

ЛЕКЦИЯ 4. УСИЛИТЕЛИ НА БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

4.1. Общие положения

Усилителем называют устройство для увеличения напряжения, тока или мощности электрического сигнала. Усилитель, рис. 4.1, имеет входную цепь, к которой подключается усиливаемый сигнал, и выходную цепь, с которой выходной сигнал подается в нагрузку.

Основными параметрами усилителя являются коэффициенты усиления по напряжению K_U , току K_I и мощности K_P .

$$K_U = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}}; K_I = \frac{I_{\text{ВЫХ}}}{I_{\text{ВХ}}}; K_P = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{P_{\text{ВХ}}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}} I_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}} I_{\text{ВХ}}} \quad (4.1)$$

Здесь U, I – действующие значения напряжения и тока.

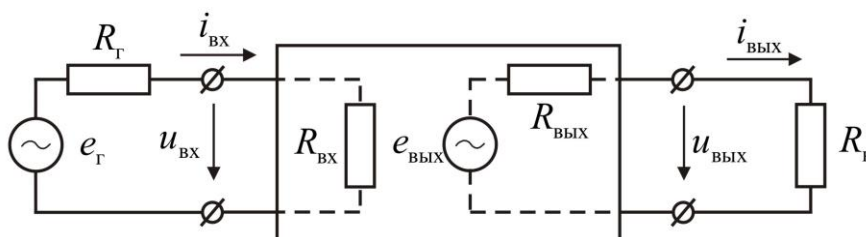


Рис. 4.1. Входные и выходные цепи усилителя.

Для усилителя возможны различные значения коэффициентов усиления, но принципиально важно то, что коэффициент усиления по мощности K_P больше единицы.

В общем случае коэффициенты усиления по напряжению и току являются комплексными величинами. Однако на практике их обычно определяют для области средних частот, в которой между входными и выходными напряжениями и токами фазовые сдвиги отсутствуют, а коэффициенты усиления являются действительными величинами, что упрощает выражения, не искажая существа вопроса.

Входное и выходное сопротивления усилителя могут быть активными или комплексным. Усилитель, рис. 4.1, можно рассматривать как активный четырехполюсник, к входным зажимам которого подключается источник усиливаемого сигнала $e_Г$, а к выходным – сопротивление нагрузки $R_Н$.

Источник входного сигнала показан в виде генератора напряжения $e_Г$ с внутренним сопротивлением $R_Г$. Со стороны выхода усилитель представлен в виде генератора напряжения с ЭДС $e_{\text{ВЫХ}}$ и внутренним сопротивлением $R_{\text{ВЫХ}}$. Усилитель одновременно является нагрузкой для источника сигнала и источником сигнала для внешней нагрузки $R_Н$, причем нагрузкой усилителя может быть не только потребитель, но и вход следующего каскада усилителя.

Входное сопротивление усилителя в любом случае представляет собой сопротивление между входными зажимами усилителя. Оно равно $R_{\text{ВХ}} = U_{\text{ВХ}} / I_{\text{ВХ}}$.

Выходное сопротивление $R_{\text{вых}}$ определяют между выходными зажимами усилителя при отключенном сопротивлении нагрузки.

К усилителям с линейным режимом работы предъявляются требования получения выходного сигнала, близкого по форме к входному.

Схемы усилителей отличаются числом и режимом работы транзисторов. Вместе с тем принцип построения главных цепей усилительных каскадов один и тот же. Покажем его на примере структурной схемы, рис. 4.2, действительной для усилительных каскадов на одном транзисторе.

Основными элементами каскада являются управляемый элемент УЭ, функции которого выполняет биполярный или полевой транзистор, и резистор R . Совместно с источником постоянного напряжения E эти элементы образуют выходную цепь каскада. Процесс усиления основывается на преобразовании энергии источника постоянного напряжения E в энергию переменного напряжения за счет изменения сопротивления УЭ по закону, задаваемому входным сигналом.

При подаче на управляемый элемент напряжения входного сигнала в токе выходной цепи создается переменная составляющая, вследствие чего на управляющем элементе образуется аналогичная составляющая напряжения, превышающая переменную составляющую напряжения на входе.

