Б = I_{Б1}$, током коллектора $I_К = I_{К1} + I_{К2}$ и током эмиттера $I_Э = I_{Э2}$ и учитывая, что $I_{Б2} = I_{Э1}$, определим для него величину коэффициента β :

$$\begin{aligned} \beta &= \frac{\Delta I_К}{\Delta I_Б} = \frac{\Delta I_{К1} + \Delta I_{К2}}{\Delta I_{Б1}} = \beta_1 + \frac{\beta_2 \Delta I_{Б2}}{\Delta I_{Б1}} = \\ &= \beta_1 + \beta_2 (\beta_1 + 1) \frac{\Delta I_{Б1}}{\Delta I_{Б1}} = \beta_1 + \beta_2 + \beta_1 \beta_2 \approx \beta_1 \beta_2. \end{aligned} \quad (1.15)$$

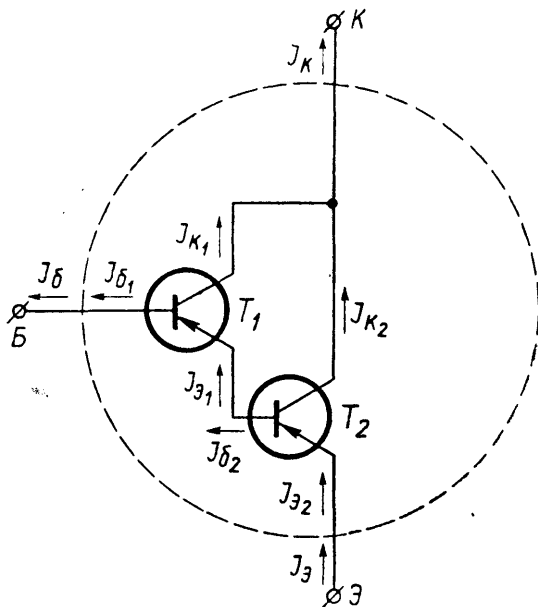


Рис. 6. Составной транзистор.

Так, если величина коэффициента β обычного транзистора равна 100, то коэффициент β для составного транзистора может достигать значений свыше 10 000. Однако получение таких больших значений усиления базового тока связано с выполнением определенных условий. Основным из них является задание нормального режима работы. Так как при этом должно быть выполнено условие $I_{э1} = I_{б2}$, то при использовании однотипных транзисторов один из них должен работать в режиме, далеко от обычного, в котором $I_{б} \ll I_{э}$. Отсюда очевидно, что лучшие результаты могут быть получены при использовании в качестве транзистора T_2 более мощного транзистора.

СТАТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ТРАНЗИСТОРОВ

Расчет и анализ транзисторных схем значительно упрощаются с использованием характеристик транзисторов. Характеристиками транзистора называют-

ся графически представленные зависимости между токами и напряжениями в его входных и выходных цепях. Наибольшее употребление имеют входные и выходные характеристики транзисторов.

Статической входной характеристикой транзистора называется график зависимости величины входного тока $I_{вх}$ от величины входного напряжения $U_{вх}$ при постоянном значении выходного напряжения $U_{вых}$:

$$I_{вх} = f(U_{вх}) \mid U_{вых} = \text{const.} \quad (1.16)$$

Статической выходной характеристикой транзистора называется график зависимости выходного тока $I_{вых}$ от выходного напряжения $U_{вых}$ при постоянном значении входного тока $I_{вх}$:

$$I_{вых} = f(U_{вых}) \mid I_{вх} = \text{const.} \quad (1.17)$$

Рассмотрим способ получения и вид входных и выходных характеристик транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером. Входным током в этом случае является ток базы I_b , а входным напряжением — напряжение база—эмиттер $U_{б-э}$. Для снятия семейства входных характеристик можно воспользоваться схемой, представ-

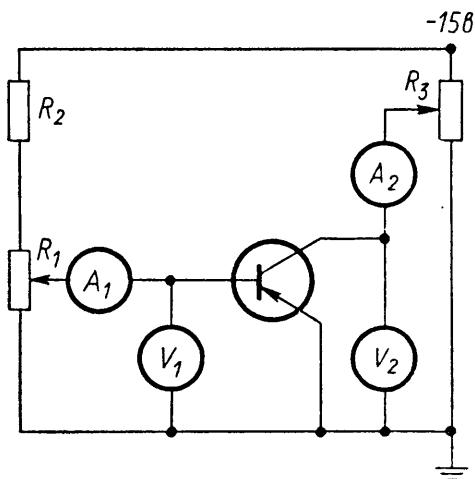


Рис. 7. Принципиальная электрическая схема установки для снятия входных и выходных статических характеристик транзисторов.

ленной на рисунке 7. Входную характеристику при напряжении $U_{к-э}=0$ снимают путем последовательных измерений величины тока базы $I_б$ при различных значениях базового напряжения $U_{б-э}$.

Абсциссой каждой точки графика служит величина измеренного входного напряжения $U_{б-э}$, ординатой — измеренное значение входного тока $I_б$ при данном значении входного напряжения. Величину входного напряжения изменяют с помощью переменного сопротивления R_1 . Для маломощных транзисторов величина тока базы $I_б$ при снятии входной характеристики не должна превышать примерно 1 *ма* для предотвращения нагрева коллекторного перехода и пробоя транзистора.

Снятие входной характеристики при значении коллекторного напряжения $U_{к-э}$, отличном от нуля, осложняется тем, что необходимо поддерживать постоянной величину этого напряжения. Коллекторное напряжение во время снятия характеристики поддерживают постоянным потенциометром R_3 . С увеличением коллекторного напряжения входные характеристики смещаются по оси напряжений вправо. Однако при всех значениях величины напряжения $|U_{к-э}|$ выше примерно 1 *в* характеристики отличаются друг от друга так незначительно, что можно считать их сливающимися в одну. Поэтому в справочной литературе семейство статических характеристик часто представляют двумя кривыми, снятыми при значениях коллекторного напряжения $U_{к-э}=0$ и $U_{к-э}=-5$ *в*.

На рисунке 8 представлены входные характеристики германиевого транзистора типа П16. По входной статической характеристике транзистора можно определить величину его входного сопротивления. Величина входного сопротивления транзистора

$$R_{вх} = \frac{dU_{вх}}{dI_{вх}} = \left. \frac{dU_{б-э}}{dI_б} \right|_{I_{к-э} = \text{const}} \quad (1. 18)$$

может быть найдена путем проведения касательной к входной характеристике в точке *А* с ординатой, равной величине входного тока, для которого требуется определить входное сопротивление транзистора. Этот способ поясняется графически на рисунке 8.

$$R_{вх} = \frac{dU_{б-э}}{dI_б} = \text{ctg} \alpha = \frac{0,075 \text{ в}}{0,35 \text{ ма}} \cong 215 \text{ ом.}$$

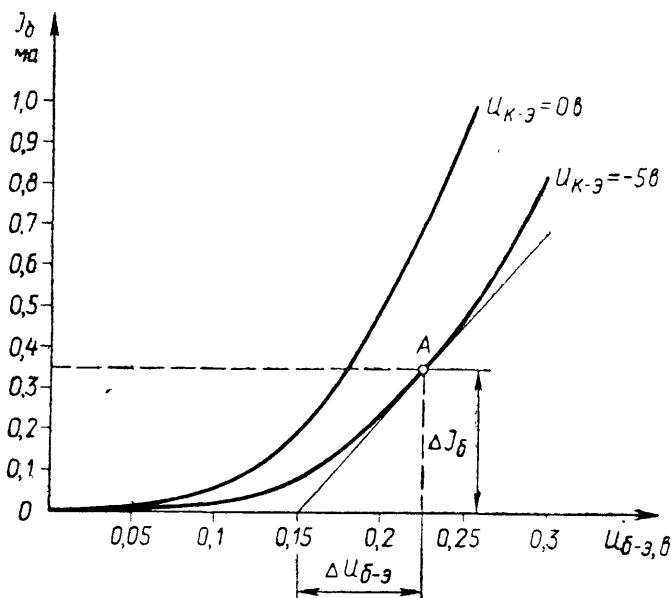


Рис. 8. Входные статические характеристики транзистора типа П16 при включении по схеме с общим эмиттером.

Отношение постоянного напряжения на входе к входному току транзистора называется входным сопротивлением транзистора постоянному току $R_{вх_0}$.

При включении транзистора по схеме с общим эмиттером его входное сопротивление постоянному току определяется отношением

$$R_{вх_0} = \frac{U_{\delta-э}}{I_{\delta}}. \quad (1. 19)$$

Для точки A на входной статической характеристике транзистора (рис. 8) величина входного сопротивления транзистора постоянному току равна:

$$R_{вх_0} = \frac{U_{\delta-э}}{I_{\delta}} = \frac{0,225 \text{ в}}{0,35 \text{ ма}} \approx 650 \text{ ом}.$$

Выходная характеристика транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером, как и входная, может быть получена экспериментально. Каждая точка выходной ха-

характеристики должна иметь абсциссу, пропорциональную величине выходного напряжения $U_{к-э}$, и ординату, пропорциональную величине выходного тока $I_к$ при данном значении выходного напряжения. При снятии одной выходной статической характеристики величина входного тока $I_б$ должна поддерживаться постоянной.

Совокупность выходных статических характеристик, полученных при различных значениях входного тока называется семейством выходных характеристик транзистора. Для снятия выходных характеристик транзистора можно воспользоваться схемой, представленной на рисунке 7. Величина тока базы, поддерживаемая при помощи переменного сопротивления R_1 постоянной при снятии одной характеристики, называется параметром характеристики.

Пример семейства выходных характеристик транзистора типа П16 представлен на рисунке 9. Этот рисунок показывает, что каждая выходная характеристика

$$I_к = f(U_{к-э}) \mid I_б = \text{const}$$

состоит из почти вертикального участка возрастания тока при увеличении коллекторного напряжения от нуля до нескольких десятых долей вольта и прямолинейного участка с малым углом наклона к оси напряжений.

Небольшая величина угла наклона основного участка выходной характеристики свидетельствует о слабой зависимости коллекторного тока $I_к$ от величины коллекторного напряжения $U_{к-э}$.

По семейству выходных характеристик можно определить интегральный коэффициент передачи базового тока $\beta = \frac{\Delta I_к}{\Delta I_б}$ в заданном режиме. Например, по семейству выходных характеристик (рис. 9) можно определить интегральный коэффициент передачи базового тока в точке A с координатами $U_{к-э} = -5$ в, $I_б = 0,3$ ма, следующим образом. Проведем перпендикуляр к оси напряжений в точке $U_{к-э} = -5$ в. Из точек пересечения этого перпендикуляра с двумя ближайшими характеристиками над точкой A и под ней (B и C) проведем прямые, параллельные оси напряжений. Отрезок на оси токов между точками B и C определяет величину изменения коллекторного тока $\Delta I_к = 7,2$ ма при изменении базового тока $\Delta I_б$, равного разности значений базового тока

$$\Delta I_б = 0,4 \text{ ма} - 0,2 \text{ ма} = 0,2 \text{ ма}.$$

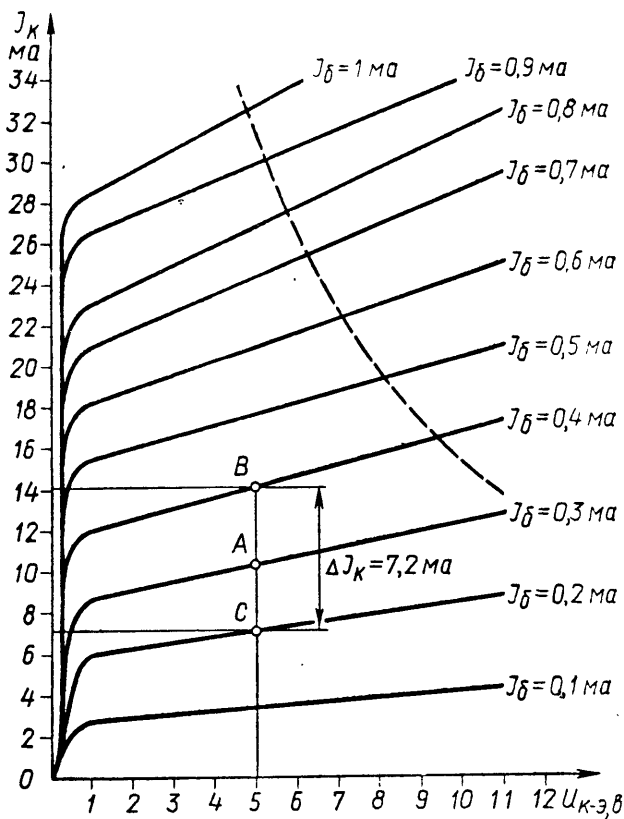


Рис. 9. Семейство выходных статических характеристик транзистора типа П16.

Отсюда получаем:

$$\beta = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_\delta} = \frac{7,2 \text{ ма}}{0,2 \text{ ма}} = 36.$$

По выходной характеристике транзистора можно определить величину выходного сопротивления

$$R_{\text{вых}} = \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{\Delta I_{\text{вых}}} = \left. \frac{\Delta U_{\text{к-э}}}{\Delta I_K} \right| I_\delta = \text{const}, \quad (1. 20)$$

равного котангенсу угла наклона характеристики к оси напряжений. Схематически способ определения величины

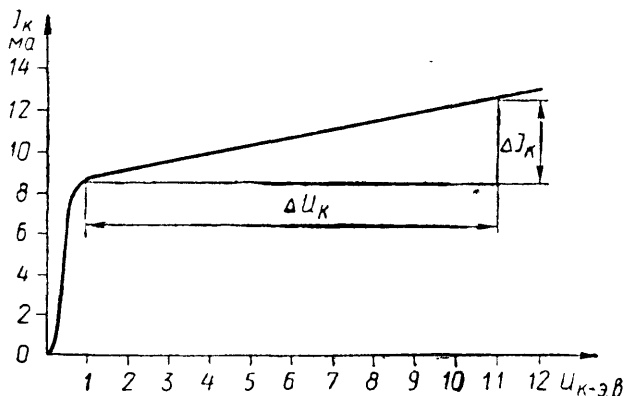


Рис. 10. Графический способ определения величины выходного сопротивления транзистора по его статической выходной характеристике.

выходного сопротивления транзистора в схеме с общим эмиттером по его выходной характеристике представлен на рисунке 10.

ДОПУСТИМЫЕ РЕЖИМЫ РАБОТЫ И КЛАССИФИКАЦИЯ ТРАНЗИСТОРОВ

При использовании транзисторов необходимо знать предельные токи и напряжения, допустимые при их эксплуатации. Каждый тип транзистора характеризуется предельно допустимыми напряжениями между коллектором и базой $U_{к-б_{\text{макс}}}$, максимальным обратным напряжением на переходе эмиттер—база $U_{э-б_{\text{макс}}}$ и предельно допустимым напряжением между коллектором и эмиттером $U_{к-э_{\text{макс}}}$ при условии короткого замыкания базы с эмиттером. Значения предельно допустимых напряжений зависят от температуры окружающей среды. При повышении температуры окружающей среды величина предельно допустимого напряжения уменьшается.

Пробой p — n -перехода в транзисторе может произойти и при напряжениях, меньших предельно допустимых в результате превышения предельно допустимых значений токов эмиттера $I_{э_{\text{макс}}}$ и коллектора $I_{к_{\text{макс}}}$. Использование транзистора возможно не при всех значениях токов

и напряжений, не превышающих в отдельности предельно допустимые. В активном режиме основная мощность потерь в транзисторе выделяется на коллекторном переходе, так как падение напряжения на базе и эмиттерном переходе, включенном в прямом направлении, очень мало. Разогрев коллекторного перехода транзистора выше некоторой критической температуры приводит к ухудшению многих параметров, увеличению теплового тока транзистора $I_{к0}$ и может привести к пробое переходов.

По допустимой мощности рассеяния на коллекторном переходе транзисторы подразделяются на маломощные с мощностью рассеяния до 0,3 вт; средней мощности с мощностью рассеяния от 0,3 до 3 вт и большой мощности с мощностью рассеяния свыше 3 вт. Для лучшего отвода тепла от коллекторного перехода в мощных транзисторах обеспечивают тепловой контакт кристалла с корпусом транзистора, изготавливая корпус из материала с высокой теплопроводностью и снабжая его радиаторами.

Поскольку мощность рассеяния на коллекторном переходе определяется выражением

$$\begin{aligned} P_{\kappa} &= U_{\kappa-б} I_{\kappa}, \\ U_{\kappa-б} &\approx U_{\kappa}, \end{aligned} \quad (1.21)$$

величины допустимых токов и напряжений коллектора могут быть связаны через величину допустимой мощности рассеяния $P_{\text{доп}}$ формулой:

$$I_{\kappa} = \frac{P_{\text{доп}}}{U_{\kappa}}. \quad (1.22)$$

Выражение (1.22) представляет собой уравнение гиперболы. Кривая, определяемая этим уравнением, отделяет на семействе выходных статических характеристик транзистора (рис. 9) область допустимых сочетаний значений коллекторного тока и напряжения (слева от гиперболы) от области их запрещенных сочетаний (справа от гиперболы).

По предельной рабочей частоте транзисторы подразделяются на низкочастотные (до 3 мГц), среднечастотные (3—30 мГц), высокочастотные (30—300 мГц), сверхвысокочастотные (свыше 300 мГц).

Условные обозначения транзисторов по ГОСТу 5161—59 могут состоять из двух или трех элементов. Первый элемент обозначения — буквы П или МП для обозна-

чения плоскостных транзисторов. Второй элемент обозначения — порядковый номер типа прибора. Третий элемент обозначения — буквенный индекс классификационной группы прибора. Воспользовавшись таблицей 1, по второму элементу обозначения можно определить принадлежность транзистора к определенной группе приборов.

Т а б л и ц а 1

Тип транзисторов	Номер прибора
Маломощные германиевые низкочастотные	От 1 до 100
Маломощные кремниевые низкочастотные	От 101 до 200
Мощные германиевые низкочастотные	От 201 до 300
Мощные кремниевые низкочастотные	От 301 до 400
Маломощные германиевые высокочастотные	От 401 до 500
Маломощные кремниевые высокочастотные	От 501 до 600
Мощные германиевые высокочастотные	От 601 до 700
Мощные кремниевые высокочастотные	От 701 до 800

Так, например, транзистор типа П15 — маломощный германиевый низкочастотный, транзистор типа П303 — мощный кремниевый низкочастотный.

В настоящее время принята новая система обозначения полупроводниковых приборов. Обозначение транзистора по этой системе состоит из четырех элементов. Первый элемент указывает исходный материал: германий обозначается буквой Г (или цифрой 1), кремний — буквой К (или цифрой 2). Второй элемент — буква Т — указывает на принадлежность прибора к группе транзисторов. Третий элемент обозначения — номер прибора, четвертый — буква, указывающая его разновидность. Номер транзистору присваивается в соответствии с делением на группы по их мощности и частотным свойствам (см. табл. 2).

ИСПЫТАНИЕ ТРАНЗИСТОРОВ

Снятие семейства характеристик транзистора является довольно трудоемкой задачей, в решении которой во многих практических случаях нет необходимости. Для

Группа транзисторов		Номер прибора
Малой мощности	низкой частоты	От 101 до 199
	средней частоты	От 201 до 299
	высокой частоты	От 301 до 399
Средней мощности	низкой частоты	От 401 до 499
	средней частоты	От 501 до 599
	высокой частоты	От 601 до 699
Большой мощности	низкой частоты	От 701 до 799
	средней частоты	От 801 до 899
	высокой частоты	От 901 до 999

определения таких наиболее употребительных параметров транзистора, как коэффициенты α и β , значения теплового тока коллектора I_{k_0} , выпускаются сравнительно простые портативные приборы. В качестве примера можно назвать испытатель транзисторов типа Л2-1 или ампервольтметр—испытатель транзисторов Ф-434. При отсутствии таких приборов проверка транзисторов может быть выполнена с помощью, например, такого самодельного испытателя маломощных транзисторов $p-n-p$ -типа, принципиальная электрическая схема которого представлена на рисунке 11.

Принцип действия этого испытателя транзисторов следующий. На коллектор испытываемого транзистора и сопротивление в цепи его базы подают фиксированное напряжение 4 в. Потенциометром R_2 устанавливают нужную величину напряжения. При нажатой кнопке Б и положении «контроль» ручки переключателя Π_2 ручку потенциометра R_2 вращают до тех пор, пока стрелка миллиамперметра не установится на последней риске шкалы. Величина сопротивления R_1 , включаемого переключателем Π_2 последовательно с измерительным прибором, равна 400 ом. Миллиамперметр дает полное отклонение по шкале при силе тока 10 ма, следовательно, отклонение

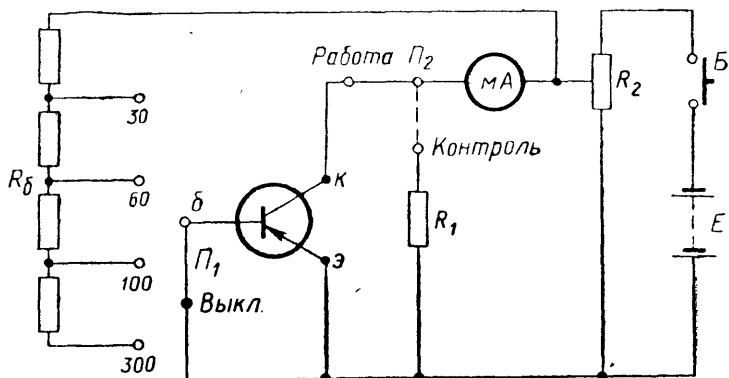


Рис. 11. Принципиальная электрическая схема простого испытателя транзисторов.

стрелки прибора на всю шкалу при нажатой кнопке *Б* в положении переключателя *П*₂ «контроль» должно происходить при напряжении 4 в.

При испытании транзисторов переключатель *П*₂ находится в положении «работа». Отрицательное напряжение, подаваемое на базу транзистора, отпирает его. Пренебрегая падением напряжения на эмиттерном переходе и на сопротивлении базы, можно приближенно определить величину базового тока из выражения

$$I_6 \approx \frac{4 \text{ в}}{R_6}.$$

Величина сопротивления *R*₆ в положении переключателя *П*₁ «300» выбрана равной 120 ком, величина базового тока будет равной при этом

$$I_6 \approx \frac{4 \text{ в}}{120 \text{ ком}} \approx 33 \text{ мка.}$$

Ток в цепи коллектора можно определить из приближенного выражения $I_K \approx \beta I_6$.

Отклонение стрелки миллиамперметра в цепи коллектора на всю шкалу ($I_K = 10 \text{ ма}$) произойдет в том случае, когда испытываемый транзистор будет обладать интегральным коэффициентом передачи базового тока

$$\beta = \frac{I_K}{I_6} = \frac{10 \text{ ма}}{33 \text{ мка}} = 300.$$

Очевидно, что для транзисторов со значением коэффициента β , в два раза меньшим, вдвое меньшим будет и коллекторный ток, так как величина коллекторного тока при фиксированном токе базы I_b пропорциональна величине коэффициента β . Разделив шкалу прибора в цепи коллектора на 300 равных частей, можно по ней непосредственно отсчитывать значение коэффициента β . Для увеличения точности отсчета при испытании транзисторов с величиной коэффициента β , значительно меньшей 300, величина сопротивления R_b в цепи базы переключателем Π_1 может быть скачком изменена на 40 *ком*, 24 *ком* или 12 *ком*. Базовые токи при этом имеют величины 100, 166 и 333 *мка*. Максимальные значения коэффициента β , которые могут быть измерены в каждом из этих случаев, оказываются равными 100, 60 и 30.

Для испытания транзисторов типа $n-p-n$ полярности включения батареи и измерительного прибора должны быть изменены на противоположные. Для этого в схеме прибора можно применить два переключателя.

В случае, когда нет нужды даже в знании таких параметров транзистора, как α , β и $I_{к0}$, проверка его исправности может быть выполнена с помощью омметра. У исправного транзистора $p-n-p$ -типа сопротивление между выводами базы и эмиттера при подключении положительного полюса батареи к базовому выводу находится в пределах примерно от 0,1 до 5 *Мом*. Такого же порядка величина сопротивления между базой и коллектором, так как оба перехода при этом включены в запертом направлении. При подключении к базе отрицательного полюса батареи омметра эмиттерный и коллекторный переходы включаются в прямом направлении. Сопротивления между выводами базы и эмиттера и базы и коллектора должны иметь величину от нескольких единиц до нескольких десятков *ом*.

При проверке исправности транзисторов описанным способом следует помнить, что у транзисторов некоторых типов, например П401—403, П420—423, максимальное допустимое обратное напряжение на эмиттерном переходе составляет всего 1—2 *в*. Испытание таких транзисторов с помощью омметра, в котором используется батарея с напряжением 3—4—5 *в*, может привести к повреждению транзистора. Ранее при описании способов испытания транзисторов всюду расположение его выво-

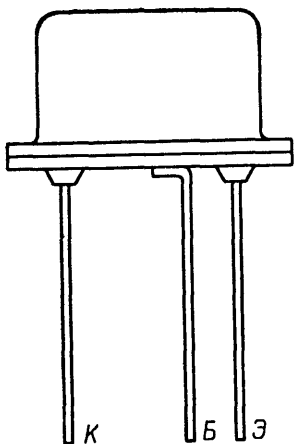


Рис. 12. Расположение выводов транзисторов типа П13—П16, П101—П106.

дов предполагалось известным. Например, у низкочастотных германиевых транзисторов типа П13—П16 и кремниевых транзисторов типа П101—106 средний вывод, соединенный с корпусом прибора, является базовым выводом. Относительно двух других выводов базовый вывод расположен не симметрично, ближе к нему расположен эмиттерный вывод, дальше от него расположен коллекторный вывод (рис. 12). У высокочастотных германиевых транзисторов типа 401—403 средний вывод коллекторный, эмиттерный вывод отмечается точкой на приборе.

Если имеется транзистор неизвестного типа, то определить, какой из выводов является выводом базы, можно с помощью омметра. При этом следует учесть, что базовый вывод можно рассматривать как вывод от точки соединения включенных навстречу друг другу диодов.

Эмиттерный и коллекторный выводы транзисторов сплавного типа можно различить по величине сопротивления p — n -перехода, включенного в запорном направлении. Так как площадь коллектора в сплавном транзисторе в несколько раз превышает площадь эмиттера, сопротивление коллекторного перехода при включении в запорном направлении оказывается несколько меньше сопротивления эмиттерного перехода.

Лабораторная работа № 1

ИСПЫТАНИЕ ТРАНЗИСТОРОВ

Цель работы — знакомство с простыми методами испытания транзисторов.

Приборы и принадлежности. 1. Испытатель транзисторов типа Л2-1. 2. Ампервольтметр — испытатель

тель транзисторов типа Ф-434. 3. Испытатель транзисторов. 4. Транзисторы.

Порядок выполнения работы

1. Пользуясь справочниками, определите расположение выводов эмиттера, базы и коллектора испытываемых транзисторов. Проведите с помощью омметра испытания транзисторов и отберите из их числа поврежденные.

2. Определите с помощью омметра тип проводимости ($p-n-p$ или $n-p-n$) транзистора, расположение выводов базы, эмиттера и коллектора.

3. Ознакомьтесь с инструкциями по эксплуатации испытателя транзисторов типа Л2-1 и прибора Ф-434. Подготовьте приборы к работе и определите параметры α , β и $I_{к0}$ двух исправных транзисторов.

4. Подготовьте к работе самодельный испытатель транзисторов и измерьте с его помощью параметр β у тех же транзисторов.

5. Отберите из испытываемых транзисторов два однотипных с параметром $\beta \leq 20$, включите их по схеме составного транзистора и измерьте величину параметра β составного транзистора.

Лабораторная работа № 2

ИЗУЧЕНИЕ СТАТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ТРАНЗИСТОРА

Цель работы — получение входных и выходных статических характеристик транзистора типа П13—П16 в схеме с общим эмиттером и определение физических параметров транзистора.

Приборы и принадлежности. 1. Измерительный стенд. 2. Транзистор типа П13—П16.

Экспериментальная часть работы заключается в получении входных и выходных статических характеристик транзистора типа П16, включенного по схеме с общим эмиттером. Все измерения предлагается выполнить на измерительном стенде, принципиальная электрическая схема которого представлена на рисунке 7.

Порядок выполнения работы

1. Выводы испытываемого транзистора подключите к точкам электрической цепи измерительного стенда с обозначениями б — база, э — эмиттер и к — коллектор. Выпрямитель, питающий электрические цепи измерительного стенда, включите в сеть.

2. Для снятия первой входной статической характеристики транзистора с помощью потенциометра R_2 установите значение коллекторного напряжения $U_k=0$. Изменяя с помощью переменного сопротивления R_1 величину входного напряжения U_6 , снимите отсчеты величины входного тока I_6 при значениях U_6 от 0 до 300 мв через каждые 20 мв. По полученным точкам постройте входную статическую характеристику

$$I_6 = f(U_6) \mid U_k = 0.$$

3. Установив с помощью потенциометра R_2 напряжение на коллекторе $U_k=-5$ в и поддерживая его в дальнейшем неизменным, снимите вторую статическую характеристику

$$I_6 = f(U_6) \mid U_k = -5 \text{ в}$$

в том же интервале входных напряжений. Постройте график второй входной характеристики на одном чертеже с первым.

4. По построенной входной характеристике $I_6=f(U_6)$ при $U_k=-5$ в определите графически величину входного сопротивления транзистора в точке с координатой $I_6=0,4$ ма:

$$R_{\text{вх}} = \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{\Delta I_{\text{вх}}} = \frac{\Delta U_6}{\Delta I_6}.$$

5. Установив с помощью переменного сопротивления R_1 величину базового тока $I_6=0$ и поддерживая ее постоянной с помощью того же сопротивления, постройте по точкам выходную статическую характеристику транзистора. Для этого изменяйте с помощью потенциометра R_2 величину коллекторного напряжения и отсчитывайте величину коллекторного тока при значениях напряжения 0 в, —0,5 в, —1 в, —2 в, —3 в и т. д. до —15 в.

6. Установите с помощью переменного сопротивления R_1 значение тока базы $I_6 = 0,1$ ма, снимите выходную характеристику

$$I_k = f(U_k) \mid I_6 = 0,1 \text{ ма}$$

и постройте ее график. Устанавливая с помощью сопротивления R_1 значения тока базы I_6 , равные 0,2 ма, 0,3 ма и т. д. через 0,1 ма до 1 ма, снимите при каждом из этих значений базового тока выходную статическую характеристику и постройте все полученное семейство выходных характеристик на одном чертеже.

7. По семейству выходных статических характеристик определите значение коэффициента β транзистора около точки $U_k = -5$ в, $I_k = 10$ ма.

8. По выходной статической характеристике транзистора $I_k = f(U_k) \mid I_6 = 0,5$ ма определите величину выходного сопротивления транзистора.

Контрольные вопросы

1. Как устроен транзистор?
2. Какое состояние транзистора называется активным?
3. Как определяют параметры α , β , r_a , r_k транзистора?
4. Какими соотношениями связаны между собой токи I_6 , I_a , I_k ?
5. Что называется входной статической характеристикой транзистора?
6. Что называется выходной статической характеристикой транзистора?
7. Дайте определение входного сопротивления транзистора.
8. Дайте определение выходного сопротивления транзистора.
9. Что такое составной транзистор и каковы соотношения его основных параметров с параметрами составляющих транзисторов?

ЛИТЕРАТУРА

Брандт А. А., Ржевский К. С. Техника монтажа и налаживания радиосхем, Изд-во МГУ, 1965.

Морозов В. Радиолюбительские приборы для проверки транзисторов. М., Изд-во ДОСААФ, 1965.

Овечкин Ю., Савченко А., Смирнов Н. Рекомендации по применению полупроводниковых приборов. М., Изд-во ДОСААФ, 1966.

Попов П. А. Характеристики транзисторов. М., Госэнергоиздат, 1963.

Слущкий В. З., Фогельсон Б. И., Левичев В. Г., Степук Л. В. Основы радиотехники и радиолокации (индикаторы, выпрямители и полупроводниковые приборы). М., Воениздат, 1966.

Степаненко И. В. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. М., «Энергия», 1967.

«Транзисторы», под ред. Г. И. Бергельсона и др. М., «Советское радио», 1968.

Федотов Я. А. Основы физики полупроводниковых приборов. М., «Советское радио», 1963.

ПРОЦЕСС ПЕРЕНОСА ЗАРЯДОВ В ТРАНЗИСТОРЕ И ЧАСТОТНАЯ ЗАВИСИМОСТЬ ЕГО ПАРАМЕТРОВ

УРАВНЕНИЕ ДИФфуЗИИ

Перенос зарядов в транзисторе может осуществляться путем диффузии и дрейфа. Диффузия возникает при наличии градиента концентрации зарядов. Движение зарядов под действием электрического поля называется дрейфом. По основному механизму прохождения базы носителями заряда транзисторы делятся на дрейфовые и бездрейфовые. При изготовлении дрейфовых транзисторов добиваются неравномерного распределения примесей в области базы, в результате чего возникает постоянное внутреннее электрическое поле, которое ускоряет движение неосновных носителей заряда, входящих из эмиттера в базу. Следовательно, основным механизмом движения носителей заряда в базе транзисторов этого типа — дрейф в постоянном электрическом поле базы.

В бездрейфовых транзисторах распределение примесей в базе можно считать равномерным. Так как электрическое поле в базе таких транзисторов практически отсутствует, основным механизмом движения носителей заряда через базу в них становится диффузия. Примером бездрейфовых транзисторов могут служить транзисторы сплавного типа. Рассмотрим механизм переноса зарядов через базу бездрейфового транзистора $p-n-p$ -типа. В активном режиме работы напряженность электрического поля имеет значительную величину в области $p-n$ -переходов, а в базе, эмиттере и коллекторе оно практически отсутствует. Поэтому в области $p-n$ -переходов преобладающим является дрейфовый механизм переноса зарядов, а в базе, эмиттере и коллекторе большинства типов транзисторов движение зарядов можно считать диффузионным.

Предположим, что эмиттер и коллектор представляют собой параллельные плоскости настолько больших (по сравнению с шириной базы) размеров, что можно учиты-

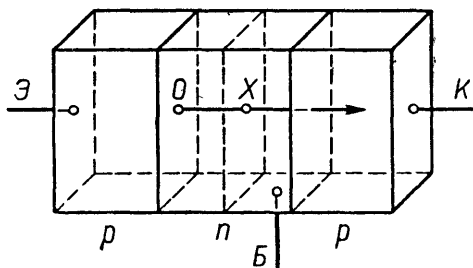


Рис. 13. Идеализированная схема устройства сплавного транзистора p - n - p -типа.

вать диффузию зарядов в базе только в одном направлении — от эмиттера к коллектору (рис. 13). При этом предположении выведем уравнение диффузии зарядов. Принимая направление, перпендикулярное к плоскостям эмиттера и коллектора, за ось x и плоскость границы эмиттер-база за начало отсчета, можно выразить общее количество дырок P в объеме базы от 0 до x через концентрацию их p в этом интервале

$$P = \int_0^x p dx. \quad (2.1)$$

Скорость диффузии пропорциональна градиенту концентрации, следовательно, скорость изменения количества дырок в объеме базы от 0 до x за счет диффузии дырок определится выражением

$$\frac{\partial P}{\partial t} = D \cdot \frac{\partial p}{\partial x}, \quad (2.2)$$

где $\frac{\partial p}{\partial x}$ — градиент концентрации дырок в базе, а D — коэффициент диффузии. В данном случае коэффициент диффузии — это есть число дырок, проходящих в направлении градиента концентрации через поперечное сечение в 1 см^2 за 1 сек . Продифференцировав обе части уравнения (2.2) по x , можно получить закон изменения во времени концентрации дырок в базе вследствие диффузии:

$$\frac{\partial^2 P}{\partial x \partial t} = D \cdot \frac{\partial^2 p}{\partial x^2}. \quad (2.3)$$

Так как из выражения (2.1)

$$\frac{\partial P}{\partial x} = p, \quad (2.4)$$

уравнение (2.3) можно привести к виду

$$\frac{\partial p}{\partial t} = D \cdot \frac{\partial^2 p}{\partial x^2}. \quad (2.5)$$

Однако концентрация дырок в базе изменяется не только за счет диффузии, но и за счет рекомбинации их с основными носителями заряда в базе — электронами. В базе постоянно имеется небольшое количество дырок, являющихся для нее неосновными носителями. Их равновесную концентрацию в базе обозначим через p_p . После введения в базу некоторого количества дырок из эмиттера в момент времени $t=0$ концентрация их в базе становится равной $p_p + p_0$. За счет рекомбинации избыточная концентрация дырок уменьшается со временем по экспоненциальному закону

$$p = p_p + p_0 \cdot e^{-\frac{t}{\tau_p}}. \quad (2.6)$$

Интервал времени $t = \tau_p$, по прошествии которого избыточная концентрация дырок в базе уменьшается в e раз, называется временем жизни неосновных носителей. Поскольку процессы диффузии и рекомбинации неосновных носителей в базе протекают одновременно и зависят один от другого, основные параметры, характеризующие эти процессы, оказываются взаимосвязанными. Длина диффузии L , которая определяется как расстояние, на котором количество дырок в базе убывает в e раз, коэффициент диффузии D и время жизни τ_p связаны между собой уравнением

$$\tau_p = \frac{L^2}{D}. \quad (2.7)$$

Скорость изменения концентрации неосновных носителей в базе можно найти путем дифференцирования по времени уравнения (2.6):

$$\frac{\partial p}{\partial t} = -\frac{p_0}{\tau_p} \cdot e^{-\frac{t}{\tau_p}} = \frac{p - p_p}{\tau_p}. \quad (2.8)$$

Одновременное действие процессов диффузии и рекомбинации приводит к зависимости концентрации дырок в базе от времени, определяемой уравнением

$$\frac{\partial p}{\partial t} = D \cdot \frac{\partial^2 p}{\partial x^2} - \frac{p - p_p}{\tau_p}. \quad (2.9)$$

Это уравнение называется уравнением диффузии.

Полученное при упрощении реальной картины процессов, происходящих в транзисторе, уравнение диффузии (2.9) позволяет, однако, вычислить многие параметры транзистора и предсказать ряд весьма существенных его свойств. В частности, решение этого уравнения для случая действия на эмиттерном переходе транзистора в активном состоянии переменного синусоидального сигнала малой амплитуды с частотой ω дает следующую зависимость между переменными составляющими токов эмиттера $I_{э.п}$ и коллектора $I_{к.п}$:

$$I_{к.п} = I_{э.п} \operatorname{sch} \frac{W}{L} \sqrt{1 + j\omega\tau_p} \quad (2.10)$$

где W — ширина базы, L — длина диффузии дырок в базе, ω — частота переменного напряжения, τ_p — время жизни дырок в базе, $j = \sqrt{-1}$. Параметр α транзистора на переменном токе из уравнения (2.10) определяется выражением:

$$\alpha = \frac{I_{к.п}}{I_{э.п}} = \operatorname{sch} \frac{W}{L} \sqrt{1 + j\omega\tau_p} \quad (2.11)$$

Таким образом, величина параметра α , определяющего долю дырок, проходящих путем диффузии из эмиттера в коллектор при действии синусоидального сигнала малой амплитуды, оказывается зависящей от толщины базы W , среднего времени жизни дырок в базе τ_p , диффузионной длины дырок в базе L и частоты переменного сигнала ω .

Получим приближенное значение параметра α на постоянном токе. Как известно, секанс гиперболический аргумента Z разлагается в ряд

$$\operatorname{sch} Z = \frac{2}{e^Z + e^{-Z}} = 1 - \frac{1}{2} Z^2 + \frac{5Z^4}{4!} + \dots$$

Для реальных транзисторов всегда выполняется условие $\frac{W}{L} \ll 1$, поэтому при разложении в ряд гиперболического секанса с аргументом $Z = \frac{W}{L} \sqrt{1 + j\omega\tau}$ можно ограничиться двумя первыми членами разложения. Тогда приближенное значение параметра α на постоянном токе ($\omega = 0$) определяется выражением

$$\alpha_0 \approx 1 - \frac{1}{2} \frac{W^2}{L^2} \quad (2.12)$$

Выразив гиперболический секанс через гиперболический косинус, можно получить приближенное значение параметра α на любой частоте ω :

$$\alpha = \operatorname{sch} \frac{W}{L} \sqrt{1 + j\omega\tau_p} = \frac{1}{\operatorname{ch} \frac{W}{L} \sqrt{1 + j\omega\tau_p}}. \quad (2.13)$$

Так как

$$\operatorname{ch} Z = \frac{e^Z - e^{-Z}}{2} = 1 + \frac{Z^2}{2!} + \frac{Z^4}{4!} + \dots,$$

ограничиваясь при условии $\frac{W}{L} \ll 1$ двумя первыми членами разложения, получаем:

$$\alpha = \frac{1}{1 + \frac{1}{2} \frac{W^2}{L^2} (1 + j\omega\tau_p)}. \quad (2.14)$$

Зависимость параметра α от частоты можно выразить отношением:

$$\frac{\alpha}{\alpha_0} = \frac{1}{\left(1 - \frac{1}{2} \frac{W^2}{L^2}\right) \left[1 + \frac{1}{2} \frac{W^2}{L^2} (1 + j\omega\tau_p)\right]}. \quad (2.15)$$

Пренебрегая в знаменателе членами, содержащими отношение $\frac{W}{L}$ в четвертой степени, и заменив отношение $\frac{W^2}{2L^2}$ на $1 - \alpha_0$ из уравнения (2.12), получим:

$$\frac{\alpha}{\alpha_0} \approx \frac{1}{1 - j\tau_p\omega \frac{W^2}{2L^2}} = \frac{1}{1 - j\omega\tau_p (1 - \alpha_0)}. \quad (2.16)$$

Из выражения (2.16) следует, что при увеличении частоты сигнала от 0 до

$$\omega = \frac{1}{\tau_p (1 - \alpha_0)} = \omega_*, \quad (2.17)$$

называемой предельной частотой усиления в схеме с общей базой, модуль величины α уменьшается в $\sqrt{2}$ раз по сравнению со значением на постоянном токе или низкой частоте α_0 :

$$\begin{aligned} \left| \frac{\alpha}{\alpha_0} \right| &= \frac{1}{\left| 1 - j \frac{1}{\omega_* \tau_p} (1 - \alpha_0) \right|} = \frac{1}{|1 - j|} = \\ &= \frac{1}{\sqrt{2}}. \end{aligned} \quad (2.18)$$

Линейная предельная частота f_α определяется выражением

$$f_\alpha = \frac{\omega_\alpha}{2\pi}. \quad (2.19)$$

Найденная зависимость коэффициента усиления транзистора по току α от частоты усиливаемого переменного сигнала ω показывает, что транзистор, включенный по схеме с общей базой, когда входным является ток эмиттера, а выходным ток коллектора, может быть успешно использован для усиления переменного сигнала лишь на частотах, значительно меньших предельной частоты. Обычно для усиления переменного сигнала с частотой f выбирают транзисторы, значение критической частоты для которых удовлетворяет соотношению.

$$f_\alpha > 10 - 20 f.$$

При выполнении этого условия параметр транзистора α на переменном токе можно считать примерно совпадающим с его значением на постоянном токе α_0 .

При использовании транзистора в схеме с общим эмиттером его усилительные свойства определяются величиной коэффициента передачи базового тока β . Приближенное выражение, дающее зависимость параметра β от частоты, можно получить следующим путем. Из уравнения (2.16) величина параметра α на частоте ω связана со значением его на постоянном токе α_0 соотношением

$$\alpha = \frac{\alpha_0}{1 - j\omega\tau_p(1 - \alpha_0)} = \frac{\alpha_0}{1 - j\frac{\omega}{\omega_\alpha}}. \quad (2.20)$$

Используя эту формулу, получим значение параметра β на той же частоте:

$$\begin{aligned} \beta &= \frac{\alpha}{1 - \alpha} = \frac{\alpha_0 \left(1 - j\frac{\omega}{\omega_\alpha}\right)}{\left(1 - j\frac{\omega}{\omega_\alpha}\right) \left(1 - j\frac{\omega}{\omega_\alpha} - \alpha_0\right)} = \\ &= \frac{\frac{\alpha_0}{1 - \alpha_0}}{1 - \alpha_0 - j\frac{\omega}{\omega_\alpha}} = \frac{\beta_0}{1 - j\frac{\omega}{\omega_\alpha(1 - \alpha_0)}} = \frac{\beta_0}{1 - j\frac{\omega}{\omega_\beta}}. \end{aligned}$$

Очевидно, что уменьшение параметра β по модулю в $\sqrt{2}$ раз наступает на предельной частоте

$$\omega_{\beta} = \omega_{\alpha} (1 - \alpha_0) \approx \frac{\omega_{\alpha}}{\beta_0} \quad (2.22)$$

Это означает, что при включении по схеме с общим эмиттером предельная частота транзистора ω_{β} оказывается примерно в β_0 раз меньшей значения предельной частоты при включении по схеме с общей базой ω_{α} .

Установим связь значений предельных частот ω_{α} и ω_{β} с такими параметрами транзистора, как ширина базы W , длина диффузии дырок в базе L , время жизни дырок τ_p и среднее время диффузии дырок через базу τ_D .

Величину заряда дырок в базе Q в установившемся режиме можно приближенно выразить через величину протекающего через базу тока коллектора I_K и среднее время диффузии дырок через базу τ_D :

$$Q = I_K \tau_D \quad (2.23)$$

Считая, что изменение концентрации дырок в базе происходит только за счет рекомбинации, из выражения (2.9), пренебрегая p_0 , можно получить:

$$\frac{dp}{dt} = \frac{p}{\tau_p} \quad (2.24)$$

Ток базы представляет собой рекомбинационный ток по всему объему базы. Его значение можно получить интегрированием выражения (2.24) по объему базы:

$$I_6 = \frac{dQ}{dt} = \frac{Q}{\tau_p} = I_K \frac{\tau_D}{\tau_p} \quad (2.25)$$

С другой стороны, на постоянном токе $I_6 = \frac{I_K}{\beta_0}$, следовательно,

$$\beta_0 = \frac{\tau_p}{\tau_D} \quad (2.26)$$

Используя уравнение (2.26), можно выразить коэффициент передачи базового тока β_0 через параметры L и W :

$$\beta_0 \approx \frac{1}{1 - \alpha_0} = \frac{1}{1 - \left(1 - \frac{1}{2} \frac{W^2}{L^2}\right)} = \frac{2L^2}{W^2} \quad (2.27)$$

Среднее время диффузии дырок через базу τ_D можно определить из уравнения (2.26):

$$\tau_D = \frac{\tau_D}{\beta_0} \approx \tau_p (1 - \alpha_0). \quad (2. 28)$$

Сравнивая выражения (2.26) и (2.17), можно убедиться, что

$$\omega_a = \frac{1}{\tau_D}, \quad (2. 29)$$

а из выражений (2.22), (2.26) и (2.29) следует:

$$\omega_\beta = \frac{1}{\tau_p}. \quad (2. 30)$$

Из выражения (2.29) следует, что повышения предельной частоты усиления транзистора ω_a можно добиться путем уменьшения времени диффузии дырок через базу τ_D . Уменьшения же времени диффузии дырок через базу τ_D можно достичь сокращением ширины базы.