Ввиду использования для питания источника постоянного напряжения E ток $i_{\text{вых}}$ в выходной цепи является однонаправленным, рис. 4.2. При этом ток и напряжение выходной цепи следует рассматривать как сумму переменных составляющих, накладывающихся на их постоянные составляющие $I_{\text{вых п}}$ и $U_{\text{вых п}}$. Связь между постоянными и переменными составляющими должна быть такой, чтобы амплитудные значения переменных составляющих не превышали постоянных составляющих, т.е. $I_{\text{вых п}} \geq I_m$, $U_{\text{вых п}} \geq U_m$.

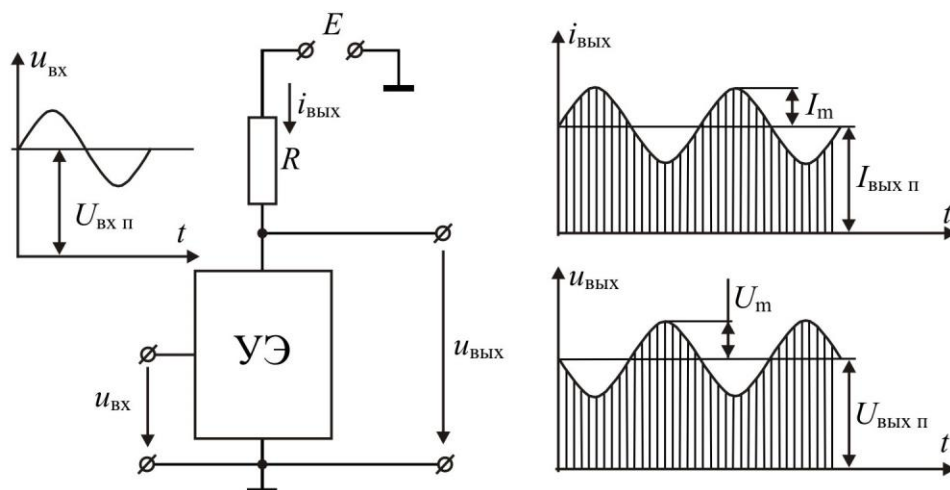


Рис. 4.2. Принцип построения и временные диаграммы усилительного каскада.

Если эти условия не будут выполняться, ток $i_{\text{вых}}$ в выходной цепи на отдельных интервалах будет равен нулю, что приведет к искажению формы выходного сигнала.

Таким образом, для обеспечения работы усилительного каскада при переменном входном

сигнале в его выходной цепи должны быть созданы постоянные составляющие тока $I_{\text{вых п}}$ и напряжения $U_{\text{вых п}}$. Эту задачу решают путем подачи во входную цепь каскада помимо усиливаемого сигнала соответствующего постоянного напряжения $U_{\text{вх п}}$.

Постоянные составляющие тока и напряжения определяют так называемый *режим покоя усилительного каскада*. Параметры режима покоя по входной цепи ($U_{\text{вх п}}, I_{\text{вх п}}$) и по выходной цепи ($U_{\text{вых п}}, I_{\text{вых п}}$) характеризуют состояние схемы в отсутствие входного сигнала.

4.2. Схемы питания и стабилизации режима

В каскадах с транзисторами применяют обычно питание от одного источника – источника выходной цепи. Для нормального режима работы транзистора необходимо, чтобы между эмиттером и базой было постоянное напряжение $U_{\text{эб п}}$ в десятки доли вольта (напряжение смещения базы).

Ток эмиттера, проходя через участок эмиттер – база, создает на нем некоторое падение напряжения, но оно недостаточно, и режим работы транзистора без дополнительного смещения оказывается непригодным (токи слишком малы). Необходимо подать некоторое напряжение смещения (покоя) от источника питания коллекторной цепи. Это делают с помощью резистора или делителя. На рис. 4.3 показаны типичные схемы подачи смещения на базу.

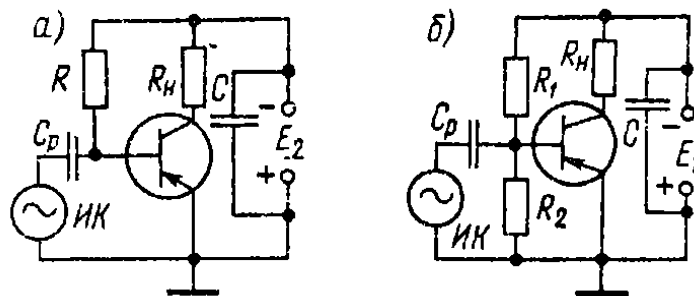


Рис. 4.3. Схемы подачи напряжения смещения на базу транзистора.

В каскаде ОЭ (рис. 4.3, а) постоянный ток базы $I_{\text{б0}}$ проходит через резистор R , на котором гасится почти все напряжение E_2 . Небольшая часть напряжения падает на участке база – эмиттер и является смещением базы:

$$U_{\text{бэ0}} = E_2 - I_{\text{б0}} \cdot R. \quad (4.2)$$

Из этого выражения легко определить сопротивление резистора R :

$$R = \frac{E_2 - U_{\text{бэ0}}}{I_{\text{б0}}}. \quad (4.3)$$

Обычно $U_{\text{бэ0}} \ll E_2$ и $R \approx \frac{E_2}{I_{\text{б0}}}$.

На рис. 4.3, б показана подача напряжения смещения с помощью делителя R_1, R_2 в каскаде ОЭ. Здесь основная часть напряжения E_2 падает на резисторе R_1 а небольшая часть, являющаяся

напряжением смещения $U_{бэ0}$, падает на резисторе R_2 , который подключен параллельно входу транзистора. Сопротивления резисторов R_1, R_2 можно легко определить по формулам

$$R_1 = \frac{E_2 - U_{бэ0}}{I_d + I_{б0}} \approx \frac{E_2}{I_d + I_{б0}}; R_2 = \frac{U_{бэ0}}{I_d}, \quad (4.4)$$

где I_d – ток самого делителя.

Способ подачи напряжения смещения с помощью делителя применяется довольно часто, но он неэкономичен, так как источник должен создавать дополнительный ток I_d , нагревающий резисторы R_1 и R_2 . Кроме того, в рассматриваемой схеме резистор R_2 , будучи подключенным параллельно входу транзистора, весьма заметно уменьшает входное сопротивление каскада.

Для получения более стабильного напряжения смещения желательно, чтобы ток делителя I_d был возможно большим. Тогда распределение напряжений на резисторах делителя будет мало зависеть от тока базы, проходящего через R_1 . Однако из соображений экономии энергии источника E_2 обычно устанавливают I_d , лишь в 3 – 5 раз больший, чем $I_{б0}$. Разделительный конденсатор C_p в схемах служит для передачи на вход транзистора усиливаемого переменного напряжения. Чтобы потеря этого напряжения на конденсаторе C_p была незначительной, его емкостное сопротивление для самой низкой частоты должно быть достаточно малым. Емкость этого конденсатора на низких частотах равна единицам и даже десяткам микрофарад. Поэтому в качестве конденсатора C_p в низкочастотных схемах обычно применяют малогабаритные электролитические конденсаторы. В схемах на рис. 4.3 разделительный конденсатор исключает попадание на вход транзистора постоянного напряжения, если оно имеется в источнике колебаний $ИК$. Кроме того, в этих схемах при отсутствии C_p и малом внутреннем сопротивлении источника колебаний база и эмиттер были бы замкнуты накоротко по постоянному напряжению и тогда $U_{бэ0}$ было бы близко к нулю. Емкость C_p рассчитывается исходя из того, что емкостное сопротивление $1/(\omega C_p)$ на самой низкой частоте ω_n должно быть во много раз меньше входного сопротивления транзистора:

$$\frac{1}{\omega_n C_p} \ll R_{вх}. \quad (4.5)$$

Тогда потеря входного переменного напряжения на конденсаторе C_p будет малой. Практически достаточно такого условия:

$$\frac{1}{\omega_n C_p} \leq 0,1 \cdot R_{вх}. \quad (4.6)$$

Отсюда

$$C_p \geq \frac{10}{\omega_n R_{вх}}. \quad (4.7)$$

Если выражать C_p в микрофарадах, то получаем расчетную формулу

$$C_p \geq \frac{10 \cdot 10^6}{2\pi f_H R_{BX}}. \quad (4.8)$$

В этих формулах ω_H и f_H – низшие частоты в спектре усиливаемого сигнала.