Лабораторная работа № 3

ИЗМЕРЕНИЕ ПРЕДЕЛЬНОЙ ЧАСТОТЫ УСИЛЕНИЯ НИЗКОЧАСТОТНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Ц е л ь р а б о т ы — экспериментальное определение предельной частоты усиления транзисторов типа П26, П15, П16 и П16Б, включенных по схеме с общей базой.

П р и б о р ы и п р и н а д л е ж н о с т и. 1. Измерительный стенд. 2. Генератор стандартных сигналов типа Г4-18. 3. Ламповый милливольтметр типа ВЗ-3. Транзисторы типа П26, П15, П16 и П16Б.

Предельную частоту усиления маломощных низкочастотных транзисторов можно определить с помощью генератора стандартных сигналов типа Г4-18, лампового милливольтметра ВЗ-3 и измерительной панели, принципиальная электрическая схема которой представлена на рисунке 14. Измерительная панель собрана на гетинаксовой плате и представляет собой усилительный каскад на одном транзисторе, включенном по схеме с общей базой. Питание эмиттерной и коллекторной цепей осуществляется от двух батарей типа КБС. Сигнал высокой частоты с выхода генератора стандартных сигналов подается на входные клеммы ГСС измерительной панели, через

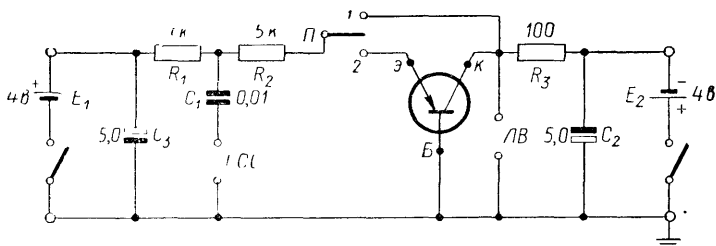


Рис. 14. Принципиальная электрическая схема измерительной установки для определения предельной частоты усиления низкочастотных транзисторов.

конденсатор C_1 поступает на эмиттерный вход транзистора и приводит к возникновению переменной составляющей эмиттерного тока $I_{э.п.}$ и коллекторного тока $I_{к.п.} = \alpha I_{э.п.}$. Это выражение показывает, что для определения параметра на переменном токе нужно измерить переменные составляющие тока эмиттера и тока коллектора. Однако непосредственное измерение переменных токов на высокой частоте связано с серьезными трудностями, и его обычно заменяют измерением переменных напряжений на сопротивлениях известной величины. В предлагаемой схеме измерение переменных составляющих токов эмиттера и коллектора заменяют измерением падений напряжения на сопротивлении R_3 , создаваемых этими токами. Переменное напряжение на сопротивлении R_3 измеряют ламповым милливольтметром, выносной пробник которого подключают к клеммам ЛВ на измерительной панели.

В положении 1 переключателя Π переменная составляющая тока от генератора ГСС протекает через конденсатор C_1 , сопротивления R_2 и R_3 и конденсатор C_2 . Конденсаторы C_1 и C_2 имеют емкость достаточно большой величины, чтобы их сопротивлением переменному току можно было пренебречь, поэтому величина тока при включении тумблера Π в положение 1 определяется напряжением на выходе генератора стандартных сигналов и величинами сопротивлений R_2 и R_3 . Переключением тумблера Π в положение 2 в электрическую цепь включают транзистор. Так как на эмиттерный переход транзистора подано положительное постоянное напряжение от батареи E_1 , а на коллекторный переход отрицательное

постоянное напряжение от батареи E_2 , транзистор работает в активном режиме. При небольших (по сравнению с напряжениями E_1 и E_2) значениях переменного напряжения, подаваемого на эмиттерный переход с выхода генератора стандартных сигналов, сопротивление эмиттерного перехода переменному току очень мало по сравнению с сопротивлением R_2 . Поэтому переменную составляющую эмиттерного тока I_3 можно считать равной переменной составляющей тока I_1 в цепи при включении тумблера Π в положение 1.

Через сопротивление R_3 во втором положении тумблера Π протекает переменная составляющая коллекторного тока

$$I_2 = I_k = \alpha I_3 = \alpha I_1.$$

Таким образом, значение коэффициента усиления транзистора по току α на переменном токе можно определить через отношение переменных составляющих токов I_1 и I_2 . Эти токи протекают через сопротивление R_3 в первом и втором положениях переключателя Π . Так как падение напряжения на сопротивлении R_3 пропорционально величине протекающего через него тока, измерения токов можно заменить измерениями переменных составляющих напряжения на том же сопротивлении. Тогда можно определить величину параметра α на переменном токе по формуле:

$$\alpha = \frac{I_k}{I_3} = \frac{I_2}{I_1} = \frac{U_2}{U_1},$$

где U_1 и U_2 — соответствующие переменные составляющие падения напряжения на сопротивлении R_3 в первом и втором положениях переключателя Π . В предложенной схеме блокировочные конденсаторы C_2 и C_3 служат для замыкания цепи по переменному току и блокировки источников питания, сопротивление R_1 поставлено для ограничения переменного тока в цепи блокировки эмиттерного источника питания.

Экспериментальная часть работы заключается в измерении величины коэффициента усиления по току мало-мощного низкочастотного транзистора на различных частотах и в определении предельной частоты усиления транзистора в схеме с общей базой ω_α .

Для выполнения эксперимента необходимо ознакомиться с устройством и правилами эксплуатации генера-

тора стандартных сигналов и лампового милливольтметра по кратким инструкциям, данным в приложении.

Порядок выполнения работы

1. Присоединить выводы базы, эмиттера и коллектора транзистора П26 к контактным гнездам измерительного стенда, обозначенным соответственно б, э и к.

2. Включить в сеть генератор стандартных сигналов и ламповый милливольтметр. После 5—10 мин прогрева соединить коаксиальным кабелем выход генератора стандартных сигналов 0—1 в с клеммами ГСС на измерительной панели и вставить штекеры выносного пробника лампового милливольтметра в гнезда ЛВ на измерительной панели.

3. Поставить переключатель диапазонов генератора стандартных сигналов в положение 1 и ручкой плавной регулировки частоты установить частоту переменного сигнала 100 кГц. Ламповый милливольтметр подготовить к измерениям в диапазоне 0—10 мВ.

4. Включить тумблер П на измерительной панели в положение 1. Плавно увеличивая напряжение на выходе генератора (в режиме непрерывной генерации), с помощью ручек регулировки установить по шкале милливольтметра напряжение U_1 на выходе схемы 10 мВ. Переключив тумблер П в положение 2, отсчитать величину напряжения U_2 на выходе схемы и определить величину параметра α испытываемого транзистора на частоте 100 кГц:

$$\alpha = \frac{U_2}{U_1}.$$

5. Выполняя аналогичные измерения на все более высоких частотах, определить предельную частоту усиления транзистора — частоту, на которой значение параметра α уменьшится в $\sqrt{2}$ раз по сравнению со значением, полученным на частоте 100 кГц.

6. В той же последовательности выполнить измерения с транзисторами типа П15, П16 и П16Б.

Контрольные вопросы

1. Что называется временем жизни дырок? Что называется длиной диффузии дырок?

2. Напишите выражение дифференциального коэффициента усиления транзистора по току α на переменном токе.

3. Дайте определение предельной частоты усиления транзистора. От каких параметров транзистора зависит его предельная частота?

4. При каком способе включения — с общим эмиттером или с общей базой — транзистор обладает большей предельной частотой усиления и во сколько раз?

5. Как связаны параметр β и предельные частоты усиления транзистора ω_α , ω_β , со временем жизни дырок в базе τ_p и средним временем диффузии их через базу τ_D ?

ЛИТЕРАТУРА

Красилов А. В., Трутко А. Ф. Методы расчета транзисторов. М.—Л., «Энергия», 1964.

Нанавати Р. П. Введение в полупроводниковую электронику. М., «Связь», 1965.

Файзулаев В. Н. Полупроводниковые приборы в переходном режиме. М., «Связь», 1965.

Шац С. Я. Транзисторы в импульсной технике. Л., Судпромгиз, 1963.

Штагер В. В. Полупроводниковые приборы в импульсных и коммутационных схемах. М., Госэнергоиздат, 1963.

Глава III

ХАРАКТЕРИСТИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ ТРАНЗИСТОРОВ

ТРАНЗИСТОР КАК ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИК

Линейными элементами, или системами, называются такие элементы или системы, свойства которых не зависят от величин, характеризующих их состояние. В электрических цепях в довольно широких пределах изменений токов и напряжений величины активных сопротивлений, емкостей и индуктивностей изменяются пренебрежимо мало, и поэтому во многих практических случаях активные сопротивления, емкости и индуктивности можно считать линейными элементами. Процессы, происходящие в электрических цепях, содержащих только линейные элементы, описываются линейными дифференциальными уравнениями, т. е. параметры системы, входящие в коэффициенты уравнений, не зависят от переменных и их производных. Линейные электрические цепи передают гармонические колебания токов и напряжений без искажения формы.

Такие полупроводниковые приборы, как диод и транзистор, являются нелинейными элементами, так как зависимость их физических параметров от величины приложенных напряжений и протекающих токов является их существенным свойством. При анализе электронных схем, в которых транзисторы работают в режиме малых сигналов, для упрощения расчетов обычно заменяют транзистор эквивалентной схемой, содержащей только линейные элементы.

Эквивалентная схема нелинейного элемента электрической цепи может быть получена двумя способами. Первый называется способом прибора и заключается в том, что, исходя из физических принципов работы прибора и действительных его параметров, выводят математические уравнения, описывающие его работу. Затем составляют эквивалентную схему, удовлетворяющую этим уравнениям. Каждый элемент эквивалентной схемы в

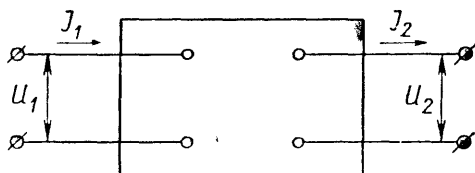


Рис. 15. Условное изображение четырех-
полюсника.

этом случае выражают через физические параметры прибора.

Однако довольно часто физические процессы, протекающие в нелинейном элементе электрической цепи, оказываются слишком сложными, чтобы им можно было дать точное математическое описание. В этих случаях применяют метод четырехполюсника. Этот метод не требует знания сущности физических процессов, происходящих в приборе. В нем любое радиотехническое устройство, работа которого характеризуется входными и выходными токами и напряжениями, представляется в виде четырехполюсника (рис. 15). Получив экспериментально зависимости между величинами токов и напряжений на входе и выходе четырехполюсника, можно построить эквивалентную схему, удовлетворяющую тем же соотношениям. При этом реальные процессы, протекающие внутри четырехполюсника, могут существенно отличаться от процессов, протекающих в его эквивалентной схеме. Метод четырехполюсника дает лишь способ нахождения величин токов и напряжений, измеряемых на внешних зажимах прибора.

СИСТЕМЫ ХАРАКТЕРИСТИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ТРАНЗИСТОРОВ

Транзистор можно представить в виде линейного четырехполюсника следующим образом. Принимая два из четырех параметров в качестве независимых переменных, представляют два других в качестве функций этих переменных. Принимая изменения переменных вблизи рабочей точки статической характеристики транзистора малыми (малый сигнал), разлагают функцию в ряд Тейлора, ограничиваясь членами первого порядка.

Например, принимая входной и выходной токи транзистора за независимые переменные, представим напряжения на входе и выходе их функциями

$$\begin{aligned} U_1 &= U_1(I_1, I_2), \\ U_2 &= U_2(I_1, I_2) \end{aligned} \quad (3.1)$$

Пусть рабочая точка транзистора определяется значениями токов I_{10} и I_{20} . Тогда при изменении входного и выходного токов на малые величины i_1 и i_2 входное и выходное напряжения соответственно можно представить разложением в ряд Тейлора

$$\begin{cases} U_{10} + u_1 = U_{10} + \frac{\partial U_1}{\partial I_1} i_1 + \frac{\partial U_1}{\partial I_2} i_2 + \dots \\ U_{20} + u_2 = U_{20} + \frac{\partial U_2}{\partial I_1} i_1 + \frac{\partial U_2}{\partial I_2} i_2 + \dots \end{cases} \quad (3.2)$$

Если члены разложения, содержащие производные выше первого порядка, равны нулю или бесконечно малы, то уравнения оказываются линейными и их можно записать в виде

$$\begin{cases} u_1 = \frac{\partial U_1}{\partial I_1} i_1 + \frac{\partial U_1}{\partial I_2} i_2, \\ u_2 = \frac{\partial U_2}{\partial I_1} i_1 + \frac{\partial U_2}{\partial I_2} i_2. \end{cases} \quad (3.3)$$

Введя обозначения

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

представим систему (3.3) в виде

$$\begin{cases} u_1 = Z_{11} i_1 + Z_{12} i_2, \\ u_2 = Z_{21} i_1 + Z_{22} i_2. \end{cases} \quad (3.4)$$

Упрощение системы (3.2) до системы (3.4) возможно в случае равенства нулю или малости производных второго и более высоких порядков. При этом значения приращений токов могут быть произвольными. Если же производные второго и выше порядков не являются пренебрежимо малыми, то переход системы (3.2) в систему (3.4) возможен при условии малости сигнала. Параметры Z_{11} , Z_{12} , Z_{21} , Z_{22} , поэтому часто называют малосигнальными параметрами транзистора.

Малые приращения токов и напряжений в системе уравнений (3.4) можно рассматривать как переменные токи и напряжения малых выходного и входного сигналов, параметры Z_{11} , Z_{12} , Z_{21} , Z_{22} имеют размерность сопротивлений. За независимые переменные можно принять любую пару из четырех переменных I_1 , I_2 , U_1 , U_2 и способом, аналогичным только что рассмотренному, получить еще пять систем уравнений четырехполюсника с другими системами параметров:

$$\begin{cases} i_1 = y_{11} u_1 + y_{12} u_2, \\ i_2 = y_{21} u_1 + y_{22} u_2; \end{cases} \quad (3.5)$$

$$\begin{cases} u_1 = h_{11} i_1 + h_{12} i_2, \\ i_2 = h_{21} i_1 + h_{22} i_2; \end{cases} \quad (3.6)$$

$$\begin{cases} i_1 = g_{11} u_1 + g_{12} i_2, \\ u_2 = g_{21} u_1 + g_{22} i_2; \end{cases} \quad (3.7)$$

$$\begin{cases} u_1 = a_{11} u_2 + a_{12} i_2, \\ i_1 = a_{21} u_2 + a_{22} i_2; \end{cases} \quad (3.8)$$

$$\begin{cases} u_2 = b_{11} u_1 + b_{12} i_1, \\ i_2 = b_{21} u_1 + b_{22} i_1. \end{cases} \quad (3.9)$$

Наиболее употребительными являются системы Z -, h - и y -параметров.

Определение значений параметров, например, для системы уравнений (3.6) может быть выполнено следующим образом. Предполагая короткое замыкание на выходе ($u_2=0$), из системы (3.6) получаем:

$h_{11} = \frac{u_1}{i_1}$ — входное сопротивление транзистора при короткозамкнутом выходе;

$h_{21} = \frac{i_2}{i_1}$ — отношение выходного тока к входному при короткозамкнутом выходе.

Из той же системы (3.6) при разомкнутом входе ($I_1=0$) получаем:

$h_{12} = \frac{u_1}{u_2}$ — отношение входного напряжения к выходному при разомкнутом входе;

$h_{22} = \frac{i_2}{u_2}$ — выходная проводимость при разомкнутом входе.

Очевидно, что численные значения параметров будут различными при различных способах включения транзистора (ОБ, ОЭ и ОК). Так как каждый транзистор может быть представлен любым из шести способов (3.4—3.9), а каждый способ характеризует его четырьмя независимыми параметрами, то для трех возможных способов включения транзистора в электрическую цепь полное число независимых параметров его как четырехполюсника оказывается равным 72 ($4 \cdot 6 \cdot 3 = 72$). К этому следует добавить, что при строгом решении все параметры системы уравнений (3.4—3.9) являются комплексными величинами.

ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ СХЕМЫ ТРАНЗИСТОРА

Система уравнений (3.4) характеризует свойства транзистора Z -параметрами, имеющими размерность сопротивлений. Эти параметры называются характеристическими сопротивлениями транзистора. Они зависят от частоты входного сигнала и являются комплексными величинами. На частотах, значительно меньших предельной частоты, зависимостью параметров транзистора от частоты можно пренебречь. Характеристические сопротивления в этом случае можно считать чисто активными и вместо системы уравнений (3.4) можно использовать систему уравнений (3.10):

$$\begin{cases} u_1 = r_{11} i_1 + r_{12} i_2, \\ u_2 = r_{21} i_1 + r_{22} i_2. \end{cases} \quad (3.10)$$

Из системы уравнений (3.10) можно получить выражения для определения величины характеристических сопротивлений. В режиме разомкнутой выходной цепи $i_2 = 0$, при этом определяют значения параметров:

$$\left. \begin{aligned} r_{11} &= \frac{u_1}{i_1} \\ r_{21} &= \frac{u_2}{i_1} \end{aligned} \right| i_2 = 0. \quad (3.11)$$

При разомкнутой входной цепи $i_1 = 0$ определяют два других параметра:

$$\left. \begin{aligned} r_{12} &= \frac{u_1}{i_2} \\ r_{22} &= \frac{u_2}{i_2} \end{aligned} \right| i_1 = 0. \quad (3.12)$$

Из выражений (3.11) и (3.12) следует, что характеристическое сопротивление r_{11} есть входное сопротивление транзистора переменному сигналу низкой частоты и малой амплитуды при разомкнутом выходе; r_{22} — выходное сопротивление транзистора такому же сигналу при разомкнутом входе. Сопротивления r_{21} и r_{12} называются соответственно прямым и обратным проходными сопротивлениями транзистора. Так как значения r -параметров транзистора определяют при разомкнутой входной или выходной цепи, характеристические сопротивления r_{11} , r_{12} , r_{21} и r_{22} называют часто параметрами холостого хода транзистора. Преобразовав систему уравнений (3.10) в систему (3.13), можно получить удобную эквивалентную схему транзистора в r -параметрах:

$$\begin{cases} u_1 = r_{11}i_1 + r_{12}i_2 + r_{12}i_1 - r_{12}i_1 = (r_{11} - r_{12})i_1 + r_{12}(i_1 + i_2) \\ u_2 = r_{21}i_1 + r_{22}i_2 + r_{12}(i_1 + i_2) - r_{12}(i_1 + i_2) = \\ = (r_{21} - r_{12})i_1 + (r_{22} - r_{12})i_2 + r_{12}(i_1 + i_2). \end{cases} \quad (3.13)$$

Из этой системы уравнений следует, что через характеристическое сопротивление r_{12} протекает сумма входного и выходного токов, поэтому в эквивалентной схеме транзистора оно должно быть общим в цепи входного и выходного тока. В цепи входного тока i_1 включено одно сопротивление с величиной $r_{11} - r_{12}$, выходную цепь можно представить состоящей из одного сопротивления $r_{22} - r_{11}$ и генератора переменного напряжения с величиной э. д. с.

$$E_r = (r_{21} - r_{12})i_1, \quad (3.14)$$

включенного во встречном направлении с выходным напряжением U_2 . Таким образом, транзистор как четырехполюсник может быть заменен Т-образной эквивалентной схемой, представленной на рисунке 16.

Построив эквивалентную схему транзистора, основанную на физических параметрах транзистора, можно установить связь между характеристическими и физическими параметрами транзистора. Например, на рисунке 17 представлена эквивалентная Т-образная схема транзистора, включенного по схеме с общей базой, с использованием его физических параметров — сопротивления базы r_b , сопротивления эмиттерного перехода r_e и сопротивления коллекторного перехода r_k . Сравнение эквивалент-

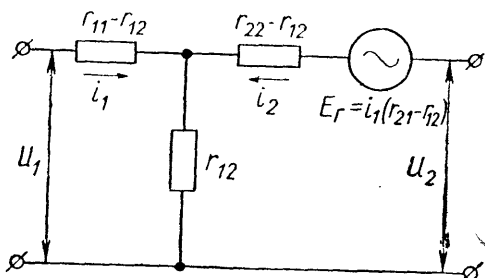


Рис. 16. Эквивалентная схема транзистора с использованием характеристических параметров.

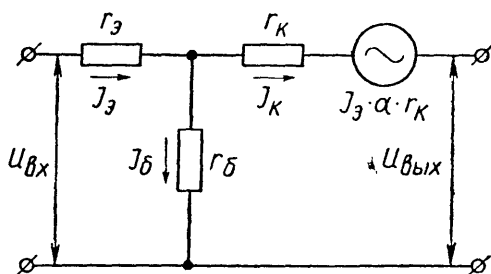


Рис. 17. Эквивалентная схема транзистора с использованием физических параметров.

ных схем транзистора, представленных на рисунках 16 и 17, позволяет установить соотношения:

$$\begin{cases} r_3 = r_{11} - r_{12}, \\ r_6 = r_{12}, \\ r_K = r_{22} - r_{12}, \\ \alpha r_K = r_{21} - r_{12}, \end{cases} \quad (3.15)$$

$$\begin{cases} r_{11} = r_3 + r_6, \\ r_{12} = r_6, \\ r_{21} = r_6 + \alpha r_K, \\ r_{22} = r_6 + r_K. \end{cases} \quad (3.16)$$

Контрольные вопросы

1. Какие элементы или системы называются линейными?
2. Что такое четырехполюсник? Как получаются системы из Z - и h -характеристических параметров транзистора?
3. Каков физический смысл Z - и h -параметров?
4. Приведите пример построения эквивалентной схемы транзисторов с использованием системы r -параметров.

5. Как устанавливается связь между характеристическими и физическими параметрами транзистора?

ЛИТЕРАТУРА

Красилов А. В., Трутко А. Ф. Методы расчета транзисторов. М., «Энергия», 1964.

Нанавати Р. П. Введение в полупроводниковую электронику. М., «Связь», 1965.

Глава IV

УСИЛИТЕЛЬНЫЕ СВОЙСТВА ТРАНЗИСТОРОВ ЛИНИЯ НАГРУЗКИ

Транзисторы используются в схемах усилителей и генераторов электрических сигналов, в схемах селекторов, анализаторов и формирователей электрических импульсов, в устройствах вычислительной техники и т. п. Рассмотрим в первую очередь особенности работы транзистора в качестве усилительного элемента электронной схемы. Этот режим работы транзистора наиболее часто используется, вместе с тем знание свойств транзистора как усилительного элемента облегчает понимание особенностей его работы в других режимах.

Усиление электрических сигналов по току, напряжению и мощности не является обязательным свойством транзистора. Лишь при правильном выборе типа транзистора и способа его включения, задания начального режима работы путем установления необходимого напряжения питания и начальных токов базы, эмиттера и коллектора и использовании определенных дополнительных элементов электронной схемы (сопротивлений, конденсаторов) можно получить усиление электрического сигнала. Так, при включении транзистора по схеме с общим эмиттером поступающий на его вход переменный сигнал может быть усилен по напряжению только при включении в цепь коллектора сопротивления R_k , величина которого должна быть рассчитана для каждого конкретного случая. Включение нагрузочного сопротивления R_k в цепь коллектора в схеме с общим эмиттером приводит к зависимости величины напряжения на коллекторе U_k от величины коллекторного тока I_k (рис. 18). Если напряжение источника питания E поддерживается постоянным, то эта зависимость оказывается линейной. Действительно, при любом значении тока коллектора I_k напряжение на коллекторе определится как разность между напряжением на выходе источника питания E и падением напряжения на сопротивлении R_k :

$$U_k = E - R_k I_k. \quad (4. 1)$$

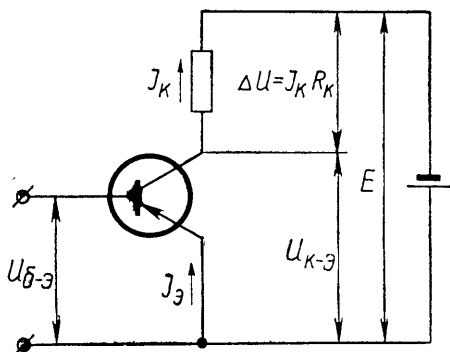


Рис. 18. Принципиальная электрическая схема транзисторного усилительного каскада с общим эмиттером.

Выражение (4.1) есть уравнение прямой. Прямая, определяемая этим выражением, называется выходной динамической характеристикой каскада или линией нагрузки. При заданных значениях напряжения источника питания E и сопротивления в цепи коллектора R_K эта прямая определяет все возможные значения коллекторного тока I_K и соответствующие им значения напряжения на коллекторе транзистора U_K при любых изменениях базового тока I_B .

Построение нагрузочной прямой на семействе выходных статических характеристик транзистора можно произвести по точкам пересечения ее с осями абсцисс и ординат. Координаты первой точки из уравнения (4.1) определяются выражениями

$$I_K = 0; U_K = E, \quad (4.2)$$

координаты второй точки — выражениями

$$U_K = 0; I_K = \frac{E}{R_K}. \quad (4.3)$$

Соединив эти две точки прямой, получаем нагрузочную прямую. По ней можно определить, какое напряжение на коллекторе установится при данном значении коллекторного тока I_K или базового тока I_B . Нагрузочная прямая может быть построена при наличии различных исходных данных, например, по заданным значениям величин R_K и E или по заданному значению коллекторного тока I_K

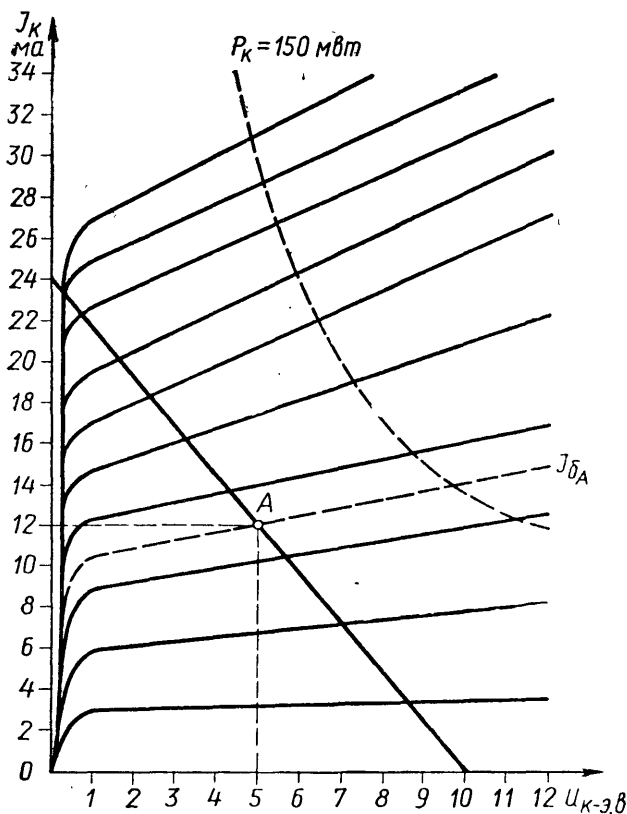


Рис. 19. Нагрузочная прямая транзисторного каскада с общим эмиттером.

при некотором определенном значении напряжения на коллекторе U_K и известном напряжении источника питания E . Пример нагрузочной прямой, построенной на семействе выходных статических характеристик транзистора, приведен на рисунке 19. Для каскадов, работающих в режиме усиления переменного тока, недопустимо вторжение линии нагрузки в область, лежащую за пределами гиперболы

$$I_K U_K = P_{K. \text{ макс }}, \quad (4. 4)$$

где мощность рассеяния превышает предельно допустимую для данного типа транзистора $P_{K. \text{ макс. }}$

Исходный режим транзистора в схеме усилителя переменного тока часто выбирают таким, чтобы изменения коллекторного тока были возможны в сторону увеличения и в сторону уменьшения примерно на одинаковую величину. Это условие выполняется при задании начального тока коллектора $I_{к.А}$ равным

$$I_{к. А} = \frac{1}{2} \frac{E}{R_k}. \quad (4. 5)$$

В этом случае начальный режим транзистора определится рабочей точкой A (рис. 19) с координатами

$$I_{к. А} = \frac{1}{2} \frac{E}{R_k}; \quad U_{к. А} = \frac{E}{2}. \quad (4. 6)$$

Установление начального режима работы транзистора может осуществляться путем задания тока базы $I_{б.А}$. Величина начального тока базы может быть определена для известного значения начального тока коллектора $I_{к.А}$ по соотношению

$$I_{б. А} = \frac{I_{к. А}}{\beta}. \quad (4. 7)$$

Простой способ задания тока базы — включение базового сопротивления R_6 по схеме, показанной на рисунке 20. При подаче отрицательного напряжения на базу путем соединения ее через сопротивление R_6 с отрицательным полюсом источника коллекторного напряжения E эмиттерный $p-n$ -переход открывается. Так как сопротивление $p-n$ -перехода в открытом состоянии очень мало, величина тока в базовой цепи практически полностью определяется величиной сопротивления R_6 :

$$I_6 = \frac{E}{R_6}. \quad (4. 8)$$

Из этой формулы можно определить величину сопротивления в цепи базы R_6 для задания начального тока базы $I_{б.А}$:

$$R_6 = \frac{E}{I_{б. А}}. \quad (4. 9)$$

Для задания, например, начального режима транзистора в точке A на семействе выходных статических характеристик, приведенном на рисунке 19, необходимо сначала

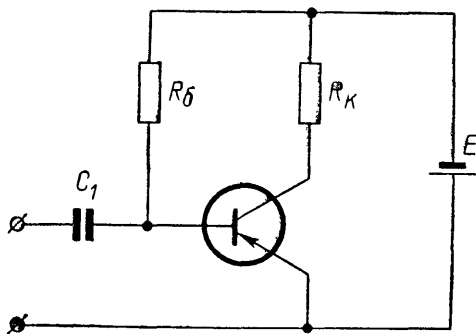


Рис. 20. Принципиальная электрическая схема транзисторного каскада с фиксированным значением тока базы.

определить величину параметра β в окрестности точки А:

$$\beta = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_B} = \frac{3,6 \text{ ма}}{0,1 \text{ ма}} = 36.$$

По известному значению тока коллектора в начальном режиме $I_{K.A} = 12 \text{ ма}$ и определенному параметру β можно найти величину начального базового тока:

$$I_{B.A} = \frac{I_{K.A}}{\beta} = \frac{12 \text{ ма}}{36} = 0,33 \text{ ма}.$$

Для задания такого базового тока при напряжении источника питания $E = 10 \text{ в}$ базовое сопротивление R_B должно иметь величину

$$R_B = \frac{E}{I_{B.A}} = \frac{10 \text{ в}}{0,33 \text{ ма}} = 30 \text{ ком}.$$

Наконец, коллекторное сопротивление R_K определяют из выражения

$$R_K = \frac{E - U_{K.A}}{I_{K.A}} = \frac{10 \text{ в} - 5 \text{ в}}{12 \text{ ма}} = \frac{5 \text{ в}}{12 \text{ ма}} = 420 \text{ ом}.$$

В другом способе задания рабочего режима используют делитель напряжения на сопротивлениях (R_1 , R_2 на рис. 21), с помощью которого устанавливают постоянную величину напряжения на базе U_B . Если ток в делителе значительно превышает величину базового тока, про-

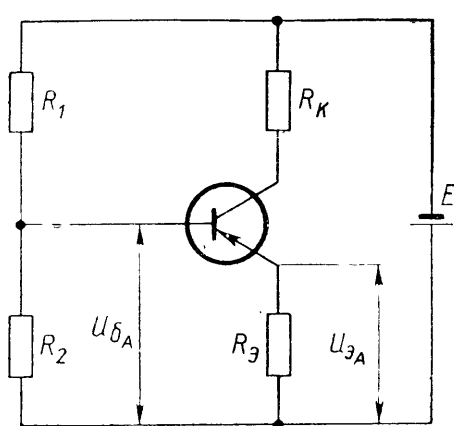


Рис. 21. Принципиальная электрическая схема транзисторного каскада с фиксированным значением напряжения на базе.

текающего через сопротивление R_1 , величину напряжения на базе можно определить из формулы:

$$U_{б. А} = \frac{ER_2}{R_1 + R_2}. \quad (4. 10)$$

Сопротивление $R_Э$, введенное в цепь эмиттера, определяет в этом случае величину начального тока эмиттера $I_{э.н}$. Отрицательное напряжение на базе $U_б$ отпирает эмиттерный $p-n$ -переход, и ток эмиттера увеличивается до такого значения $I_{э.н}$, при котором выполняется равенство

$$R_Э I_{э. н} = U_б - U_{б-э. н}, \quad (4. 11)$$

где $U_{б-э.н}$ —падение напряжения на эмиттерном $p-n$ -переходе, при котором величина базового тока достигает значения

$$I_{б. н} = \frac{I_{э. н.}}{\beta + 1}. \quad (4. 12)$$

Вычислим значение эмиттерного сопротивления $R_Э$ (рис. 21), с помощью которого можно задать начальный режим транзистора в точке A на семействе выходных статических характеристик.

Пусть с помощью делителя напряжения на сопротивлениях R_1 , R_2 на базу транзистора подано постоянное отрицательное напряжение $U_б = 1$ в. Начальный ток

эмиттера $I_{э.н}$ в точке A (рис. 19) можно считать примерно равным начальному току коллектора

$$I_{э.н} \approx I_{к.А} = 12 \text{ ма.}$$

Для определения величины эмиттерного сопротивления необходимо располагать входной статической характеристикой транзистора. Имея ее (рис. 22), по известному значению начального тока эмиттера $I_{э.н}$ можно определить начальный ток базы $I_{б.н}$

$$I_{б.н} = \frac{I_{э.н}}{\beta + 1} = \frac{12 \text{ ма}}{37} \approx 0,33 \text{ ма}$$

и затем по входной статической характеристике отыскать значение напряжения на эмиттерном $p-n$ -переходе $U_{б-э.н}$, которое обеспечивает возникновение выбранных значений начального тока базы $I_{б.н}$ и, следовательно, тока эмиттера

$$I_{э.н} = (\beta + 1) I_{б.н}.$$

В нашем примере искомое напряжение на эмиттерном $p-n$ -переходе составляет $U_{б-э.н} = 0,21 \text{ в}$, тогда величина эмиттерного сопротивления из выражения (4.11)

$$R_э = \frac{U_б - U_{б-э.н}}{I_{э.н}} = \frac{1 \text{ в} - 0,21 \text{ в}}{I_{э.н}} = \frac{0,79 \text{ в}}{12 \text{ ма}} \approx 66 \text{ ом.}$$

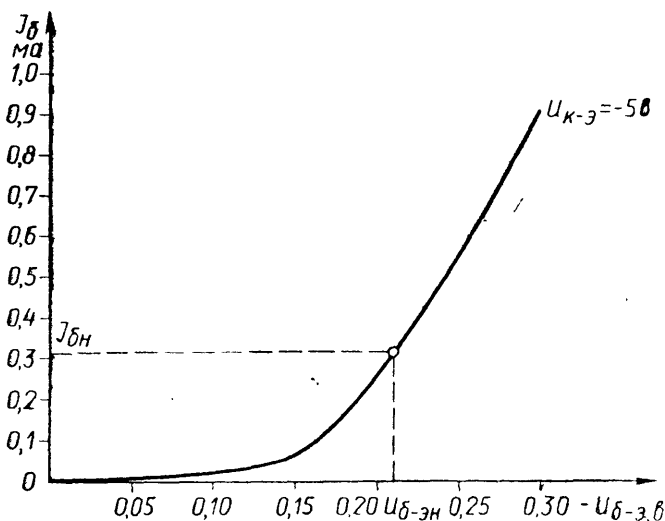


Рис. 22. Входная статическая характеристика транзистора.

УСИЛИТЕЛЬНЫЕ СВОЙСТВА ТРАНЗИСТОРА ПРИ РАЗЛИЧНЫХ СПОСОБАХ ВКЛЮЧЕНИЯ В ЭЛЕКТРИЧЕСКУЮ ЦЕПЬ

Выбор способа включения транзистора зависит от поставленной задачи и определяется в первую очередь такими параметрами каскада, как входное сопротивление $R_{вх}$, коэффициент усиления по току K_T , коэффициент усиления по напряжению K_H и коэффициент усиления по мощности K_M . Величину входного сопротивления транзисторного усилительного каскада при любом способе включения находят как отношение изменения напряжения на входе каскада $\Delta U_{вх}$ к вызываемому изменению входного тока $\Delta I_{вх}$:

$$R_{вх} = \frac{\Delta U_{вх}}{\Delta I_{вх}}. \quad (4.13)$$

Коэффициент усиления каскада по току K_T вычисляют из отношения

$$K_T = \frac{\Delta I_{вых}}{\Delta I_{вх}}. \quad (4.14)$$

При включении в выходной цепи транзисторного каскада нагрузочного сопротивления R_H изменение выходного тока на некоторую величину $\Delta I_{вых}$ приводит к изменению напряжения между выходными клеммами транзистора на величину

$$\Delta U_{вых} = \Delta I_{вых} R_H. \quad (4.15)$$

Отношение этого изменения напряжения на выходных клеммах транзистора $\Delta U_{вых}$, обусловленного падением напряжения на нагрузочном сопротивлении R_H , к вызвавшему его изменению напряжения на входе $\Delta U_{вх}$ называется коэффициентом усиления каскада по напряжению

$$K_H = \frac{\Delta U_{вых}}{\Delta U_{вх}}. \quad (4.16)$$

Коэффициент усиления каскада по мощности K_M определяется отношением:

$$K_M = \frac{\Delta I_{вых} \Delta U_{вых}}{\Delta I_{вх} \Delta U_{вх}} = K_T K_H. \quad (4.17)$$

В схеме усилительного каскада с общей базой (рис. 23) перечисленные параметры каскада определяют-

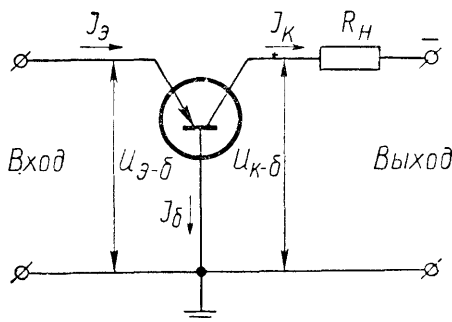


Рис. 23. Транзисторный усилительный каскад с общей базой.

ся следующими конкретными выражениями: коэффициент усиления транзисторного каскада по току

$$K_T = \frac{\Delta I_{\text{ВЫХ}}}{\Delta I_{\text{ВХ}}} = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_Э} \approx \alpha < 1; \quad (4. 18)$$

коэффициент усиления по напряжению

$$K_H = \frac{\Delta U_{\text{ВЫХ}}}{\Delta U_{\text{ВХ}}} = \frac{\Delta I_K R_H}{\Delta I_Э R_{\text{ВХ}}} \approx \alpha \frac{R_H}{R_{\text{ВХ}}}; \quad (4. 19)$$

коэффициент усиления по мощности

$$K_M = \frac{\Delta I_{\text{ВЫХ}} \Delta U_{\text{ВЫХ}}}{\Delta I_{\text{ВХ}} \Delta U_{\text{ВХ}}} = K_T K_H = \alpha^2 \frac{R_H}{R_{\text{ВХ}}}. \quad (4. 20)$$

Упрощенное выражение для вычисления величины входного сопротивления усилительного каскада с общей базой можно получить из рассмотрения эквивалентной схемы каскада, изображенной на рисунке 24. Схема пока-

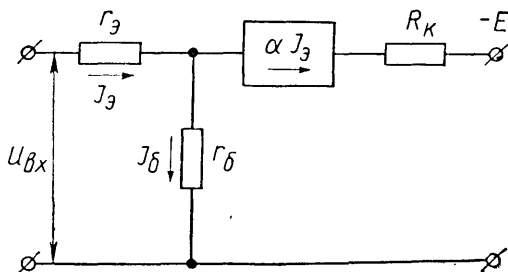


Рис. 24. Эквивалентная схема транзисторного усилительного каскада с общей базой.

зывает, что величину входного напряжения $U_{вх}$ можно приравнять к сумме падения напряжения на сопротивлении эмиттерного перехода $r_э$, вызываемого протекающим через него током эмиттера $I_э$, и падения напряжения на сопротивлении базы $r_б$ при протекании через него тока базы $I_б$:

$$U_{вх} = r_э I_э + I_б r_б = I_э r_э + I_э (1 - \alpha) r_б = I_э [r_э + (1 - \alpha) r_б]. \quad (4. 21)$$

Ток эмиттера в данном случае является входным током, поэтому величину входного сопротивления каскада с общей базой можно найти из формулы:

$$R_{вх} = \frac{\Delta U_{вх}}{\Delta I_{вх}} = r_э + (1 - \alpha) r_б. \quad (4. 22)$$

Так как сопротивление эмиттерного перехода $r_э$ в активном состоянии транзистора имеет величину от нескольких ом до нескольких десятков ом (см. 1.13), а сопротивление базы имеет величину порядка сотен ом, входное сопротивление каскада с общей базой (4.22) оказывается довольно низким, составляющим несколько десятков ом.

На первый взгляд малая величина входного сопротивления каскада с общей базой может показаться его достоинством, так как из выражений (4.19) и (4.20) следует, что величина коэффициентов усиления каскада по напряжению K_n и мощности K_m растет с уменьшением величины входного сопротивления $R_{вх}$. В действительности же малая величина входного сопротивления является недостатком каскада с общей базой, так как позволяет успешно применять его лишь при усилении сигналов от источников с достаточно малой величиной внутреннего сопротивления. При попытке усиления сигнала от генератора с внутренним сопротивлением, значительно превосходящим величину входного сопротивления каскада с общей базой (а в практике чаще всего встречается именно такой случай), подключение выходных клемм генератора ко входу усилительного каскада приведет к резкому падению напряжения на выходе генератора, так как большая часть э. д. с. источника будет создавать падение напряжения на внутреннем сопротивлении генератора. Из-за уменьшения амплитуды сигнала на входе включение транзистора по схеме с общей базой для усиления сигналов по напряжению используется сравнительно редко.

Выражение (4.18) показывает, что для усиления сигналов по току схема включения с общей базой вообще неприменима, так как величина коэффициента усиления по току K_T для каскада с общей базой меньше единицы.

В усилительном каскаде с общим эмиттером (рис. 25) входным током является ток базы I_6 , а выходным ток коллектора I_K . Из выражений (4.14), (4.16) и (4.17) в этом случае можно получить:

$$K_T = \frac{\Delta I_{\text{ВЫХ}}}{\Delta I_{\text{ВХ}}} = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_6} \approx \beta; \quad (4.23)$$

$$K_H = \frac{\Delta U_{\text{ВЫХ}}}{\Delta U_{\text{ВХ}}} = \frac{\Delta I_K R_H}{\Delta I_6 R_{\text{ВХ}}} = \beta \frac{R_H}{R_{\text{ВХ}}}; \quad (4.24)$$

$$K_M = K_T \cdot K_H \approx \beta^2 \frac{R_H}{R_{\text{ВХ}}}. \quad (4.25)$$

Приближенное выражение величины входного сопротивления транзисторного каскада с общим эмиттером через физические параметры транзистора можно получить из рассмотрения упрощенной эквивалентной схемы каскада, представленной на рисунке 26. Проведя рассуждения, аналогичные выполненным ранее при нахождении величины входного сопротивления каскада с общей базой, можно получить:

$$U_{\text{ВХ}} = I_3 r_3 + I_6 r_6, \quad (4.26)$$

откуда

$$R_{\text{ВХ}} = \frac{\Delta U_{\text{ВХ}}}{\Delta I_{\text{ВХ}}} = \frac{I_3 r_3 + I_6 r_6}{I_6} = (\beta + 1) r_3 + r_6. \quad (4.27)$$

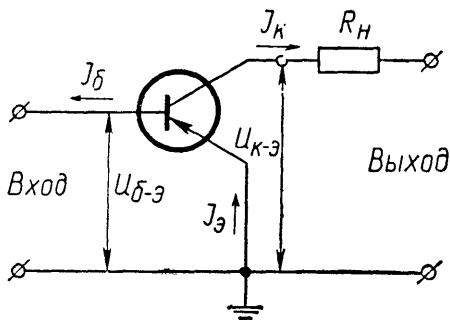


Рис. 25. Транзисторный усилительный каскад с общим эмиттером.

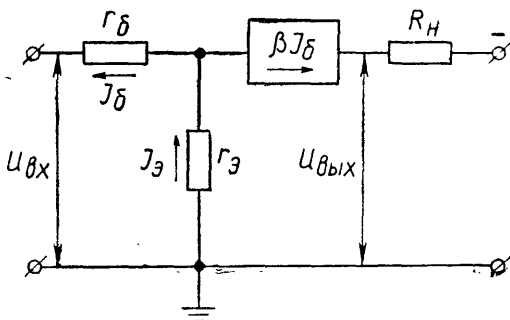


Рис. 26. Эквивалентная схема транзисторного усилительного каскада с общим эмиттером.

Транзисторный усилительный каскад с общим коллектором по аналогии с приведенными ранее схемами каскадов с общей базой и общим эмиттером (рис. 23 и рис. 25) следовало бы представить так, как на рисунке 27. Однако в практике каскад с общим коллектором, называемый также эмиттерным повторителем, обычно изображается схемой, показанной на рисунке 28, совершенно эквивалентной схеме рисунка 27, но более удобной для анализа протекающих в каскаде процессов.

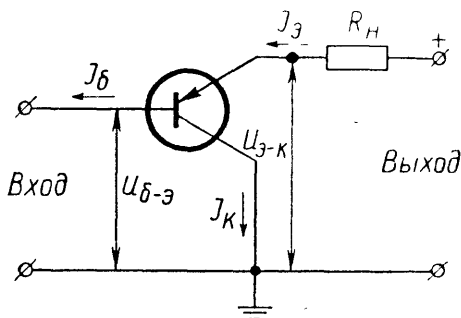


Рис. 27. Транзисторный усилительный каскад с общим коллектором.

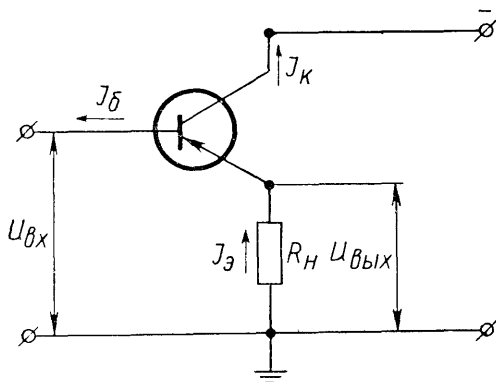


Рис. 28. Транзисторный усилительный каскад с общим коллектором (эмиттерный повторитель).

Выражения для коэффициентов усиления по току, напряжению и мощности каскада с общим коллектором можно получить обычным путем:

$$K_T = \frac{\Delta I_{\text{ВЫХ}}}{\Delta I_{\text{ВХ}}} = \frac{\Delta I_{\text{Э}}}{\Delta I_{\text{Б}}} = \beta + 1; \quad (4.28)$$

$$K_H = \frac{\Delta U_{\text{ВЫХ}}}{\Delta U_{\text{ВХ}}} = \frac{\Delta I_{\text{Э}} R_H}{\Delta I_{\text{Б}} R_{\text{ВХ}}} = (\beta + 1) \frac{R_H}{R_{\text{ВХ}}}; \quad (4.29)$$

$$K_M = K_T K_H = (\beta + 1)^2 \frac{R_H}{R_{\text{ВХ}}}. \quad (4.30)$$

Приближенное выражение для входного сопротивления каскада с общим коллектором можно получить из рассмотрения упрощенной эквивалентной схемы каскада (рис. 29):

$$U_{\text{ВХ}} = I_{\text{Б}} r_{\text{Б}} + I_{\text{Э}} (r_{\text{Э}} + R_H); \quad (4.31)$$

$$\begin{aligned} R_{\text{ВХ}} &= \frac{\Delta U_{\text{ВХ}}}{\Delta I_{\text{ВХ}}} = \frac{\Delta I_{\text{Б}} r_{\text{Б}} + \Delta I_{\text{Э}} (r_{\text{Э}} + R_H)}{\Delta I_{\text{Б}}} = \\ &= r_{\text{Б}} + (\beta + 1) (r_{\text{Э}} + R_H). \end{aligned} \quad (4.32)$$

Подставив полученное для величины входного сопротивления каскада с общим коллектором выражение (4.32) в выражение (4.29), легко убедиться, что коэффициент усиления по напряжению каскада с общим коллектором при любых значениях параметров транзистора и сопротивления нагрузки R_H остается меньшим единицы. Следова-

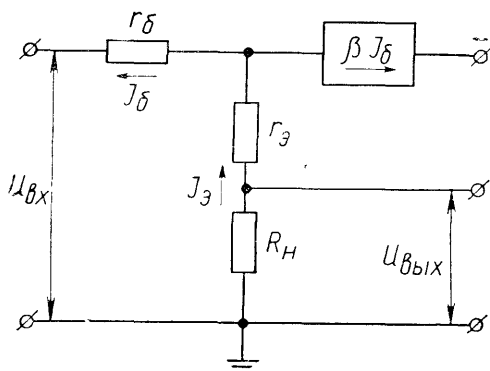


Рис. 29. Эквивалентная схема транзисторного усилительного каскада с общим коллектором.

тельно, каскад с общим коллектором для усиления сигналов по напряжению непригоден. Основное назначение каскада с общим коллектором — усиление сигналов по току. Коэффициент усиления по току у него довольно велик (4.28).

Для сравнения усилительных свойств транзистора при различных способах включения его в электрическую цепь в таблице 3 приведены результаты вычислений входного сопротивления, коэффициентов усиления по току, напряжению и мощности транзистора с параметрами $r_б = 100 \text{ ом}$, $r_э = 20 \text{ ом}$, $r_к = 1 \text{ Мом}$, $\alpha = 0,95$ в трех схемах включения транзистора с сопротивлением нагрузки $R_н = 1 \text{ ком}$. Вычисления выполнены по приближенным формулам (4.18) — (4.32).

Т а б л и ц а 3

Тип включения	$R_{вх}$	K_T	K_H	K_M
С общей базой	25 ом	0,95	38	36
С общим эмиттером	500 ом	20	40	800
С общим коллектором	21 ком	21	1	21

Результаты, представленные в таблице 3, позволяют сделать общие выводы о сравнительных характеристиках различных схем включения:

$$1. R_{\text{вх}}^{\text{об}} < R_{\text{вх}}^{\text{оэ}} < R_{\text{вх}}^{\text{ок}}.$$

$$3. K_{\text{н}}^{\text{об}} \approx K_{\text{н}}^{\text{оэ}}, K_{\text{н}}^{\text{ок}} < 1.$$

$$2. K_{\text{т}}^{\text{об}} < K_{\text{т}}^{\text{оэ}} \approx K_{\text{т}}^{\text{ок}}.$$

$$4. K_{\text{м}}^{\text{об}} < K_{\text{м}}^{\text{оэ}} > K_{\text{м}}^{\text{ок}}.$$

Наибольшее распространение в практике получила схема включения с общим эмиттером, так как она дает максимальное усиление по мощности. Небольшая величина входного сопротивления транзисторного усилительного каскада с общим эмиттером в случае усиления сигналов от источника с большим внутренним сопротивлением является его недостатком. Объясняется это тем, что максимальную мощность усилительный каскад потребляет от источника сигнала при условии равенства входного сопротивления $R_{\text{вх}}$ внутреннему сопротивлению источника сигнала $R_{\text{г}}$: $R_{\text{г}} = R_{\text{вх}}$.

При малой величине входного сопротивления каскада по сравнению с внутренним сопротивлением источника сигнала величина входного тока ограничивается внутренним сопротивлением источника сигнала. Напряжение на входных клеммах транзистора оказывается значительно меньшим э. д. с. источника сигнала, так как падение напряжения на внутреннем сопротивлении генератора $R_{\text{г}}$ значительно превышает падение напряжения на входном сопротивлении транзистора $R_{\text{вх}}$. Эти причины могут привести к невозможности использования для усиления сигнала каскада с общим эмиттером.

Каскад с общим коллектором может обладать высоким входным сопротивлением. При условии

$$R_{\text{н}} \gg r_{\text{э}} \text{ и } R_{\text{н}} \gg r_{\text{б}}$$

его величина из выражения (4.32) может быть приближенно определена соотношением

$$R_{\text{вх}} \approx (\beta + 1) R_{\text{н}}. \quad (4.33)$$

Большая величина входного сопротивления каскада с общим коллектором позволяет применять его в качестве предварительного или согласующего каскада при необходимости усиления сигналов от источника с большим внутренним сопротивлением.

ТЕМПЕРАТУРНАЯ СТАБИЛИЗАЦИЯ ТРАНЗИСТОРНОГО УСИЛИТЕЛЬНОГО КАСКАДА

Одним из серьезных недостатков транзисторов является зависимость их параметров от температуры окружающей среды. Зависимость от температуры обнаруживают все основные параметры транзистора. Коэффициент усиления транзистора по току α и сопротивление эмиттерного перехода $r_{\text{э}}$ у большинства транзисторов с увеличением температуры несколько возрастают, объемное сопротивление базы $r_{\text{б}}$ и сопротивление коллекторного перехода $r_{\text{к}}$ у германиевых транзисторов обычно имеют максимальное значение при комнатных температурах. Однако основной причиной, вызывающей температурную нестабильность транзисторных схем, является экспоненциальный рост теплового тока коллектора $I_{\text{к}0}$ с увеличением температуры транзистора:

$$I_{\text{к}0}(T) = I_{\text{к}0}(T_0) \cdot 2^{\frac{\Delta T}{T^*}}. \quad (4.34)$$

В этом выражении $I_{\text{к}0}(T_0)$ — тепловой ток коллектора при некоторой начальной температуре T_0 , ΔT — изменение температуры $\Delta T = T - T_0$, T^* — температура удвоения тока, т. е. такое изменение температуры, при котором величина теплового тока коллектора изменяется в два раза. В германиевых транзисторах тепловой ток коллектора удваивается с повышением температуры на 8—10°C.

Тепловой ток коллектора $I_{\text{к}0}$ является током неосновных носителей заряда, проходящих через коллекторный p — n -переход. Возрастание его при увеличении температуры объясняется тепловой генерацией неосновных носителей. (Концентрация основных носителей в примесных полупроводниковых материалах, которые используются при изготовлении транзисторов, при комнатных и более высоких температурах остается постоянной, так как уже при комнатной температуре практически все атомы примеси ионизированы.)

Тепловой ток коллектора является компонентой коллекторного тока транзистора в активном состоянии

$$I_{\text{к}} = \alpha I_{\text{э}} + I_{\text{к}0}. \quad (1.11)$$

Так как ток эмиттера в активном состоянии транзистора $I_{\text{э}}$ в тысячи или десятки тысяч раз превосходит величину теплового тока коллектора $I_{\text{к}0}$, изменения последнего в

два и даже в десять раз в результате изменения температуры практически не изменяют величины тока коллектора I_K при неизменном значении тока эмиттера $I_э$. Следовательно, транзисторный каскад, в котором величина тока эмиттера поддерживается каким-либо способом постоянной, должен обладать хорошей температурной стабильностью. Иной результат получается при работе транзистора в режиме фиксированного тока базы $I_б$. Формально можно провести следующие рассуждения: если величина тока базы поддерживается постоянной за счет внешних элементов электрической цепи, в которую включен транзистор, то изменение теплового тока коллектора $I_{к_0}$, протекающего в цепи база—коллектор, на величину $\Delta I_{к_0}$ в результате изменения температуры должно привести к равному по величине, но противоположному по знаку изменению тока в цепи база—эмиттер. Изменения же тока базы, протекающего через эмиттерный $p-n$ -переход, оказываются усиленными в цепи коллектора в β раз. К тому же результату можно прийти, совершив ряд преобразований выражения (1.11):

$$\begin{aligned} I_K &= \alpha I_э + I_{к_0} = \alpha (I_K + I_б) + I_{к_0} = \alpha I_K + \alpha I_б + I_{к_0}; \\ I_K (1 - \alpha) &= \alpha I_б + I_{к_0}; \\ I_K &= \frac{\alpha}{1-\alpha} I_б + \frac{1}{1-\alpha} I_{к_0} = \beta I_б + (\beta + 1) I_{к_0}. \end{aligned} \quad (4.35)$$

Из выражения (4.35) следует, что каждому заданному значению тока базы при более высокой температуре соответствует выходная статическая характеристика с большим значением тока коллектора. При использовании транзистора в схеме усилительного каскада с общим эмиттером и фиксированным начальным током базы $I_{б.н}$ смещение выходных статических характеристик с изменением температуры приводит к перемещению начальной рабочей точки транзистора на нагрузочной линии. Рисунок 30 показывает, что изменение температуры может привести к такому изменению положения начальной рабочей точки, что усилительный каскад из режима работы в классе A (точка на характеристике, снятой при $t=20^\circ\text{C}$) переходит в режим работы в классе B (точка на характеристике при $t=70^\circ\text{C}$).

Температурная стабилизация транзисторной схемы может быть осуществлена путем помещения ее в тепло-

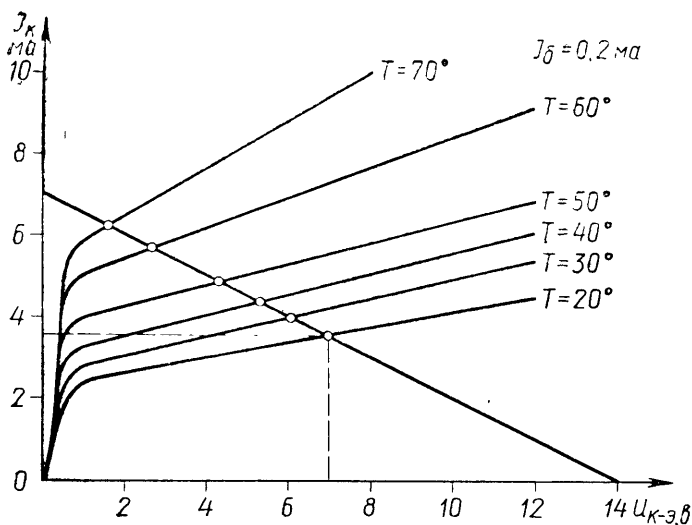


Рис. 30. Выходные статические характеристики транзистора в схеме с общим эмиттером, полученные при различных значениях температуры (величина тока базы поддерживалась неизменной).

изолированный корпус, внутри которого температура поддерживается постоянной. Но в большинстве случаев, когда колебания температуры внешней среды составляют 20—30°C, оказывается вполне возможным создание достаточно термостабильных схем без применения теплоизолирующего корпуса с автоматическим устройством для поддержания постоянной температуры.

Для определения степени влияния изменения неуправляемого тока коллектора I_{K_0} на ток коллектора I_K введем понятие коэффициента нестабильности усиительного каскада S , определяемого соотношением

$$S = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_{K_0}}. \quad (4.36)$$

Легко показать, что коэффициент нестабильности усиительного каскада с общим эмиттером может лежать в пределах от 1 до $\beta + 1$. Максимальной температурной нестабильностью обладает каскад с фиксированным значе-

нием постоянного тока базы $I_b = \text{const.}$ В этом случае из выражения (4.35) следует:

$$\Delta I_k = (\beta + 1) \Delta I_{k_0}; \quad (4.37)$$

$$S = \frac{\Delta I_k}{\Delta I_{k_0}} = \beta + 1. \quad (4.38)$$

Отсюда можно сделать вывод, что простейший способ установления начального режима транзистора по постоянному току путем задания фиксированного тока базы обладает серьезным недостатком — положение рабочей точки на нагрузочной прямой при этом зависит от температуры внешней среды.

Одной из наиболее распространенных в практике является схема усилительного каскада с температурной стабилизацией рабочей точки, изображенная на рисунке 31. В ней с помощью делителя напряжения на сопротивлениях R_1, R_2 задают постоянную величину напряжения на базе E_b , величину базового тока не фиксируют. Второй особенностью схемы является включение сопротивления R_3 в цепь эмиттера. Если выбрать величины сопротивления R_1 и R_2 такими, чтобы ток в делителе I_2 значительно превышал величину базового тока I_b , то потенциал базы E_b будет определяться величиной напряжения питания E

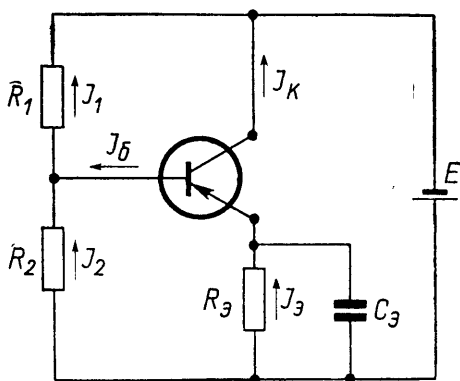


Рис. 31. Принципиальная электрическая схема транзисторного усилительного каскада с температурной стабилизацией рабочей точки.

и значением сопротивлений R_1 и R_2 и мало зависеть от параметров транзистора и режима его работы.

Введение в схему эмиттерного сопротивления приводит к возникновению отрицательной обратной связи в каскаде. Ток эмиттера $I_э$, создавая падение напряжения на сопротивлении $R_э$, приводит к уменьшению напряжения на эмиттерном $p-n$ -переходе транзистора и, следовательно, величины тока покоя эмиттера по сравнению с величиной тока эмиттера без сопротивления $R_э$ в схеме. При увеличении теплового тока коллектора $I_{к_0}$ с ростом температуры по тому же закону увеличивается тепловой ток эмиттера $I_{э_0}$. Это, в свою очередь, ведет к увеличению падения напряжения на эмиттерном сопротивлении $R_э$ и уменьшению напряжения на эмиттерном $p-n$ -переходе, из-за чего ток эмиттера (а с ним и коллектора) уменьшается. Чтобы исключить аналогичное влияние отрицательной обратной связи на переменный усиливаемый сигнал, эмиттерное сопротивление $R_э$ шунтируется конденсатором $C_э$.

Коэффициент неустойчивости усилительного каскада (рис. 31) можно определить следующим образом. Используя известные соотношения между токами эмиттера $I_э$, коллектора $I_к$, базы $I_б$ и тепловым током коллектора $I_{к_0}$

$$I_к = \alpha I_э + I_{к_0} , \quad (1. 11)$$

$$I_б = I_э - I_к , \quad (1. 4)$$

можно получить

$$I_э = \frac{I_к - I_{к_0}}{\alpha} , \quad (4. 39)$$

$$I_б = \frac{(1-\alpha) I_к - I_{к_0}}{\alpha} . \quad (4. 40)$$

Для анализируемой схемы будет справедливым равенство

$$E = R_1 I_1 + R_2 I_2 . \quad (4. 41)$$

Пренебрегая падением напряжения на эмиттерном $p-n$ -переходе и базе, можно записать приближенное равенство:

$$R_2 I_2 \approx R_э I_э , \quad (4. 42)$$

откуда

$$I_2 = \frac{R_э}{R_2} I_э . \quad (4. 43)$$

Так как

$$I_1 = I_2 + I_6, \quad (4.44)$$

то, используя установленные соотношения (4.41), (4.44), (4.43) и (1.4), из выражения (4.41) можно получить:

$$E = R_3 I_3 + R_1 (I_2 + I_6) = R_3 I_3 + R_1 \left(\frac{R_3}{R_2} I_3 + I_3 - I_K \right). \quad (4.45)$$

Поделив обе части равенства (4.45) на R_1 , находим:

$$\frac{E}{R_1} = \left(1 + \frac{R_3}{R_1} + \frac{R_3}{R_2} \right) I_3 - I_K. \quad (4.46)$$

Введем обозначение:

$$n = 1 + \frac{R_3}{R_1} + \frac{R_3}{R_2}. \quad (4.47)$$

Тогда из выражений (4.39) и (4.46) получим:

$$\frac{E}{R_1} = \frac{n(I_K - I_{K0})}{\alpha} - I_K, \quad (4.48)$$

откуда

$$I_K = \frac{\alpha E}{R_1(n - \alpha)} + \frac{n}{n - \alpha} I_{K0}. \quad (4.49)$$

Отсюда получим коэффициент неустойчивости каскада

$$S = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_{K0}} = \frac{n}{n - \alpha}. \quad (4.50)$$

При $n \rightarrow 1$ коэффициент неустойчивости каскада принимает максимальное значение

$$S_{\max} = \frac{1}{1 - \alpha} = \beta + 1,$$

при $n \rightarrow \infty$ минимальное значение

$$S_{\min} = 1.$$

Таким образом, для создания усилительного каскада с малым коэффициентом температурной неустойчивости S необходимо выбрать элементы схемы (рис. 31) такими, чтобы параметр n (4.47) принимал возможно большее значение. Увеличение коэффициента n можно получить за счет увеличения эмиттерного сопротивления R_3 либо за счет уменьшения сопротивления делителя напряжения $R_1 R_2$.

Схемы с коэффициентом неустойчивости

$$S \leq 1,5 - 2 \quad (4.51)$$

обычно считаются хорошо термостабилизированными. Условие (4.51) выполняется при значениях коэффициента n , удовлетворяющих неравенству

$$n \geq 2 - 3. \quad (4. 52)$$

Так как обычно в делителе напряжения величина сопротивления R_1 значительно превышает величину сопротивления R_2 , выражение (4.47) можно записать приближенно в следующем виде:

$$n \approx 1 + \frac{R_3}{R_2}, \quad (4. 53)$$

тогда для выполнения условий (4.52) и (4.51) достаточно обеспечить выполнение неравенства

$$\frac{R_3}{R_2} \geq 1. \quad (4. 54)$$

Лабораторная работа № 4

ТЕМПЕРАТУРНАЯ СТАБИЛИЗАЦИЯ НАЧАЛЬНОГО РЕЖИМА ТРАНЗИСТОРНОГО УСИЛИТЕЛЬНОГО КАСКАДА

Цель работы — экспериментальное исследование зависимости выходных статических характеристик транзистора от температуры при фиксированном значении тока базы и сравнение устойчивости начального режима усилительных каскадов при различных способах задания начального режима по постоянному току.

Приборы и принадлежности. 1. Измерительный стенд для снятия выходных статических характеристик транзисторов. 2. Сушильный шкаф. 3. Термометр. 4. Измерительный стенд с двумя схемами включения транзистора. 5. Транзистор типа П13-П16.

Задание 1. Первой задачей настоящей работы является снятие выходных статических характеристик мало-мощного низкочастотного транзистора при постоянном значении тока базы, но различных температурах. Для этой цели может быть использован измерительный стенд,

описанный в лабораторной работе № 2, и сушильный шкаф.

Порядок выполнения работы

1. При помощи испытателя транзисторов проверьте исправность исследуемого транзистора и определите величину его интегрального коэффициента передачи базового тока β . Вычислите величину тока базы $I_{б.н.}$ при которой величина тока в цепи коллектора будет равна 3 ма.

2. Присоедините выводы транзистора к контактным гнездам на панели в сушильном шкафу, а выводы от этих гнезд подключите к соответствующим контактам на измерительном стенде.

3. Выполняя операции, описанные в лабораторной работе № 2, задайте ток базы, равный вычисленному значению $I_{б.н.}$ и снимите выходную статическую характеристику транзистора при комнатной температуре.

4. Включите сушильный шкаф. Когда температура воздуха в сушильном шкафу (и транзистора, находящегося в нем) достигнет 30°C, снимите выходную статическую характеристику при том же значении тока базы $I_{б.н.}$. Продолжая повышать температуру транзистора, снимите при том же значении тока базы его выходные статические характеристики при температурах 40, 50, 60 и 70°C.

5. Постройте полученные выходные статические характеристики на одном графике. Нанесите на этот график нагрузочную линию, соответствующую каскаду с нагрузочным сопротивлением $R_k = 2 \text{ ком}$ при напряжении коллекторного питания $E_k = 14 \text{ в.}$ Точки пересечения нагрузочной прямой с выходными статическими характеристиками укажут положение начальной рабочей точки транзисторного каскада с коллекторной нагрузкой 2 ком при различных температурах в случае установления начального режима путем задания фиксированного тока базы

$$I_b = \frac{3 \text{ ма}}{\beta}.$$

Задание 2. Второй задачей в настоящей работе является ознакомление с различными способами задания начального режима усилительного каскада с общим эмиттером и сравнение температурной нестабильности положения рабочей точки транзистора при различных способах задания начального режима.

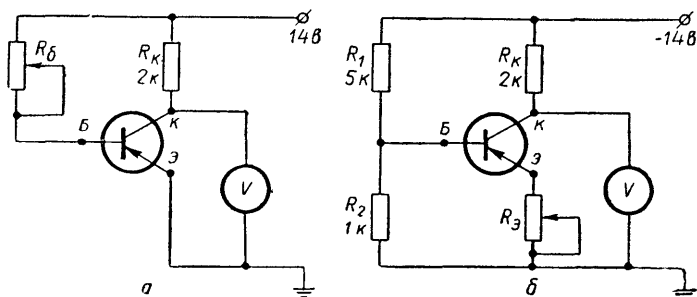


Рис. 32. Принципиальная электрическая схема измерительного стенда.

Для этой цели используется измерительный стенд, упрощенная электрическая схема которого представлена на рисунке 32. На стенде имеется два независимых усилительных каскада, в одном из которых (рис. 32,а) начальный режим задается путем задания фиксированного с помощью сопротивления $R_б$ тока базы, в другом (рис. 32,б) начальный режим задается путем установления на базе транзистора постоянного напряжения с помощью делителя напряжения на сопротивлениях R_1 и R_2 и регулирования эмиттерного тока с помощью переменного сопротивления $R_э$ в цепи эмиттера. В реальной схеме используется не два транзистора и два вольтметра, как это показано на упрощенной схеме. С помощью переключателя один транзистор и один вольтметр могут подключаться к элементам схемы а или к элементам схемы б. Так как в схемах используется один и тот же транзистор, то, установив в них одинаковый начальный режим работы при комнатной температуре и затем повышая температуру, можно сравнить температурную стабильность транзисторных усилительных каскадов при различных способах задания начального режима работы транзистора.

Порядок выполнения работы

1. Присоедините выводы от контактных гнезд, к которым подключен транзистор, находящийся в сушильном шкафу, к клеммам с обозначениями б (база), э (эмиттер) и к (коллектор) на измерительном стенде, упрощенная схема которого представлена на рисунке 32.

2. Включите стенд в сеть. Подключив с помощью переключателя выводы транзистора и вольтметра к соответствующим контактам схемы (рис. 32, *а*), установите с помощью сопротивления R_6 величину тока коллектора равной 3 *ма*. Так как напряжение коллекторного питания E_K в нашем стенде равно 14 *в*, то установление нужной величины коллекторного тока наступает при напряжении на коллекторе транзистора (U_K), равном 8 *в*. Действительно,

$$U_K = E_K - I_K R_K = 14 \text{ в} - 3 \text{ ма} \cdot 2 \text{ ком} = 14 \text{ в} - 6 \text{ в} = 8 \text{ в}.$$

Величина коллекторного напряжения определяется по показаниям вольтметра.

3. Подключите транзистор и вольтметр к контактам схемы (рис. 32, *б*) и, изменяя величину сопротивления в цепи эмиттера R_3 , установите величину тока коллектора равной 3 *ма*. Так как величина сопротивления в цепи коллектора схемы *б* такая же, как и в схеме *а*, при токе коллектора, равном 3 *ма*, напряжение на коллекторе U_K будет равно 8 *в*.

4. Включите сушильный шкаф в сеть. Подключая транзистор поочередно к схемам *а* и *б*, измерьте величину напряжения на коллекторе транзистора в схемах *а* и *б* при температурах 30, 40, 50, 60 и 70°C. Сравните полученные для схемы *а* результаты с полученными ранее в задании 1 (по точкам пересечения нагрузочной линии с соответствующими выходными характеристиками).

5. Измерьте величину сопротивления в цепи эмиттера R_3 и рассчитайте величину коэффициента температурной нестабильности *S*-каскадов, представленных на схемах (рис. 32, *а* и *б*).

Контрольные вопросы

1. Что такое линия нагрузки? Какими способами она может быть задана?

2. Что называется рабочей точкой? Какими способами может быть задан начальный режим работы транзистора по постоянному току?

3. Постройте упрощенную эквивалентную схему транзистора, включенного по схеме с общей базой, и получите выражение для определения величин входного сопротивления транзистора $R_{вх}$ и коэффициентов усиления транзистора по току K_T , напряжению K_H и мощности K_M .

4. Выполните задание пункта 3 для транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером и с общим коллектором.

5. Как объяснить зависимость величины теплового тока коллектора K_{κ_0} от температуры? Почему не обнаруживают зависимости от температуры ток эмиттера $I_{\text{э}}$ и коллектора $I_{\text{к}}$ в активном состоянии транзистора?

6. Дайте определение коэффициента температурной неустойчивости транзисторного каскада S . Сделайте вывод выражения (4.50).

7. Объясните, почему транзисторный каскад, начальный режим которого задан фиксированным током базы, обладает значительно большей температурной неустойчивостью, чем каскад, начальный режим которого задан подачей фиксированного напряжения на базу и регулированием тока эмиттера сопротивлением в цепи эмиттера?

ЛИТЕРАТУРА

Вайсбурд Ф. И. Полупроводниковые приборы. М., «Связь», 1966.

Воронков Э. Н., Овечкин Ю. А. Основы проектирования усилительных и импульсных схем на транзисторах. М., «Машиностроение», 1967.

«Лабораторные работы по линейным системам», Изд-во ЛГУ, 1963.

Слущкий В. З., Фогельсон Б. И., Левичев В. Г., Степук Л. В. Основы радиотехники и радиолокации. М., Воениздат, 1966.

Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. М., «Энергия», 1967.

Фишер Г. И. Транзисторная техника для радиолюбителей. М., «Энергия», 1966.

УСИЛИТЕЛИ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ

УСИЛИТЕЛЬНЫЙ КАСКАД НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ С ОБЩИМ ЭМИТТЕРОМ

Рассмотрим особенности работы резистивного усилительного каскада низкой частоты с общим эмиттером и емкостной связью. Принципиальная схема такого каскада показана на рисунке 33.

Источник выходного сигнала представлен на схеме в виде генератора переменного напряжения E_r с внутренним сопротивлением R_r . Емкости C_1 , C_2 и C_3 выбираются такими, чтобы их сопротивление переменному току в области высоких и средних частот можно было считать равным нулю. Сопротивление переменному току источника питания схемы также можно принять равным нулю, поэтому сопротивление R_1 для переменного тока входного сигнала оказывается включенным параллельно сопро-

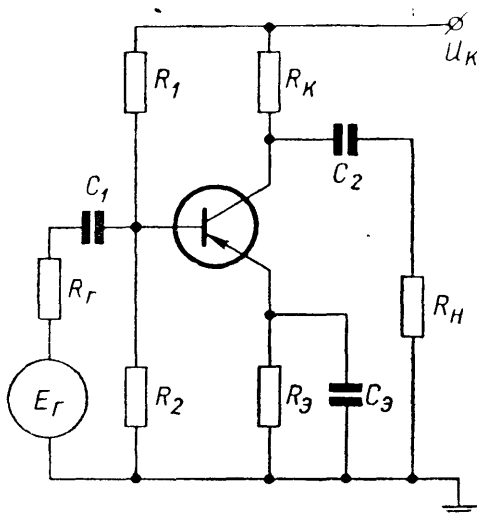


Рис. 33. Резистивный усилительный каскад низкой частоты с общим эмиттером.

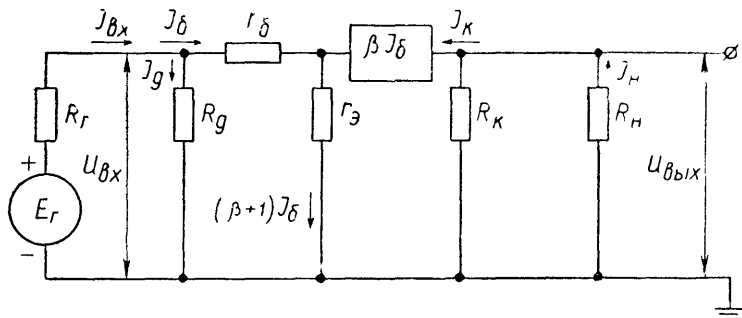


Рис. 34. Эквивалентная схема транзисторного усилительного каскада с общим эмиттером в области средних частот.

тивлению R_2 , а сопротивление в цепи коллектора $R_к$ включенным параллельно сопротивлению нагрузки $R_н$.

На упрощенной эквивалентной схеме каскада в области средних частот (рис. 34) параллельно включенные сопротивления R_1 и R_2 заменены эквивалентным сопротивлением $R_д$.

$$R_д = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}. \quad (5. 1)$$

Усилительные свойства транзистора в этой схеме условно представлены включением в цепи коллектора генератора тока $\beta I_б$. Сопротивление в цепи эмиттера $R_э$ на эквивалентной схеме отсутствует, так как оно зашунтировано конденсатором $C_э$, сопротивление которого переменному току стремится к нулю. Сопротивления базы и эмиттерного перехода обозначены на схеме $r_б$ и $r_э$. Пользуясь упрощенной эквивалентной схемой усилительного каскада, определим сначала величину его входного сопротивления переменному току $R_{вх}$:

$$\begin{aligned} R_{вх} &= \frac{U_{вх}}{I_{вх}} = \frac{I_б r_б + (\beta + 1) I_б r_э}{I_б + I_д} = \frac{r_б + (\beta + 1) r_э}{1 + \frac{I_д}{I_б}} = \\ &= \frac{r_б + (\beta + 1) r_э}{1 + \frac{r_б + (\beta + 1) r_э}{R_д}}. \end{aligned} \quad (5. 2)$$

Здесь и далее рассматриваются только переменные составляющие действующих напряжений и протекающих через транзистор токов. Из выражения (5.2) видно, что

входное сопротивление усилительного каскада растет с ростом сопротивления базового делителя R_d и при $R_d \gg r_b(\beta+1)r_3$ приближается к своему максимальному значению

$$R_{вх} = r_b + (\beta+1)r_3. \quad (5.3)$$

Выходное сопротивление усилительного каскада переменному току при отключенной нагрузке R_H равно коллекторному сопротивлению R_K :

$$R_{вых} = \frac{U_{вых}}{I_{вых}} = R_K. \quad (5.4)$$

Если коэффициент усиления каскада по напряжению K_H определим как отношение выходного напряжения к э. д. с. источника сигнала, то для случая $R_d \gg r_b(\beta+1)r_3$, $I_{вх} \approx I_6$ получим

$$U_{вых} = -\beta I_6 \frac{R_K R_H}{R_K + R_H}; \quad (5.5)$$

$$I_6 = \frac{E_r}{R_r + R_{вх}}; \quad (5.6)$$

$$K_H = \frac{U_{вых}}{E_r} = -\beta \frac{R_K R_H}{R_K + R_H} \frac{1}{R_r + R_{вх}}. \quad (5.7)$$

Знак «минус» в последнем выражении свидетельствует об изменении полярности сигнала на выходе каскада. Из выражения (5.7) видно, что коэффициент усиления каскада по напряжению растет с уменьшением входного сопротивления каскада $R_{вх}$. Эта особенность транзисторного усилительного каскада объясняется тем, что выходное напряжение пропорционально базовому току, который растет с уменьшением входного сопротивления транзистора. Не следует, однако, забывать, что выражение (5.7) получено в предположении $R_d \gg r_b + (\beta+1)r_3$. Уменьшение же входного сопротивления каскада за счет уменьшения сопротивления базового делителя, безусловно, приведет к уменьшению коэффициента усиления каскада по напряжению. Выражение (5.7) показывает также, что коэффициент усиления каскада по напряжению растет с увеличением коллекторного сопротивления R_K при заданном сопротивлении нагрузки R_H . При заданной величине сопротивления в цепи коллектора R_K максимальное значение коэффици-

ента усиления по напряжению K_H получается при условии $R_H \rightarrow \infty$. В тех случаях, когда позволяют конкретные особенности усилительной схемы, для получения максимального усиления по напряжению нагрузку включают в цепь коллектора. В этом случае коэффициент усиления каскада определяется выражением

$$K_H = \frac{\beta R_K}{R_I + R_{BK}}. \quad (5.8)$$

РАСЧЕТ УСИЛИТЕЛЬНОГО КАСКАДА С ОБЩИМ ЭМИТТЕРОМ

Расчет усилительного каскада низкой частоты по схеме с общим эмиттером может быть выполнен, например, следующим образом. Пусть заданы напряжение источника питания E_K , тип транзистора и семейства его выходных и входных статических характеристик. Расчет каскада начинается с выбора начального напряжения на коллекторе по постоянному току. Его величину при работе каскада в режиме усилителя класса A обычно выбирают равной половине напряжения источника питания

$$U_{K.н.} = 0,5 E_K. \quad (5.9)$$

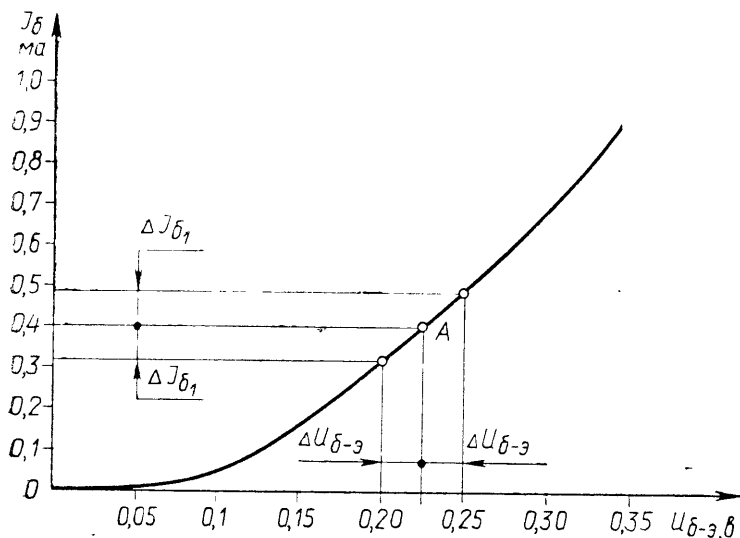


Рис. 35. Входная статическая характеристика транзистора типа П16.

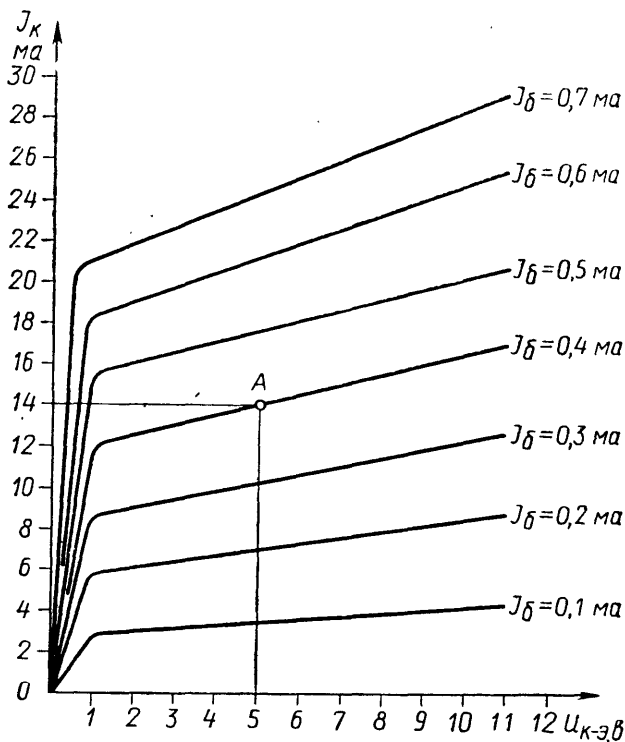


Рис. 36. Семейство выходных статических характеристик транзистора типа П16.

Затем на выходной статической характеристике, снятой при напряжении на коллекторе 5 в, выбирают рабочую точку. Для обеспечения экономичного режима работы транзистора и получения минимальных искажений усиленного сигнала рабочую точку А выбирают на линейном участке входной статической характеристики (рис. 35). По выбранному начальному значению тока базы $I_{Б.н}$ и значению коллекторного напряжения $U_{К.н}$ определяют положение рабочей точки А на семействе выходных статических характеристик (рис. 36) и тем самым начальный ток коллектора $I_{К.н}$. Если в полученной таким образом рабочей точке мощность рассеяния на коллекторном переходе

$$P_K = U_{K.н} I_{K.н} \quad (5.10)$$

не превышает максимально допустимой величины для данного типа транзистора $P_K < P_{K.макс}$, то через точку A и точку с абсциссой $U_{K.э} = E_K$ на горизонтальной оси проводим нагрузочную прямую. Величину коллекторной нагрузки R_K определяют из приближенного соотношения:

$$R_K = \frac{E_K - U_{K.н}}{I_{K.н}} = \frac{0,5 E_K}{I_{K.н}}. \quad (5.11)$$

Если же при подсчете по соотношению (5.10) мощность, рассеиваемая на коллекторе транзистора в начальном состоянии, оказывается превышающей максимально допустимую для данного типа транзистора или очень близкой к ней, на входной характеристике выбирают новую начальную рабочую точку, соответствующую несколько меньшему значению тока базы, и расчет величины сопротивления в цепи коллектора повторяют заново.

Сопротивление в цепи эмиттера $R_э$ обычно выбирают таким, чтобы выполнялось соотношение:

$$U_э \approx 0,1 E_K.$$

Учитывая, что ток эмиттера $I_э$ практически равен току коллектора I_K , $I_э \approx I_K$, можно определить величину сопротивления в цепи эмиттера:

$$R_э = \frac{0,1 E_K}{I_{K.н}}. \quad (5.12)$$

Величину сопротивления R_2 находят из соотношения

$$R_2 = \frac{U_э + U_{б-э.н}}{I_d}, \quad (5.13)$$

где I_d — ток входного делителя задается условием

$$I_d = (2-6) I_{б.н}. \quad (5.14)$$

Величину сопротивления R_1 определяют из выражения

$$R_1 = \frac{E_K - (U_{б-э.н} + U_э)}{I_d + I_{б.н}}. \quad (5.15)$$

Конденсаторы C_1 и C_2 в усилителях низкой частоты обычно имеют величину 0,05—50 мкф, $C_3 = 20-200$ мкф.

Расчет коэффициента усиления каскада по напряжению (5.7) требует знания параметра β транзистора и величины его входного сопротивления $R_{вх}$. При действии

переменного сигнала на входе рабочая точка перемещается по входной статической характеристике. Из-за нелинейности входной статической характеристики величина входного сопротивления транзистора испытывает периодические изменения относительно некоторой средней величины. При известной величине амплитуды входного сигнала по напряжению $\Delta U_{вх}$ можно определить среднее значение величины входного сопротивления. Отложив на оси абсцисс влево и вправо от точки с абсциссой $U_{б-э.н}$ амплитуду входного напряжения $\Delta U_{вх}$ и проведя из этих точек прямые, параллельные оси ординат, до пересечения со входной характеристикой, можно определить амплитуды переменной составляющей входного тока $\Delta I_{б_1}$ и $\Delta I_{б_2}$ (рис. 35). Среднее значение входного сопротивления $R_{вх.ср}$ тогда можно найти как отношение двойной амплитуды входного переменного напряжения к сумме амплитуд входного тока:

$$R_{вх.ср} = \frac{2\Delta U_{б-э}}{\Delta I_{б_1} + \Delta I_{б_2}}. \quad (5.16)$$

Для примера выполним расчет усилительного каскада с общим эмиттером при условии $E_K = -10$ в и использовании транзистора типа П16, входная и выходные статические характеристики которого заданы на рисунках 35 и 36. Выбираем за начальную рабочую точку транзистора точку A на входной статической характеристике транзистора (рис. 35), которой соответствуют значения начального напряжения на переходе база—эмиттер $U_{б-э.н} = -0,23$ в и начальное значение тока базы $I_{б.н} = 0,4$ ма. Принимая значение постоянного напряжения на коллекторе в исходном режиме $U_{к.н}$ равным половине напряжения коллекторного питания $U_{к.н} = 0,5E_K = -5$ в, отыскиваем на семействе выходных статических характеристик рабочую точку A как точку пересечения прямой $U_{к-э} = -5$ в с выходной характеристикой транзистора при базовом токе $I_б = I_{б.н} = 0,4$ ма. Определив ординату рабочей точки A , получаем значение начального тока коллектора $I_{к.н} = 14$ ма. Подсчитаем мощность, рассеиваемую коллекторным переходом в начальном режиме

$$P_K = I_{к.н} U_{к.н} = 14 \text{ ма} \cdot 5 \text{ в} = 90 \text{ мвт}.$$

Так как это значительно меньше предельно допустимой мощности рассеяния для транзистора типа П16 (150 мвт),

выбор начальной рабочей точки A (рис. 35) можно считать приемлемым и продолжать расчет каскада.

Воспользовавшись выражениями (5.11) и (5.12), подсчитаем величину коллекторного и эмиттерного сопротивлений:

$$R_K = \frac{E_K - U_{K. H}}{I_{K. H}} = \frac{0,5 E_K}{I_{K. H}} = \frac{5 \text{ в}}{14 \text{ ма}} \approx 360 \text{ ом};$$

$$R_E = \frac{0,1 E_K}{I_{K. H}} = \frac{1 \text{ в}}{14 \text{ ма}} \approx 72 \text{ ом}.$$

Выбрав величину тока делителя равной $I_D = 4I_{б.н} = 1,6 \text{ ма}$, определим величину сопротивлений делителя R_2 и R_1 :

$$R_2 = \frac{U_э + U_{б-э. н}}{I_D} = \frac{1 \text{ в} + 0,23 \text{ в}}{1,6 \text{ ма}} = 770 \text{ ом};$$

$$R_1 = \frac{E_K - (U_{б-э. н} + U_э)}{I_D + I_{б. н}} = \frac{10 \text{ в} - 1 \text{ в} - 0,23 \text{ в}}{2 \text{ ма}} = \\ = \frac{8,77 \text{ в}}{2 \text{ ма}} = 4385 \text{ ом}.$$

Среднюю величину входного сопротивления транзистора $R_{вх}$ определим для случая действия на входе синусоидального переменного сигнала низкой частоты с амплитудой $\Delta U_{б-э} = 20 \text{ мв}$. Из рассмотрения входной статической характеристики (рис. 35) получаем результат:

$$R_{вх. ср} = \frac{2\Delta U_{б-э}}{\Delta I_{б_1} + \Delta I_{б_2}} = \frac{40 \text{ мв}}{0,15 \text{ ма}} \approx 266 \text{ ом}.$$

Определив величину интегрального коэффициента передачи базового тока транзистора β в окрестностях рабочей точки A способом, поясненным ранее (рис. 9), или измерив этот параметр транзистора с помощью испытателя транзисторов и зная величину сопротивления нагрузки R_H и внутреннего сопротивления генератора R_G , можно вычислить по формуле (5.7) коэффициент усиления каскада по напряжению K_H .

НЕЛИНЕЙНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ

Нелинейные искажения сигнала в транзисторном усилительном каскаде могут возникать из-за нескольких причин. Основными из них для резистивного каскада являются нелинейность входной характеристики и умень-

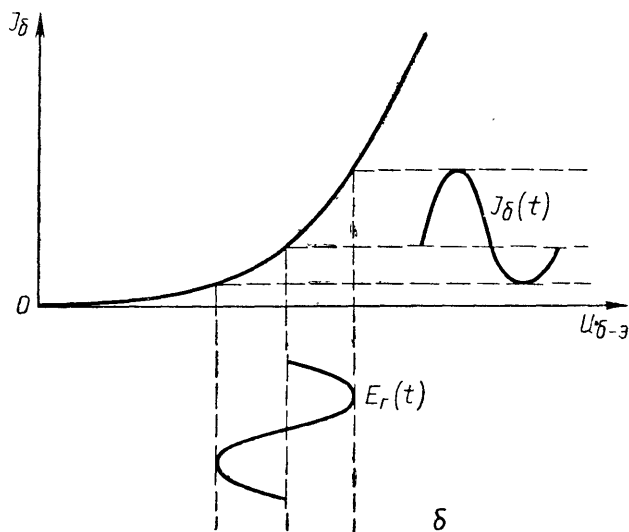
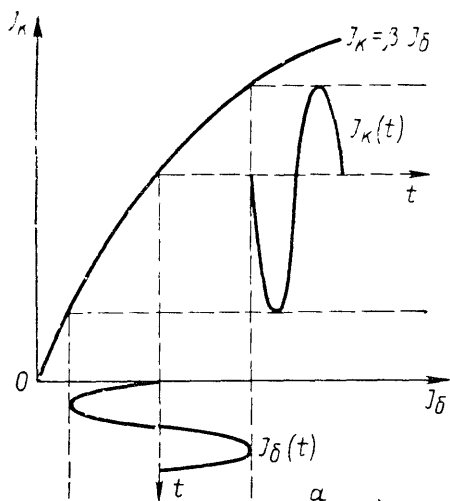


Рис. 37. Нелинейные искажения в транзисторном усилительном каскаде.

шение коэффициента передачи базового тока β с увеличением тока коллектора. Возникновение нелинейных искажений гармонического сигнала в коллекторной цепи каскада с общим эмиттером, обусловленное первой из этих причин, поясняет рисунок 37, а. При поступлении на вход транзисторного каскада гармонического сигнала напряжения положительный и отрицательный полупериоды входного тока (тока базы) оказываются из-за нелинейности входной характеристики неодинаковыми. Искажения входного тока передаются в выходную цепь, так как ток коллектора пропорционален току базы. Очевидно, что нелинейные искажения будут меньшими при выборе рабочей точки А на участке входной характеристики, близком к линейному.

Искажения описанного выше типа возникают в случае, когда внутреннее сопротивление источника входного сигнала мало по сравнению с входным сопротивлением усилительного каскада и источник сигнала можно рассматривать как генератор переменного напряжения. Если же источник входного сигнала обладает внутренним сопротивлением, значительно большим входного сопротивления усилительного каскада, то величина тока во входной цепи почти не будет изменяться с изменением входного сопротивления транзистора. При синусоидальной форме входного напряжения входной ток также будет иметь синусоидальную форму, следовательно, и сигнал в выходной цепи не будет иметь нелинейных искажений. Отсюда следует вывод, что с увеличением внутреннего сопротивления генератора входного сигнала нелинейные искажения сигнала на выходе уменьшаются. Правда, при этом, как видно из выражения (5.8), коэффициент усиления каскада по напряжению уменьшается.

Нелинейные искажения за счет уменьшения коэффициента передачи базового тока β с увеличением тока коллектора оказывают существенное влияние на работу выходных каскадов усилителей, работающих в режиме больших значений коллекторных токов.

Возникновение нелинейных искажений, обусловленных второй причиной, поясняется рисунком 37, б. Сравнивая рисунки 37, а и 37, б, можно видеть, что за счет нелинейности входной характеристики уменьшается амплитуда отрицательной полуволны синусоидального напряжения; уменьшение коэффициента передачи базового то-

ка с увеличением тока коллектора приводит к уменьшению амплитуды положительной полуволны. Таким образом, нелинейные искажения, возникающие во входной цепи транзисторного усилителя, могут быть частично компенсированы нелинейными искажениями, возникающими в выходной цепи.

МНОГОКАСКАДНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

В большинстве случаев с помощью одного усилительного каскада нельзя получить достаточного усиления сигнала. При построении многокаскадного усилителя из однотипных каскадов усиления нагрузкой первого каскада R_H служит входное сопротивление такого же второго каскада: $R_H = R_{Bx}$.

Поскольку первый усилительный каскад является источником сигнала, подаваемого на вход второго каскада, выходное сопротивление первого каскада $R_{Bx} = R_K$ является внутренним сопротивлением генератора, работающего на входе второго каскада и т. д.: $R_H = R_K$. Коэффициент усиления каскада по напряжению в этом случае определится выражением:

$$K_H = \frac{\beta \frac{R_K R_H}{R_K + R_H}}{R_H + R_{Bx}} = \beta \frac{R_K R_{Bx}}{(R_K + R_{Bx})^2}. \quad (5.17)$$

При заданном начальном режиме транзистора величина его входного сопротивления R_{Bx} постоянна, следовательно, коэффициент усиления каскада по напряжению K_H в этом случае можно считать функцией величины коллекторного сопротивления R_K . Обозначим для простоты $R_K = x$, $R_{Bx} = a$, тогда выражение (5.17) приобретает вид:

$$K_H = \beta \frac{ax}{(a+x)^2}.$$

Для нахождения максимума функции K_H найдем ее первую производную:

$$\begin{aligned} K'_H &= \beta \left\{ \frac{(a+x)^2 a - 2(a+x) ax}{(a+x)^4} \right\} = \beta \frac{a^2 + ax - 2ax}{(a+x)^3} = \\ &= \beta \frac{a^2 - ax}{(a+x)^3} = \beta \frac{a(a-x)}{(a+x)^3}. \end{aligned}$$

Приравняв производную функции K_n нулю, найдем значение аргумента x , при котором функция проходит через экстремум:

$$K'_n = \beta \frac{(a-x)}{(a+x)^3} = 0, \quad a=x.$$

Нетрудно убедиться, что при условии $a=x$ функция $K_n=f(x)$ действительно проходит через максимум. Следовательно, при условии равенства коллекторной нагрузки величине входного сопротивления каскада $R_{вх}=R_K$ коэффициент усиления транзисторного усилительного каскада с общим эмиттером в многокаскадном усилителе имеет максимальное значение. Подстановка $R_K=R_{вх}$ в выражение (5.16) дает численное значение максимальной величины коэффициента усиления одного каскада с общим эмиттером в транзисторном многокаскадном усилителе, состоящем из одинаковых каскадов

$$K_{n, \text{ макс}} = \beta \frac{R_K R_{вх}}{(R_K + R_{вх})^2} = \beta \frac{R_{вх}^2}{4R_{вх}^2} = \frac{\beta}{4}. \quad (5.18)$$

ЧАСТОТНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА УСИЛИТЕЛЬНОГО КАСКАДА С ЕМКОСТНОЙ СВЯЗЬЮ

При рассмотрении усилительных свойств резистивного транзисторного каскада с емкостной связью не учитывалась зависимость коэффициента усиления каскада от частоты усиливаемого переменного сигнала.

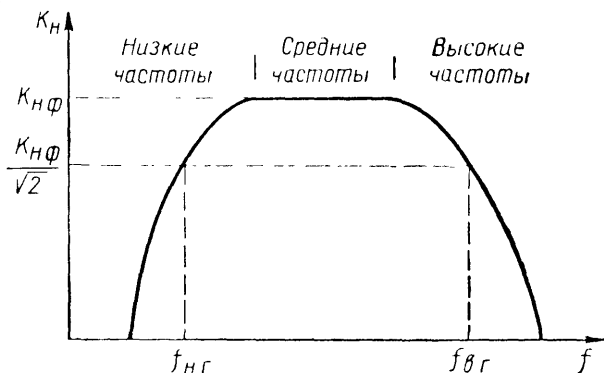


Рис. 38. Частотная характеристика усилительного каскада.

В действительности величина коэффициента усиления каскада по напряжению определяется выражением (5.7) и остается постоянной лишь в некотором диапазоне частот усиливаемых сигналов. Этот диапазон частот условно называется диапазоном средних частот. Границы диапазона средних частот определяются реактивными элементами схемы, типом транзистора и способом его включения. Частотные свойства усилительного каскада можно представить частотной характеристикой. Пример частотной характеристики представлен на рисунке 38. По оси абсцисс откладывают частоту усиливаемого сигнала f (в линейном или логарифмическом масштабе), по оси ординат — величину коэффициента усиления каскада. За нижнюю граничную частоту усиления $f_{н.г}$ принимают частоту, на которой коэффициент усиления каскада уменьшается в $\sqrt{2}$ раз по сравнению с его значением на средних частотах $f_{ср}$:

$$K_{н. н. г} = \frac{K_{н. ср}}{\sqrt{2}},$$

аналогично определяют верхнюю граничную частоту $f_{в.г}$:

$$K_{н. в. г} = \frac{K_{н. ср}}{\sqrt{2}}.$$

Уменьшение коэффициента усиления транзисторного каскада, принципиальная электрическая схема которого представлена на рисунке 33, в области низких частот определяется влиянием емкостей C_1 , C_2 и C_3 , величину сопротивления которых переменному току на низких частотах нельзя считать пренебрежимо малой. Для учета влия-

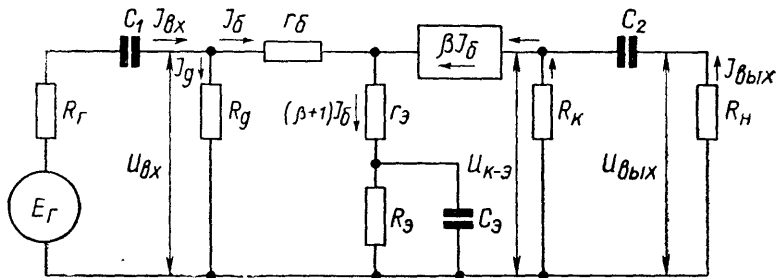


Рис. 39. Эквивалентная схема транзисторного усилительного каскада с общим эмиттером.

яния емкостей C_1 , C_2 и C_3 на усилительные свойства каскада вместо упрощенной эквивалентной схемы (рис. 34) можно воспользоваться эквивалентной схемой, изображенной на рисунке 39. Для упрощения задачи предположим сначала, что емкости C_1 и C_3 бесконечно велики и их сопротивления переменному току низкой частоты можно считать равными нулю. В этом случае на средних частотах, когда сопротивление емкости C_2 переменному току можно считать равным нулю, коэффициент усиления каскада по напряжению определится выражением

$$K_{н. \text{ ср}} = \frac{U_{\text{вых}}}{E_{\Gamma}} = \frac{\beta I_0 R_K R_H}{E_{\Gamma} (R_K + R_H)}. \quad (5. 19)$$

На частоте ω , лежащей в области низких частот, сопротивление емкости C_2 переменному току перестает быть пренебрежимо малым и оказывает влияние на распределение токов и напряжений в выходной цепи. Переменное напряжение U_K , снимаемое с коллекторной нагрузки R_K , в этом случае распределяется на последовательно включенных емкости C_2 и сопротивлении R_H . Для того чтобы найти величину выходного напряжения $U_{\text{вых}}$, определим сначала величину выходного тока:

$$I_{\text{вых}} = \frac{U_K}{R_H + \frac{1}{j\omega C_2}}. \quad (5. 20)$$

Переменное напряжение на коллекторе U_K можно выразить через известные полный ток в выходной цепи I_{Π} и полное сопротивление R_{Π} :

$$U_K = I_{\Pi} R_{\Pi}. \quad (5. 21)$$

Величину полного тока I_{Π} можно найти по формуле:

$$I_{\Pi} = \beta I_0, \quad (5. 22)$$

полное сопротивление выходной цепи R_{Π} найдем следующим способом:

$$\begin{aligned} \frac{1}{R_{\Pi}} &= \frac{1}{R_K} + \frac{1}{R_H + \frac{1}{j\omega C_2}} = \frac{R_K + R_H + \frac{1}{j\omega C_2}}{R_K \left(R_H + \frac{1}{j\omega C_2} \right)}; \\ R_{\Pi} &= \frac{R_K \left(R_H + \frac{1}{j\omega C_2} \right)}{R_K + R_H + \frac{1}{j\omega C_2}}. \end{aligned} \quad (5. 23)$$

Используя соотношения (5.21), (5.22) и (5.23), преобразуем выражение (5.20):

$$I_{\text{вых}} = \frac{U_K}{R_H + \frac{1}{j\omega C_2}} = \frac{I_{\Pi} R_{\Pi}}{R_H + \frac{1}{j\omega C_2}} = \frac{\beta I_6 R_K (R_H + \frac{1}{j\omega C_2})}{(R_H + \frac{1}{j\omega C_2}) (R_K + \frac{1}{j\omega C_2} + R_H + \frac{1}{j\omega C_2})} = \frac{\beta I_6 R_K}{R_K + R_{\Pi} + \frac{1}{j\omega C_2}} = \frac{\beta I_6 R_K}{(R_K + R_{\Pi}) \left[1 + \frac{1}{j\omega C_2 (R_K + R_{\Pi})} \right]}. \quad (5.24)$$

Отсюда можно получить для частоты ω значения выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ и коэффициента усиления каскада по напряжению $K_{\Pi, \omega}$:

$$U_{\text{вых}} = I_{\text{вых}} R_H; \quad (5.25)$$

$$K_{\Pi, \omega} = \frac{U_{\text{вых}}}{E_r} = \frac{I_{\text{вых}} R_H}{E_r} = \frac{\beta I_6 R_K R_{\Pi}}{E_r (R_K + R_{\Pi}) \left[1 + \frac{1}{j\omega C_2 (R_K + R_{\Pi})} \right]}. \quad (5.26)$$

Используя формулы (5.19) и (5.26), можно выразить коэффициент усиления каскада на частоте ω в области низких частот $K_{\Pi, \omega}$ через его значение на средних частотах $K_{\Pi, \text{ср}}$:

$$K_{\Pi, \omega} = \frac{K_{\Pi, \text{ср}}}{1 + \frac{1}{j\omega C_2 (R_K + R_{\Pi})}} = \frac{K_{\Pi, \text{ср}}}{1 + \frac{1}{j\omega \tau_{\text{вых}}}}, \quad (5.27)$$

где $\tau_{\text{вых}} = C_2 (R_K + R_{\Pi})$ называется постоянной времени выходной цепи.

Для выполнения численных расчетов отыскивают модуль комплексного выражения (5.27):

$$|K_{\Pi, \omega}| = \frac{K_{\Pi, \text{ср}}}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega \tau_{\text{вых}}} \right)^2}}. \quad (5.28)$$

Для количественного выражения частотных свойств усилителей пользуются коэффициентом частотных искажений M , определяемым по формуле:

$$M_{\text{вых}, \omega} = \frac{K_{\Pi, \text{ср}}}{|K_{\Pi, \omega}|} = \sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega \tau_{\text{вых}}} \right)^2}. \quad (5.29)$$

При заданных значениях сопротивлений R_K и R_H можно рассчитать величину емкости C_2 , которую нужно использовать для получения каскада с нижней граничной частотой $f_{н.г.}$:

$$M_{\text{вых}} = \sqrt{1 + \frac{1}{(\omega_{н.г.} \tau_{\text{вых}})^2}} = \sqrt{2};$$

$$\frac{1}{(\omega_{н.г.} \tau_{\text{вых}})^2} = 1; \quad \tau_{\text{вых}} = \frac{1}{\omega_{н.г.}} = \frac{1}{2\pi f_{н.г.}} = C_2 (R_K + R_H);$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_{н.г.} (R_K + R_H)}. \quad (5.30)$$

Аналогично можно рассчитать значение емкости C_2 для любой заданной величины частотных искажений $M_{\text{вых}\omega}$ на некоторой частоте f .

Рассмотрение влияния входной емкости C_1 в области низких частот на величину коэффициента усиления каскада K_H при условии использования бесконечно больших емкостей C_2 и C_3 приводит к результату, который аналогичен полученному для выходной емкости (5.28):

$$K_{н. \omega} = \frac{K_{н. \text{ср}}}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega \tau_{\text{вх}}}\right)^2}}, \quad (5.31)$$

$$\text{где } \tau_{\text{вх}} = C_1 (R_{\Gamma} + R_{\text{вх}}). \quad (5.32)$$

Из выражений (5.29) и (5.31) коэффициент частотных искажений на низкой частоте ω во входной цепи может быть определен по формуле:

$$M_{н. \text{вх}} = \sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega \tau_{\text{вх}}}\right)^2}. \quad (5.33)$$

Влияние эмиттерной емкости на коэффициенты усиления и частотных искажений учитывается выражениями вида (5.31), (5.33) с той разницей, что вместо постоянной времени входной цепи $\tau_{\text{вх}}$ в них используется постоянная времени эмиттерной цепи τ_3 :

$$\tau_3 = C_3 (R_3 \parallel \frac{R_{\Gamma} + R_{\text{вх}}}{1 + \beta}) = C_3 \frac{R_3 (R_{\Gamma} + R_{\text{вх}})}{R_{\Gamma} + R_{\text{вх}} + (1 + \beta) R_3}. \quad (5.34)$$

В большинстве практических случаев частотные искажения в области низких частот бывают обусловлены совместным влиянием всех трех емкостей C_1 , C_2 и C_3 . Ко-

эффект частотных искажений каскада на низких частотах в этом случае находят из выражения

$$M_H = M_{H, \text{вых}} M_{H, \text{вх}} M_{H, \text{э}}. \quad (5. 35)$$

В области высоких частот уменьшение коэффициента усиления транзисторного каскада вызывается в основном двумя причинами: 1) зависимостью от частоты коэффициента усиления транзистора по току α в схеме с общей базой

$$\alpha = \frac{\alpha_0}{1 - j \frac{\omega}{\omega_\alpha}} = \frac{\alpha_0}{1 - j \frac{f}{f_\alpha}} \quad (2. 20)$$

или параметра β в схеме с общим эмиттером

$$\beta = \frac{\beta_0}{1 - j \frac{\omega}{\omega_\beta}} = \frac{\beta_0}{1 - j \frac{f}{f_\beta}}, \quad (2. 21)$$

$$\text{где } f_\beta \approx \frac{f_\alpha}{\beta_0}; \quad (2. 22)$$

2) наличием емкости коллекторного $p-n$ -перехода C_K , шунтирующей сопротивление коллекторного перехода r_K . Величина этой емкости у низкочастотных транзисто-

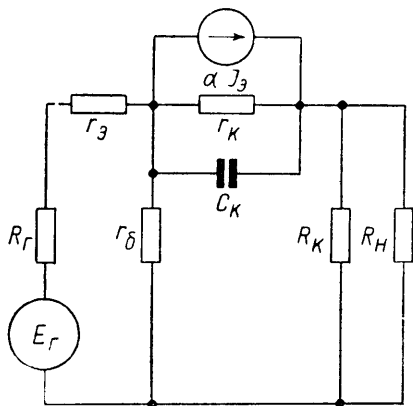


Рис. 40. Упрощенная эквивалентная схема транзисторного усилительного каскада с общей базой в области высоких частот.

ров малой мощности составляет 25—50 $nф$. С учетом существования этой емкости усилительный каскад с общей базой в области высоких частот может быть представлен упрощенной эквивалентной схемой (рис. 40). Максимальная частота изменения напряжения на выходе каскада определяется временем перезарядки коллекторной емкости C_K . Влиянием коллекторного сопротивления на процесс разряда коллекторной емкости обычно можно пренебречь, так как $r_K \gg \left(r_0 + \frac{R_H R_K}{R_K + R_H}\right)$. Тогда постоянная времени коллекторной цепи найдется из выражения:

$$\tau_K = C_K \left(r_0 + \frac{R_H R_K}{R_H + R_K}\right). \quad (5. 36)$$

Свойства усилительного каскада с общим эмиттером, представленного на рисунке 33, в области высоких частот не могут получить удовлетворительное объяснение с использованием эквивалентной схемы, данной на рисунке 39. Сопротивление емкостей C_1 , C_2 и C_3 переменному току высокой частоты можно принять равным нулю, а шунтирующим действием емкости коллектор—эмиттер $C_{K-э}$ на высоких частотах уже нельзя пренебрегать. Тогда упрощенная эквивалентная схема усилительного каскада с общим эмиттером в области высоких частот принимает вид, представленный на рисунке 41. Постоянная времени коллекторной цепи в этом случае

$$\tau_K = C_{K-э} \left(r_э + \frac{R_H R_K}{R_H + R_K}\right). \quad (5. 37)$$

Величина емкости $C_{K-э}$ не дается в справочниках, она может быть получена по известным значениям емкости коллекторного перехода C_K и параметра β_0 с помощью выражения

$$C_{K-э} = C_K (\beta_0 + 1). \quad (5. 38)$$

Последнее соотношение показывает, что из-за увеличения в $\beta + 1$ раз шунтирующей емкости усилительный каскад с общим эмиттером обладает значительно худшими усилительными свойствами в области высоких частот, чем каскад с общей базой. В зависимости от типа транзистора, способа его включения и значений других элементов усилительного каскада частотные искажения, вносимые усилительным каскадом в области высоких частот, могут практически полностью определяться одной из двух рас-

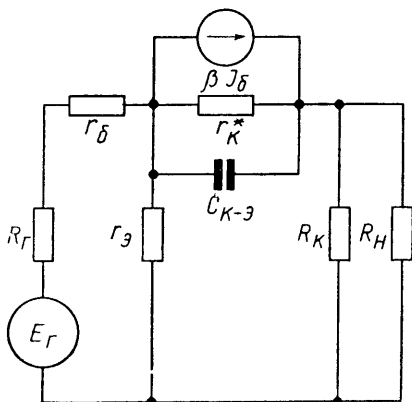


Рис. 41. Упрощенная эквивалентная схема транзисторного усилительного каскада с общим эмиттером в области высоких частот.

рассмотренных причин, либо совместным их действием. Так как коэффициенты усиления транзисторного каскада с общей базой по току K_T и напряжению K_H пропорциональны коэффициенту усиления транзистора по току α (4.18, 4.19), то коэффициент частотных искажений каскада с общей базой, вызванных зависимостью параметра α от частоты (2.20) имеет вид:

$$M_{в. \alpha} = \frac{\alpha_0}{\alpha} = 1 - j \frac{f}{f_\alpha}; \quad (5.39)$$

$$|M_{в. \alpha}| = \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_\alpha}\right)^2}. \quad (5.40)$$

В каскаде с общим эмиттером усиление по току и напряжению пропорционально параметру β (4.23, 4.24). Коэффициент частотных искажений, вызванных зависимостью от частоты параметра β (2.22), определяется выражением:

$$M_{в. \beta} = \frac{\beta_0}{\beta} = 1 - j \frac{f}{f_\beta}; \quad (5.41)$$

$$|M_{в. \beta}| = \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_\beta}\right)^2}. \quad (5.42)$$

Рассмотрим влияние выходной емкости (C_K или $C_{K-Э}$ в зависимости от способа включения транзистора) на коэффициент усиления транзисторного каскада в области высоких частот. В каскаде с общим эмиттером (рис. 41) выходная емкость $C_{K-Э}$ включена параллельно эквивалентному сопротивлению

$$R_{ЭКВ} = r_э + \frac{R_H R_K}{R_K + R_H}. \quad (5.34)$$

Коэффициент частотных искажений, вызываемых шунтирующим действием этой емкости на высоких частотах, можно определить следующим образом:

$$M_{в.с} = \frac{K_{т.ср}}{K_{т.ω}}, \quad (5.44)$$

где $K_{т.ср}$ — коэффициент усиления каскада по току на средних частотах, $K_{т.ω}$ — коэффициент усиления каскада на высокой частоте $ω$. При постоянном значении величины входного тока на средних и высоких частотах отношение коэффициентов усиления по току можно заменить отношением токов, протекающих через сопротивление нагрузки R_H или пропорциональных им токов через эквивалентное сопротивление $R_{ЭКВ}$:

$$M_{в.с} = \frac{K_{т.ср}}{K_{т.ω}} = \frac{I_{ЭКВ.ср}}{I_{ЭКВ.ω}}. \quad (5.45)$$

На средних частотах сопротивление емкости $C_{K-Э}$ настолько велико, что можно считать, что через эквивалентное сопротивление $R_{ЭКВ}$ протекает полный ток коллектора $βI_Б$:

$$I_{ЭКВ.ср} = βI_Б. \quad (5.46)$$

На высоких частотах сопротивление емкости $C_{K-Э}$ переменному току становится сравнимым с величиной сопротивления $R_{ЭКВ}$. Полный ток коллектора $βI_Б$ распределяется между ними в обратно пропорциональной зависимости от величины их сопротивления. Сопротивление емкости $C_{K-Э}$ на частоте $ω$ определяется выражением

$$Z = \frac{1}{jωC_{K-Э}}. \quad (5.47)$$

Тогда полное сопротивление включенных параллельно емкости $C_{K-Э}$ и сопротивления $R_{ЭКВ}$

$$R_П = \frac{R_{ЭКВ} Z}{R_{ЭКВ} + Z}. \quad (5.48)$$

Определив величину напряжения переменного сигнала на выходе

$$U_{\omega} = \beta I_6 R_{\Pi} = \frac{\beta I_6 R_{\text{ЭКВ}} Z}{R_{\text{ЭКВ}} + Z}, \quad (5.49)$$

найдем величину силы тока, протекающего через эквивалентное сопротивление $R_{\text{ЭКВ}}$ на частоте ω :

$$I_{\text{ЭКВ. } \omega} = \frac{U_{\omega}}{R_{\text{ЭКВ}}} = \frac{\beta I_6 Z}{R_{\text{ЭКВ}} + Z}. \quad (5.50)$$

Из выражений (5.45), (5.46), (5.47) и (5.50), получаем:

$$\begin{aligned} M_{\text{в. с}} &= \frac{I_{\text{ЭКВ. ср}}}{I_{\text{ЭКВ. } \omega}} = \frac{Z + R_{\text{ЭКВ}}}{Z} = 1 + \frac{R_{\text{ЭКВ}}}{Z} = \\ &= 1 + j\omega R_{\text{ЭКВ}} C_{\text{к-э}} = j\omega\tau_{\text{к}}; \end{aligned} \quad (5.51)$$

$$|M_{\text{в. с}}| = \sqrt{1 + (\omega\tau_{\text{к}})^2}. \quad (5.52)$$

Аналогичным путем можно получить выражение для определения коэффициента частотных искажений в области высоких частот для каскада с общей базой. Оно совпадает по форме с полученным для каскада с общим эмиттером, только постоянная времени $\tau_{\text{к}}$ в нем определяется уже не выражением (5.37), а выражением (5.36).

Полный коэффициент частотных искажений транзисторного усилительного каскада с общим эмиттером в области высоких частот равен произведению коэффициентов $M_{\text{в. } \beta}$ и $M_{\text{в. с}}$:

$$|M_{\text{в}}| = |M_{\text{в. } \beta}| \cdot |M_{\text{в. с}}|, \quad (5.53)$$

для каскада с общей базой

$$|M_{\text{в}}| = |M_{\text{в. } \alpha}| \cdot |M_{\text{в. с}}|. \quad (5.54)$$

Очевидно, что в многокаскадных усилителях общий коэффициент частотных искажений определяется произведением коэффициентов частотных искажений всех входящих в его состав каскадов.

При анализе свойств транзисторных усилителей возникают задачи нескольких видов. Наиболее типичными являются задачи определения верхней и нижней граничных частот усилительного каскада с известными значениями всех его элементов, определение коэффициентов частотных искажений такого каскада или многокаскадного усилителя на определенной частоте, расчет необхо-

димых значений элементов усилительного каскада и выбор типа транзистора для создания усилительного каскада с заданными частотными свойствами.

Лабораторная работа № 5

РАСЧЕТ И ИСПЫТАНИЕ УСИЛИТЕЛЬНОГО КАСКАДА НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ

Цель работы — расчет усилительного каскада низкой частоты с общим эмиттером, измерение коэффициента усиления каскада по напряжению K_n при различных значениях сопротивления нагрузки и определение граничных частот усиления.

Приборы и принадлежности. 1. Измерительный стенд. 2. Милливольтметр ламповый типа ВЗ-3. 3. Генератор звуковой частоты типа ГЗ-36.

В настоящей работе предлагается выполнить расчет величин сопротивлений R_1 , R_2 , R_K и R_3 для усилительного каскада низкой частоты с общим эмиттером, принципиальная электрическая схема которого показана на рисунке 33. Пример выполнения такого расчета для транзистора с известными параметрами приведен выше. Затем нужно собрать рассчитанный каскад и провести его испытание. Располагая испытательным стендом, который представляет собой панель с переменными сопротивлениями или набором постоянных сопротивлений, соединенных по схеме рисунка 33, и штекерными гнездами для подключения выводов транзистора, можно процесс сборки каскада заменить операциями подбора нужных величин сопротивлений R_1 , R_2 , R_K и R_3 с помощью потенциометров или переключателей.

Порядок выполнения работы

Задание 1. 1. Выполните расчет усилительного каскада низкой частоты по схеме с общим эмиттером на транзисторе типа П16. Напряжение источника питания E при расчете примите равным 10 в. Величину входного сопротивления транзистора определите по экспериментально

полученной входной статической характеристике транзистора, параметр транзистора β — по семейству выходных статических характеристик вблизи рабочей точки.

2. По рассчитанным значениям элементов усилительного каскада вычислите значения коэффициента усиления каскада по напряжению в области средних частот при значениях сопротивления нагрузки R_H , равных 100 ом, 1 ком и 10 ком. Так как в настоящей работе будет измеряться не величина э. д. с. источника E_r , а напряжение сигнала на входе усилительного каскада $E_{вх}$, коэффициент усиления каскада по напряжению определим не выражением (5.17), а более простым:

$$K_H = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = - \frac{\beta I_6 \frac{R_K R_H}{R_K + R_H}}{I_6 R_{вх}} = \beta \frac{R_K R_H}{(R_K + R_H) R_{вх}}, \quad (5.55)$$

где $R_{вх}$ — входное сопротивление транзистора, определенное по его входной статической характеристике. Выполненные расчеты представьте на проверку преподавателю.

3. Пользуясь омметром, установите с помощью потенциометров на измерительном стенде полученные в расчетах значения сопротивлений R_1 , R_2 , R_K и R_3 . Подбирать сопротивления на измерительном стенде необходимо в отсутствие в схеме транзистора и при выключенном напряжении питания схемы. Величины емкостей конденсаторов C_1 , C_2 и C_3 выбираются соответственно равными 10 мкф, 10 мкф и 100 мкф.

4. Ознакомьтесь с устройством и подготовьте к работе согласно заводским инструкциям генератор типа ГЗ-36 и милливольтметр типа ВЗ-3. При значении сопротивления нагрузки усилительного каскада R_H , равного 100 ом, включите в схему транзистор, параметры которого использовались при расчетах каскада, включите напряжение питания. Подайте на вход усилительного каскада переменное напряжение 10 мв с частотой 10 кГц с выхода звукового генератора и измерьте величину усиленного сигнала на выходе каскада. Способ подключения генератора переменного напряжения и лампового милливольтметра к измерительному стенду показан на блок-схеме (рис. 42). Определите коэффициент усиления каскада по напряжению и сравните полученный результат с расчетным. Измерение величины переменного напряжения на

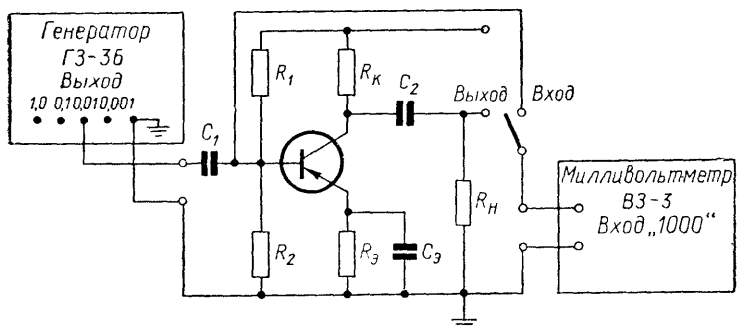


Рис. 42. Блок-схема измерительного стенда для транзисторного усилительного каскада.

входе и на выходе усилительного каскада можно выполнять ламповым милливольтметром типа ВЗ-3.

5. Повторите измерения, описанные в пункте 4, при значениях сопротивления нагрузки R_H , равных 1 ком, 10 ком.

6. Полученные в расчетах и при измерениях результаты сведите в отчетную таблицу.

Т а б л и ц а

$I_{б.н.}$	$I_{к.н.}$	$R_{вх}$	R_K	R_3	R_1	R_2	K_H (расч)	K_H (эксп)	R_H
									100 ом
									1 ком
									10 ком

Задание. 2. 1. Оставьте значения сопротивлений R_1 , R_2 , R_K и R_3 на измерительном стенде теми же, что были при выполнении задания 1 настоящей работы, сопротивление R_H установите равным 100 ом, значения емкостей конденсаторов C_1 и C_3 установите равными 10 мкф и 100 мкф соответственно.

2. Вычислите величину нижней граничной частоты усиления каскада для значений выходной емкости C_2 , равных 0,01 мкф, 0,1 мкф, 0,5 мкф, 1 мкф. Так как для этого ряда значений емкости конденсатора C_2 выполняются условия $C_1 \gg C_2$ и $C_3 \gg C_2$, можно считать, что ниж-

няя граничная частота усиления каскада полностью определяется значением постоянной времени выходной цепи. В этом случае для определения ее величины можно воспользоваться выражением (5.30), из которого следует

$$f_{н.г} = \frac{1}{2\pi C_2(R_K + R_H)}.$$

3. Устанавливая на измерительном стенде последовательно величину емкости конденсатора C_2 , равной 0,01 мкф, 0,1 мкф, 0,5 мкф и 1 мкф, выполните измерения нижней граничной частоты усиления каскада при каждом из этих значений. Для этого соедините выход генератора звуковой частоты со входом усилительного каскада, выход каскада соедините со входом лампового милливольтметра ВЗ-3 (рис. 42). Включив приборы в сеть и подготовив их к выполнению измерений, подайте на вход усилительного каскада сигнал с частотой 20 гц и напряжением 10 мв. Плавно увеличивайте частоту входного сигнала до тех пор, пока напряжение сигнала на выходе не перестанет возрастать, т. е. до достижения области средних частот. Измерив напряжение выходного сигнала в области средних частот, уменьшайте плавно частоту входного сигнала (при неизменном напряжении сигнала на входе). Частота, при достижении которой напряжение выходного сигнала уменьшается $\sqrt{2}$ раз по сравнению со значением на средних частотах, есть нижняя граничная частота усиления каскада $f_{н.г}$. Результаты измерений и вычислений занесите в отчетную таблицу.

Т а б л и ц а

$R_K, \text{ ом}$	$R_H, \text{ ом}$	$C_2, \text{ мкф}$	$f_{н.г} \text{ (расч)}$	$f_{н.г} \text{ (эксп)}$
		0,01		
		0,1		
		0,5		
		1,0		

4. При значении емкости C_2 , равном 10 мкф, и прежних значениях остальных элементов схемы усилителя на измерительном стенде плавно увеличивайте частоту вход-

ного сигнала до достижения верхней граничной частоты $f_{в.г.}$, при которой коэффициент усиления каскада уменьшается в $\sqrt{2}$ раз по сравнению со значением на средних частотах. Смените транзистор на другой однотипный, но с интегральным коэффициентом передачи базового тока β в 2—3 раза большим и определите величину верхней граничной частоты усиления каскада $f_{в.г.}$ для этого транзистора.

Лабораторная работа № 6

ИССЛЕДОВАНИЕ ЧАСТОТНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ МНОГОКАСКАДНОГО ТРАНЗИСТОРНОГО УСИЛИТЕЛЯ

Цель работы — снятие частотной характеристики многокаскадного транзисторного усилителя низкой частоты.

Приборы и принадлежности. 1. Исследуемый многокаскадный транзисторный усилитель низкой частоты. 2. Анализатор спектра и частотных характеристик типа СК4-3 (АСЧХ-1) или генератор типа ГЗ-36 и милливольтметр ВЗ-3.

Частотные свойства усилительного устройства могут быть определены либо расчетным путем, либо экспериментально. Если необходимо получить сведения о частотных свойствах готового многокаскадного усилителя, более простым и точным является метод экспериментального определения его частотной характеристики. Частотная характеристика усилителя низкой частоты в диапазоне частот от 0 до 20 000 гц может быть получена с помощью анализатора спектра СК4-3 (АСЧХ-1). В лаборатории, не располагающей таким прибором, частотную характеристику усилителя можно снять путем проведения последовательных измерений его коэффициента усиления по напряжению на различных частотах от 0 до 20 000 гц.

В а р и а н т 1

1. Ознакомьтесь с устройством и принципом действия анализатора спектра и частотных характеристик.

2. Подготовьте к работе усилитель и снимите его частотную характеристику с помощью анализатора СК4-3.

Частотную характеристику можно зарисовать, наложив бумагу на экран электроннолучевой трубки анализатора. Схему исследуемого усилителя с указанием способа подключения ее к входным клеммам анализатора включите в отчет по работе.

3. По частотной характеристике определите верхнюю и нижнюю граничные частоты усилителя.

В а р и а н т 2

1. Подготовьте к работе исследуемый усилитель, звуковой генератор и ламповый милливольтметр.

2. Соедините выход «0,01» генератора ГЗ-36 со входом усилителя, выносной пробник милливольтметра ВЗ-3 соедините с выходными клеммами усилителя. Блок-схема соединения приборов изображена на рисунке 43. Переключатель диапазона измеряемых напряжений милливольтметра установите в положение «1000».

3. Подайте на вход усилителя переменный сигнал с частотой 20 гц и напряжением $U_{вх} = 10$ мв с выхода генератора ГЗ-36 и измерьте напряжение сигнала на выходе усилителя $U_{вых}$. Вычислите величину коэффициента усиления по напряжению $K = \frac{U_{вых}}{U_{вх}}$ на частоте 20 гц. Результаты измерений и вычислений занесите в отчетную таблицу.

4. Аналогичные измерения и вычисления проделайте на частотах 50 гц, 100 гц, 200 гц, 500 гц, 1000 гц, 2 кГц, 5 кГц, 10 кГц, 20 кГц, 50 кГц, 100 кГц, 200 кГц.

Если во время измерений напряжение сигнала на выходе превысит 1 в, нужно уменьшить напряжение сигнала на входе. При напряжении сигнала на выходе меньше 300 мв следует переключить прибор на диапазон «300», если же напряжение окажется меньшим 100 мв— переключить на диапазон «100» и т. д.

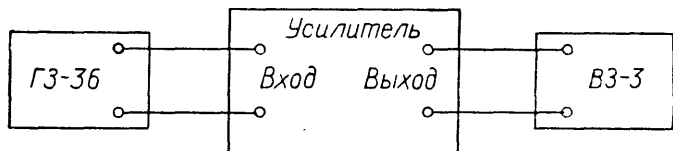


Рис. 43. Схема соединения испытываемого усилителя со звуковым генератором и вольтметром.

5. По результатам измерений постройте частотную характеристику усилителя $K_H = K_H(f)$ полулогарифмическом масштабе, откладывая по оси абсцисс логарифм частоты усиливаемого сигнала, а по оси ординат величину коэффициента усиления по напряжению K_H .

6. По частотной характеристике усилителя определите его верхнюю и нижнюю граничные частоты.

Т а б л и ц а

Частота $f, \text{ гц}$	Входное напряжение $U_{\text{вх}}, \text{ мв}$	Выходное напряжение $U_{\text{вых}}, \text{ мв}$	Коэффициент усиления K_H
20			
50			
200 000			

Контрольные вопросы

1. Объясните, почему на средних частотах принципиальную электрическую схему усилительного каскада с общим эмиттером (рис. 33) можно заменить упрощенной эквивалентной схемой, представленной на рисунке 34?

2. От каких параметров транзистора и элементов схемы зависит коэффициент усиления по напряжению при включении транзистора по схеме с общим эмиттером? Что накладывает ограничения на получение больших значений коэффициента усиления транзисторного каскада ($K_H \gg \beta$) в большинстве практических схем?

3. Изложите порядок расчета транзисторного усилительного каскада и дайте ему обоснование.

4. Докажите, что максимальная величина коэффициента усиления транзисторного каскада с общим эмиттером в многокаскадном усилителе, состоящем из одинаковых каскадов, равна $\frac{\beta}{4}$.

5. Что называется частотной характеристикой усилительного устройства? Как определяют верхнюю и нижнюю граничные частоты?

6. От каких элементов схемы транзисторного усилительного каскада зависит величина его нижней граничной частоты и почему? В чем состоит отличие эквивалентных схем транзисторного усилительного каскада на средних и на низких частотах?

7. Сделайте расчет коэффициента частотных искажений выходной цепи $M_{\text{вых}}$ транзисторного усилительного каскада с общим эмиттером в области низких частот.

8. Какими причинами вызывается уменьшение коэффициента усиления транзисторного каскада в области высоких частот?

9. Какими способами можно получить частотную характеристику усилительного устройства?

ЛИТЕРАТУРА

«Апериодические усилители на полупроводниковых приборах», под ред. В а л и т о в а Р. А., К у л и к о в с к о г о А. А. М., «Советское радио», 1968.

Б у д и н с к и й Я. Усилители низкой частоты на транзисторах. М., Связьиздат, 1963.

Б я л и к Г. И. Усилители звуковой частоты. М., «Энергия», 1964.

В о р о н к о в Э. И., О в е ч к и н И. А. Основы проектирования усилительных и импульсных схем на транзисторах. М., «Машиностроение», 1967.

Л е в и ч е в В. Г. Транзисторные усилители. М., Воениздат, 1967.

П о п о в П. А. Расчет транзисторных усилителей звуковой частоты. М., «Энергия», 1964.

«Радиотехнические схемы на транзисторах и туннельных диодах», под ред. Р. А. В а л и т о в а. М., «Связь», 1966.

С т е п а н е н к о И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. М., «Энергия». 1967.

Ц ы к и н а А. В. Проектирование транзисторных усилителей. М., «Связь», 1965.

ИМПУЛЬСНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

ХАРАКТЕРИСТИКИ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ

В импульсной технике различают видеоимпульсы и радиоимпульсы. Видеоимпульсом называют кратковременное возрастание или убывание тока или напряжения относительно некоторого постоянного значения с последующим возвращением к исходному уровню. Откладывая по оси ординат значение тока или напряжения, а по оси абсцисс время, можно получить графическое изображение импульсного процесса. Некоторые типичные формы видеоимпульсов представлены на рисунке 44. Для наблюдения формы и измерения параметров видеоимпульсов обычно используют электроннолучевые осциллографы со ждущей разверткой.

Радиоимпульсами называют кратковременные пакеты высокочастотных колебаний, получаемые путем амплитудной модуляции видеоимпульсами синусоидальных колебаний высокой частоты. Примеры радиоимпульсов приведены на рисунке 45.

Далее будут рассматриваться свойства и характеристики только видеоимпульсов и устройств для их усиления. Основными характеристиками импульсных сигналов являются форма, полярность, амплитуда и длительность импульса, длительности переднего и заднего его фронтов, период повторения. Импульсом положительной полярности называется процесс кратковременного возрастания тока или напряжения; кратковременное

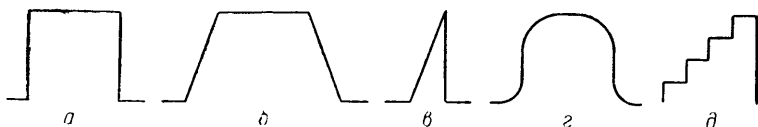


Рис. 44. Типичные формы видеоимпульсов:

а — прямоугольная; б — трапециевидная; в — пилообразная; г — колоколообразная; д — ступенчатая.

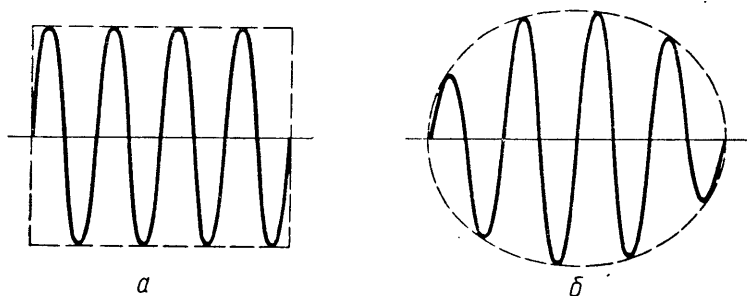


Рис. 45. Радиопульсы.

уменьшение тока или напряжения называется импульсом отрицательной полярности. Амплитуда импульса (U_m , I_m) определяется по максимальному (или минимальному для импульса отрицательной полярности) значению тока или напряжения в импульсе относительно начального уровня. Длительность импульса $\tau_{и}$ определяется как интервал времени от момента появления импульса до момента его исчезновения. Длительность переднего фронта импульса $\tau_{ф}$ обычно определяют как время, за которое величина тока или напряжения изменяется от 0,1 до 0,9 амплитудного значения; длительность заднего фронта или спада $\tau_{с}$ определяют как время, за которое величина тока или напряжения изменяется от 0,9 до 0,1 амплитудного значения (рис. 46).

Интервал времени от момента окончания одного импульса до момента появления другого называется паузой $\tau_{п}$. Период повторения импульсов $T_{и}$ складывается из длительности импульса $\tau_{и}$ и паузы $\tau_{п}$.

$$T_{и} = \tau_{и} + \tau_{п}. \quad (6. 1)$$

Частота следования импульсов $f_{и}$ определяется как величина, обратная периоду повторения импульсов $T_{и}$:

$$f_{и} = \frac{1}{T_{и}}. \quad (6. 2)$$

При прохождении синусоидального сигнала через любую линейную электрическую цепь форма сигнала остается и на выходе синусоидальной, изменяется лишь амплитуда и фаза сигнала. В третьей главе было показано, что транзистор, работающий в режиме усилителя сигналов

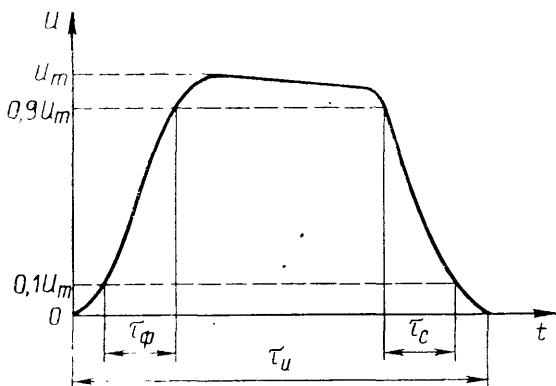


Рис. 46. Основные характеристики видеоимпульса.

малой амплитуды, может рассматриваться как линейный четырехполюсник. Следовательно, при поступлении на выход транзисторного усилителя синусоидального сигнала малой амплитуды форма сигнала на выходе остается также синусоидальной.

Для решения задачи о прохождении через электрические цепи сигналов произвольной формы во многих случаях бывает целесообразно представить их как результат сложения гармонических колебаний. Такое представление возможно для любого периодического процесса путем разложения в бесконечный тригонометрический ряд Фурье:

$$f(t) = A_0 + A_1 \sin(\omega_0 t + \psi_1) + A_2 \sin(2\omega_0 t + \psi_2) + \dots + A_n \sin(n\omega_0 t + \psi_n) + \dots, \quad (6.3)$$

или

$$f(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{n=\infty} A_n \sin(n\omega_0 t + \psi_n),$$

где f — несинусоидальная периодическая функция с частотой ω_0 , A_0 — постоянная составляющая этой функции, $A_1 \sin(\omega_0 t + \psi_1)$ — первая или основная гармоническая составляющая разложения с частотой, равной частоте функции $f(t)$; $A_2 \sin(2\omega_0 t + \psi_2)$ — вторая гармоника с частотой, вдвое большей частоты функции $f(t)$; $A_3 \sin(3\omega_0 t + \psi_3)$ — третья гармоника с частотой, втрое большей частоты функции $f(t)$.

$+\psi_3$) — третья гармоника и т. д. до бесконечности, так как точное представление произвольно-периодической функции достигается только бесконечным тригонометрическим рядом. Выражение (6.3) показывает, что спектр гармонических составляющих любой периодической функции является линейчатым. Пример части амплитудного спектра гармонических составляющих периодической последовательности прямоугольных импульсов с длительностью τ_u и частотой следования $f = \frac{1}{T_u}$

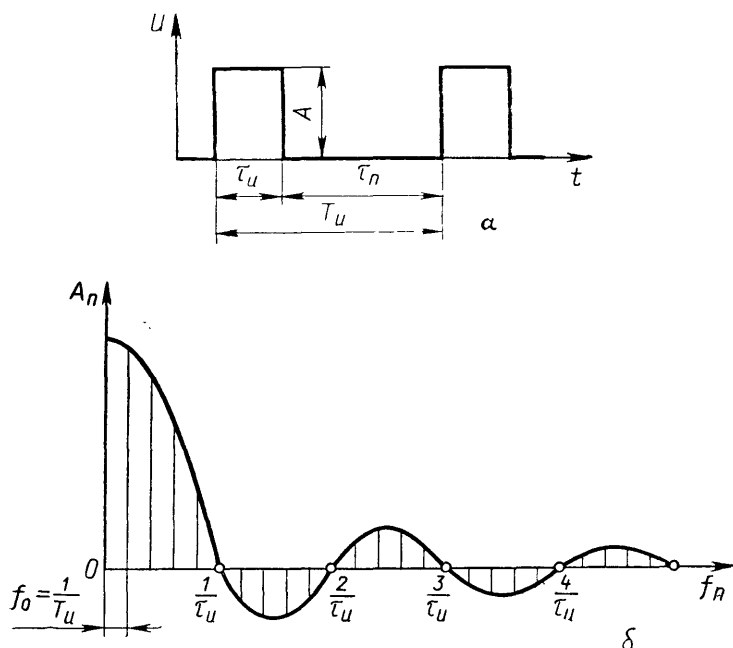


Рис. 47. Периодическая последовательность прямоугольных импульсов (а) и амплитудный спектр ее гармонических составляющих (б).

(рис. 47, а) приведен на рисунке 47, б. По оси ординат отсчитывают величину амплитуды гармоники A_n , по оси абсцисс — ее частоту f_n . Частотный спектр изображен в виде отрезков вертикальных линий. Каждый из отрезков

соответствует одной из гармоник, длина отрезков определяет амплитуду гармоники, положение на оси абсцисс — частоту гармоники.

Амплитуды гармоник спектрального разложения такой периодической последовательности прямоугольных импульсов определяются выражением:

$$A_n = A \frac{2\tau_n}{T_n} \cdot \frac{\sin x_n}{x_n},$$

где A_n — амплитуда n -й гармоники;

A — амплитуда прямоугольного импульса и

$$x_n = \pi f_n \tau_n.$$

Отрицательными значениями амплитуд обозначены те гармоники, фазы которых сдвинуты на 180° относительно фазы первой гармоники.

При переходе от периодически повторяющихся импульсов к одиночным линейчатый спектр разложения превращается в сплошной, так как интервал между спектральными линиями, определяемый выражением $f_0 = \frac{1}{T_n}$, при переходе к одиночным импульсам ($T \rightarrow \infty$) стремится к нулю. Форма огибающей при этом остается неизменной, так как она не зависит от периода повторения импульсов, а определяется их формой. Таким образом, одиночный импульс любой формы можно представить как результат сложения бесконечного множества гармонических колебаний с частотами от нуля до бесконечности. Отсюда следует, что для неискаженной передачи импульсного сигнала усилительное устройство должно обладать частотной характеристикой, представляющей собой горизонтальную прямую в диапазоне частот от нуля до бесконечности. Практически такое требование невыполнимо, и обычно ограничиваются выполнением условия неискаженной передачи гармоник в диапазоне активной ширины спектра импульса. Активной шириной спектра импульса называют диапазон частот от $f_{\min} = f_0$ до $f_{\max} = F_{\text{акт}}$, в пределах которого лежат гармонические составляющие импульсного сигнала, несущие 95% его энергии. Активная ширина спектра импульса определяется формой и длительностью импульса. Например, для прямоугольного импульса справедливо приближенное соотношение:

$$F_{\text{акт}} = \frac{2}{\tau_{\text{и}}}, \quad (6.4)$$

а для колоколообразного

$$F_{\text{акт}} = \frac{0,25}{\tau_{\text{и}}}. \quad (6.5)$$

Выражение (6.4) показывает, что для неискаженной передачи импульсов прямоугольной формы усилительное устройство должно обладать тем большей полосой пропускания $\Delta f = f_{\text{в.г}} - f_{\text{н.г}}$ (6.6), чем меньше длительность импульса $\tau_{\text{и}}$. Так, для передачи с малыми искажениями прямоугольного импульса с длительностью $\tau_{\text{и}} = 1 \text{ мксек}$ усилительное устройство должно обладать полосой пропускания

$$\Delta f = \frac{2}{\tau_{\text{и}}} = \frac{2}{10^{-6} \text{ сек}} = 2 \cdot 10^6 \text{ гц}.$$

Этот пример показывает, что усилитель низкой частоты не может быть использован для усиления импульсных сигналов прямоугольной формы и малой длительности, так как его верхняя граничная частота обычно не выше 15 кГц, следовательно, полоса пропускания не превышает 15 кГц. Для усиления импульсных сигналов применяют усилительные устройства с большой шириной полосы пропускания от звуковых или даже инфразвуковых частот до 1—10 мГц. Такие усилители называются широкополосными. Импульсный усилитель обычно должен быть широкополосным, но удовлетворение требования широкополосности не всегда оказывается достаточным для неискаженной передачи формы усиливаемого импульса, так как, кроме амплитудных искажений, каскад может вносить еще и фазовые искажения.

ШИРОКОПОЛОСНЫЕ ТРАНЗИСТОРНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

В транзисторном усилительном каскаде, предназначенном для усиления импульсных сигналов, могут быть использованы такие же способы включения, методы задания начального режима и стабилизации рабочей точки, какие описаны ранее в главе 4. Главным его отличием от аналогичного каскада усиления низкой частоты должна быть большая величина верхней граничной частоты. Основным препятствием на пути использования многих типов транзисторов в схемах широкополосных усилителей

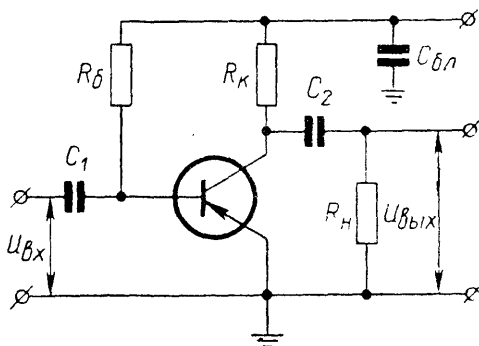


Рис. 48. Импульсный усилительный каскад с общим эмиттером.

является их невысокая предельная частота усиления. Особенно это относится к схемам включения с общим эмиттером, для которых предельная частота усиления транзистора f_β в β раз меньше предельной частоты усиления в схеме включения с общей базой:

$$f_\beta = \frac{f_\alpha}{\beta}.$$

Простейшая схема импульсного усилительного каскада на транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером, представлена на рисунке 48. Построение каскада начинают с выбора типа транзистора. Предельная частота усиления транзистора f_β должна в несколько раз превышать величину верхней граничной частоты, необходимой для передачи сигнала с малыми искажениями. Затем выбирают величину сопротивления R_k . Выбор этот определяется требованием к коэффициенту усиления каскада и зависит от величины максимальной амплитуды усиливаемого сигнала и величины сопротивления нагрузки R_n (или входного сопротивления следующего каскада). Для получения большого коэффициента усиления каскада по напряжению величину сопротивления R_k нужно выбирать возможно большей, однако обычно в практике значения величины сопротивления R_k не превышают 2—3 ком. Это объясняется тем, что в многокаскадных усилителях сопротивлением нагрузки R_n служит входное сопротивление следующего каскада, измеряемое обычно сотнями ом. Так как сопротивление нагрузки по

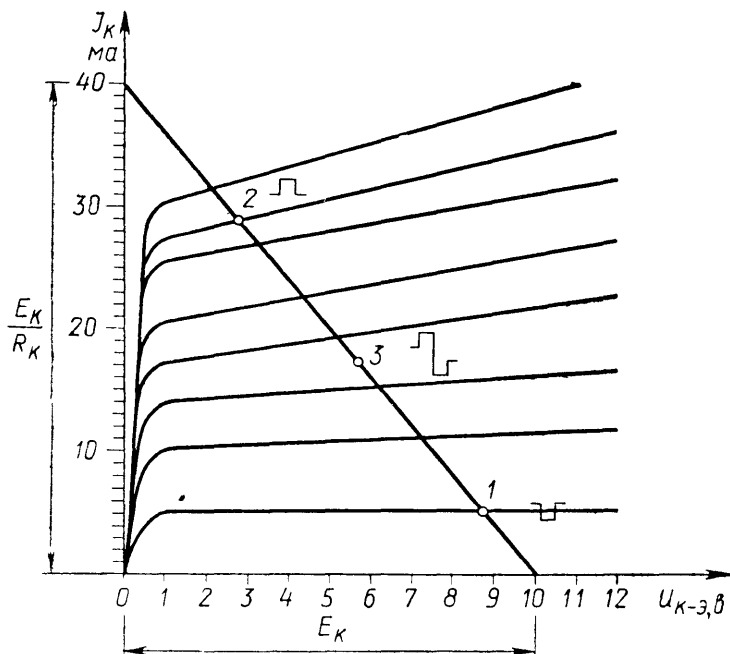


Рис. 49. Выбор начального положения рабочей точки импульсного усилительного каскада.

переменному сигналу включено параллельно сопротивлению R_K , выбирать величину последнего значительно превышающей величину сопротивления нагрузки R_H бесполезно. Когда величина сопротивления R_K выбрана и построена нагрузочная прямая на семействе выходных статических характеристик транзистора, можно рассчитать необходимое значение сопротивления в базовой цепи $R_Б$, задающего начальное положение рабочей точки (рис. 49). Если каскад рассчитывают для усиления импульсов отрицательной полярности, рабочую точку выбирают вблизи точки пересечения нагрузочной прямой с осью абсцисс 1, для усиления импульсов положительной полярности рабочую точку выбирают вблизи точки пересечения нагрузочной прямой с осью ординат 2, при выборе рабочей точки у середины нагрузочной прямой 3 каскад пригоден для усиления импульсов любой полярности.

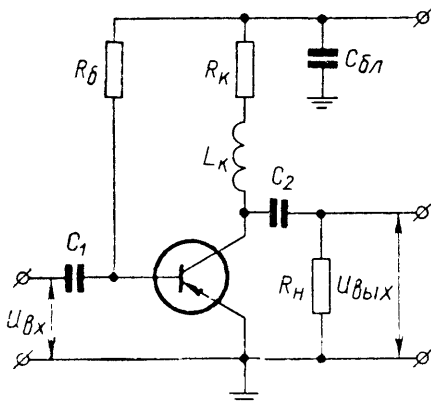


Рис. 50. Импульсный усилительный каскад с индуктивной нагрузкой L_k в цепи коллектора для коррекции в области высоких частот.

Простая схема транзисторного импульсного усилительного каскада, показанная на рисунке 48, часто для расширения полосы пропускания дополняется элементами частотной коррекции. Наиболее распространенный способ частотной коррекции транзисторного каскада в области высоких частот — введение индуктивности в цепь коллектора или емкости в цепь эмиттера. Почему введение индуктивности L_k в цепь коллектора (рис. 50) приводит к расширению полосы пропускания каскада, упрощенно можно пояснить следующим образом: катушка L_k выбирается такой, чтобы величина ее индуктивного сопротивления на низких и средних частотах была значительно меньше величины сопротивления R_k , а в области высоких частот становилась сравнимой с ним. В результате общее сопротивление коллекторной нагрузки на высоких частотах увеличивается, что приводит к возрастанию коэффициента усиления и продолжению горизонтального участка частотной характеристики в области более высоких частот.

Коррекция широкополосного усилительного каскада в области высоких частот с помощью включения емкости в цепь эмиттера возможна в каскадах, содержащих сопротивление отрицательной обратной связи в цепи эмиттера. Принципиальная электрическая схема усилительного каскада с сопротивлением отрицательной об-

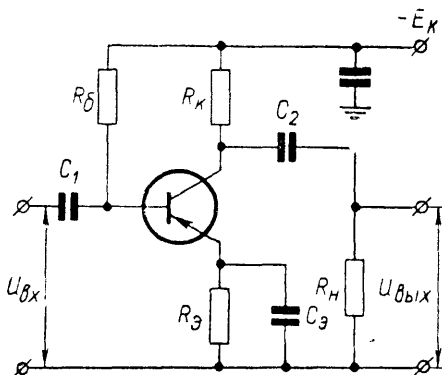


Рис. 51. Импульсный усилительный каскад с корректирующей емкостью в цепи эмиттера.

ратной связи в цепи эмиттера $R_Э$ и корректирующей емкостью $C_Э$, включенной параллельно этому сопротивлению, приведена на рисунке 51. Величина емкости $C_Э$ подбирается такой, чтобы на низких и средних частотах ее сопротивление переменному току значительно превышало величину сопротивления $R_Э$, а на частотах, близких к верхней граничной частоте некорректированного каскада, становилась сравнима с ним. Шунтирующее действие емкости $C_Э$ приводит к уменьшению общей величины сопротивления в цепи эмиттера на высоких частотах и тем самым к уменьшению величины отрицательной обратной связи в каскаде. Уменьшение отрицательной обратной связи повышает коэффициент усиления каскада на высоких частотах, тем самым достигается расширение полосы пропускания усилителя в область более высоких частот.

В усилительном каскаде, содержащем сопротивление в цепи эмиттера для температурной стабилизации режима работы, часть этого сопротивления может быть использована для высокочастотной коррекции. Эта часть сопротивления (первое из двух последовательно соединенных сопротивлений $R_{Э1}$ и $R_{Э2}$) (рис. 52) не должна быть шунтирована блокировочным конденсатором большой емкости, а должна лишь шунтироваться корректирующей емкостью сравнительно небольшой величины.

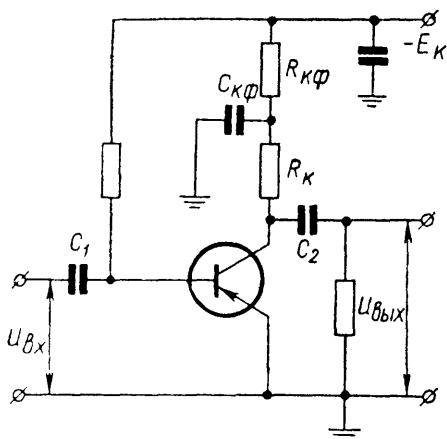


Рис. 53. Импульсный усилительный каскад с коррекцией в области низких частот.

ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ТРАНЗИСТОРЕ

Для более полного представления об особенностях работы транзисторных импульсных схем после общего ознакомления со свойствами импульсного усилительного каскада необходимо рассмотреть работу транзистора в переходных режимах.

Установим, по какому закону происходит изменение тока в цепи коллектора $p-n-p$ -транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером, если в некоторый момент времени $t=0$ на закрытый до того эмиттерный переход подают отпирающее напряжение. Как было показано ранее (2.25), в установившемся режиме ток базы определяется через значение заряда дырок Q , находящихся в базе, и среднее время жизни дырок в базе τ_p :

$$I_b = \frac{Q}{\tau_p}. \quad (2.25)$$

Он обусловлен в этом случае рекомбинацией электронов базы с дырками, проходящими через базу из эмиттера в коллектор. Составляющая базового тока, обусловленная рекомбинацией носителей зарядов в базе I_{b_1} , в переходном режиме определяется аналогичным выражением

$$I_{b_1} = \frac{Q}{\tau_p}. \quad (6.9)$$

Но во время переходного процесса через базовый ввод протекает не только ток, восполняющий убыль электронов в базе за счет рекомбинации. Любое количество дырок эмиттера, входящих в электрически нейтральную базу, привлекает своим положительным зарядом равное количество электронов через базовый ввод. Ток этих электронов определяется скоростью изменения заряда дырок в базе:

$$I_{\delta_2} = \frac{dQ}{dt}. \quad (6.10)$$

Полный ток базы I_{δ} во время переходного процесса равен сумме этих двух составляющих:

$$I_{\delta} = I_{\delta_1} + I_{\delta_2} = \frac{Q}{\tau_p} + \frac{dQ}{dt}. \quad (6.11)$$

Решая уравнение (6.11) для случая $I_{\delta} = \text{const}$, можно получить

$$Q = I_{\delta} \tau_p (1 - e^{\frac{-t}{\tau_p}}). \quad (6.12)$$

Используя уравнения (2.23) и (6.12), можно получить закон изменения во времени коллекторного тока I_k при подаче отпирающего перепада на базу закрытого транзистора при $I_{\delta} = \text{const}$:

$$I_k = \frac{Q}{\tau_D} = I_{\delta} \frac{\tau_p}{\tau_D} (1 - e^{\frac{-t}{\tau_p}}) = \beta I_{\delta} (1 - e^{\frac{-t}{\tau_p}}). \quad (6.13)$$

Если фиксированное значение тока базы транзистора I_{δ} меньше значения базового тока насыщения $I_{\delta.н.}$, то переходный процесс обычно считают продолжающимся в течение времени

$$t_n \simeq 3\tau_p. \quad (6.14)$$

Длительность фронта импульса τ_{ϕ} при этом определяется приближенным выражением

$$\tau_{\phi} \approx 2,2\tau_p. \quad (6.15)$$

Вычислим, например, длительность переходного процесса t_n транзистора типа П16 со значением параметра $\beta = 25$ при условии $I_{\delta} < I_{\delta.н.}$. Критическая частота транзистора типа П16 равна $f_a = 1 \text{ мГц}$.

$$t_n \simeq 3\tau_p = 3\beta\tau_D = \frac{3\beta}{\omega_a} = \frac{3 \cdot 25}{2\pi \cdot 10^6} \simeq 12 \cdot 10^{-6} \text{ сек.}$$

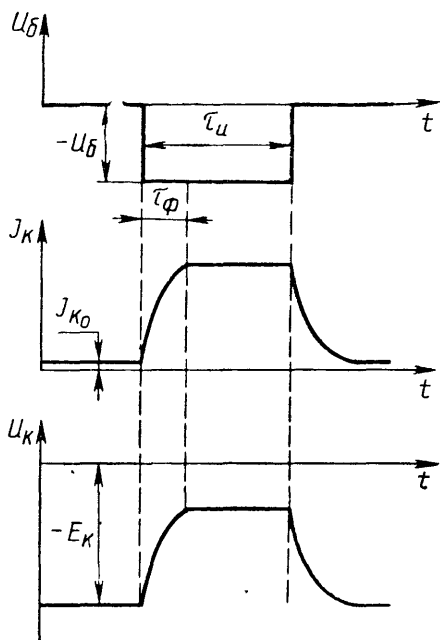


Рис. 54. Искажения формы прямоугольного импульса на выходе транзисторного усилительного каскада с общим эмиттером.

После прекращения действия отпирающего сигнала на эмиттерном переходе ток коллектора не становится мгновенно равным нулю, а убывает по экспоненциальному закону. Объясняется это тем, что в момент запирающего эмиттерного перехода в базе существует объемный заряд дырок

$$Q = I_K \tau_D . \quad (2.23)$$

Этот объемный заряд дырок убывает по экспоненциальному закону за счет рекомбинации, по такому же закону убывает и величина коллекторного тока I_K , связанного с величиной объемного заряда дырок в базе соотношением (2.23).

Переходные процессы в транзисторе при отпирании и запирающем эмиттерного перехода приводят к искажению переднего и заднего фронтов усиливаемых импульсов.

Качественная картина наблюдаемых искажений формы прямоугольного импульса при усилении каскадом с общим эмиттером представлена на рисунке 54.

Лабораторная работа № 7

ИССЛЕДОВАНИЕ ИМПУЛЬСНОГО УСИЛИТЕЛЬНОГО КАСКАДА

Цель работы — расчет импульсного усилительного каскада с общим эмиттером, снятие его частотной или переходной характеристики и ознакомление с методами частотной коррекции импульсных усилителей.

В а р и а н т 1

Приборы и принадлежности. 1. Измерительный стенд. 2. Генератор звуковой частоты типа ГЗ-36. 3. Генератор стандартных сигналов Г4-18. 4. Ламповый милливольтметр типа ВЗ-3. 5. Авометр.

Для исследования свойств импульсного транзисторного усилительного каскада с общим эмиттером в настоящей работе используется измерительный стенд, принци-

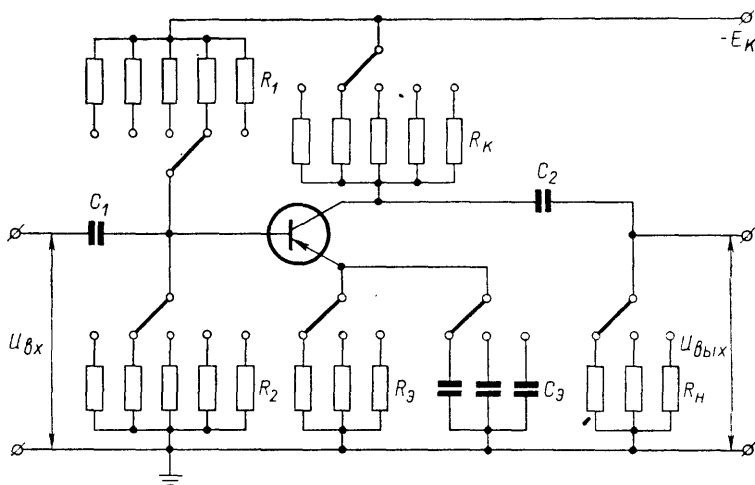


Рис. 55. Принципиальная электрическая схема измерительного стенда.

пиальная электрическая схема которого изображена на рисунке 55. Порядок расчета каскада можно несколько упростить по сравнению с описанным в главе V.

Величина напряжения источника питания E_k зависит от предельного допустимого напряжения на коллекторе $U_{k, \text{доп}}$. Обычно напряжение источника питания E_k выбирается меньшим напряжения $U_{k, \text{доп}}$. Начальную рабочую точку выбирают таким образом, чтобы каскад был пригоден для усиления импульсов как положительной, так и отрицательной полярности, напряжение на коллекторе транзистора U_k должно быть равным примерно половине напряжения питания:

$$U_k \cong 0,5 E_k. \quad (6. 16)$$

Следовательно, падение напряжения на коллекторном сопротивлении R_k должно составлять также примерно $0,5E_k$:

$$\Delta U_k = I_{k. н} R_k = 0,5 E_k. \quad (6. 17)$$

Для определения нужной величины сопротивления R_k необходимо задать начальное значение коллекторного тока $I_{k. н}$. Обычно для маломощных транзисторов его берут равным 1—3 *ма*. После выбора значения начального тока коллектора $I_{k. н}$ можно вычислить величину сопротивления в цепи коллектора R_k :

$$R_k = \frac{0,5 E_k}{I_{k. н}}. \quad (6. 18)$$

Сопротивление обратной связи в цепи эмиттера $R_э$ обычно выбирают равным примерно $1/5$ коллекторного сопротивления R_k .

Для определения значения начального тока базы необходимо измерить величину коэффициента передачи базового тока β . Отыскав значение начального тока базы

$$I_{б. н} = \frac{I_{k. н}}{\beta}, \quad (6. 19)$$

можно задать значение тока I_d в цепи делителя $R_1 R_2$ по условию

$$I_d = (2 - 6) I_{б. н} \quad (6. 20)$$

и затем вычислить значения сопротивлений R_1 и R_2 по приближенным формулам:

$$R_2 = \frac{U_э + U_{б-э. н}}{I_d} \cong \frac{I_{k. н} R_э + 0,2 в}{I_d}; \quad (6. 21)$$

$$R_1 = \frac{E_k - (U_{б-э.н} + U_э)}{I_d + I_{б.н}} \approx \frac{E_k - I_{к.н} R_э - 0,2 \text{ в}}{I_d + I_{б.н}}. \quad (6.22)$$

Величина емкости конденсаторов C_1 и C_2 может лежать в пределах от 0,01 до 100 мкф.

Порядок выполнения работы

1. Выполните расчет элементов импульсного усилительного каскада с общим эмиттером на транзисторе типа П16. Установите на измерительном стенде значения сопротивлений R_1 , R_2 , R_k и $R_э$, возможно более близкие к расчетным. Вставьте выводы транзистора в соответствующие гнезда на измерительном стенде и включите напряжение питания.

2. Проверьте, насколько хорошо начальный режим работы каскада совпадает с расчетным. Для этого с помощью авометра измерьте напряжение на коллекторе транзистора U_k . Согласно выполненным расчетам оно должно быть примерно равно $0,5E_k$. Если действительная величина коллекторного напряжения U_k лежит в пределах 0,4—0,6 E_k , то задание начального режима можно считать нормальным. Если же напряжение на коллекторе оказывается большим 0,6 E_k или меньшим 0,4 E_k , нужно заново проверить выполненные расчеты и соответствие установленных на панели значений расчетным. Если в расчетах и задании значений сопротивлений R_1 , R_2 , R_k и $R_э$ ошибок нет, довести каскад до расчетного режима можно путем изменения величины сопротивления R_2 .

3. После задания начального режима соедините вход каскада с выходом «0,01» звукового генератора, а к выходным клеммам присоедините выносной пробник милливольтметра. Включите приборы ГЗ-36 и ВЗ-3 в сеть и после их прогрева снимите частотную характеристику каскада при значениях $C_э=0$ и $R_н=1 \text{ ком}$. Порядок выполнения измерений и форма отчета такие же, как в работе № 6.

4. Устанавливая значения корректирующей емкости $C_э$ равными 100 пф, 1000 пф, 2000 пф, 10 000 пф и 0,1 мкф, снимите частотные характеристики каскада для каждого из этих значений. Полученное семейство частотных характеристик представьте графически.

5. Сделайте расчет импульсного усилительного каскада на транзисторе типа П-16. Установите транзистор

в гнездо измерительного стенда и снимите его частотную характеристику в схеме высокочастотной коррекции ($C_3=0$). На частотах выше 200 кГц в качестве источника входного сигнала используется генератор стандартных сигналов типа Г4-18.

В а р и а н т 2

Приборы и принадлежности. 1. Измерительный стенд. 2. Измеритель переходных характеристик типа Х2-1.

Для анализа свойств линейных электрических цепей и, в частности, усилительных устройств широко применяется метод наблюдения их переходных характеристик. Переходной характеристикой называется напряжение на выходе исследуемой цепи как функция времени при поступлении на вход цепи скачка напряжения единичной амплитуды. Для получения переходной характеристики усилительного устройства на его вход подают скачок напряжения U_1 , а сигнал с выхода усилителя подают на пластины вертикального отклонения луча осциллографа с включенной разверткой. Луч осциллографа вычерчивает на экране кривую, представляющую зависимость выходного напряжения U_2 от времени. Переходную характеристику в этом случае можно найти из выражения:

$$h(t) = \frac{U_2(t)}{U_1(t)}. \quad (6.23)$$

Из определения переходной характеристики следует, что она дает количественную характеристику искажения проходящих сигналов. Общий вид типичной переходной характеристики усилительного каскада представлен на рисунке 56.

В теории линейных цепей показывается, что между стационарной частотной характеристикой любой линейной электрической цепи и ее переходной характеристикой существует однозначная связь. В частности, верхняя граница полосы пропускания резистивного усилительного каскада $f_{в.г}$ связана с длительностью нарастания фронта τ_{ϕ} его переходной характеристики простым соотношением:

$$f_{в.г} = \frac{0,35}{\tau_{\phi}}. \quad (6.24)$$

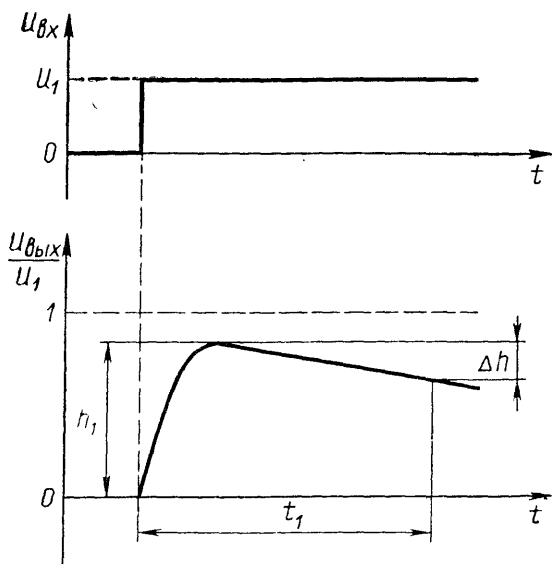


Рис. 56. Общий вид переходной характеристики усилительного каскада.

Нижнюю граничную частоту определяют по величине относительного спада плоской вершины переходной характеристики $\frac{\Delta h}{h_1}$ (рис. 56) выражением:

$$f_{н. г} = \frac{\frac{\Delta h}{h_1}}{2\pi t_1}, \quad (6. 25)$$

где t_1 — время, за которое происходит спад переходной характеристики от значения h_1 на величину Δh , составляющую несколько процентов от значения h_1 .

Таким образом, для определения основных параметров, характеризующих частотные свойства транзисторного усилительного каскада, его верхней и нижней граничных частот, не обязательно снимать частотную характеристику, как это описано в первом варианте настоящей работы. Достаточно точные сведения о граничных частотах полосы пропускания усилительного каскада можно получить путем анализа его переходной характеристики.

Поскольку полный и точный теоретический расчет элементов частотной коррекции импульсного усилитель-

ного каскада часто оказывается слишком сложным, а иногда и просто невозможным, в большинстве практических случаев после приближенной теоретической оценки величин элементов частотной коррекции оптимальные значения их подбирают экспериментально. При таком подборе контроль за качеством усилительного каскада можно осуществлять путем наблюдения его переходной характеристики.

Качественная картина различных типов искажений формы прямоугольного импульса, наблюдаемых при подборе элементов высокочастотной коррекции усилительного каскада, представлена на рисунке 57. На рисунке 57, а изображен прямоугольный импульс положительной полярности, который можно рассматривать как результат действия двух скачков напряжения, положительного и, спустя время, равное длительности импульса, отрицательного. При поступлении такого импульса на вход усилительного каскада с достаточно большой шириной полосы пропускания форма импульса на выходе должна оставаться прямоугольной. Если же на выходе наблюдается импульс с искажениями формы типа представленных на рисунке 57, б, то каскад обладает недостаточно большой верхней граничной частотой $f_{в.г.}$. Для расширения полосы пропускания усилителя в область более высоких частот нужно либо применить транзистор другого типа с большей верхней граничной частотой, либо ввести в схему каскада элементы высокочастотной коррекции.

Если в качестве корректирующего элемента используется индуктивность L_k , включенная последовательно с коллекторным сопротивлением R_k (рис. 50), то при излишней величине индуктивности L_k в контуре, образуемом элементами L_k , C_2 и R_k , возникают затухающие колебания, приводящие к искажению формы импульса. Форма импульса, получаемого на выходе усилителя в таком случае, называемом перекоррекцией, показана на

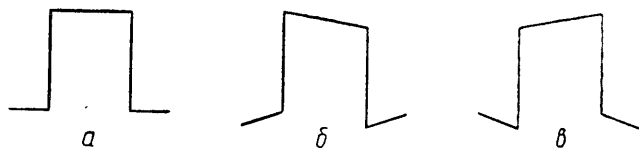


Рис. 57. Типичные искажения формы прямоугольных импульсов при различной степени высокочастотной коррекции.

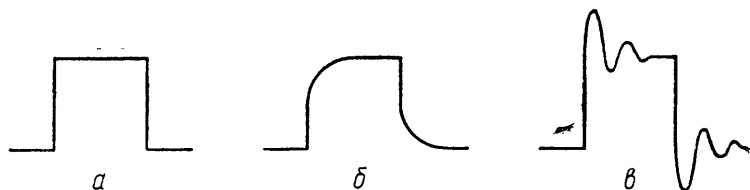


Рис. 58. Искажения формы прямоугольных импульсов при неправильном подборе элементов низкочастотной коррекции.

рисунке 57, в. Аналогичные искажения формы импульса наблюдаются и в случае перекоррекции каскада с помощью емкости C_3 в цепи эмиттера (рис. 51, 52).

Если амплитуда сигнала, поступающего с выхода исследуемого усилителя, невелика, до подачи на пластины вертикального отклонения луча осциллографа сигнал должен быть предварительно усилен. Чтобы при этом форма исследуемого сигнала не претерпела дополнительных искажений, применяемых для этой цели, усилитель должен обладать полосой пропускания более широкой, чем у исследуемого усилителя.

Низкочастотные искажения, вносимые усилительным каскадом, можно исследовать с помощью осциллографа, у которого усилитель вертикального отклонения имеет нижнюю граничную частоту, равную нулю, либо путем подачи сигнала непосредственно на отклоняющие пластины осциллографа. На вход исследуемого усилительного каскада в этом случае подают прямоугольные импульсы с длительностью порядка 10^{-2} — 10^{-1} сек. Если на экране осциллографа при этом вместо прямоугольного импульса, поступающего на вход усилительного каскада (рис. 58, а), наблюдается импульс со скалыванием плоской вершины (рис. 58, б), то это свидетельствует о недостаточной коррекции каскада в области низких частот. Форма импульса, показанная на рисунке 58, в, наблюдается в случае перекоррекции каскада по низкой частоте.

Порядок выполнения работы

1. Выполните расчет элементов импульсного усилительного каскада с общим эмиттером на транзисторе типа П401-403. Подготовьте измерительный стенд к работе

согласно пунктам 1 и 2 первого варианта настоящей лабораторной работы.

2. Подготовьте прибор типа X2-1 к выполнению измерений согласно инструкции. Соедините вход усилительного каскада с выходом генератора прямоугольных импульсов прибора типа X2-1 через сопротивление 10 ком , выход исследуемого каскада соедините со входом выносного блока усилителя вертикального отклонения прибора X2-1. Блок-схема соединения прибора X2-1 с исследуемым усилительным каскадом изображена на рисунке 59. Изменяя амплитуду сигнала, подаваемого на вход усилителя, чувствительность усилителя осциллографа и регулируя фазу горизонтально-отклоняющего напряжения, получите на экране осциллографа переходную характеристику исследуемого усилительного каскада.

4. Включите генератор меток времени и измерьте длительность нарастания фронта переходной характеристики $\tau_{\text{ф}}$. Используя выражение (6.24) по найденному значению длительности нарастания фронта, определите верхнюю границу полосы пропускания усилительного каскада $f_{\text{в.г.}}$.

5. Включите в цепь эмиттера усилительного каскада корректирующую емкость $C_{\text{э}}$ и, изменяя ее величину с помощью переключателя, подберите оптимальное для данного каскада значение (по условию минимальной длительности фронта нарастания) $\tau_{\text{ф}}$. Определите длительность фронта нарастания $\tau_{\text{ф}}$ переходной характеристики

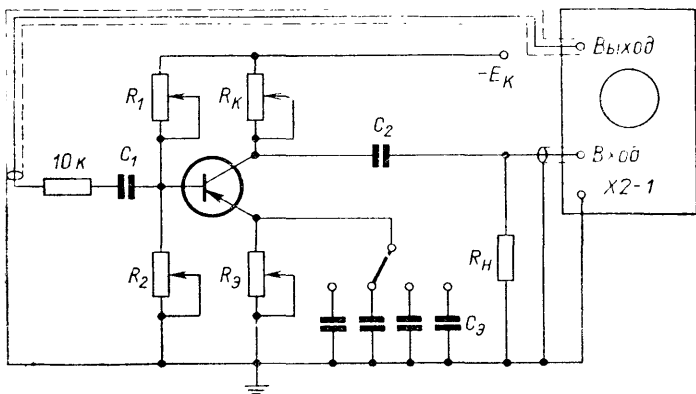


Рис. 59. Блок-схема соединения измерителя переходных характеристик X2-1 с исследуемым усилительным каскадом.

импульсного усилительного каскада с высокочастотной коррекцией и его верхнюю граничную частоту усиления.

Контрольные вопросы

1. Что называется видеоимпульсом?
2. Какими свойствами должен обладать усилитель, предназначенный для усиления видеоимпульсов?
3. Какими причинами может быть вызвано уменьшение коэффициента усиления транзисторного каскада на высоких частотах? Поясните способы высокочастотной коррекции.
4. Какими причинами может быть вызвано уменьшение коэффициента усиления транзисторного каскада на низких частотах? Поясните способы низкочастотной коррекции.
5. Что называется переходной характеристикой усилительного каскада? Какова связь между длительностью нарастания фронта переходной характеристики t_f и верхней границей полосы пропускания резистивного усилительного каскада $f_{в.г}$? Как по переходной характеристике можно определить нижнюю граничную частоту усилительного каскада?

ЛИТЕРАТУРА

Бонч-Бруевич А. М. Радиоэлектроника в экспериментальной физике. М., «Наука», 1966.

Браммер Ю. А., Пашук И. Н. Импульсная техника. М., «Высшая школа», 1965.

Воронков Э. Н., Овечкин Ю. А. Основы проектирования усилительных и импульсных схем на транзисторах. М., «Машиностроение», 1967.

Гольденберг Л. М. Основы импульсной техники. М., Связьиздат, 1963.

Левичев В. Г. Транзисторные усилители. М., Воениздат, 1967.

Нелепец В. В., Нелепец В. С. Импульсные режимы в радиотехнических цепях. М., Воениздат, 1966.

Фролкин В. Т. Импульсные устройства. М., «Машиностроение», 1966.

Шац С. Я. Транзисторы в импульсной технике. Л., Судпромгиз, 1963.

Эрглис К. Э., Степаненко И. П. Электронные усилители. М., «Наука», 1964.

КЛЮЧЕВОЙ РЕЖИМ РАБОТЫ ТРАНЗИСТОРА

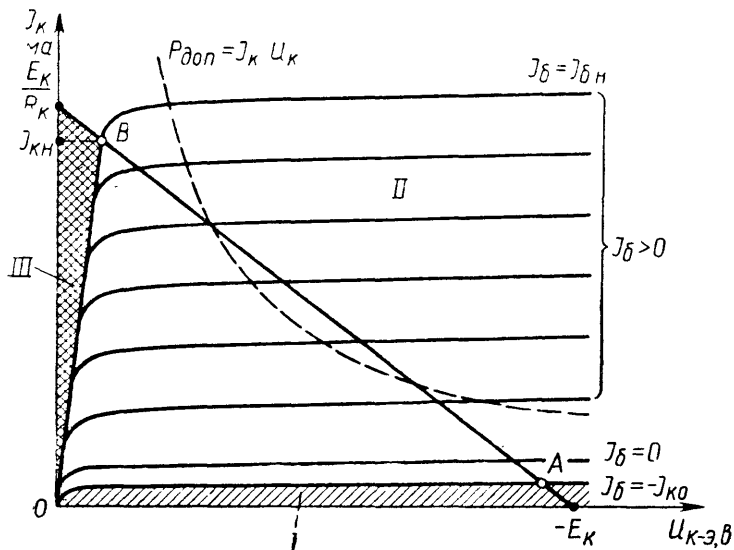


Рис. 60. Области отсечки (I), активного состояния (II) и насыщения (III) на семействе выходных статических характеристик транзистора.

того состояния), в состояние насыщения или, наоборот, из состояния насыщения в закрытое состояние. Рабочими состояниями транзистора при этом являются закрытое состояние и состояние насыщения. Области отсечки и насыщения для семейства статических выходных характеристик транзистора в схеме с общим эмиттером показаны на рисунке 60.

В закрытом состоянии транзистор $p-n-p$ -типа находится при условии $U_K < U_B > U_E$. При этом оба перехода включены в запиорном направлении и через них протекают только неуправляемые токи неосновных носителей, ток базы примерно равен тепловому току коллектора $I_B \approx -I_{K_0}$, а ток эмиттера примерно на порядок величины меньше тока коллектора и принимается равным нулю.

Для задания исходного рабочего состояния транзистора в области отсечки могут быть использованы способ подачи положительного смещения на базу от специального источника базового смещения $+E_B$ (рис. 61, а) или способ подачи отрицательного напряжения смещения на эмиттер $-E_E$ с помощью делителя напряжения на сопротивлениях R_1, R_2 от источника коллекторного напряжения $-E_K$ при нулевом потенциале на базе (рис. 61, б).

Ключевой режим работы каскада с общим эмиттером (рис. 61, а) обеспечивается при подаче на базу перепада напряжения отрицательной полярности с амплитудой, обеспечивающей отпирание эмиттерного и коллекторного переходов. Эмиттерный переход отпирается входным сиг-

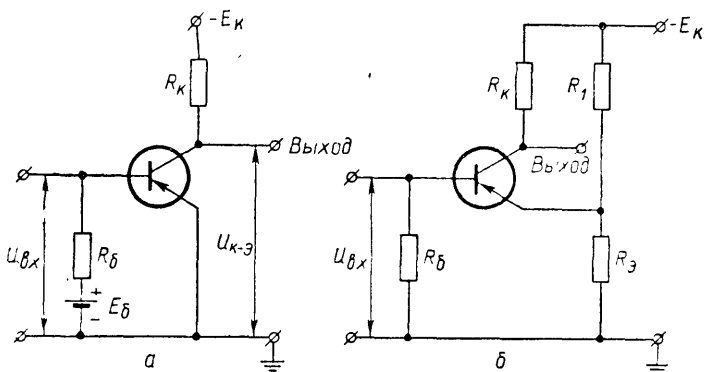


Рис. 61. Два способа подачи положительного смещения на базу транзистора.

налом отрицательной полярности при выполнении условия $|U_{вх}| > |E_б|$, коллекторный переход открывается при условии $|U_{вх}| > |U_к|$. В состоянии отсечки напряжение на коллекторе практически равно напряжению источника питания $U_к = -E_к$. Из этого, однако, не следует, что для отпираания коллекторного перехода на базу необходимо подать напряжение с амплитудой, превышающей напряжение источника коллекторного питания. В действительности необходимая амплитуда входного сигнала определяется величиной входного сопротивления каскада, коэффициентом передачи базового тока транзистора β , величиной сопротивления коллекторной нагрузки $R_к$ и зависит от величины напряжения питания $-E_к$. Покажем, что транзисторный каскад (рис. 61, а) скачком переходит из закрытого состояния в состояние насыщения при подаче на базу отрицательного перепада напряжения $-U_{вх}$, удовлетворяющего условию

$$U_{вх} \geq R_{вх} I_{б.н}, \quad (7.1)$$

где величина базового тока насыщения $I_{б.н}$ определяется соотношением:

$$I_{б.н} = \frac{I_{к.н}}{\beta} = \frac{\frac{E_к}{R_к}}{\beta}. \quad (7.2)$$

Действительно, при увеличении базового тока $I_б$ от значения $I_б \approx -I_{к_0}$ до значения, определяемого уравнением (7.2), рабочая точка перемещается по нагрузочной прямой из точки *A* в точку *B* (рис. 60). При достижении коллекторным током $I_к$ значения тока насыщения

$$I_к = I_{к.н} \approx \frac{E_к}{R_к} \quad (7.3)$$

падение напряжения на коллекторном сопротивлении $R_к$ становится практически равным напряжению источника питания $E_к$

$$I_{к.н} R_к \approx E_к, \quad (7.4)$$

а величина напряжения на коллекторе $U_к$ приближается к нулю

$$U_к = E_к - I_{к.н} R_к \approx 0. \quad (7.5)$$

Так как к базе приложено отрицательное напряжение $-U_{вх}$, коллекторный переход оказывается при этом включенным в прямом направлении. Однако отпирание

коллекторного перехода не приводит к увеличению коллекторного тока, уже достигшего максимального из возможных значения, определяемого выражением (7.3). В закрытом состоянии сопротивление между эмиттером и коллектором транзистора велико и точки электрической цепи, соединенные лишь через эмиттерный и коллекторный выводы транзистора, можно считать разомкнутыми. При подаче на базу транзистора входного сигнала, удовлетворяющего соотношениям (7.1) и (7.2), оба перехода транзистора оказываются включенными в прямом направлении, сопротивление их можно считать примерно равным нулю, а эмиттерный и коллекторный выводы короткозамкнутыми. Таким образом, транзистор как бы выполняет роль ключа, размыкающего или замыкающего накоротко точки электрической цепи, к которым присоединены выводы эмиттера и коллектора.

Переход рабочей точки транзистора, работающего в ключевом режиме, из области отсечки в область насыщения совершается быстро. Это позволяет выбирать такие значения величины коллекторного напряжения $—E_K$ и коллекторного сопротивления R_K , при которых линия нагрузки частично вторгается в область справа от гиперболы $I_K U_K = P_{\text{доп.расс}}$ на семействе выходных статических характеристик. Достаточно, чтобы точки A и B , определяющие два основных рабочих состояния транзистора в ключевом режиме, лежали левее этой линии.

Длительность переходного процесса, происходящего при отпирании транзисторного ключа, можно определить, воспользовавшись выражением (6.13). Если амплитуда отпирающего перепада напряжения такова, что транзистор работает в ключевом режиме ($I_6 \geq I_{6.н}$), то длительность переходного процесса от момента поступления отпирающего перепада напряжения $t=0$ до момента установления режима насыщения $t=t_n$ можно определить из выражения (6.13) следующим образом:

$$I_K = \beta I_6 (1 - e^{-\frac{t_n}{\tau_p}}) = I_{K.н} = \frac{E_K}{R_K}; \quad (7.6)$$

$$\frac{I_{K.н} - \beta I_6}{\beta I_6} = -e^{-\frac{t_n}{\tau_p}}; \quad \ln \frac{\beta I_6 - I_{K.н}}{\beta I_6} = \frac{t_n}{\tau_p};$$

$$t_n = \tau_p \ln \frac{I_6}{I_6 - \frac{I_{к.н}}{\beta}} = \tau_p \ln \frac{I_6}{I_6 - \frac{E_k}{\beta R_k}}. \quad (7.7)$$

Анализ выражения (7.7) показывает, что длительность переходного процесса при отпирании транзисторного ключа t_n уменьшается с увеличением управляющего тока базы I_6 .

При достижении коллекторным током значения тока насыщения $I_{к.н}$ увеличение объемного заряда дырок в базе Q продолжается по закону (6.12) до достижения равновесного значения через время $t_n \approx 3\tau_p$.

Если через некоторое время $t_n > t_n$ после отпирания транзисторного ключа на базу транзистора поступает положительный перепад напряжения, коллекторный ток не уменьшается мгновенно до значения $I_{к0}$. Как и при отпирании, некоторый конечный интервал времени длится переходный процесс. При запираании транзистора переходный процесс обусловлен тем, что поступление положительного перепада напряжения на базу не приводит к мгновенному исчезновению объемного заряда дырок в базе. Его величина убывает по экспоненциальному закону. Время t_p , за которое объемный заряд дырок в базе уменьшается до граничного значения $Q_{гр} = I_{к.н}\tau_D$, называется временем рассасывания объемного заряда. В течение этого времени величина тока в цепи коллектора остается неизменной $I_k = I_{к.н}$. После запираания эмиттерного и коллекторного переходов с момента окончания времени рассасывания t_p объемный заряд дырок в базе убывает по экспоненциальному закону, по тому же закону убывает и величина коллекторного тока. Время рассасывания t_p и длительность заднего фронта импульса t_f уменьшаются с увеличением амплитуды запирающего сигнала. Временные диаграммы переходных процессов в транзисторном ключе с общим эмиттером изображены на рисунке 62. На этом рисунке U_c — напряжение сигнала, поступающего на вход эмиттерного ключа, U_6 — напряжение на базе, I_6 — ток базы, I_k — ток коллектора, U_k — напряжение на коллекторе.

ТРИГГЕР

Широкое распространение в транзисторной импульсной технике в качестве устройства для быстрого включения и выключения токов и напряжений, хранения инфор-

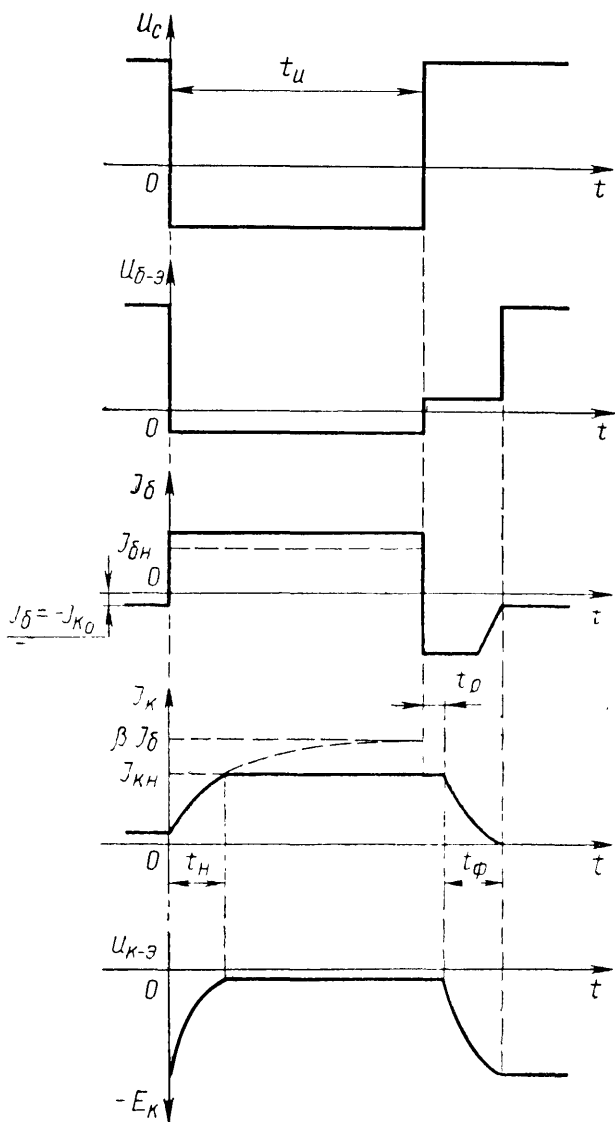


Рис. 62. Временные диаграммы переходных процессов в транзисторном ключе с общим эмиттером.

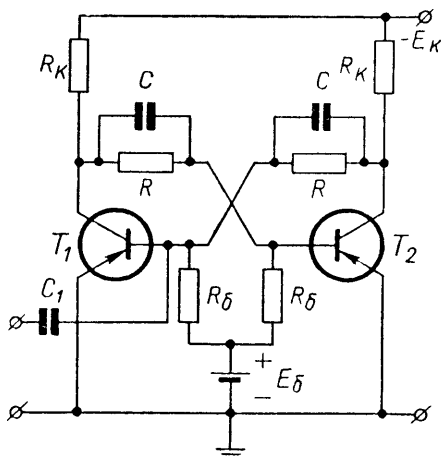


Рис. 63. Принципиальная электрическая схема симметричного триггера с внешним смещением.

мации, формирования прямоугольных импульсов, пересчета числа импульсов получили транзисторные триггеры. Триггер представляет собой резистивный усилитель, у которого сигнал с выхода первого каскада поступает на вход второго, а с выхода второго — на вход первого. Кроме осуществления стопроцентной обратной связи для работы такого устройства в режиме триггера, необходимо рассчитать элементы его цепей, исходя из условия возможности двух устойчивых состояний: при работе первого транзистора в режиме насыщения (или активном состоянии) второй транзистор должен находиться в состоянии отсечки тока, при отпирании внешним сигналом второго транзистора первый должен запирается. При отсутствии внешнего сигнала в любом из этих двух состояний триггер должен находиться сколько угодно долго. На рисунке 63 показана принципиальная электрическая схема симметричного триггера с внешним смещением. Величины сопротивлений R_k , R , R_δ и напряжений источников E_k и E_δ выбираются такими, чтобы при включении источников питания в цепи коллектора E_k и базы E_δ на базы транзисторов поступило отрицательное смещение с делителей напряжения на сопротивлениях R_k , R и R_δ .

Несмотря на специальный подбор одинаковой величины сопротивлений и емкостей в цепях транзисторов T_1 и T_2 , возникающие при этом коллекторные токи не могут быть абсолютно одинаковыми. Для определенности будем считать, что при включении в коллекторной цепи транзистора T_1 возник ток несколько большей величины, чем в коллекторной цепи транзистора T_2 . Большой ток в цепи коллектора первого транзистора создает большее падение напряжения на его коллекторной нагрузке R_K , и в результате потенциал на коллекторе первого транзистора оказывается несколько более высоким, чем потенциал коллектора второго транзистора. Так как коллектор первого транзистора T_1 связан через сопротивление R и емкость C с базой второго транзистора, повышение потенциала коллектора транзистора T_1 вызывает повышение потенциала базы транзистора T_2 . Это приводит к некоторому уменьшению коллекторного тока транзистора T_2 . Уменьшение коллекторного тока транзистора T_2 приводит к понижению потенциала его коллектора и связанной с ним базы транзистора T_1 . Транзистор T_1 еще больше отпирается, вызывая дальнейшее запираание транзистора T_2 и т. д. Процесс быстро развивается и при надлежащем выборе элементов схемы завершается полным запираанием транзистора T_2 (режим отсечки) и отпираанием транзистора T_1 обычно до режима насыщения.

При переходе транзистора T_1 в состояние насыщения потенциал его коллектора оказывается близким к нулю, а база транзистора T_2 через делитель напряжения R_6 , R получает положительное смещение. Коллектор закрытого транзистора T_2 находится под отрицательным потенциалом и через делитель напряжения на сопротивлениях R_K , R и R_6 на базе транзистора T_1 устанавливается отрицательное смещение, поддерживающее транзистор в открытом состоянии. Такое состояние триггера устойчиво и сохраняется до тех пор, пока на его вход не поступит сигнал, опрокидывающий схему во второе устойчивое состояние.

При способе управления триггером, примененном в схеме рисунка 63, перевод из одного устойчивого состояния в другое осуществляется путем подачи управляющего импульса на базу первого транзистора. Если в исходном состоянии транзистор T_1 открыт, а транзистор T_2

закрыт, то при поступлении на базу первого транзистора управляющего импульса положительной полярности транзистор T_1 начнет запирается. Запирание транзистора T_1 вызовет отпирание транзистора T_2 и триггер перейдет во второе устойчивое состояние. Следующее опрокидывание триггера может быть вызвано либо путем подачи импульса отрицательной полярности на базу транзистора T_1 , либо путем подачи импульса отрицательной полярности на базу транзистора T_2 .

Для определения условий, обеспечивающих работу триггера в двух устойчивых состояниях, рассмотрим эквивалентную схему триггера на постоянном токе в одном из устойчивых состояний. Пусть первый транзистор T_1 находится в состоянии насыщения, а второй T_2 — в закрытом состоянии. В этом случае на эквивалентной схеме (рис. 64) участок цепи между коллектором и эмиттером первого транзистора можно представить короткозамкнутым, а второй транзистор представить в виде генератора тока I_{κ_0} . Поскольку тепловой ток эмиттера транзистора в закрытом состоянии I_{ε_0} значительно меньше теплового тока коллектора, его величиной можно пренебречь и участок цепи, замыкаемый через вывод эмиттера второго транзистора, считать разомкнутым.

Определим, каким элементом схемы транзистор T_2 может быть введен в режим отсечки тока и каким должно быть значение этого элемента. Рассмотрев эквивалентную схему триггера в одном из двух устойчивых состояний (рис. 64), можно получить для величины потенциала базы закрытого транзистора T_2 следующее выражение:

$$U_{\delta_2} = \frac{E_{\delta}}{R_{\delta} + R} R - I_{\kappa_0} \frac{R_{\delta} R}{R_{\delta} + R}. \quad (7.8)$$

Для запираания транзистора T_2 потенциал его базы должен быть положительным или равным нулю:

$$U_{\delta_2} \geq 0. \quad (7.9)$$

Из выражений (7.8) и (7.9) следует, что закрытое состояние транзистора T_2 может быть задано путем выбора величины сопротивления R_{δ} , удовлетворяющей соотношению

$$R_{\delta} \leq \frac{E_{\delta}}{I_{\kappa_0}}. \quad (7.10)$$

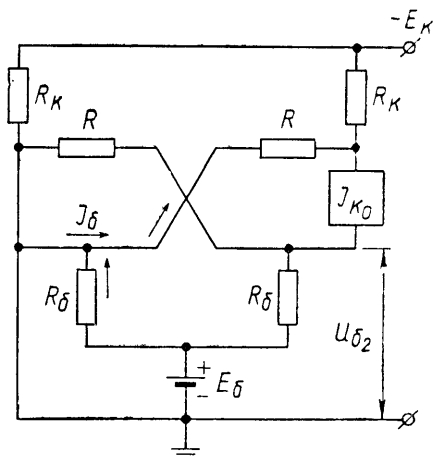


Рис. 64. Эквивалентная схема транзисторного симметричного триггера в одном из двух устойчивых состояний.

Для того чтобы запирающее транзистора T_2 было обеспечено во всем диапазоне допустимых значений температуры и для любого экземпляра транзистора данного типа, при расчете значения сопротивления R_6 нужно использовать максимальное из возможных значений величины теплового тока коллектора $I_{k_0 \text{ макс}}$:

$$R_6 = \frac{E_6}{I_{k_0}}. \quad (7.11)$$

Условие работы транзистора T_1 в режиме насыщения задается выражением для величины базового тока I_6 :

$$I_6 \geq \frac{I_{k. \text{ нас}}}{\beta} = \frac{E_K}{\beta R_K}. \quad (7.12)$$

Величину падения напряжения, создаваемого тепловым током коллектора закрытого транзистора T_2 на сопротивлении R_K , можно считать пренебрежимо малой по сравнению с величиной напряжения коллекторного питания E_K :

$$I_{k_0} R_K \ll E_K. \quad (7.13)$$

При выполнении условия (7.13) можно получить приближенное выражение для величины базового тока I_6 первого транзистора T_1 , находящегося в состоянии насыщения (рис. 64):

$$I_6 = \frac{E_K}{R_K + R} - \frac{E_6}{R_6}. \quad (7.14)$$

Подставляя полученное выражение (7.14) для величины тока базы транзистора T_1 в неравенство (7.12), получаем следующее неравенство:

$$\frac{E_K}{\beta R_K} \leq \frac{E_K}{R_K + R} - \frac{E_6}{R_6}, \quad (7.15)$$

из которого можно получить выражение для величины сопротивления R :

$$\frac{E_K}{R_K + R} \geq \frac{E_K}{\beta R_K} + \frac{E_6}{R_6} = \frac{E_K R_6 + E_6 \beta R_K}{\beta R_K R_6}; \quad (7.16)$$

$$R_K + R \leq \frac{\beta R_K R_6}{R_6 + \frac{E_6}{E_K} \beta R_K}; \quad (7.17)$$

$$R \leq \left(\frac{\beta}{1 + \beta \frac{E_6}{E_K} \frac{R_K}{R_6}} - 1 \right) R_K.$$

Для того чтобы условие насыщения транзистора T_1 выполнялось для любого транзистора данного типа, при расчете величины сопротивления R следует воспользоваться минимальным из возможных значений коэффициента передачи базового тока β :

$$R = \left(\frac{\beta_{\min}}{1 + \beta_{\min} \frac{E_6}{E_K} \frac{R_K}{R_6}} - 1 \right) R_K. \quad (7.18)$$

Величина коллекторного сопротивления R_K ограничивается двумя условиями. Минимальное его значение определяется допустимым током коллектора $I_{K, \text{доп}}$:

$$R_K > \frac{E_K}{I_{K, \text{доп}}}. \quad (7.19)$$

Максимальное значение связано с величиной емкости коллекторного перехода C_K и предельной частотой усиления транзистора ω_a . Для триггеров на низкочастотных транзисторах величина сопротивления R_K выбирается такой, чтобы постоянная времени коллекторной цепи τ_K была меньше времени жизни дырок в базе τ_p :

$$\tau_K < \tau_p. \quad (7.20)$$

Постоянная времени коллекторной цепи τ_K для триггера ($r_3 \approx 0$, $r_3 \ll R_K$) определится приближенно из выражения (5.37) и (5.38):

$$\tau_K = (\beta + 1) C_K R_K. \quad (7.21)$$

Из выражений (7.20), (7.21) и (2.30) можно получить неравенство:

$$(\beta + 1) R_K C_K < \frac{1}{\omega_\beta} = \frac{1}{\beta \omega_\alpha}; \quad (7.22)$$

$$R_K C_K < \frac{1}{\omega_\alpha}, \quad (7.23)$$

где ω_α — предельная частота усиления транзистора в схеме с общей базой. Оптимальная величина ускоряющей емкости C может быть приближенно определена из выражения

$$C = \frac{3\tau_D}{R_K} = \frac{3}{\omega_\alpha R_K}. \quad (7.24)$$

МУЛЬТИВИБРАТОР

Мультивибратор является генератором импульсов тока или напряжения прямоугольной формы. Принципиальная электрическая схема симметричного мультивибратора на двух транзисторах изображена на рисунке 65. Транзисторы T_1 и T_2 имеют одинаковые коллекторные нагрузки R_K и одинаковые сопротивления в цепях базы R_B . Через одинаковые емкости C_1 и C_2 коллектор первого транзистора соединяется с базой второго и коллектор второго — с базой первого. Работу мультивибратора упрощенно можно описать следующим образом: при включении напряжения питания от источника постоянного напряжения E_K на базы транзисторов через сопротивления R_B подается напряжение отрицательной полярности относительно их эмиттеров. Если бы в схеме отсутствовали емкостные связи между базами и коллекторами транзис-

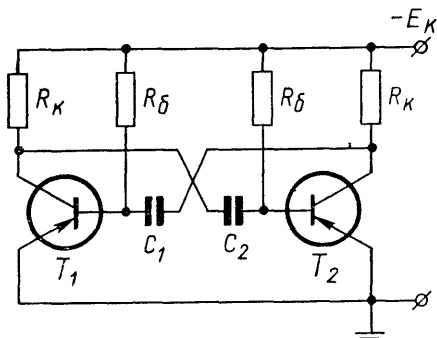


Рис. 65. Принципиальная электрическая схема симметричного мультивибратора на двух транзисторах.

торов, оба они перешли бы в открытое состояние. Величина тока базы для каждого из них при этом определилась бы выражением $I_b = \frac{E_k}{R_b}$, так как эмиттерный $p-n$ -переход, включенный в прямом направлении, обладает малым сопротивлением по сравнению с величиной сопротивления в цепи базы ($R_b \approx 10-100 \text{ ком}$).

Наличие емкостной положительной обратной связи между транзисторами меняет картину коренным образом. Даже при специальном подборе транзисторов их электрические характеристики не могут быть абсолютно одинаковыми, не могут быть совершенно одинаковыми и величины сопротивлений и емкостей в цепях первого и второго транзисторов. Следствием этого являются различия в скорости нарастания коллекторных токов транзисторов T_1 и T_2 . При включении напряжения питания возникают токи в коллекторных цепях обоих транзисторов. С возрастанием их увеличивается падение напряжения на коллекторных нагрузках R_k и, следовательно, возрастают потенциалы коллекторов. Возрастание потенциала коллектора первого транзистора через емкость C_1 подается в виде положительного перепада напряжения на базу второго транзистора, положительный перепад с коллектора второго транзистора через емкость C_2 поступает на базу первого транзистора. Если в силу невозможности осуществления полной симметрии схемы ток возрастает быстрее, например, в коллекторной цепи первого транзистора, то, начиная с какого-то момента времени, положительный перепад напряжения, поступающий с коллектора первого транзистора, превысит величину отрицательного потенциала базы второго транзистора. С этого момента ток в цепи коллектора второго транзистора начнет убывать.

Уменьшение тока в цепи коллектора второго транзистора приведет к уменьшению падения напряжения на его коллекторной нагрузке и уменьшению потенциала коллектора второго транзистора. С коллектора второго транзистора отрицательный перепад напряжения поступает на базу первого транзистора и вызывает еще большее отпирание его. Увеличение коллекторного тока в первом транзисторе приводит к дальнейшему повышению потенциала его коллектора, что в результате поступления положительного перепада напряжения через емкость C_1 на

базу второго транзистора приводит к еще большему за-
пиранию второго транзистора и т. д. Если выбранные
значения сопротивлений R_6 и R_K в схеме удовлетворяют
соотношению

$$R_K \geq \frac{R_6}{\beta}, \quad (7. 25)$$

где β — интегральный коэффициент передачи базового
тока в первом транзисторе

$$I_{б. макс} = \frac{E_K}{R_6}, \quad (7. 26)$$

ток коллектора достигнет значения тока насыщения

$$I_{к.н} = \frac{E_K}{R_K}. \quad (7. 27)$$

Действительно, при условии

$$R_K = \frac{R_6}{\beta} \quad (7. 28)$$

получаем:

$$I_{к. макс} = \beta I_{б. макс} = \frac{E_K \beta}{R_6} = \frac{E_K}{R_K} = I_{к. н}. \quad (7. 29)$$

При условии $R_K > \frac{R_6}{\beta}$ насыщение наступает раньше,
чем ток базы достигнет значения $I_{б. макс}$. Возрастание то-
ка коллектора от нуля до значения тока насыщения $I_{к.н}$
длится очень короткое время. За это же время потенциал
коллектора скачком возрастает от значения $-E_K$ до ну-
ля, так как при достижении насыщения падение напря-
жения на коллекторном сопротивлении составляет

$$\Delta E = I_{к. н} R_K = \frac{E_K}{R_K} R_K = E_K.$$

Во время процесса отпирания и перехода в состояние
насыщения первого транзистора емкость C_1 заряжается
до разности потенциалов E_K и поддерживает на базе
второго транзистора положительный потенциал относи-
тельно эмиттера. В результате этого транзистор T_2 оста-
ется закрытым и после завершения процесса перехода
транзистора T_1 в состояние насыщения. Между коллек-
торным проводом питания, находящимся под потенциа-
лом $-E_K$, и базой разность потенциалов составляет $2E_K$.
Так как эмиттерный переход второго транзистора при
этом включен в запиорном направлении, сопротивление
его оказывается обычно значительно большим величины

сопротивления R_6 и токи разрядки емкости C_1 через эмиттерный переход обычно не учитываются. Разряд емкости C_1 через базовое сопротивление R_6 происходит по экспоненциальному закону с постоянной времени $\tau = R_6 C_1$. По такому же закону изменяется величина потенциала базы второго транзистора, отсчитанная относительно провода коллекторного питания:

$$U_6 = 2E_k e^{-\frac{t}{\tau}} = 2E_k e^{-\frac{t}{R_6 C_1}}. \quad (7.30)$$

При достижении нулевого потенциала на базе второй транзистор начинает открываться. Увеличение коллекторного тока вызывает увеличение падения напряжения на коллекторном сопротивлении и повышение потенциала коллектора второго транзистора. С коллектора второго транзистора положительный перепад напряжения через емкость C_2 поступает на базу первого транзистора, что приводит к некоторому уменьшению его коллекторного тока и понижению потенциала коллектора. Отрицательный перепад напряжения с коллектора первого транзистора через емкость C_1 поступает на базу второго транзистора, вызывает еще большее его отпирание и т. д. Процесс развивается до полного запираания первого транзистора и перехода в состояние насыщения второго транзистора. Зарядившийся до положительного потенциала $+E_k$ относительно эмиттера конденсатор C_2 будет теперь поддерживать в закрытом состоянии первый транзистор до тех пор, пока потенциал на его базе не понизится в результате разряда конденсатора C_2 через базовое сопротивление R_6 до нуля. Далее опять произойдет опрокидывание схемы, быстро откроется первый транзистор, закроется второй и т. д.

Время разряда конденсатора C_1 от разности потенциалов $2E_k$ до E_k (когда потенциал базы становится равным нулю относительно эмиттера) можно определить из выражения:

$$U_6 = E_k = 2E_k e^{-\frac{t}{\tau}}; \quad (7.31)$$

$$e^{-\frac{t}{\tau}} = \frac{1}{2}; \quad \frac{t}{\tau} = \ln 2; \quad t = \tau \ln 2 = R_6 C_1 \ln 2. \quad (7.32)$$

Полный период колебания мультивибратора

$$T = 2t = 2R_6 C_1 \ln 2. \quad (7.33)$$

Обычно значения величины R_6 и C_1 выбираются такими, что время, в течение которого один транзистор поддерживается открытым, а другой закрытым (t), значительно превосходит длительность переходного процесса, т. е. процесса отпирания одного транзистора и запираания другого. Поэтому графическое изображение зависимости величины напряжения на коллекторе от времени представляет собой чередование кратковременных скачков напряжения с длительными периодами, в течение которых напряжение остается постоянным (рис. 66).

Простейший симметричный мультивибратор на двух транзисторах можно рассчитать следующим образом: по условиям задачи (амплитуда и частота следования импульсов) выбирается тип транзистора. При возможности выбора лучше воспользоваться транзисторами, предназначенными для работы в импульсных и переключающих схемах. Для расчета элементов схемы мультивибратора необходимо измерить величину параметра β транзисторов. Если есть возможность, то из нескольких транзисторов отбираются два с наиболее близкими значениями параметра β . Если же возможности выбора нет, то в дальнейших расчетах для обеспечения режима насыщения

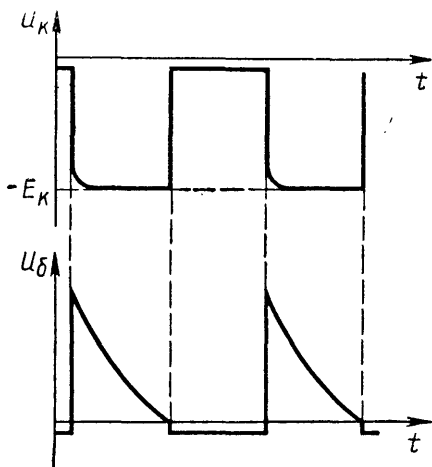


Рис. 66. Временные диаграммы изменений напряжения на коллекторе и базе транзистора в схеме симметричного транзисторного мультивибратора.

обоих транзисторов используют меньшее из двух полупроводниковых значений параметра β . Первой можно выбрать величину коллекторной нагрузки R_K . Для этого по справочнику определяют максимальное значение коллекторного тока для выбранного типа транзистора. Так как в состоянии насыщения транзистора открыты и эмиттерный, и коллекторный переходы, ток в цепи коллектора определяется величиной напряжения питания E_K и сопротивления в цепи коллектора R_K :

$$I_K = \frac{E_K}{R_K}.$$

Отсюда можно определить минимальное из допустимых значений коллекторной нагрузки

$$R_{K. \text{ мин}} = \frac{E_K}{I_{K. \text{ макс. доп}}} \quad (7.34)$$

и минимальное допустимое значение величины сопротивления в цепи базы

$$R_{б. \text{ мин}} = \beta R_{K. \text{ мин}}. \quad (7.35)$$

Полученные значения R_K и $R_б$ неприемлемы для выполнения практической схемы, так как весь расчет произведен для предельного значения коллекторного тока. Для уменьшения величины коллекторного тока нужно использовать коллекторную нагрузку большей величины, чем значение $R_{K. \text{ мин}}$.

Далее по заданной частоте и выбранному значению сопротивления $R_б$ можно определить величину емкости C . Из выражения (7.33) частота мультивибратора и постоянная времени $\tau = R_б C$ связаны соотношением

$$f = \frac{1}{T} \approx \frac{0,71}{R_б C}, \quad (7.36)$$

откуда

$$C = \frac{0,71}{f R_б}.$$

БЛОКИНГ-ГЕНЕРАТОР

Для генерирования прямоугольных импульсов малой длительности широко применяются блокинг-генераторы. Блокинг-генератор можно рассматривать как однокаскадный усилитель с сильной трансформаторной положи-

тельной обратной связью. Принципиальная электрическая схема одного из возможных вариантов транзисторного блокинг-генератора с общим эмиттером приведена на рисунке 67.

Рассмотрим основные процессы, происходящие в транзисторном блокинг-генераторе. При включении напряжения питания E_K на базу транзистора через сопротивление R_6 и базовую обмотку импульсного трансформатора поступает отрицательное смещение от коллекторного источника питания E_K . Транзистор отпирается, и ток в его коллекторной цепи начинает возрастать. Увеличение тока в коллекторной обмотке трансформатора вызывает изменение магнитного поля в сердечнике, что приводит к возникновению э. д. с. в базовой обмотке трансформатора. Базовая обмотка трансформатора в блокинг-генераторе на транзисторе $p-n-p$ -типа подключается к базе тем концом, на котором при возрастании тока в коллекторной обмотке наводится отрицательный полюс э. д. с. Поступление отрицательного напряжения на базу приводит к дальнейшему увеличению тока базы и тока коллектора и т. д. Процесс развивается

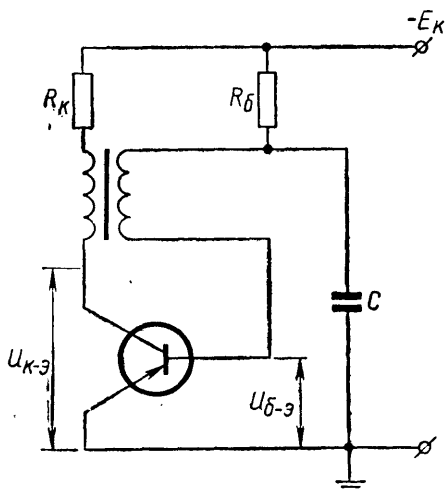


Рис. 67. Принципиальная электрическая схема транзисторного блокинг-генератора с общим эмиттером.

лавинообразно до перехода транзистора в режим насыщения.

При достижении режима насыщения ток коллектора перестает возрастать, ток в базовой обмотке начинает уменьшаться. Однако обратный процесс запираания транзистора не развивается мгновенно после достижения режима насыщения. Это обуславливается двумя причинами. Во-первых, уменьшение тока в базовой обмотке вызывает увеличение тока в индуктивно связанной с ней коллекторной обмотке трансформатора. Во-вторых, при достижении током базы нулевого значения через время, за которое происходит зарядка конденсатора C через открытый эмиттерный переход, ток коллектора еще поддерживается равным току насыщения $I_{к.н}$ в течение времени, необходимого для рассасывания избыточного заряда дырок в базе до граничного значения:

$$Q_{гр} = I_{к.н} \tau_D. \quad (7.38)$$

Время, в течение которого транзистор находится в состоянии насыщения, называется временем формирования вершины импульса или длительностью импульса $\tau_{и}$. За время формирования вершины импульса хранирующий конденсатор C заряжается током базы до некоторого максимального напряжения $U_{смакс}$. Величина этого напряжения просто определяется в случае, когда в коллекторной цепи отсутствует активное сопротивление ($R_k=0$):

$$U_{смакс} \approx U_{б.макс} \approx m E_k, \quad (7.39)$$

где m — коэффициент трансформации, равный

$$m = \frac{w_б}{w_k}.$$

Процессы зарядки храниющего конденсатора C и рассасывания объемного заряда в базе транзистора являются сравнительно быстрыми, поэтому время, в течение которого транзистор блокинг-генератора находится в состоянии насыщения, обычно невелико, примерно от микросекунд до сотен микросекунд.

По окончании этого времени транзистор переходит в активное состояние и ток коллектора начинает убывать. Уменьшение тока в коллекторной обмотке трансформатора приводит к наведению положительного напряжения на базе через базовую обмотку. Это вызывает еще большее уменьшение тока коллектора и т. д. Обратный бло-

кинг-процесс развивается лавинообразно до полного за-
пираания транзистора. После запираания транзистора и
прекращения тока в цепи коллектора напряжение на кол-
лекторе снижается до величины $-E_k$. Но на этом процесс
понижения напряжения на коллекторе не заканчивается.
Выключение тока коллектора при запираании транзистора
приводит к дальнейшему понижению напряжения на
коллекторе за счет самоиндукции и возникает отрица-
тельный выброс. Для снятия этого выброса коллекторную
обмотку блокинг-генератора часто шунтиру-
ют диодом. К переходу база—эмиттер после запираания
транзистора оказывается приложенным напряжение
 $U_{\text{смакс}}$, до которого зарядился хранирующий конденса-
тор за время формирования вершины импульса, положи-
тельным знаком к базе. Конденсатор C разряжается

через сопротивление R_6 током $I = \frac{U_c + E_k}{R_6}$ (7.40)

и тепловым током коллектора I_{k_0} через переход база—
коллектор. Когда потенциал на базе достигнет нулевого
значения, транзистор начнет отпираться, вновь развива-
ется прямой блокинг-процесс до достижения режи-
ма насыщения и т. д. Величину сопротивления R_6 и ем-
кости C в блокинг-генераторах обычно выбирают такими,
что время разрядки конденсатора C от максимального
напряжения $U_{\text{смакс}}$ до нуля — время паузы τ_n — значи-
тельно превышает время формирования вершины им-
пульса (длительности импульса) $\tau_{\text{и}}$. Временные диаграм-
мы напряжений на коллекторе и базе транзистора в бло-
кинг-генераторе с общим эмиттером показаны на рисун-
ке 68. Необходимое условие для возникновения лавино-
образного блокинг-процесса можно получить при-
ближенно путем следующих рассуждений. Пусть в неко-
торый момент времени транзистор блокинг-генератора
работает в активном режиме. Увеличение тока базы на
малую величину ΔI_6 в этом случае должно сопрово-
ждаться увеличением тока коллектора на величину

$$\Delta I_k = \beta \Delta I_6. \quad (7.41)$$

Увеличение тока коллектора через трансформатор долж-
но привести к увеличению тока в цепи базы на величину

$$\Delta I_6 = \frac{\Delta I_k}{m} = \frac{\Delta I_6}{m} \beta, \quad (7.42)$$

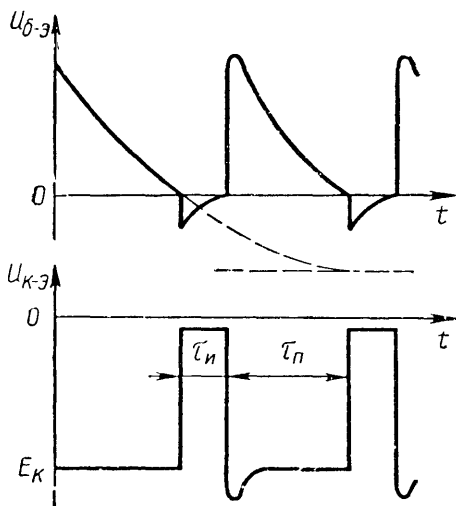


Рис. 68. Временные диаграммы изменений напряжений на коллекторе и базе транзистора в блокинг-генераторе с общим эмиттером.

где m — коэффициент трансформации. Если это новое приращение тока в базовой цепи $\Delta'I_6$ превышает величину первоначального приращения базового тока ΔI_6 , то коллекторный и базовый токи будут нарастать лавинообразно. Следовательно, условие самовозбуждения блокинг-генератора, работающего без активной нагрузки, можно записать в таком виде:

$$\Delta'I_6 = \frac{\Delta I_6 \beta}{m} > \Delta I_6, \quad (7.43)$$

откуда следует простое выражение

$$\beta > m. \quad (7.44)$$

Обычно коэффициент трансформации для блокинг-генератора выбирают равным 1:3—1:5, так что условие самовозбуждения (7.44) оказывается выполненным для исправного транзистора любого типа. Длительность импульса блокинг-генератора рассчитать довольно трудно, поэтому здесь мы ограничимся лишь указанием на основные факторы, определяющие ее. Как было уже сказано ранее, время формирования вершины импульса τ_n

складывается из времени заряда конденсатора C и времени рассасывания объемного заряда дырок в базе. Следовательно, уменьшения времени можно добиться путем уменьшения величины его слагаемых. Время заряда конденсатора C можно уменьшить путем выбора возможно малого значения величины емкости. Для уменьшения времени рассасывания нужно уменьшать значения сопротивления R_k и индуктивности коллекторной обмотки трансформатора L_k .

Длительность паузы между импульсами блокинг-генератора τ_{Π} приближенно можно определить следующим образом. Если в момент запираания транзистора напряжение на хранирующем конденсаторе имело некоторую величину $U_{C\text{макс}}$, то в дальнейшем напряжение на нем будет уменьшаться за счет разряда через сопротивление R_6 и эмиттерный переход транзистора. Уменьшение заряда конденсатора Δq за малый интервал времени Δt связано с величиной токов I (7.40) и I_{k_0} очевидным соотношением

$$\Delta q = -(I + I_{k_0}) \Delta t, \quad (7.45)$$

откуда

$$\begin{aligned} \Delta U_C &= -\frac{\Delta q}{C} = -\frac{1}{C} (I + I_{k_0}) \Delta t = \\ &= -\frac{1}{C} \left(\frac{U_C + E_k}{R_6} + I_{k_0} \right) \Delta t. \end{aligned} \quad (7.46)$$

Переходя к дифференциалам и затем интегрируя от $U_{C\text{макс}}$ до 0 и от $t=0$ до $t=\tau_{\Pi}$, получим:

$$\begin{aligned} dU &= -\frac{1}{C} \left(\frac{U_C + E_k}{R_6} + I_{k_0} \right) dt; \\ -\frac{R_6 C d \left(\frac{U_C + E_k}{R_6} + I_{k_0} \right)}{\frac{U_C + E_k}{R_6} + I_{k_0}} &= dt; \\ -R_6 C \int_{U_{C\text{макс}}}^0 \frac{d \left(\frac{U_C + E_k}{R_6} + I_{k_0} \right)}{\frac{U_C + E_k}{R_6} + I_{k_0}} &= \int_0^{\tau_{\Pi}} dt; \\ -R_6 C \ln \left(\frac{U_C + E_k}{R_6} + I_{k_0} \right) \Big|_{U_{C\text{макс}}}^0 &= t \Big|_0^{\tau_{\Pi}}; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & - R_6 C \ln \frac{\frac{E_K}{R_6} + I_{K_0}}{\frac{U_{C \text{ макс}} + E_K}{R_6} + I_{K_0}} = \\
 & = R_6 C \ln \frac{U_{C \text{ макс}} + E_K + I_{K_0} R_6}{E_K + I_{K_0} R_6} = \tau_{\pi}; \\
 & \tau_{\pi} = R_6 C \ln \left(1 + \frac{U_{C \text{ макс}}}{E_K + I_{K_0} R_6} \right). \quad (7.47)
 \end{aligned}$$

В простейшем случае, когда длительность импульса $\tau_{\text{и}}$ значительно меньше длительности паузы $\tau_{\text{п}}$, последнюю можно принять за длительность полного периода колебаний в блокинг-генераторе $\tau_{\text{п}} \approx T$. Если при этом сопротивление R_6 не очень велико, можно считать, что разряд конденсатора C происходит только через это сопротивление и влиянием теплового тока коллектора на длительность периода колебаний блокинг-генератора можно пренебречь:

$$\begin{aligned}
 T \approx \tau_{\text{п}} &= R_6 C \ln \left(1 + \frac{U_{C \text{ макс}}}{E_K} \right) = R_6 C \ln \left(1 + \frac{m E_K}{E_K} \right) = \\
 &= R_6 C \ln (1 + m). \quad (7.48)
 \end{aligned}$$

При более строгом рассмотрении процессов в блокинг-генераторе необходимо учесть, что во время обратного блокингового процесса при положительном напряжении на базе **рассасывание положительного объемного заряда** в базе $Q_{\text{гр}}$ происходит через переход база-коллектор. Это вызывает появление импульса базового тока отрицательной полярности и приводит к быстрому разряду конденсатора C на величину

$$\Delta U_C \doteq \frac{Q_{\text{гр}}}{C}. \quad (7.49)$$

При малой величине емкости конденсатора C падение напряжения на нем во время обратного блокинг-процесса может быть настолько значительным, что период колебаний T окажется значительно меньшим, чем дает расчет по формуле (7.47). Например, для транзистора типа П14 при емкости в 1000 нф конденсатор C может разряжаться за время обратного блокинг-процесса на 70—80% от максимального значения напряжения $U_{C \text{ макс}}$. Сопротивление R_K включают для ограничения коллекторного тока в режиме насыщения. Выбор его величины определяется следующим условием:

$$R_k \geq \frac{E_k}{I_{k. \text{ доп}}}, \quad (7. 50)$$

где $I_{k. \text{ доп}}$ — максимально допустимый ток коллектора при работе транзистора в режиме переключения.

Кроме использования блокинг-генераторов в качестве автогенераторов, их широко применяют в качестве формирующих каскадов. Для этой цели используется ждущий блокинг-генератор. Для работы в ждущем режиме на базу транзистора необходимо подать положительное смещение $+E_6$ относительно эмиттера, обеспечивающее надежное запираание транзистора:

$$E_6 > R_6 I_{k_0}. \quad (7. 51)$$

Блокинг-процесс в этом случае будет возникать только при поступлении на вход (база—эмиттер) отрицательного сигнала с амплитудой E_c , превышающей по абсолютной величине напряжение положительного смещения на базе E_6 :

$$|E_c| > |E_6|. \quad (7. 52)$$

Независимо от формы и длительности входного сигнала блокинг-генератор при запуске дает на выходе прямоугольный импульс с амплитудой и длительностью, определяемыми только параметрами схемы блокинг-генератора. На рисунке 69 представлены два способа подачи положительного смещения в ждущем блокинг-генераторе: от независимого источника питания *а* и от источника коллекторного напряжения *б*. Выходной сигнал с бло-

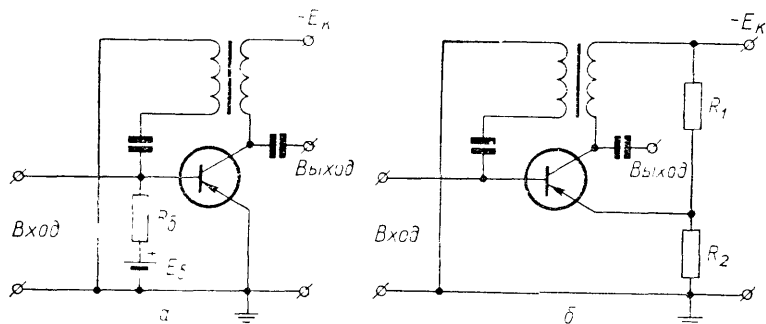


Рис. 69. Два способа задания положительного смещения в ждущем блокинг-генераторе.

кинг-генератора может сниматься как непосредственно с коллекторной нагрузки, так и со специальной третьей обмотки блокинг-трансформатора. В последнем случае при желании может быть получена амплитуда выходного сигнала, значительно превосходящая величину напряжения источника коллекторного питания.

Лабораторная работа № 8

КЛЮЧЕВОЙ РЕЖИМ РАБОТЫ ТРАНЗИСТОРА

Цель работы — исследование переходных процессов в транзисторном ключевом каскаде.

Приборы и принадлежности. 1. Измерительный стенд. 2. Генератор прямоугольных импульсов типа Г5-15. 3. Электронный осциллограф С1-5. 4. Испытатель транзисторов. 5. Транзистор типа П-16.

Для исследования процессов, протекающих в транзисторном ключевом каскаде с общим эмиттером, можно воспользоваться измерительным стендом, представляющим собой усилительный каскад с общим эмиттером и источником питания. Для включения и выключения транзисторного ключа можно использовать прямоугольные импульсы, подаваемые с выхода генератора прямоугольных импульсов. Переходные процессы в транзисторном ключе можно наблюдать с помощью электронного осциллографа. Блок-схема соединения измерительного стенда с генератором и осциллографом представлена на рисунке 70.

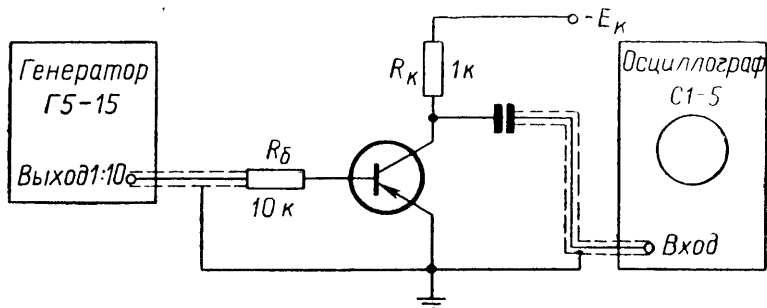


Рис. 70. Блок-схема соединения измерительного стенда для исследования переходных процессов в транзисторном ключе с осциллографом и генератором прямоугольных импульсов.

Порядок выполнения работы

1. Ознакомьтесь с инструкциями по эксплуатации генератора импульсов типа Г5-15 и осциллографа типа С1-5. Подготовьте эти приборы к работе, соедините их с клеммами входа и выхода измерительного стенда согласно блок-схеме рисунка 70.

2. Получите у лаборанта исследуемый транзистор и с помощью испытателя транзисторов измерьте величину его коэффициента передачи базового тока β .

3. Присоедините выводы эмиттера, базы и коллектора испытываемого транзистора к соответствующим клеммам измерительного стенда, включите источник питания стенда.

4. Включите осциллограф С1-5, установите переключатели на его передней панели в положения: тип развертки — «ждущая», полярность импульса — положительная, усиление 1:1. Включите генератор меток и поставьте переключатель интервалов времени между метками в положение «1 мксек».

5. Поверните ручку плавной регулировки амплитуды импульса на выходе генератора Г5-15 в крайнее положение против часовой стрелки, переключателем полярности импульсов установите отрицательную полярность импульсов на выходе генератора. Длительность импульсов задается равной 10 мксек, частота их повторения 10 кГц. Вход исследуемого транзисторного каскада должен быть соединен с выходом «1:10» генератора импульсов.

6. Включите тумблер «сеть» генератора Г5-15 и через 2—3 мин ручкой плавной регулировки амплитуды подайте на вход ключевого каскада импульс такой амплитуды, чтобы время нарастания переднего фронта импульса на выходе t_n , измеренное с помощью осциллографа С1-5, равнялось 6 мксек. Измерьте амплитуду входного импульса $U_{вх}$, обеспечивающего эту величину длительности переднего фронта выходного импульса. Определите время рассасывания объемного заряда дырок в базе t_p и длительность заднего фронта импульса t_{ϕ} .

7. По измеренной величине амплитуды входного импульса $U_{вх}$ и известной величине сопротивления в цепи базы R_6 определите величину базового тока I_6 :

$$I_6 = \frac{U_{вх}}{R_6}.$$

8. Используя выражение (7.7), по известным значениям величин I_0 , t_n , β , R_K и E_K вычислите время жизни дырок в базе τ_p :

$$\tau_p = \frac{t_n}{\ln \frac{I_0}{I_0 - \frac{E_K}{\beta R_K}}}. \quad (7.53)$$

9. Увеличивая амплитуду импульса, подаваемого на вход ключевого каскада, доведите длительность переднего фронта импульса на выходе до 3 мксек. Измерьте амплитуду входного импульса при этом значении длительности переднего фронта выходного импульса. Определите длительность времени рассасывания объемного заряда дырок в базе t_p и длительность заднего фронта импульса t_ϕ . Повторите вычисления времени жизни дырок в базе t_p по новым экспериментальным данным. Результаты измерений и вычислений занесите в таблицу

R_K	R_0	β	E_K	t_n	$U_{вх}$	I_0	τ_p	t_p	t_ϕ
				6 мксек					
				3 мксек					

Лабораторная работа № 9

ИЗУЧЕНИЕ РАБОТЫ СИММЕТРИЧНОГО ТРАНЗИСТОРНОГО МУЛЬТИВИБРАТОРА

Цель работы — расчет, сборка и испытание симметричного транзисторного мультивибратора.

Приборы и принадлежности. 1. Набор деталей и транзисторов. 2. Испытатель транзисторов. 3. Источник постоянного напряжения на 10—15 в. 4. Электронный осциллограф типа С1-4.

Порядок выполнения работы

1. Измерьте интегральный коэффициент передачи базового тока 5—6 транзисторов типа П16 и выберите из них два с наиболее близкими значениями параметра β .

2. Найдите в справочнике максимальное допустимое значение тока коллектора $I_{к.макс.доп}$ для выбранного типа транзистора в режиме переключения и, воспользовавшись выражением (7.34), определите минимальную допустимую величину сопротивления коллекторной нагрузки R_k . Подберите два одинаковых сопротивления R_k , величина которых в 2—3 раза превышает вычисленное значение сопротивления $R_{к.мин}$.

3. Из выражения (7.35) получите значение величины базового сопротивления $R_{к.мин}$ и выберите два сопротивления одинаковой величины, близкой к вычисленной.

4. По формуле (7.37) рассчитайте величину емкости конденсатора C , необходимую для создания симметричного мультивибратора с частотой 2000 гц. Подберите два одинаковых конденсатора с величиной емкости, близкой к расчетной.

5. Используя выбранные сопротивления, конденсаторы и транзисторы, смонтируйте транзисторный мультивибратор по принципиальной электрической схеме (рис. 65). Готовую схему представьте на проверку преподавателю.

6. Подайте на схему постоянное напряжение 10—15 в от источника питания и подключите параллельно коллекторной нагрузке одного из транзисторов телефон. Если все расчеты и монтаж выполнены правильно, при подаче напряжения питания на мультивибратор телефон должен возбуждать звуковые колебания с частотой около 2000 гц.

7. Ознакомьтесь с устройством и правилами пользования осциллографа типа С1-4 по инструкции и подготовьте его к работе. Переключателем типа развертки задайте осциллографу режим ждущей развертки с внутренней синхронизацией от импульсов положительной полярности, переключатель усилителя вертикального отклонения луча поставьте в положение «300 мв/мм». Подайте на вход усилителя вертикального отклонения луча сигнал с коллекторного сопротивления одного из транзисторов. Регулировкой частоты и синхронизацией развертки добейтесь получения на экране осциллографа устойчивой осциллограммы изменений напряжения на коллекторе за один полный период колебаний. Амплитуду отклонения луча по вертикали регулируйте с помощью ручки потенциометра «усиление по вертикали плавно». Зарисуйте на-

блюдаемую осциллограмму. Включите генератор меток времени, установите переключатель частоты следования меток в положение «0,02 мксек» и путем подсчета числа меток времени установите длительность периода колебаний мультивибратора T . По полученному значению периода колебаний найдите значение частоты колебаний мультивибратора и сравните полученный результат со значением частоты, выбранным при расчетах ($f=2000$ гц).

8. Подайте на вход усилителя вертикального отклонения сигнал с базы одного из транзисторов и зарисуйте наблюдаемую осциллограмму.

Лабораторная работа № 10

ИЗУЧЕНИЕ РАБОТЫ ТРАНЗИСТОРНОГО БЛОКИНГ-ГЕНЕРАТОРА

Цель работы — ознакомление с физическими основами работы транзисторного блокинг-генератора и испытания блокинг-генератора в режиме автогенерации и в ждущем режиме.

Приборы и принадлежности. 1. Измерительный стенд со схемами автоколебательного и ждущего мультивибраторов. 2. Электронный осциллограф типа С1-4 или С1-5. 3. Генератор импульсов типа Г5-15.

Для ознакомления с физическими основами работы транзисторного блокинг-генератора в настоящей работе применяется измерительный стенд, содержащий в себе схемы ждущего и автоколебательного блокинг-генераторов и выпрямитель для питания этих схем постоянным напряжением. Принципиальные электрические схемы блокинг-генераторов измерительного стенда представлены на рисунке 71.

Порядок выполнения работы

1. Ознакомьтесь с устройством и правилами пользования электронного осциллографа по инструкции и подготовьте его к работе в режиме ждущей развертки с внутренней синхронизацией от импульсов положительной полярности.

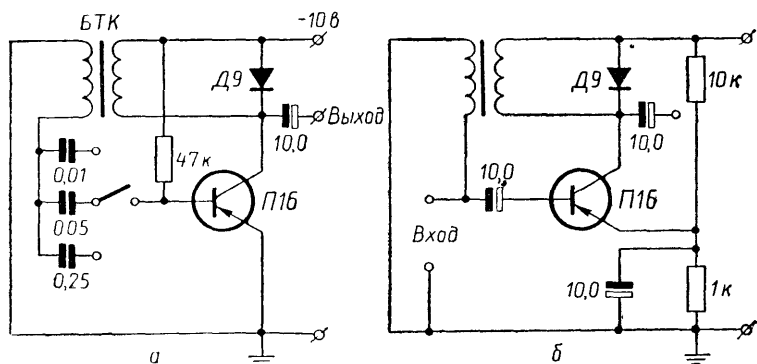


Рис. 71. Принципиальные электрические схемы автоколебательного *а* и ждущего *б* блокинг-генераторов.

2. Включите выпрямитель измерительного стенда и подайте сигнал с коллектора транзистора самовозбуждающегося блокинг-генератора на вход усилителя вертикального отклонения луча осциллографа. Регулируя частоту развертки и амплитуду развертки, получите устойчивую осциллограмму изменений коллекторного напряжения за один период колебаний блокинг-генератора. Зарисуйте эту осциллограмму.

3. По известным значениям емкости хранирующего конденсатора C , сопротивления в цепи базы R_b и коэффициента трансформации импульсного трансформатора m вычислите длительность паузы τ_n из выражения (7.48).

4. Включите генератор меток времени и определите длительность импульса τ_n и длительность паузы τ_n . Сравните результаты расчета и эксперимента.

5. Переключателем на измерительном стенде измените величину емкости хранирующего конденсатора C в схеме блокинг-генератора в 5 раз и проверьте, как изменится при этом длительность паузы τ_n .

6. Подайте на вход осциллографа сигнал с базы транзистора и зарисуйте наблюдаемую осциллограмму.

7. Подайте на вход ждущего блокинг-генератора сигнал отрицательной полярности с выхода 1:10 генератора Г5-15. Частоту следования импульсов установите равной 40 гц, длительность импульса 10 мксек.

8. Соедините выход ждущего блокинг-генератора со входом осциллографа. Плавно увеличивая амплитуду за-

пускающего импульса, определите порог срабатывания ждущего блокинг-генератора.

9. Изменяя амплитуду запускающего импульса, проверьте, зависит ли амплитуда импульса на выходе ждущего блокинг-генератора от амплитуды входного сигнала. Измените длительность запускающего импульса с 10 мксек до 5 мксек и наблюдайте, изменяется ли при этом длительность импульса $\tau_{и}$ на выходе блокинг-генератора.

Лабораторная работа № 11

ИССЛЕДОВАНИЕ ЧАСТОТНОГО СПЕКТРА ПЕРИОДИЧЕСКИХ ПРЯМОУГОЛЬНЫХ ИМПУЛЬСОВ

Цель работы — вычисление частот гармонических составляющих периодической последовательности прямоугольных импульсов и наблюдение частотного спектра с помощью анализатора спектра.

Приборы и принадлежности. 1. Автоколебательный блокинг-генератор. 2. Анализатор спектра и частотных характеристик типа СКЧ-3. 3. Электронный осциллограф типа С1-4. 4. Звуковой генератор типа ГЗ-36.

Спектральный состав гармонических составляющих периодических колебаний произвольной формы может быть изучен с помощью анализатора спектра. В настоящей работе предлагается изучить спектральный состав периодической последовательности прямоугольных импульсов, генерируемых блокинг-генератором. Принципиальная электрическая схема автоколебательного блокинг-генератора, используемого в настоящей работе, представлена на рисунке 71.

Порядок выполнения работы

1. Ознакомьтесь с принципиальной электрической схемой автоколебательного блокинг-генератора. Включите в качестве храниющей емкости в схеме блокинг-генератора конденсатор емкостью 0,1 мкф. Подготовьте к выполнению измерений электронный осциллограф типа С1-4.

2. Подайте сигнал с выхода блокинг-генератора на вход усилителя вертикального отклонения луча осциллографа. Включив развертку в режим «ждущая», путем изменения частоты развертки и глубины синхронизации добейтесь появления устойчивой осциллограммы одного полного периода колебания блокинг-генератора.

3. Включите генератор меток времени и измерьте длительность импульса блокинг-генератора $\tau_{\text{и}}$ и длительность паузы $\tau_{\text{п}}$.

4. По измеренным значениям длительности импульса $\tau_{\text{и}}$ и паузы $\tau_{\text{п}}$ вычислите частоту первой гармоники спектра:

$$f_0 = \frac{1}{T_{\text{и}}} = \frac{1}{\tau_{\text{и}} + \tau_{\text{п}}},$$

затем второй f_1 , третьей и т. д. до частоты $f = \frac{1}{\tau_{\text{и}}}$, при которой амплитуда составляющих гармоник первый раз падает до нуля (см. гл. 6).

5. Ознакомьтесь с устройством и принципом действия анализатора спектра и частотных характеристик типа СКЧ-3 и подготовьте его к работе в качестве анализатора спектра.

6. Поставьте переключатель «масштаб *кГц*» в положение «200». Подайте на вход прибора сигнал с выхода блокинг-генератора и получите устойчивую картину частотного спектра сигнала на экране. Запишите в отчетную таблицу положение спектральных линий по горизонтальной оси масштабной сетки от первой гармоники f_0 до частоты f спектральной линии с нулевой амплитудой. Наложите на экран анализатора лист бумаги и зарисуйте спектр исследуемого сигнала.

7. Отключите от входа анализатора, не изменяя положения ручек регулировки, блокинг-генератор, подайте на его вход сигнал с выхода «0,1» генератора звуковой частоты типа ГЗ-36, изменяя частоту сигнала на выходе генератора, добейтесь совмещения спектральной линии его сигнала с положением первой гармоники f_0 . Полученное при этом путем отсчета по шкалам генератора экспериментальное значение частоты первой гармоники f_0 спектрального разложения сигналов блокинг-генератора занесите в отчетную таблицу. Увеличивая частоту сигнала на выходе генератора, добейтесь последовательно совмещения спектральной линии его сигнала с положением

второй, третьей и т. д. гармоник до гармоники с нулевой амплитудой (f). Полученные при этом экспериментальные значения частот гармоник занесите в отчетную таблицу.

8. С помощью переключателя установите величину емкости хранирующего конденсатора блокинг-генератора равной $0,01 \text{ мкф}$ и зарисуйте спектр сигнала.

Т а б л и ц а

Гармоника	f_0	f_1	f_2	f
Расчетная частота						
Отсчет по шкале						
Измеренная частота						

Контрольные вопросы

1. Покажите на семействе выходных статических характеристик транзистора область отсечки токов, активную область и область насыщения. В каком направлении включены эмиттерный и коллекторный $p-n$ -переходы в каждой из этих областей?

2. Какой режим работы транзистора называется ключевым? Нарисуйте схему и объясните принцип действия ключевого каскада с общим эмиттером.

3. Какими причинами вызываются переходные процессы в транзисторе и какими способами можно уменьшить их длительность в эмиттерном ключе?

4. Сделайте вывод основных соотношений (7.11), (7.18) для расчета транзисторного триггера.

5. Поясните механизм работы симметричного транзисторного мультивибратора.

6. Каковы основные физические процессы, протекающие в транзисторном блокинг-генераторе?

ЛИТЕРАТУРА

Агаханян Т. М. Электронные ключи и нелинейные импульсные усилители. М., «Советское радио», 1966.

Воронков Э. Н., Овечкин Ю. А. Основы проектирования усилительных и импульсных схем на транзисторах. М., «Машиностроение», 1967.

Доронкин Е. Ф., Воскресенский В. В. Транзисторные генераторы импульсов. М., «Связь», 1965.

Н а н а в а т и Р. П. Введение в полупроводниковую электронику. М., «Связь», 1965.

«Практикум по полупроводникам и полупроводниковым приборам», под ред. К. В. Ш а л и м о в о й. М., «Высшая школа», 1968.

С т е п а н е н к о И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. М., «Энергия», 1967.

Ф а й з у л а е в Б. И. Полупроводниковые каскады в переходном режиме. М., «Связь», 1965.

Ф р о л к и н В. Т. Импульсные устройства. М., «Машиностроение», 1966.

Ш а ц С. Я. Транзисторы в импульсной технике. Л., Судпромгиз, 1963.

Глава VIII

ПРИМЕРЫ ПРАКТИЧЕСКИХ ТРАНЗИСТОРНЫХ СХЕМ

ТИПОВОЙ ОДНОКАСКАДНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ

Для усиления синусоидального напряжения низкой частоты в диапазоне от 50 гц до 10 кгц может быть использован типовой усилительный каскад, собранный на транзисторе типа П16А по схеме, представленной на рисунке 72. Схема обладает высокой стабильностью коэффициента усиления. При необходимости расширения полосы пропускания в области низких частот до 20 гц нужно использовать в схеме конденсатор C_1 емкостью 10 мкф. Напряжение, подаваемое на вход усилительного каскада, не должно превышать 100 мв, коэффициент усиления каскада при величине сопротивления нагрузки 5 ком не менее 15. При соединении двух каскадов последовательно коэффициент усиления не менее 70, входное напряжение не более 20 мв.

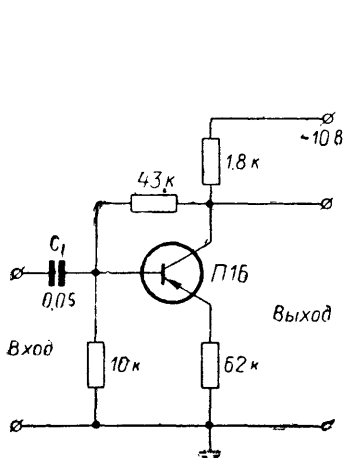


Рис. 72. Схема однокаскадного усилителя низкой частоты.

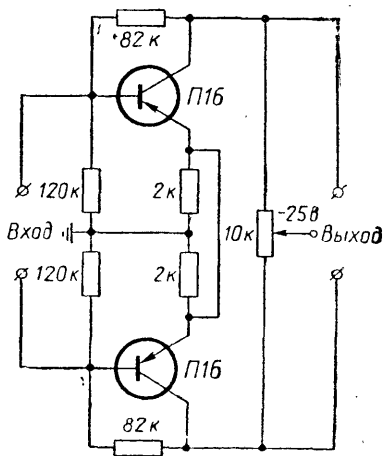


Рис. 73. Схема усилителя постоянного тока.

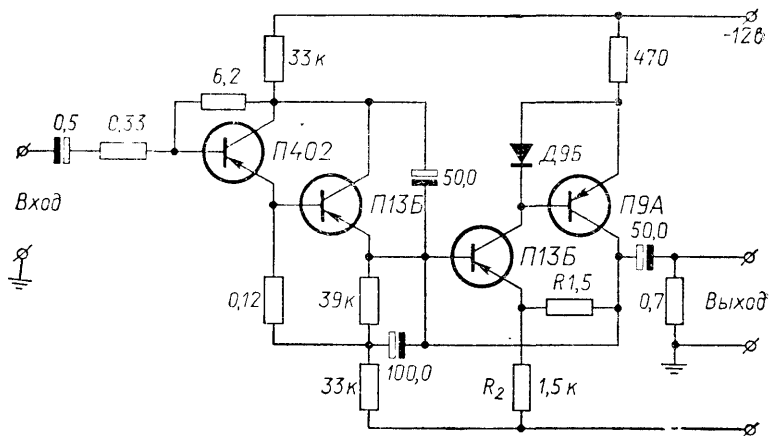


Рис. 74. Схема усилителя низкой частоты с высоким входным сопротивлением

Усилитель постоянного тока и переменных напряжений.

Усилитель на двух транзисторах типа П16А, схема которого представлена на рисунке 73, может быть использован для усиления напряжений постоянного тока и переменных напряжений низкой частоты до 1000 гц. Коэффициент усиления при $U_{вх} = 45$ мв и сопротивлении нагрузки 20 ком не менее 120.

Усилитель с высоким входным сопротивлением.

На рисунке 74 приведена принципиальная электрическая схема усилителя с входным сопротивлением на низких частотах около 300 Мом. Первый и второй каскады усилителя представляют собой эмиттерные повторители, третий и четвертый каскады образуют усилитель с глубокой отрицательной обратной связью. Общий коэффициент усиления равен 1.

ПРОСТЕЙШИЙ КАРМАННЫЙ ТРАНЗИСТОРНЫЙ ПРИЕМНИК

Простейший транзисторный приемник, рассчитанный на прием передач местных мощных радиостанций в диапазоне длинных волн, может быть собран по схеме, показанной на рисунке 75. Схема состоит из трех резистивных каскадов усиления и одного детектора. Каскад усиления высокой частоты собран на транзисторе типа П401

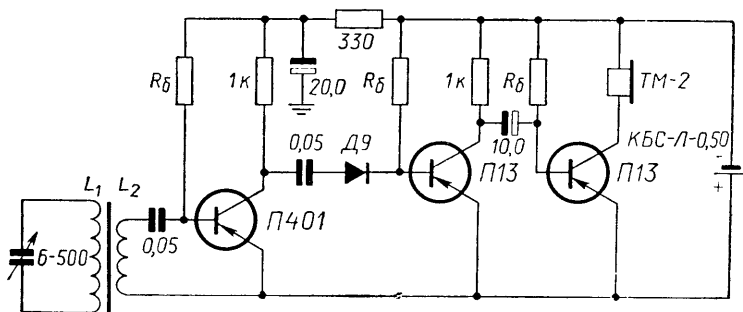


Рис. 75. Схема карманного транзисторного приемника.

(П402, П403), два каскада усиления низкой частоты — на транзисторах типа П13 (П14—П16, МП39—МП42). Рабочий режим каскадов по постоянному току устанавливают путем задания постоянной величины базового тока. При этом способе задания начального режима схема не обладает температурной стабильностью, но на работе простейшего приемника этот недостаток в обычных условиях практически не сказывается.

Сборку и наладку приемника выполняют в следующем порядке. Рабочую точку в каждом каскаде для простоты наладки приемника и устойчивости в работе выбирают примерно на середине нагрузочной прямой, т. е. таким образом, чтобы падение напряжения на коллекторной нагрузке транзистора составляло примерно половину величины напряжения коллекторного питания E_K . При питании схемы приемника от батареи типа КБС-Л-0,5 величина напряжения на коллекторах всех трех транзисторов должна составлять 1,5—2 в.

При наличии прибора для измерения параметра β задание начального режима каскадов по постоянному току осуществляется следующим образом.

Перед началом сборки схемы измеряют величину параметра β каждого из транзисторов, отобранных для схемы. Поскольку падение напряжения на коллекторной нагрузке ΔU_K известно (~ 2 в) и величина сопротивления коллекторной нагрузки R_K задана (1 ком), величина постоянного тока в цепи коллектора I_K , необходимого для задания начального режима работы транзисторного каскада, оказывается известной:

$$I_{\kappa} = \frac{\Delta U_{\kappa}}{R_{\kappa}} = \frac{2 \text{ в}}{1 \text{ ком}} = 2 \text{ ма}.$$

По известной величине тока коллектора I_{κ} и измеренному значению параметра β транзистора вычисляют величину базового тока $I_{\text{б}}$, необходимого для задания начального режима работы каскада:

$$I_{\text{б}} = \frac{I_{\kappa}}{\beta} = \frac{2 \text{ ма}}{\beta}.$$

Из этого выражения можно найти величину базового сопротивления $R_{\text{б}}$, необходимого для заданий такого тока:

$$R_{\text{б}} = \frac{E_{\kappa}}{I_{\text{б}}} = \frac{4 \text{ в} \cdot \beta}{2 \text{ ма}} = 2 \text{ ком} \cdot \beta.$$

После определения и подбора необходимой величины базового сопротивления $R_{\text{б}}$ для каждого каскада можно приступить к монтажу схемы.

Правильность задания начального режима работы транзисторов в схеме может быть проверена с помощью вольтметра (тестера) — напряжение на коллекторах всех трех транзисторов должно составлять примерно половину величины напряжения питания E_{κ} . Если в результате неточного подбора элементов схемы напряжение на коллекторе транзистора значительно больше расчетного и приближается к величине напряжения коллекторного питания E_{κ} , то это значит, что падение напряжения на коллекторной нагрузке меньше необходимого. Приближение начального режима работы к расчетному может быть в этом случае достигнуто либо путем уменьшения величины сопротивления в цепи базы ($R_{\text{б}}$), либо путем увеличения значения сопротивления в цепи коллектора.

Если напряжение на коллекторе значительно ниже расчетного, нужно увеличить значение сопротивления в цепи базы либо уменьшить значение сопротивления в цепи коллектора.

При отсутствии измерительных приборов, с помощью которых можно определить величину параметра β используемых транзисторов, можно воспользоваться для расчета значений базовых сопротивлений примерным значением параметра $\beta=30$. При этом допущении для первого и второго каскада получаем значения базовых сопротивлений равными примерно 60 ком. Для третьего каскада величина базового сопротивления может лежать в пределах 10—20 ком. Дальнейшая наладка схемы в

этом случае продолжается способом, описанным выше.

Антенная катушка приемника L_1 наматывается на ферритовом стержне марки Φ -400 или Φ -600 проводом ПЭЛ, ПЭВ или ПЭЛШО 0,1—0,2, число витков в катушке 120—180. Катушка связи L_2 наматывается на антенном стержне тем же проводом, число витков в ней 8—12.

Настройка на волну местной радиостанции производится путем изменения величины емкости конденсатора в антенном контуре. В приемнике, рассчитанном на прием радиопередач от одной станции, переменный конденсатор в антенном контуре может быть заменен слюдяным или керамическим конденсатором постоянной емкости соответствующей величины. Так как магнитная антенна приемника обладает свойством направленности, уровень громкости сигнала на выходе приемника зависит от ориентации антенны в пространстве.

ТРАНЗИСТОРНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ ДЛЯ ПРОИГРЫВАТЕЛЯ

Транзисторный усилитель низкой частоты на шести транзисторах (рис. 76) может быть использован для усиления сигналов от звукоснимателя проигрывателя грамзаписи. Выходная мощность усилителя до 0,8 вт, чувствительность при подаче сигнала на гнезда «вход» составляет 100—200 мв, при подаче сигнала непосред-

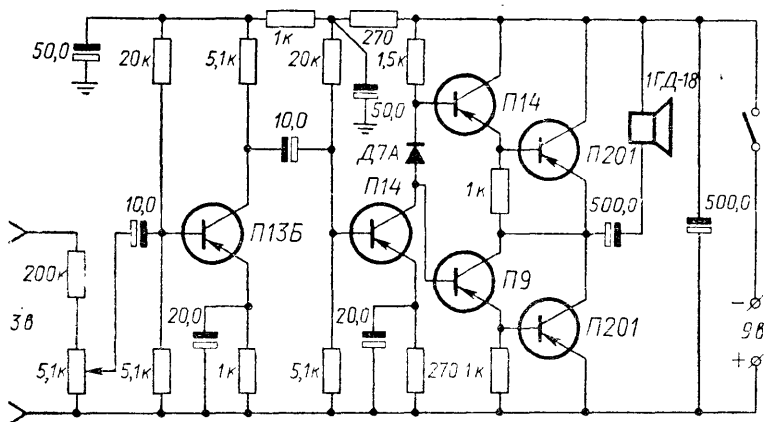


Рис. 76. Схема транзисторного усилителя для проигрывателя.

венно на базу транзистора первого каскада — 5—10 мв. Полоса пропускания усилителя — от 100 гц до 5—8 кГц. При отсутствии сигнала на входе усилитель потребляет ток 10—12 ма, при максимальном сигнале — до 200 ма. Настройка усилителя заключается в проверке правильности задания начального режима работы транзисторов. На эмиттере транзистора первого каскада усиления необходимо добиться установления напряжения — 0,6 в. Добиться этого можно путем подбора величины сопротивления в цепи эмиттера. В точке соединения эмиттера и коллектора двух транзисторов выходного каскада усилителя напряжение должно составлять половину напряжения источника питания. При отклонении этой величины более чем на 0,3 в от заданного необходимо подобрать такое значение сопротивления в цепи базового делителя второго каскада (вместо 20 ком, указанных на схеме), при котором напряжение в точке соединения эмиттера и коллектора транзисторов выходного каскада станет равным половине напряжения источника питания.

При соединении описанного усилителя низкой частоты с усилителем высокой частоты и детектором (например, схема рис. 75) можно получить транзисторный приемник со значительной выходной мощностью.

ОДНОКАСКАДНЫЙ ВИДЕОУСИЛИТЕЛЬ

Усилительный каскад, принципиальная электрическая схема которого представлена на рисунке 77, предназначен для усиления импульсов как положительной, так и отрицательной полярности с длительностью до 10 мксек. Полоса пропускания каскада 16 мГц, коэффициент усиления по напряжению не более 3, максимальная амплитуда импульса на выходе 0,6 в.

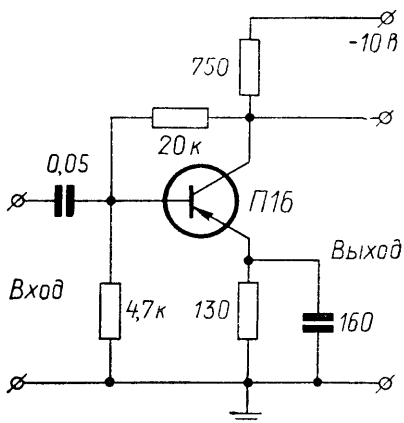


Рис. 77. Схема однокаскадного видеоусилителя.

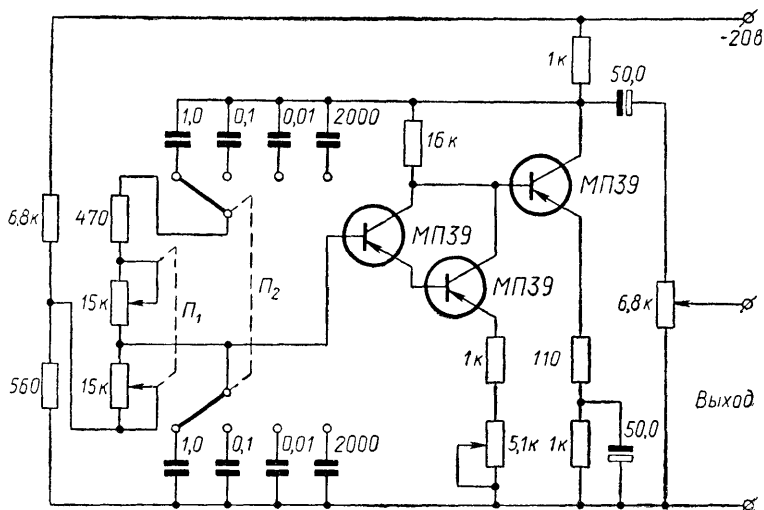


Рис. 78. Схема генератора звуковых частот.

ГЕНЕРАТОР ЗВУКОВЫХ ЧАСТОТ

На рисунке 78 представлена схема простого транзисторного *RC*-генератора звуковых частот. Рабочий режим генератора устанавливают путем изменения величины сопротивления в цепи эмиттера составного транзистора (переменное сопротивление 5,1 к). Форма сигнала на выходе генератора может контролироваться с помощью электронного осциллографа. Частота сигнала на выходе генератора может изменяться в пределах от 40 гц до 20 кгц. Изменение частот осуществляется ступенями переключателем диапазонов Π_1 , плавная регулировка частоты производится с помощью потенциометра Π_2 .

АВТОКОЛЕБАТЕЛЬНЫЙ БЛОКИНГ-ГЕНЕРАТОР

Блокинг-генератор на одном транзисторе (рис. 79) собирают из типовых деталей. В качестве блокингового трансформатора *В* в нем используется выходной трансформатор для малогабаритного радиоприемника. При изменении величины сопротивления в цепи базы от 3 до 42 ком частота следования импульсов изменяется от 3000 до 300 гц, длительность прямоугольного импульса изменяется при этом от 0,15 до 0,25 мсек. При включении в цепь эмиттера динамического громкоговорителя 0,1ГД-6.

устройство может быть использовано в качестве малогабаритного генератора звуковых сигналов в диапазоне частот от 300 до 3000 гц. В качестве источника напряжения для питания схемы может быть использована батарея типа «Крона».

ДВУХКАНАЛЬНЫЙ КОММУТАТОР НА ТРАНЗИСТОРАХ

Двухканальный коммутатор применяется в качестве приставки к электронному осциллографу для одновременного наблюдения осциллограмм двух процессов. Принципиальная электрическая схема коммутатора представлена на рисунке 80. Основными элементами коммутатора являются генератор прямоугольных импульсов, собранный на тран-

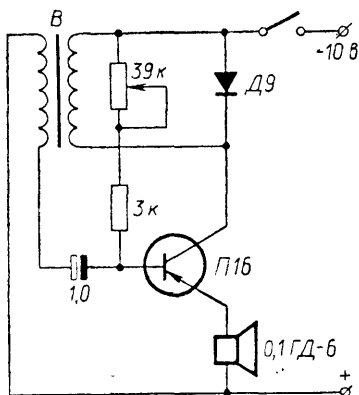


Рис. 79. Схема автоколебательно-го блокинг-генератора.

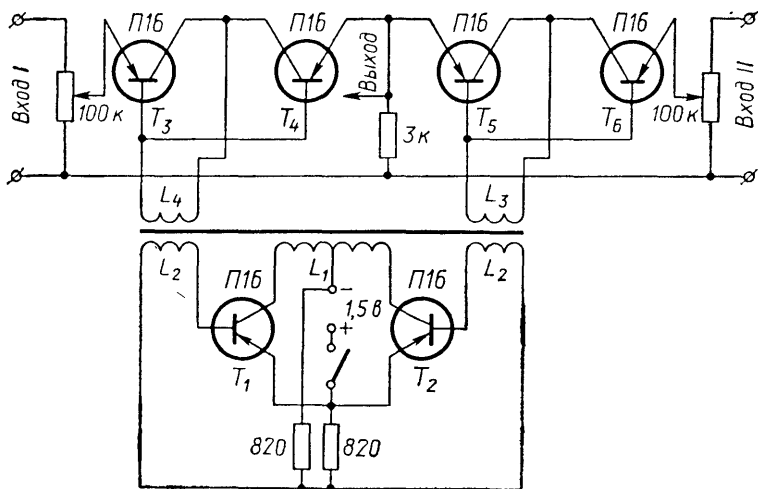


Рис. 80. Схема двухканального коммутатора на транзисторах.

зисторах T_1 и T_2 , и два переключающих каскада на транзисторах T_3 , T_4 и T_5 , T_6 .

Принцип действия коммутатора основан на поочередном подключении к входу осциллографа сигналов, подаваемых на первый и второй входы коммутатора. Поочередное подключение сигналов осуществляется путем периодического отпираания и запираания транзисторов T_3 , T_4 и T_5 , T_6 прямоугольными импульсами с катушек L_3 и L_4 . Запирающие и отпирающие импульсы в этих катушках генерируются генератором прямоугольных импульсов, собранным на транзисторах T_1 и T_2 . Концы катушек L_3 и L_4 подключаются к транзисторам T_3 , T_4 и T_5 , T_6 в таком порядке, чтобы при поступлении с катушки L_4 импульса отрицательной полярности на базы транзисторов T_3 и T_4 полярность сигнала, поступающего с катушки L_3 на базы транзисторов T_5 и T_6 , была положительной. При этом транзисторы T_3 и T_4 отпираются и сигнал, поступающий на первый вход коммутатора, проходит на вход усилителя вертикального отклонения луча осциллографа. Транзисторы T_5 и T_6 запираются, и сигнал, поступающий на второй вход, не проходит на вход осциллографа. В следующий полупериод работы полярность сигналов, поступающих с катушек L_3 и L_4 , меняется на противоположную и на вход осциллографа пропускается сигнал, поступающий на второй вход, и не пропускается сигнал, поступающий на первый вход.

Для изготовления трансформатора можно использовать ферритовое кольцо Ф-600 или Ф-1000 с наружным диаметром 18 мм, внутренним 8 мм и толщиной 5 мм. Катушки L_3 и L_4 наматываются одновременно двойным проводом типа ПЭЛШО-0,12, витки катушек располагаются равномерно по всей длине кольца сердечника. Поверх катушек L_3 и L_4 таким же проводом наматывается катушка L_1 , поверх нее — катушка L_2 . Направление намотки в секциях каждой из катушек L_1 и L_2 должно быть противоположным. Число витков в катушках: L_1 — 2×10 витков, L_2 — 2×36 витков, L_3 и L_4 — по 30 витков.

Вместо ферритового кольца можно использовать набор пластин Ш-10 толщиной 12 мм. В этом случае число витков в катушках должно составлять L_1 — 2×200 витков, L_2 — 2×32 витка, L_3 и L_4 — по 10 витков.

Основные особенности этого прибора — наличие в нем электромеханического счетчика электрических импульсов, позволяющее назвать прибор радиометром, и использование в качестве детектора ядерных излучений газоразрядного торцового счетчика типа СБТ-7. Толщина слюды во входном окошке счетчика типа СБТ-7 около 10 мк. Сквозь тонкий слой слюды проникают практически без поглощения бета- и гамма-излучения и (при расположении не далее 1—1,5 см от окошка счетчика) значительная часть альфа-излучения. Это позволяет с помощью одного прибора регистрировать все три типа ядерных излучений. Такой возможностью не обладает ни один из выпускаемых или описанных приборов школьного типа. Достоинствами примененного в приборе счетчика типа СБТ-7 являются небольшая величина рабочего напряжения (380 в) и большая амплитуда электрического импульса на выходе счетчика (20—70 в).

Для регистрации электрических импульсов от газоразрядного счетчика разработаны две электронные схемы на транзисторах. В первой запуск электромеханического счетчика осуществляется с помощью триггерной ячейки. Принципиальная электрическая схема радиометра с триггерной ячейкой показана на рисунке 81. Регистрация ядерных излучений в радиометре этого типа осуществляется следующим образом: при проникновении через вход-

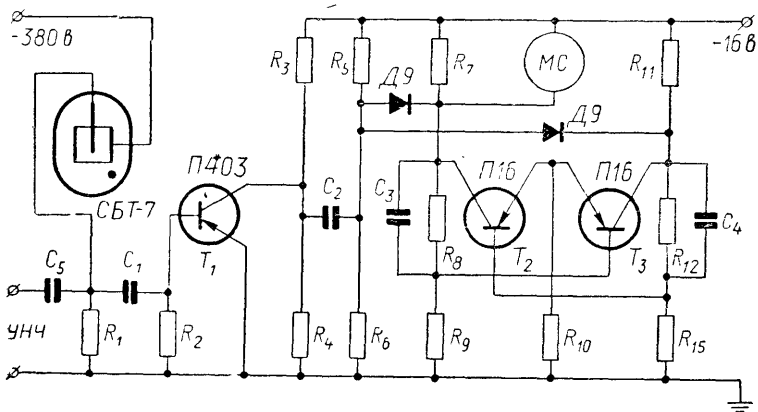


Рис. 81. Схема радиометра с триггерной ячейкой.

ное окошко счетчика (или его боковую стенку) ионизирующей частицы в рабочем объеме счетчика типа СБТ-7 возникает вспышка газового разряда и через сопротивление R_1 в цепи анода счетчика протекает импульс тока.

Импульс напряжения отрицательной полярности с сопротивления R_1 через конденсатор C_1 поступает на вход усилительного каскада на транзисторе типа П403, работающего в ключевом режиме. При поступлении импульса отрицательной полярности на базу транзистора T_1 с сопротивления R_3 в его коллекторной цепи снимается прямоугольный импульс положительной полярности с амплитудой около 9 в и длительностью 20 мксек. Этот импульс через конденсатор C_2 поступает на вход триггерной ячейки, собранной на двух транзисторах типа П16. Триггерная ячейка имеет два устойчивых состояния: когда левый транзистор проводит ток, правый запирается в результате повышения потенциала на его базе, соединенной с коллекторной нагрузкой левого транзистора через сопротивление R_8 и емкость C_3 . При отпирании правого транзистора аналогичным образом запирается левый. Перевод триггерной ячейки из одного устойчивого состояния в другое осуществляется подачей положительного импульса на базы транзисторов через диоды D_1 и D_2 и резистивно-емкостные цепи R_8C_3 и $R_{12}C_4$. Порог срабатывания триггерной ячейки около 3 в.

Электромеханический счетчик типа МЭС-54 с емкостью 1000 импульсов включен в цепь коллектора транзистора T_2 . Первый положительный импульс, поступивший на вход триггерной ячейки, отпирает транзистор T_2 и запирает транзистор T_3 . При отпирании транзистора T_2 через обмотку электромагнита счетчика МЭС-54 протекает ток, вызывающий его срабатывание и поворот стрелки счетчика на одно деление. Поступление второго импульса на вход триггерной ячейки приводит к отпиранию транзистора T_3 и запираанию транзистора T_2 . При запираании транзистора T_2 ток через обмотку электромагнита счетчика МЭС-54 прекращается. Третий импульс, поступивший на вход триггерной ячейки, приводит вновь к отпиранию транзистора T_2 и срабатыванию электромеханического счетчика и т. д. На каждые два импульса, поступивших на вход триггерной ячейки, электромеханический счетчик отвечает поворотом стрелки на одно деление шкалы. Следовательно, для определения полного

числа частиц, зарегистрированных газоразрядным счетчиком, показания на шкале электромеханического счетчика нужно умножить на два.

Максимальное допустимое напряжение между коллектором и эмиттером для транзистора типа П403 составляет 10 в. Поэтому для осуществления питания ключевого каскада от источника питания, общего с триггерной ячейкой, коллекторная цепь ключевого каскада имеет делитель напряжения на сопротивлениях R_3, R_4 , снижающий напряжение на коллекторе до нужной величины. Для питания цепей гейгеровского счетчика и электронной схемы необходимы выпрямители на 380 и на 15 в.

Сопротивления и конденсаторы, примененные в схеме (рис. 81), следующие $R_1=5,1 \text{ Мом}$; $R_3=6,8 \text{ ком}$; $R_{2_1} R_{7_1}=1,2 \text{ ком}$; $R_4=12 \text{ ком}$; $R_5=5,6 \text{ ком}$; $R_6=33 \text{ ком}$; $R_{8_1} R_{12}=1,5 \text{ ком}$; $R_{9_1} R_{13}=8,2 \text{ ком}$; $R_{10}=200 \text{ ом}$; $C_1, C_{2_1}, C_{3_1}, C_{4_1}, C_5=1000 \text{ нф}$.

Принципиальная электрическая схема школьного радиометра второго типа представлена на рисунке 82. Она содержит всего один транзистор, два диода, четыре сопротивления, два конденсатора и один трансформатор. Принцип действия схемы следующий. При прохождении ионизирующей частицы через рабочий объем счетчика, между анодом и катодом которого приложено напряжение 380 в, в счетчике возникает вспышка газового разряда. При этом через сопротивление R_1 , включенное в цепь анода газоразрядного счетчика, протекает кратковременный импульс тока. Падение напряжения на сопротив-

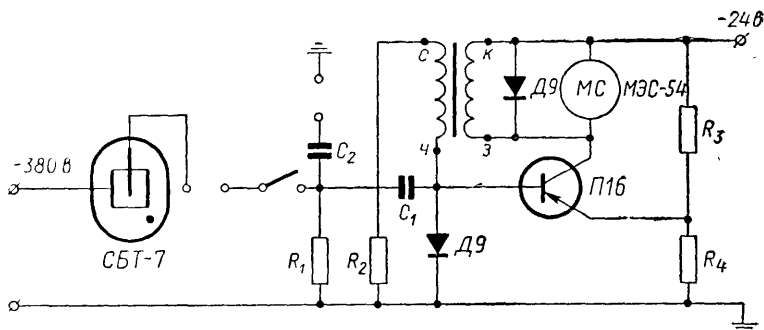


Рис. 82. Схема радиометра с блокинг-генератором.

лении R_1 при прохождении импульса тока через газоразрядный счетчик достигает 20—70 в. Через конденсатор C_1 импульс отрицательной полярности с анода газоразрядного счетчика поступает на вход блокинг-генератора на одном транзисторе, работающего в ждущем режиме. Коллекторной нагрузкой транзистора служит вторичная обмотка блокинг-генератора типа БТК, первичная обмотка того же трансформатора включена в цепь базы транзистора. Начало и конец каждой обмотки можно определить по цвету изоляционного покрытия на выводах трансформатора БТК. Синий, черный, зеленый и красный цвета изоляции выводов на схеме обозначены соответственно буквами С, Ч, З и К.

Ждущий режим работы блокинг-генератора обеспечивается подачей отрицательного смещения около 0,2 в на эмиттер транзистора с делителя напряжения на сопротивлениях R_3 , R_4 . При поступлении на базу транзистора импульса отрицательной полярности с анода газоразрядного счетчика блокинг-генератор запускается и с коллекторной нагрузки транзистора на электромеханический счетчик МС снимается прямоугольный импульс положительной полярности с амплитудой 20 в и длительностью 10 мсек.

Оптимальная для работы электромеханического счетчика длительность электрического импульса (10 мсек) получена путем выбора типа блокинг-генератора и подбора величины сопротивления R_2 , ограничивающего ток в базовой обмотке трансформатора. Диоды шунтируют обмотки блокинг-генератора для снятия отрицательного выброса после окончания импульса положительной полярности. Мертвое время блокинг-генератора равно 50 мсек, отсюда максимальная частота равномерно распределенных во времени электрических импульсов, регистрируемых без просчетов, составляет 20 имп/сек. Блокинг-генератор запускает электромеханический счетчик при поступлении каждого импульса на его вход, поэтому на шкале электромеханического счетчика в школьном радиометре с блокинг-генератором сразу отсчитывается полное число частиц, зарегистрированных газоразрядным счетчиком.

Сопротивления и конденсаторы, примененные в схеме (рис. 81), следующие: $R_1=3,0 \text{ Мом}$; $R_2=8 \text{ ком}$; $R_3=10 \text{ ком}$; $R_4=100 \text{ ом}$; $C_1, C_2=3300 \text{ пф}$.

ТРАНЗИСТОРНАЯ СХЕМА «ТЕЛЕСКОПА» ДЛЯ РЕГИСТРАЦИИ КОСМИЧЕСКИХ ЛУЧЕЙ

Для постановки многих лабораторных работ по физике космических лучей необходимо использование схем совпадений, позволяющих отбирать из всех случаев срабатывания детекторов совпадающие по времени. Для срабатывания схемы совпадений импульсы, поступающие с выхода детектора, например счетчика Гейгера — Мюллера, должны быть усилены и иметь прямоугольную форму. Схема (рис. 83) может быть использована для усиления и формирования электрических импульсов, по-

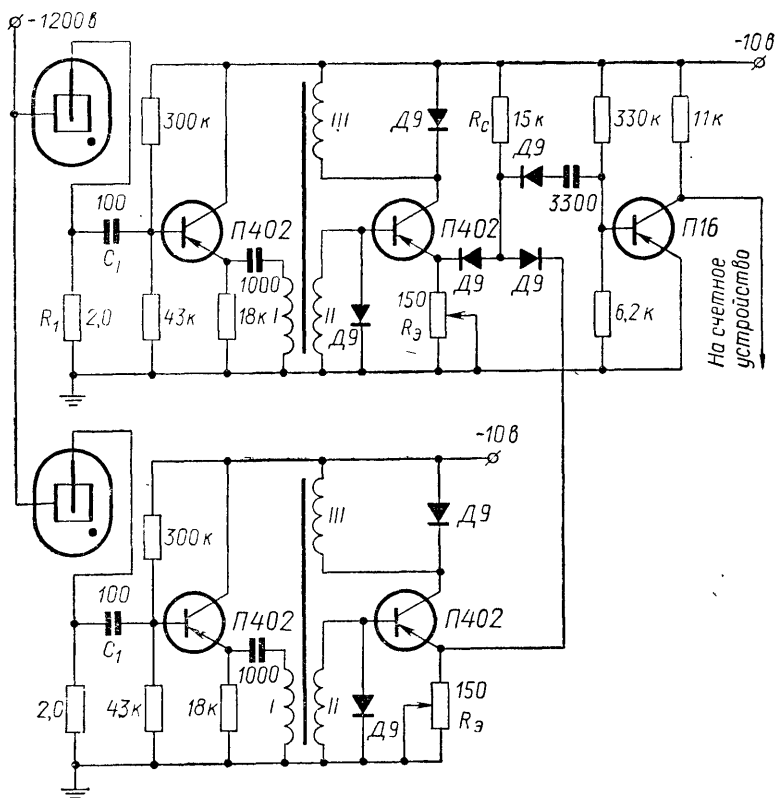


Рис. 83. Транзисторная схема «телескопа» для регистрации космических лучей.

ступающих с анодов двух (или двух групп) счетчиков Гейгера—Мюллера, например типа СИ-5Г, и выделения из них совпадающих по времени.

Схема работает следующим образом. При прохождении через счетчик быстрой заряженной частицы в счетчике происходит вспышка газового разряда, через сопротивление R_1 протекает импульс электрического тока. Прохождение тока через сопротивление R_1 вызывает падение напряжения на нем и через конденсатор C_1 на базу транзистора T_1 поступает электрический импульс отрицательной полярности с амплитудой 6—10 в и длительностью около 30 мксек. Форма импульса близка к колоколообразной.

Первый транзистор T_1 включен по схеме эмиттерного повторителя. Его назначение заключается в согласовании высокоомного сопротивления нагрузки счетчиков с низкоомным сопротивлением входа блокинг-генератора. Блокинг-генератор работает в ждущем режиме. Порог срабатывания блокинг-генератора 300—600 мв. Амплитуда запускающего импульса больше его порога срабатывания в 3—6 раз.

Блокинг-генераторы собраны на триодах П-402, которые отбираются по возможно большему коэффициенту усиления по току α (не менее 0,98) и возможно меньшему обратному току коллектора $I_{к0} \leq 5$ мка. Длительность импульса на выходе блокинг-генератора может регулироваться путем изменения величины сопротивления R_2 в цепи эмиттера и числа витков в коллекторной обмотке. Для изготовления блокингового трансформатора используется ферритовое кольцо с внешним диаметром 13 мм, внутренним 5 мм, $\mu=400$. При использовании ферритового кольца с другими параметрами число витков в обмотках изменяется таким образом, чтобы индуктивность ее осталась неизменной. Индуктивность обмотки определяется по формуле:

$$L = 4\pi\mu n^2 \frac{S \text{ (см}^2\text{)}}{l \text{ (см)}} \cdot 10^{-6} \text{ мГн},$$

где S — сечение тороида, l — средняя длина кольца, n — число витков.

Число витков в обмотках блокингового трансформатора следующее: I — 25 витков, II — 35 витков, III — 18 витков.

Если импульс на выходе блокинг-генератора вместо прямоугольной имеет форму трапецеидальную, то в случае импульса с нарастающей амплитудой для исправления его формы до прямоугольной число витков в коллекторной обмотке следует уменьшить. Для исправления формы импульса с убывающей амплитудой число витков в коллекторной обмотке следует увеличить. Подбор оптимального числа витков выполняется экспериментально.

Импульс, поступающий на вход блокинг-генератора с выхода эмиттерного повторителя, имеет амплитуду в 2—6 раз выше пороговой. С эмиттерной нагрузки блокинг-генератора снимается прямоугольный импульс отрицательной полярности с длительностью 4 мксек и амплитудой 6 в. Отбор совпадающих по времени импульсов от двух блокинг-генераторов осуществляется диодной схемой двойных совпадений. В схеме использованы диоды типа Д9. Импульс совпадения снимается с общего сопротивления схемы совпадения $R_c = 15 \text{ ком}$. Коэффициент отбора схемы 5:1.

Отобранные импульсы с выхода схемы совпадений поступают через развязывающий диод на вход выходного усилителя, работающего в ключевом режиме. Ключевой каскад собран на транзисторе типа П16. При поступлении на его вход импульса отрицательной полярности со схемы совпадений с выхода снимается прямоугольный импульс положительной полярности с амплитудой 11 в и длительностью 6 мксек, который может быть использован для запуска счетного устройства.

ЛИТЕРАТУРА

Базилев А. Как прочитать схему транзисторного приемника. М., Изд-во ДОСААФ, 1966.

Васильев В. Радиолюбителю о транзисторах. М., Изд-во ДОСААФ, 1967.

Грибанов Ю. И. Измерения в высокоомных цепях. М., «Энергия», 1967.

Макушев Э. И., Поппэ Э. И., Глаговский Б. А. Типовые схемы радиоэлектронной аппаратуры. М., «Энергия», 1964.

Малинин Р. М. Справочник по транзисторным схемам. М., «Энергия», 1968.

Приборы по физике и астрономии. Сборник статей. М., «Просвещение», 1968.

Румянцев Н. 50 схем карманных приемников. М., Изд-во ДОСААФ, 1966.

«Справочник по полупроводниковым диодам и транзисторам» М., «Энергия», 1968.

ОПИСАНИЯ ТИПОВЫХ УСТАНОВОК И ИНСТРУКЦИИ ПО ИХ ЭКСПЛУАТАЦИИ

Испытатель параметров маломощных транзисторов типа Л2-1

Прибор типа Л2-1 предназначен для определения наличия или отсутствия пробоя между эмиттером и коллектором маломощных транзисторов и определения параметров: α — коэффициента усиления транзистора по току при коротком замыкании в цепи коллектора, h_{22} — выходной проводимости при холостом режиме в цепи эмиттера, $I_{к0}$ — начального тока коллектора при отсутствии тока эмиттера. Все параметры транзистора измеряются при включении по схеме с общей базой.

Прибор Л2-1 содержит в себе генератор на частоту 700 гц и усилитель, выполненные на транзисторах. Питание прибора осуществляется от двух батарей типа КБС-Л-0,5. Порядок проведения испытания транзисторов с помощью прибора Л2-1 следующий:

1. Включите испытуемый транзистор в колодку, вставив вывод базы в гнездо с индексом *Б*, вывод коллектора в гнездо с индексом *К* и эмиттера — в гнездо с индексом *Э*.

2. Поставьте переключатель «*p—n—p n—p—n*» в положение, соответствующее типу испытываемого транзистора.

3. Поставьте переключатель контроля батарей в положение U_1 и нажмите кнопку включения питания. Если стрелка прибора устанавливается в пределах сектора, отмеченного на шкале прибора знаком « $U=$ », напряжение первой батареи лежит в пределах допустимых значений. Аналогичным образом проверьте напряжение батареи U_2 . После проверки напряжения батарей переключатель « $U_1—U_2$ » поставьте в среднее положение.

4. Поставьте переключатель « h_{22} — контроль пробоя» в положение «контроль пробоя». Если при нажатии кнопки включения питания стрелка прибора отклонится, транзистор пробит.

5. Для измерения параметров транзистора α и h_{22} необходимо произвести калибровку прибора. Калибровка производится путем вращения ручки «напряжение генератора» при нажатой кнопке включения питания. Переключатели контроля батарей и отсчета параметров при калибровке должны находиться в среднем положении, вращение ручки производится до установки стрелки отсчетного прибора на полное отклонение.

Для определения параметров α и h_{22} переключатель отсчета параметров переводится в соответствующее положение и при нажатой кнопке включения питания прибора отсчитывают величину измеряемого параметра транзистора по шкале прибора.

Малогабаритный генератор импульсов Г5-15

Малогабаритный генератор импульсов типа Г5-15 предназначен для проверки работоспособности электронной аппаратуры и испытания электронных устройств при наладке.

Генератор может выдавать на выходе импульсы прямоугольной формы обеих полярностей с длительностью от 0,1 до 10 мксек, изменяемой ступенчатыми переключателями через 0,1 мксек. Частота следования импульсов плавно изменяется от 40 до 10 000 гц, амплитуда импульсов плавно регулируется в пределах от 10 до 100 в. Для получения выходных напряжений малой величины выход снабжен attenuатором со ступенями деления 1:10, 1:100, 1:1000 и 1:10000. Выходное сопротивление attenuатора 100 ом.

Для запуска внешних устройств генератор снабжен отдельным выходом импульсов синхронизации. Импульсы синхронизации имеют длительность 0,4—1,2 мксек и амплитуду не менее 30 в на нагрузке 1000 ом и емкости 50 пф. Импульсы синхронизации могут следовать синхронно с выходными импульсами, при необходимости выходной импульс может быть задержан на время до 50 мксек относительно импульса синхронизации. Генератор может запускаться от внешнего источника сигналов с частотой до 10 000 гц.

Для подготовки прибора к работе:

1) установите тумблер «сеть» в положение «выкл». Подключите кабель в сеть и переведите тумблер «сеть»

в положение «сеть». При этом должна загореться сигнальная лампочка на лицевой панели прибора;

2) при работе в режиме внутреннего запуска генератора нужную частоту следования импульсов задайте путем поворота ручек «диапазон частот следования» и «частота следования, герц». Необходимую длительность импульса установите переключателем «длительность импульса мксек»;

3) переключателем «+», «—» установите нужную полярность импульса на выходе.

Амплитуда сигнала устанавливается следующим образом: тумблер измерения амплитуды поставьте в положение «измерение амплитуды». Ручку потенциометра «амплитуда импульса» поверните в направлении против часовой стрелки до упора. Ручкой потенциометра «вольт» установите против отсчетной риски деление шкалы, соответствующее нужному значению амплитуды импульса. Медленно вращайте ручку потенциометра «амплитуда импульса» в направлении часовой стрелки. При достижении на выходе значения амплитуды, установленного на шкале «вольт», загорается неоновая лампочка.

Генератор стандартных сигналов типа Г4-18А

Генератор стандартных сигналов типа Г4-18А предназначен для проверки и настройки электронной аппаратуры. Диапазон частот генератора от 100 кГц до 35 МГц. Калиброванное напряжение на выходе может быть установлено в пределах от 0,1 мВ до 0,1 В. Второй (некалиброванный) выход генератора с выходным сопротивлением 100 Ом выдает сигнал с напряжением от 0,1 до 1 В. Генератор может работать в режиме непрерывной генерации (НГ), в режиме внутренней амплитудной модуляции синусоидальным напряжением с частотами 400 и 1000 Гц и внешней амплитудной модуляции синусоидальным напряжением с частотой от 50 Гц до 15 кГц.

Для подготовки прибора к работе:

1) поверните ручки «установка уровня «К», «уст. М%» против часовой стрелки до упора. Визир «μV» при помощи ручки «μV» (сверху) поставьте в крайнее положение вращением против часовой стрелки. Выключатели «сеть» и «ген. в. ч.» поставьте в нижнее положение;

2) включите прибор в сеть. Выключатель сети поставьте в положение «вкл». При этом на передней панели прибора должна загореться индикаторная лампочка. Переключатель «уровень «К» — $M\%$ » поставьте в положение «уровень «К».

Для работы генератора в режиме непрерывной генерации переключатель рода работ поставьте в положение «внешн. мод.», вращением ручки установки нуля добейтесь установки стрелки измерительного прибора на 0. Тумблером «ген. в. ч.» включите анодное напряжение генератора. Частота генератора устанавливается с помощью ступенчатого переключателя «диапазоны МНц» и верньерной ручки плавной регулировки.

Нужная величина напряжения на выходе генератора устанавливается следующим образом: сначала вращением ручки «установка уровня «К» установите стрелку измерительного прибора на риску «К». Затем поворотом ручек делителя и визира « μV » совместите нужное деление на лимбе с риской визира. Поворот ручки « μV » вызывает отклонение стрелки измерительного прибора от риски «К», но поправлять ее положение вращением ручки «установка уровня «К» не следует.

Величина напряжения на выходе определяется путем умножения деления, против которого стоит риска визира, на множитель декадного аттенюатора и множитель на зажиме выносного делителя.

Анализатор спектра и частотных характеристик типа СК4-3

Анализатор спектра и частотных характеристик типа СК4-3 (АСЧХ-1) предназначен для просмотра и исследования частотного спектра периодических электрических колебаний в звуковом диапазоне частот и наблюдения частотных характеристик четырехполюсников в том же диапазоне частот.

Прибор имеет четыре поддиапазона наблюдаемых частот — 20—500 *гц*, 60—2000 *гц*, 100—5000 *гц* и 400—20 000 *гц*. Время анализа с помощью переключателя «15-45» и ручки плавной регулировки может изменяться в пределах от 3 до 45 *сек*, чувствительность анализатора спектра составляет около 1 *мм/мв*. Напряжение, подаваемое с клемм «выход» на вход исследуемого четырехполюсника, может плавно изменяться в пределах от 0 до 0,6 *в*.

Принцип действия прибора основан на методе поочередного выделения гармонических составляющих периодического сигнала произвольной формы с помощью одного селективного устройства. При работе прибора в качестве анализатора спектра исследуемый периодический сигнал подается через клеммы «вход» на передней панели прибора в смеситель, где происходит сложение его с гармоническим сигналом с выхода частотно-модулированного (ЧМ) генератора, имеющегося в схеме анализатора. Частота сигнала ЧМ генератора изменяется за время анализа спектра в пределах от 50 до 70 кГц. На выходе смесителя получаются сигналы с частотами, равными сумме и разности частот смешивающихся гармонических колебаний. Эти сигналы поступают на выход селективного усилителя, избирательно усиливающего только колебания с частотой 50 кГц. Для получения более высокой разрешающей способности в приборе используется второе преобразование сигнала, при котором сигнал с частотой 50 кГц смешивается во втором смесителе с сигналом от вспомогательного генератора с частотой 47 кГц и далее усиливается сигнал с разностной частотой 3 кГц с помощью селективного усилителя с полосой пропускания 5 кГц.

Далее сигнал усиливается с помощью усилителя низкой частоты и после ограничения полуволны напряжение подается на вход усилителя, выход которого соединен с пластинами вертикального отклонения луча электронно-лучевой трубки.

Так как генератор пилообразного напряжения, подающий развертывающее напряжение на пластины горизонтального отклонения луча, является одновременно и модулятором-частоты ЧМ генератора, на экране трубки получается неподвижный во времени видимый спектр частот гармонических составляющих исследуемого сигнала.

Поясним теперь принцип действия прибора еще подробнее. Пусть на вход анализатора поступает сложный сигнал, содержащий гармонические составляющие с частотами $f_0, f_1, f_2, f_3, \dots, f_n$. Посмотрим, как при этом будет протекать один рабочий цикл в приборе. В начале цикла частота ЧМ генератора равна 50 кГц. Сигнал, поступающий на пластины горизонтального отклонения, равен нулю, луч находится у левого края экрана электронно-луче-

вой трубки. При увеличении частоты $ЧМ$ генератора от 50 до 70 $кГц$ одновременно нарастает напряжение на пластинах горизонтального отклонения и луч перемещается от левого края экрана к правому. При наличии этого движения, когда частота $ЧМ$ генератора равна 50 $кГц$, на пластины вертикального усиления подается сигнал, пропорциональный амплитуде сигнала на выходе $ЧМ$ генератора, так как первый селективный усилитель пропускает сигнал с частотой 50 $кГц$. Это вызывает отклонение луча по вертикали, пропорциональное амплитуде сигнала на выходе $ЧМ$ генератора. При увеличении частоты $ЧМ$ генератора выше 50 $кГц$ сигнал с его выхода не пропускается селективным усилителем и луч при смещении от левого края трубки уже не испытывает отклонения по вертикали. Движение луча по горизонтали без отклонения по вертикали продолжается до тех пор, пока частота $ЧМ$ генератора не станет равной $50\text{ кГц} + f_0$, где f_0 — частота первой гармонической составляющей исследуемого сигнала. При достижении этой частоты на выходе смесителя появляется сигнал с разностной частотой, равной 50 $кГц$. Этот сигнал усиливается селективным усилителем, проходит последующие цепи и вызывает отклонение луча по вертикали, пропорциональное амплитуде гармонической составляющей исследуемого сигнала с частотой f_0 . При дальнейшем увеличении частоты $ЧМ$ генератора разностная частота на выходе смесителя превышает 50 $кГц$ и сигнал перестает усиливаться селективным усилителем. Это приводит к тому, что луч при дальнейшем движении слева направо по экрану трубки возвращается к нулевой линии и движется по ней до тех пор, пока частота $ЧМ$ генератора не станет равной $50\text{ кГц} + f_1$, где f_1 — частота второй гармонической составляющей исследуемого сигнала.

При работе прибора в качестве измерителя частотных характеристик (ИЧХ) с клемм «выход» на передней панели прибора на вход исследуемого четырехполюсника поступает напряжение качающейся частоты от 0 до 20 000 $Гц$. Изменение частоты от нижнего до верхнего предела происходит синхронно с разверткой луча по горизонтали. При подаче сигнала с выхода исследуемого четырехполюсника на клеммы «вход» сигнал проходит через усилитель низкой частоты, ограничитель и поступает на пластины вертикального отклонения луча. Это

позволяет наблюдать на экране трубки частотную характеристику исследуемого четырехполюсника в пределах от 0 до 20 000 *гц*.

Для подготовки прибора к работе:

1) подключите блок питания прибора к сети с напряжением 220 *в* и поставьте тумблер на его передней панели в положение «вкл.»;

2) с помощью ручки «усиление на горизонтали» установите линию развертки в пределах от левого до правого края экрана электроннолучевой трубки;

3) установите переключатель рода работ в положение «контроль», переключатель «масштаб *кГц*» в положение «0,5», ручку «время анализа» поверните против часовой стрелки до упора;

4) установите с помощью ручки «усиление по вертикали» величину контрольного сигнала на экране электроннолучевой трубки в 15—20 *мм*. Отрегулируйте яркость и фокусировку луча, произведите настройку прибора на максимальное отклонение луча по вертикали с помощью ручки «подстройка второго гетеродина» и затем ручкой «подстройка первого УПЧ»;

5) установите ручку переключателя рода работ в положение «спектр», ручку «делитель» в положение «1000», ручку переключателя «масштаб *кГц*» в положение «0,5» и ручку «усиление по вертикали» поверните по часовой стрелке до упора;

6) ручкой «установка начала отсчета частоты» установите начальный импульс к левому краю экрана. С помощью ручек «балансировка I» и «балансировка II» установите амплитуду начального импульса на экране электроннолучевой трубки, равной 2—3 *мм*.

При использовании прибора в качестве анализатора спектра:

1) подайте исследуемый сигнал на клеммы «вход» и с помощью ручек «делитель», «усиление по вертикали» и «усиление по горизонтали» установите спектрограмму исследуемого сигнала в пределах экрана электроннолучевой трубки. С помощью масштабной сетки можно определить частоту гармоник.

Для точного определения частот полученных спектральных линий на вход анализатора одновременно с исследуемым сигналом нужно подать сигнал с выхода генератора звуковой частоты. Плавно изменяя частоту сиг-

нала на выходе звукового генератора, нужно добиться совмещения спектральной линии, полученной от него, последовательно с каждой линией спектра исследуемого сигнала и определить их частоту по частоте сигнала на выходе генератора звуковой частоты при совпадении спектральных линий;

2) при использовании прибора в качестве измерителя частотных характеристик установите ручку переключателя рода работ в положение «ИЧХ», ручки «усиление по вертикали» и «время анализа» поверните против часовой стрелки до упора;

3) подключите вход исследуемого четырехполюсника к «выходу» прибора СК4-3, выход четырехполюсника к его «входу». Установите необходимый масштаб по частоте и с помощью ручки «усиление по вертикали» величину напряжения на входе четырехполюсника такими, чтобы на экране электроннолучевой трубки наблюдалась осциллограмма, огибающая которой представляла собой частотную характеристику исследуемого четырехполюсника.

Измеритель переходных характеристик типа Х2-1

Измеритель переходных характеристик типа Х2-1 (ИПХ-57) предназначен для исследования и настройки видеоусилителей в области высоких частот с временем установления от $5 \cdot 10^{-8}$ до $100 \cdot 10^{-8}$ сек.

Принцип действия прибора заключается в следующем: на вход исследуемого четырехполюсника подается прямоугольный импульс с выхода генератора, имеющегося в приборе. Амплитуда импульса регулируется в пределах от 0,09 до 9 в, частота следования импульсов 10 кГц. Сигнал с выхода исследуемого четырехполюсника подается на вход усилителя вертикального отклонения. Максимальная чувствительность усилителя вертикального отклонения 0,15 мм/мв, время установления переходной характеристики прибора не более $5 \cdot 10^{-8}$ сек.

Прибор имеет маркирующее устройство, которое может выдавать метки времени с интервалами 10^{-7} сек и $2 \cdot 10^{-8}$ сек. Усилитель вертикального отклонения может работать в режиме «лупы», при котором верхняя часть переходной характеристики наблюдается в масштабе, увеличенном в 5 раз.

Для приведения прибора в действие:

1) поставьте переключатель «сеть» и «анод» в положение «выключено»;

2) включите прибор в сеть и поставьте переключатель «сеть» в положение «включено». При этом на передней панели прибора должна загореться сигнальная лампочка;

3) через 1—2 мин включите тумблер «анод». Ручками регулировки «яркость», «фокусировка» и «смещение по вертикали» установите и сфокусируйте линию развертки на середине экрана;

4) для проверки работы фазовращателя и маркерного устройства поставьте переключатель рода работ в положение «контроль», тумблер «масштаб выброса» в положение «1:1», ручку «амплитуда импульса» поверните в направлении по часовой стрелке до упора. На экране должно появиться изображение собственной переходной характеристики прибора. При вращении ручек регулировки фазы «грубо», «плавно», изображение переходной характеристики должно перемещаться по экрану. При включении тумблера «марки» в положение «0,1 мксек» и «0,02 мксек» на переходной характеристике должны появляться метки времени;

5) при исследовании видеоусилителя с выхода генератора прямоугольных импульсов на левой боковой панели прибора сигнал (при необходимости через делитель напряжения) подается на вход исследуемого видеоусилителя. К выходу видеоусилителя подключается выносная головка прибора Х2-1. Переключатель рода работ ставится в положение «работа», переключатель «масштаб выброса» — в положение «1:1». Прибор вносит меньше искажений в исследуемую переходную характеристику при работе в положении делителя на выносной головке 1:10, поэтому предпочтительна работа при таком положении переключателя. Отсчет времени установления переходной характеристики (или времени нарастания переднего фронта импульса) ведется путем подсчета числа полных периодов (светлый и темный промежуток) меток времени, укладывающихся на вертикальной части переходной характеристики в промежутке от 10 до 90 процентов ее высоты. Для удобства отсчета горизонтальные участки переходной характеристики перед снятием отсчета следует с помощью ручек «усиление», «1:1», «положение по вертикали» и «амплитуда II импульса» совместить с линиями «0» и «100%» на сетке перед трубкой.

СПРАВОЧНЫЕ ДАННЫЕ О ТРАНЗИСТОРАХ

Марка транзистора	Тип проводимости	Максимальные режимы при $t = +25^\circ\text{C}$			Электрические характеристики при $t = +25^\circ\text{C}$			Цоколевка
		$U_{к-э},$ в	$I_{к},$ ма	$P_{к},$ мвт	$f_{\alpha},$ Мгц	β	$I_{к0}$ мкА при $U_{к-э},$ в	
П1	$p-n-p$	20	5	50	0,1	10—35	30	1
П2А	"	100	10	250	0,02	10	—	—
П2Б	"	50	25	250	0,02	10	—	—
П3А	"	25	150	1000	0,02	—	—	2
П3Б	"	25	250	1000	0,02	—	—	—
П3В	"	25	450	1000	0,02	—	—	—
П4А	"	50	5000	2000	0,15	5	500	3
П4Б	"	60	5000	3000	0,15	15	400	—
П4В	"	35	5000	3000	0,15	10	400	—
П4Г	"	50	5000	3000	0,15	15	400	—
П4Д	"	50	5000	2000	0,15	30	400	—
П5 (А—Е)	"	10	10	25	0,1	15—50	30	4
П6 (А—Д)	"	10	10	150	0,5	10— —100	5	5
П7	"	6,5	45	45	—	30	30/2	4
П8	$n-p-n$	15	20	150	0,5	10—25	30/15	5
П9	"	15	20	150	0,5	10—20	15/15	—
П9А	"	15	20	150	1,0	15—45	15/15	—
П10	"	15	20	150	1,0	15—30	15/15	—
П10А	"	30	20	150	1,0	15—30	15/15	—
П10Б	"	30	20	150	1,0	25—50	15/15	—
П11	"	15	20	150	2,0	25—50	15/15	—
П11А	"	15	20	150	2,0	45—90	15/15	—
П12	$p-n-p$	6	5	30	5,0	20—70	6/6	17
П12А	"	6	5	30	5,0	20—40	6/6	—
П13	"	15	20	150	0,5	12—45	15/15	5
П13А	"	15	20	150	0,5	20—60	10/15	—
П13Б	"	15	20	150	1,0	20—60	10/15	—

Марка транзистора	Тип проводимости	Максимальные режимы при $t=+25^{\circ}\text{C}$			Электрические характеристики при $t=+25^{\circ}\text{C}$			Цоколевка
		$U_{к-э},$ в	$I_{к},$ ма	$P_{к},$ мвт	$f_{\alpha},$ МГц	β	$I_{к0}$ мкА при $U_{к-э},$ в	
П14	<i>p-n-p</i>	15	20	150	1,0	20—40	10/15	—
П14А	"	30	20	150	1,0	20—40	15/30	—
П14Б	"	30	20	150	1,0	30—60	15/30	—
П15	"	15	20	150	2,0	30—60	15/15	—
П15А	"	15	20	150	2,0	50— 100	15/15	—
П16	"	15	50	200	2,0	20—35	2/5	5
П16А	"	15	50	200	2,0	30—50	2/5	—
П16Б	"	15	50	200	2,0	45— 100	2/5	—
П17 (А—Б)	"	40	10	150	0,2	10	—	—
П18 (А—Б)	"	70	10	150	0,2	10	—	—
П19	"	6	30	30	5,0	20	1/5	—
П20	"	20	300	150	1,5	50— 150	50/50	5,6
П20А	"	20	300	150	2,0	50— 150	50/50	—
П20Б	"	20	300	150	1,5	80— 200	50/50	—
П21	"	30	500	150	1,5	20—60	50/70	—
П21А	"	30	500	150	1,5	20— 150	50/70	—
П21В	"	30	300	150	1,5	20— 100	50/70	—
П21Г	"	35	300	150	1,0	20—80	50/70	—
П21Д	"	30	300	150	1,0	60— 200	50/70	—
П21Е	"	35	300	150	0,7	80— 150	50/70	—
П22	"	20	10	100	1,0	5	25/40	—
П23	"	30	10	100	3,0	5	25/35	5,6
П25	"	60	400	200	0,2	10—25	50/60	—

Марка транзистора	Тип проводимости	Максимальные режимы при $t=+25^{\circ}\text{C}$			Электрические характеристики при $t=+25^{\circ}\text{C}$			Цоколевка
		$U_{к-э},$ в	$I_{к},$ ма	$P_{к},$ мвт	$f_{a},$ Мгц	β	$I_{к0}$ мкА при $U_{к-э},$ в	
П25А	$p-n-p$	60	400	200	0,2	20—50	50/60	—
П25Б	"	60	400	200	0,2	30—75	50/60	—
П26	"	100	400	200	0,2	10—25	60/100	—
П26А	"	100	400	200	0,2	20—50	60/100	—
П26Б	"	100	400	200	0,5	30—80	60/100	—
П27	"	5	6	30	1	20	3/2	3
П27А	"	5	6	30	1	30	3/2	—
П28	"	5	6	30	5	45	5/2	—
П29	"	12	100	30	5	20—50	4/12	3
П29А	"	12	100	30	5	40— —100	4/12	—
П31	"	12	100	30	4,5	25—50	5/12	—
П31А	"	12	100	30	4,5	45—90	5/12	—
П32	"	12	100	30	9	45— 135	5/12	—
П35	$n-p-n$	15	20	150	0,5	10— 125	—	6
П36А	"	15	20	150	1,0	15—45	—	—
П37	"	15	20	150	1,0	15—30	—	—
П37А	"	30	20	150	1,0	15—30	—	—
П37Б	"	30	20	150	1,0	25—50	—	—
П38А	"	15	20	150	2,0	45— 100	—	—
П38А	"	15	20	150	1,0	15—30	—	—
П39	$p-n-p$	10	20	150	0,5	15—30	15/10	5,6
П39Б	"	10	20	150	0,5	20—60	15/10	—
П40	"	10	20	150	1,0	20—40	15/10	5,6
П40А	"	30	20	150	1,0	30—60	15/30	—
П40Б	"	30	20	150	1,0	30—60	15/30	—
П41	"	10	20	150	1,0	30—60	15/10	—
П41А	"	10	20	150	1,0	30—60	15/10	—

Марка транзистора	Тип проводимости	Максимальные режимы при $t = +25^{\circ}\text{C}$			Электрические характеристики при $t = +25^{\circ}\text{C}$			Цоколевка
		$U_{к-э},$ в	$I_{к},$ мА	$P_{к},$ мВт	$f_{a},$ МГц	β	$I_{к0}$ мкА при $U_{к-б},$ в	
П42	$p-n-p$	15	150	200	1,0	20—35	25/15	6
П42А	"	15	150	200	1,0	30—50	25/15	—
П42Б	"	15	150	200	1,0	45—100	25/15	—
П101	$n-p-n$	20	20	150	0,5	9—20	3/20	5
П101А	"	10	20	150	0,5	10—30	3/10	—
П101Б	"	20	20	150	0,5	10—35	3/10	—
П102	"	10	20	150	1	10—35	5/10	—
П103	"	10	20	150	1	10—35	3/10	—
П103А	"	10	20	150	1	30—70	3/10	—
П104	$p-n-p$	60	10	150	0,5	9	50/100	5
П105	"	30	10	150	0,6	9	50/45	—
П106	"	15	10	150	1	13,5	50/45	—
П108	$n-p-n$	10	20	150	1	20	0,5/15	—
П108А	"	10	20	150	1	13—25	0,5/15	—
ГТ108 (А—Г)	$p-n-p$	7,5	50	75	0,5	20—250	10/5	7
ГТ109 (А—Г)	"	6	20	30	1	30—200	5/5	8
П109	$n-p-n$	10	20	150	2	13—25	0,5/15	—
П110	"	10	20	150	3	15	0,5/15	—
ПМ111	$n-p-n$	20	20	150	0,5	10—25	3/10	—
ПМ112	"	10	20	150	0,5	15—45	3/5	—
ПМ113	"	10	20	150	1	15—45	3/5	6
П201	$p-n-p$	30	1500	1000	0,15	20—40	400/20	3
П201А	"	30	2000	1000	0,2	40	400/20	—
П202	"	55	2000	1000	0,1	20	400/20	—
П203	"	55	2000	1000	0,2	10	400/20	—
П207	"	40	25000	4000	5—15	5—15	16000/45	9

Марка транзистора	Тип проводимости	Максимальные режимы при $t=+25^{\circ}\text{C}$			Электрические характеристики при $t=+25^{\circ}\text{C}$			Цоколевка
		$U_{к-э},$ в	$I_{к},$ ма	$P_{к},$ мвт	$f_{\alpha},$ МГц	β	$I_{к0}$ мкА при $U_{к-э},$ в	
П208	$p-n-p$	60	25000	4000	—	15	25000/60	—
П209	"	40	12000	1500	0,1	15	25000/60	—
П210	"	60	12000	1500	0,1	15	12000/60	—
П211	"	50	500	750	1,0	50—150	50/50	—
П212	"	70	500	750	1,0	20—60	50/50	—
П213	"	30	5000	11500	0,1	20—50	150/45	10
П214	"	45	5000	10000	0,1	20—60	300/60	—
П—15	"	60	5000	10000	0,1	20—150	300/80	—
П216 (А—Д)	"	30—50	7500	24000	0,1	20—80	200/50	—
П217 (А—Г)	"	45—60	7500	24000	0,1	20—80	3000/60	—
2Т301 (А—Ж)	$n-p-n$	20	10	150	30	100	40/30	11
П302	$p-n-p$	35	500	1000	0,2	10	100/35	9
П303	"	60	500	1000	0,1	6	100/60	—
П303А	"	60	500	1000	0,1	6	100/60	—
1Т303 (А—Б)	$n-p-n$	10	15	100	30—100	30—100	6/12	—
П304	$p-n-p$	80	500	1000	0,05	5	100/60	9
П306	"	60	400	1000	0,05	7—30	100/60	—
П306А	"	80	400	1000	0,05	5—50	100/80	—
1Т308 (А—Г)	$n-p-n$	20	50	150	150	50—200	5/15	12
ГТ309 (А—Е)	$p-n-p$	10	10	50	—	30—100	6/12	11
ГТ310 (А—Е)	"	10	10	20	—	10—50	5/5	8
ГТ313	"	12	10	100	—	20—250	3/12	13

Марка транзистора	Тип проводимости	Максимальные режимы при $t = +25^{\circ}\text{C}$			Электрические характеристики при $t = +25^{\circ}\text{C}$			Цоколевка
		$U_{\text{к-э}}, \text{в}$	$I_{\text{к}}, \text{мА}$	$P_{\text{к}}, \text{мВт}$	$f_{\alpha}, \text{МГц}$	β	$I_{\text{к0}}$ мкА при $U_{\text{к-б}}, \text{в}$	
ГТ320А	$p-n-p$	15	150	200	—	20—80	2/5	12
ГТ320Б	"	15	150	200	—	50—120	2/5	—
ГТ320В	"	15	150	200	—	80—250	2/5	—
ГТ321	"	40	2000	160	—	20—200	500/45	—
ГТ322	"	15	5	50	—	20—120	4/10	14
П401	"	10	10	50	30	16—200	10/5	12
П402	"	10	10	100	60	16—250	5/5	—
П403	"	10	10	100	120	30—100	5/5	—
П403А	"	10	10	100	120	16—300	5/5	—
1Т403	"	30	1250	—	0,008	20—150	50	15
1Т403 (В—Е)	"	45	1250	—	0,008	20—150	50	15
1Т403 (Ж,И)	"	60	1250	—	0,008	20—150	70	—
П404	"	4,5	15	10	15	15	5/3	16
П404А	"	4,5	4	10	15	15	2/3	—
П405	"	4,5	4	10	30	20	5/3	—
П405А	"	4,5	4	10	30	20	2/3	—
П406	"	6	5	30	10	20	6/6	17
П407	"	6	5	30	20	20	6/6	—
П408	"	6	5	30	10	20	1/5	3
П409	"	6	5	30	20	20	1/5	—
П410	"	6	20	100	200	20—100	2/3	18

Марка транзистора	Тип проводимости	Максимальные режимы при $t=+25^{\circ}\text{C}$			Электрические характеристики при $t=+25^{\circ}\text{C}$			Цоколевка
		$U_{к-э},$ в	$I_{к},$ мА	$P_{к},$ мВт	$f_{\alpha},$ МГц	β	$I_{к0}$ мкА при $U_{к-э},$ в	
П410А	<i>p-n-p</i>	6	20	100	400	25— 100	2/3	—
П411	"	6	20	100	400	20—80	2/3	—
П411А	"	6	20	100	400	20— 100	2/3	—
П414	"	10	10	100	60	25— 100	2/5	12
П414А	"	10	10	100	60	60— 120	2/5	—
П414Б	"	10	10	100	60	80— 200	2/5	—
П415	"	10	10	100	120	25— 100	2/5	—
П415А	"	10	10	100	120	60— 120	2/5	—
П415Б	"	10	10	100	120	100— 200	2/5	—
П416	"	12	15	100	80	20	3/5	—
П416А	"	12	15	100	80	30	2/5	—
П416Б	"	12	15	100	100	50	2/5	—
П417	"	8	10	50	200	24— 100	3/5	—
П417А	"	8	10	50	200	65— 200	3/5	—
П420	"	10	10	50	30	12	10/5	12
П421	"	10	10	50	30	15	10/5	—
П422	"	10	10	50	60	30— 100	5/5	—
П422А	"	10	10	50	60	15	5/5	—
П423	"	10	10	50	120	30— 100	5/5	—
П423А	"	10	10	50	120	15	5/5	—

Марка транзистора	Тип проводимости	Максимальные режимы при $t=+25^{\circ}\text{C}$			Электрические характеристики при $t=+25^{\circ}\text{C}$			Цолевка
		$U_{к-э},$ в	$I_{к},$ мА	$P_{к},$ мВт	$f_{\alpha},$ МГц	β	$I_{к0}$ мкА при $U_{к-э},$ в	
П501	<i>p-n-p</i>	20	10	150	10	10	100/10	18
П501А	"	20	10	150	10	15	100/15	—
П502	"	20	10	150	30	20	120/10	—
П502А	"	20	10	150	30	20	100/10	—
П502Б	"	20	10	150	30	20	100/10	—
П503	"	20	10	150	60	30	100/10	—
П503А	"	20	10	150	60	30	120/10	—
П601	"	25	1000	1000	20	50— 100	200/10	9
П601А	"	25	1000	1000	20	40— 100	100/10	—
П601Б	"	30	1000	1000	20	80— 250	130/10	—
П602	"	30	1000	1000	20	40— 100	100/10	—
П604	"	45	500	400	10	10	—	—
П604А	"	45	500	400	10	20—50	—	—
П605	"	40	500	500	10	20—60	2000/ 45	—
П606	"	25	500	500	10	20—60	2000/ 30	—
П606А	"	25	500	500	10	40— 120	2000/ 30	9
П607	"	25	300	1500	40	20—80	300/10	—
П607А	"	25	300	1500	40	60— 200	300/15	—
П608	"	25	300	1500	70	40— 120	300/15	—
П608А	"	25	300	1500	70	80— 240	300/15	9
П608Б	"	40	300	1500	70	40— 120	300/15	—

Марка транзистора	Тип проводимости	Максимальные режимы при $t = +25^{\circ}\text{C}$			Электрические характеристики при $t = +25^{\circ}\text{C}$			Цоколевка
		$U_{к-э},$ в	$I_{к},$ ма	$P_{к},$ мвт	$f_{\alpha},$ МГц	β	$I_{к0}$ мкА при $U_{к-э},$ в	
П609	$p-n-p$	25	300	1500	100	40— 120	300/15	●
П609А	„	25	300	1500	100	80— 240	300/15	—
П609Б	„	40	300	1500	100	80— 240	300/ 15	—
П701	$n-p-n$	40	500	1000	5	2,5	100/40	9
П701А	„	60	500	1000	5	2,5	100/60	—
П702	„	60	2000	4000	—	10	5/70	—
П702А	„	60	2000	4000	—	4	2,5/70	—
ГТ701А	$p-n-p$	55	12000	50000	0,05	10	600/60	19
КТ801А	$n-p-n$	80	2000	5000	—	13—50	2000/ 80	7
КТ801Б	„	60	2000	5000	—	20— 100	2000/ 80	—
КТ805А	„	160	5000	30 вт	—	15	—	19
КТ805Б	„	135	5000	30 вт	—	15	—	—

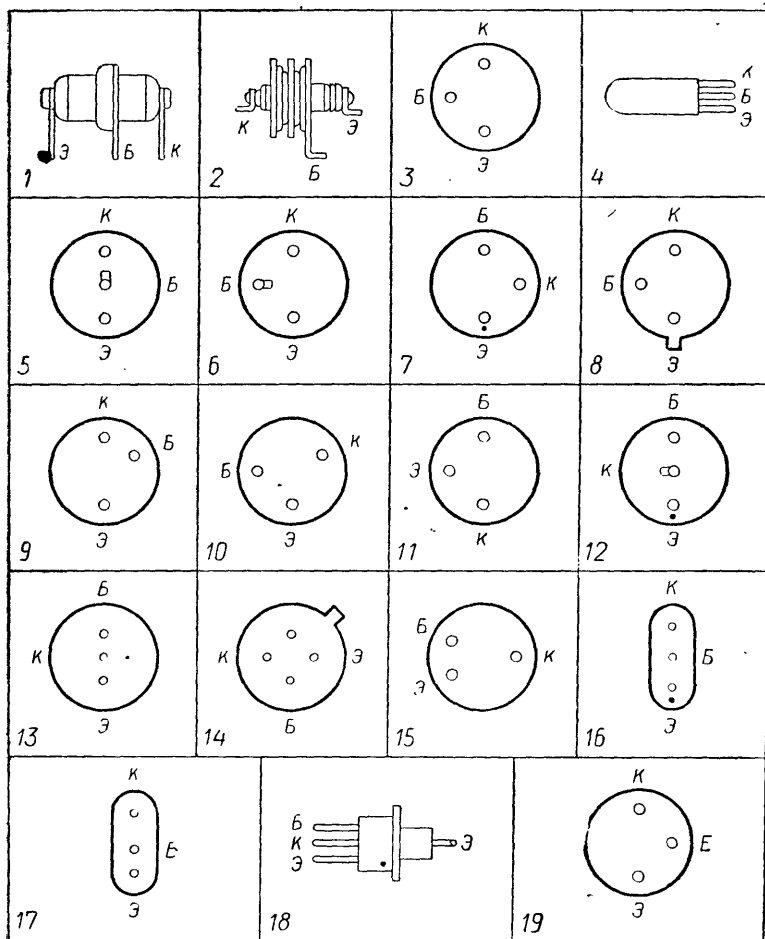


Рис. 84. Цоколевка транзисторов.

ТАБЛИЦА ВОЗМОЖНОЙ ЗАМЕНЫ ТРАНЗИСТОРОВ

Приборы, выпускаемые ранее	Возможная замена
П4Д	П216В
П5А—П5Е	ГТ108—ГТ108
П6А—П6Д	МП39—МП41А
П8	МП36А, МП37
П11А	МП38А
П12, П12А	П29, П30
П13	МП39
П13Б	МП39Б
П14, П14Б	МП40, МП40Б
П15, П15А	МП41, МП41А
П16, П16Б	МП42, МП42Б
П26	МП26
П26А	МП26А
П101—П103	МП111—МП113
П104—П106	МП114—МА116
П201	П213А
П201А	П213Б
П202	П214Б
П207, П207А	П210Б, П210В
П208, П208А	П210Б, П210В
П209, П209А	П210Б, П210В
П210	П210Б, П210В

Приборы, выпускаемые ранее	Возможная замена
П406—П407	П401, П402
П420, П421	П422, П423
П422А, П423А	П422, П423
П501—П501А	КТ301—КТ301Ж
П502—П502В	КТ301—КТ301Ж
П503—П503А	КТ301—КТ301Ж

ХАРАКТЕРИСТИКА ТРАНЗИСТОРОВ, ВЫПУСКАЕМЫХ В США, ВЕЛИКОБРИТАНИИ И НЕКОТОРЫХ ДРУГИХ СТРАНАХ

Таблица 1

Тип	β	f_{α} , Мгц	P_K , мвт	$U_{к. макс.}$, в	Возможная замена отечественными транзисторами
2N35	25—125	0,5	150	+25	П10 — П11
2N38	15	1,0	50	—20	П14 — П16, П13А
2N44	18 43	1,0	250	—30	П25 — П26
2N45	9—25	1,1	150	—45	П25 — П26
2N56	12	0,5	200	—45	П25 — П26
2N76	29	1,0	50	—20	П14 — П16
2N78	45—135	9,0	65	+15	П501 — П503
2N94А	30	3,0	50	+20	П11
2N104	40	0,7	150	—30	П25 — П26
2N106	20	0,7	100	—6	П13Б
2N107	30	1,0	50	—12	П13А, П14 — П16
2N109	75	—	150	—25	П13А, П15, П16Е
2N112	30	5,0	150	—15	П401, П420
2N128	19—66	24,0	25	—4,5	П401, П403
2N135	20	4,5	100	—12	П401, П420
2N136	40	6,5	100	—12	П401, П420
2N137	60	10,0	100	—6,0	П401, П402, П420
2N139	48	4,7	35	—16	П401, П420
2N140	75	70	40	—16	П401, П420
2N145	35—105	30	65	+20	П502, П503
2N146	35—105	30	65	+20	П502, П503
2N168	23—125	2,0	65	+15	П10 — П11
2N172	—	30	60	+16	П502, П503
2N188	54	1,2	100	—25	П15, П16Б, П25 — П26
2N207	100	2,0	50	—12	П15, П16Б
2N211	5—15	2,0	50	+10	П10 — П11
2N212	10—30	4,0	50	+18	П11

Тип	β	f_{α} , МГц	P_K , мВт	U_K , макс, в	Возможная замена отечественными транзисторами
2N215	44	0,7	150	—30	П25 — П26
2N216	5—15	3,0	50	+15	П11
2N217	75	1,0	150	—25	П25 — П26
2N265	100	1,5	70	—25	П15 — П16Б
2N292	8—51	11	65	+15	П501 — П503
2N302	25—75	14	150	—10	П401 — П403
2N303	40—120	20	150	—10	П401 — П403
2N331	50—100	1,0	200	—30	П25 — П26
2N369	50—140	0,5	100	—30	П25Б — П26Б
2N373	140	6,0	150	—12	П401 — П403
2N395	20—120	4,5	150	—15	П401, П420, П15
2N404	30	13	150	—24	П401, П420
2N412	80	10,0	80	—13	П402, П403А
2N486	100	1,0	150	—12	П15, П16Б
2N508	125	3,5	140	—16	П15, П402, П403А
2N535 (А—В)	100	—	—50	—20	П15, П16Б
2N586	55	—	250	—45	П25Б, П26Б
2N588	—	250	55	—15	П410, П410А
2N641	60	42	80	—34	П402, П403, П403А
2N642	60	42	80	—34	П402, П403, П403А
2N647	70	—	100	+25	П11
2N935	922	0,2	550	—40	П104
2N1265	25	0,6	50	—10	П13 — П16
2N1143	—	480	750	—25	П410 — П411
2N1638	75	40	80	—34	П402, П403А
2N2089	140	70	100	—20	П403А, П410, П410А
2N2428	80—160	1,0	165	—32	П25, П26Б
2N2429	30—130	2,0	165	—32	П25 — П26Б
2N2430	65—190	2,0	165	+15	П11
22431	50—180	1,0	550	—32	П201, П202, П203

Тип	β	f_a , МГц	P_K , мвт	$U_{к. макс.}$, в	Возможная замена отечественными транзисторами
СК22	50—100	—	80	—20	П15, П16Б
СК722	50—100	0,6—1,0	170	—15	П15, П16Б
СК725	50—100	0,6—1,0	170	—15	П15, П16Б
ОС44	100	15	80	—15	П401, П402
ОС45	75	6,0	80	—15	П401, П420
ОС46	80	3,0	80	—20	П15, П16Б
ОС53	35	0,35	10	—7	П5В, П5Б, П5Г
ОС54	55	0,55	10	—7	П5В, П5Г
ОС55	80	0,8	10	—7	П5В, П5Г
ОС56	80	—	10	—7	П5В, П5Г
ОС57	35	1,4	10	—7	П5Б — П5Е
ОС58	55	1,6	10	—7	П5В, П5Г
ОС59	80	2,2	10	—7	П5В—П5Г
ОС60	60	1,6	10	—7	П5В — П5Г
ОС71	40—60	1,6	25	—10	П14, П15, П16А, П16В
ОС75	—	0,75	130	—30	П25—П26
ОС81	81	2,0	500	—32	П201А, П202, П203
ОС79	42	1,2	550	—26	П201А, П202, П203
ОС80	85	2,0	550	—32	П201А, П202, П203
ОС200	25	1,0	250	—25	П105, П106
ОС141	150	9	100	+20	П501—П503
СК760	30	5	150	—15	П401—П403А
СК761	45	10	100	—6	П401 — П403А
СК762	65	20	100	—6	П401 — П403А

Тип	β	f_a , кГц	P_K , Вт	$U_{к. макс.}$, В	Возможная замена отечественными транзисторами
2N256	40	5	20	—30	П4Б — П4Д
2N277	25	200	150	—40	П207 — П209
2N301	70	5	20	—40	П4Д
2N307	80	4	10	—35	П4Д, П201А, П203
2N350	30—33	—	65	—30	П207 — П211
2N350А	20—60	5	90	—40	П207 — П209
2N351	65	5	90	—40	П207 — П209
2N376	78	5	90	—40	П207 — П209
2N376А	35—120	5	90	—40	П209 — П210А П207 — П209
2N554	40	—	20	—15	П2А — П4Д
2N656	30—90	—	4	+60	П302 — П304
2N1183	20—60	500	7,5	—20	П4Б, П4Г, П4Д
2N1183А	20—60	500	7,5	—30	П4Б, П4Г, П4Д П201 — П203
2N1183В	20—60	500	7,5	—40	П4Д, П202, П203
2N1534	35—70	8,5	90	—30	П207 — П209
2N1666	32	200	30	—60	П210 — П210А
2N2286	20	—	100	—100	П208 — П208А
2N1667	90	200	30	—32	П209 — П210А
CK311	20	4	20	—80	П4Б

О Г Л А В Л Е Н И Е

Предисловие	3
<i>Глава I. Физические основы работы транзисторов . . .</i>	<i>4</i>
Устройство транзистора	—
Закрытое состояние транзистора	6
Активное состояние транзистора	8
Физические параметры транзистора	10
Составной транзистор	13
Статические характеристики транзисторов	14
Допустимые режимы работы и классификация тран- зисторов	20
Испытание транзисторов	22
Лабораторная работа № 1. Испытание транзисторов . .	26
Лабораторная работа № 2. Изучение статических ха- рактеристик транзистора	27
Л и т е р а т у р а	29
<i>Глава II. Процесс переноса зарядов в транзисторе и частотная зависимость его параметров . . .</i>	<i>30</i>
Уравнение диффузии	—
Частотная зависимость параметров транзистора	33
Лабораторная работа № 3. Измерение предельной час- тоты усиления низкочастотных транзисторов . . .	37
Л и т е р а т у р а	41

<i>Глава III. Характеристические параметры транзисторов</i>	42
Транзистор как четырехполюсник	42
Системы характеристических параметров транзисторов	43
Эквивалентные схемы транзисторов	46
Л и т е р а т у р а	49
 <i>Глава IV. Усилительные свойства транзисторов</i>	 50
Линия нагрузки	—
Статический режим усилительного каскада	53
Усилительные свойства транзистора при различных спо- собах включения в электрическую цепь	57
Температурная стабилизация транзисторного усилитель- ного каскада	65
Лабораторная работа № 4. Температурная стабилиза- ция начального режима транзисторного усилитель- ного каскада	71
Л и т е р а т у р а	75
 <i>Глава V. Усилители низкой частоты</i>	 76
Усилительный каскад низкой частоты с общим эмитте- ром	—
Расчет усилительного каскада с общим эмиттером . . .	79
Нелинейные искажения	83
Многокаскадные усилители	86
Частотная характеристика усилительного каскада с ем- костной связью	87
Лабораторная работа № 5. Расчет и испытание усили- тельного каскада низкой частоты	97
Лабораторная работа № 6. Исследование частотной ха- рактеристики многокаскадного транзисторного уси- лителя	101
Л и т е р а т у р а	104

Глава VI. Импульсные усилители	105
Характеристика импульсных сигналов	—
Широкополосные транзисторные усилители	110
Переходные процессы в транзисторе	116
Лабораторная работа № 7. Исследование импульсного усилительного каскада	119
Л и т е р а т у р а	127
Глава VII. Транзисторные генераторы	128
Ключевой режим работы транзистора	—
Триггер	132
Мультивибратор	139
Блокинг-генератор	144
Лабораторная работа № 8. Ключевой режим работы транзистора	152
Лабораторная работа № 9. Изучение работы симметрич- ного транзисторного мультивибратора	154
Лабораторная работа № 10. Изучение работы транзис- торного блокинг-генератора	156
Лабораторная работа № 11. Исследование частотного спектра периодических прямоугольных импульсов	158
Л и т е р а т у р а	160
Глава VIII. Примеры практических транзисторных схем	162
Типовой однокаскадный усилитель низкой частоты	—
Простейший карманный транзисторный приемник	163
Транзисторный усилитель низкой частоты для проигры- вателя	166
Однокаскадный видеоусилитель	167
Генератор звуковых частот	168
Автоколебательный блокинг-генератор	—

Двухканальный коммутатор на транзисторах	169
Школьный радиометр	171
Транзисторная схема «телескопа» для регистрации кос- мических лучей	175
Л и т е р а т у р а	177
Приложение 1. Описания типовых установок и инструкции по их эксплуатации	178
Испытатель параметров маломощных транзисторов ти- па Л2-1	—
Малогабаритный генератор импульсов типа Г5-15	179
Генератор стандартных сигналов типа Г4-18А	180
Анализатор спектра и частотных характеристик ти- па СК4-3	181
Измеритель переходных характеристик типа Х2-1	185
Приложение 2. Справочные данные о транзисторах	187
Приложение 3. Таблица возможной замены тран- зисторов	197
Приложение 4. Характеристика транзисторов, выпускаемых в США, Великобритании и некоторых других странах	199

Олег Федорович Кабардин

**ТРАНЗИСТОРНАЯ
ЭЛЕКТРОНИКА**

Редактор *Л. Л. Величко*

Художественный редактор *Л. Ф. Малышева*

Технический редактор *Л. Я. Медведев*

Корректоры *Р. Б. Штутман, К. А. Иванова*

Сдано в набор 7/IV 1971 г. Подписано к печати 20/IX 1971 г. 84×108¹/₃₂. Бумага типографская № 3. Печ. л. 6,5. Услов. л. 10,92. Уч.-изд. л. 9,94. Тираж 30 000 экз. (Тем. пл. 1972 г.—№ 29). А-08648.

Издательство «Просвещение» Комитета по печати при Совете Министров РСФСР Москва, 3-й проезд Марьиной рощи, 41.

Типография № 2 Росглавполиграфпрома,
г. Рыбинск, ул. Чкалова, 8. Заказ 1288

Цена без переплета 28 коп., переплет 10 коп.