Для схемы с делителем вместо R_{BX} транзистора в формулу надо ставить сопротивление R'_{BX} , эквивалентное параллельно включенным R_{BX} и R_2 , т. е.

$$R'_{BX} = \frac{R_{BX} \cdot R_2}{R_{BX} + R_2}. \quad (4.9)$$

По формуле, аналогичной (4.8), следует рассчитывать емкость конденсатора C , шунтирующего источник питания E_2 :

$$C \geq \frac{10 \cdot 10^6}{2\pi f_H R_H}. \quad (4.10)$$

Тогда все выходное переменное напряжение практически будет выделяться на нагрузке R_H и потеря этого напряжения на участке E_2 будет малой.

Существенный недостаток транзисторов – значительное изменение их характеристик и параметров при изменении температуры. Повышение температуры вызывает увеличение токов, и режим работы транзисторов нарушается. Для борьбы с этим неприятным явлением служат различные методы стабилизации. В схему вводят стабилизирующие элементы, которые обеспечивают относительное постоянство режима при изменении температуры или смене транзистора. Однако надо иметь в виду, что эти схемы стабилизируют лишь положение рабочей точки (точки покоя), но не устраняют влияния температуры на свойства транзистора и происходящие в нем процессы. Поэтому изменение температуры все же вызывает изменение параметров транзисторов. Таким образом, стабилизация режима лишь частично устраняет последствия вредного влияния температуры.

На рис. 4.4 показаны наиболее распространенные простейшие схемы стабилизации режима каскада ОЭ, который наиболее подвержен влиянию температуры.

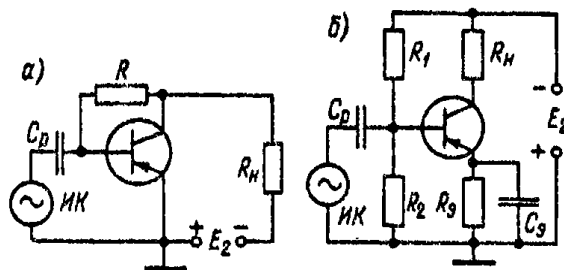


Рис. 4.4. Схемы температурной стабилизации режима покоя усилительного каскада.

В так называемой схеме коллекторной стабилизации (рис. 4.4, а) резистор R , служащий для установки необходимого смещения на базе, подключен не к источнику E_2 , как в схеме на рис. 4.3, а, а к коллектору. Если от нагрева или смены транзистора ток i_K возрастет, то увеличится падение

напряжения на R_n , а напряжение $U_{кэ}$ соответственно уменьшится. Но тогда уменьшится напряжение на резисторе R и на переходе $U_{бэ}$, что приведет к уменьшению тока i_k . Таким образом, одновременно происходят противоположные изменения этого тока и в результате он остается почти постоянным.

Рассмотренная схема наиболее проста и экономична, но дает хорошую стабилизацию лишь в том случае, если на резисторе нагрузки падает не менее половины напряжения источника E_2 . Кроме того, в данной схеме несколько снижается усиление, так как часть усиленного напряжения передается через резистор R обратно на вход транзистора с фазой, противоположной фазе усиленного напряжения, т. е. получается отрицательная обратная связь.

Более сложна и менее экономична схема эмиттерной стабилизации по рис. 4.4, б. Она требует источника E_2 с несколько более высоким напряжением, но по стабилизирующим свойствам значительно превосходит предыдущую схему. Здесь резисторы R_1 и R_2 образуют делитель для получения напряжения смещения на базе а резистор R_3 в проводе эмиттера является стабилизирующим. Падение напряжения на этом резисторе $U_{э0} = I_{э0} \cdot R_3$ действует навстречу напряжению $U_2 = I_d \cdot R_2$. Поэтому напряжение смещения базы $U_{бэ0} = U_2 - U_{э0}$, а резистор R_3 создает отрицательную обратную связь по постоянному току. Если под влиянием температуры токи в транзисторе начнут возрастать, то от повышения тока $I_{э0}$ увеличится напряжение $U_{э0}$ и соответственно уменьшится напряжение смещения на базе $U_{бэ0}$, а это вызовет уменьшение токов. В результате такого изменения одновременно в противоположные стороны токи почти постоянны и режим получается более стабильным.

Для того чтобы резистор R_3 не создавал отрицательной обратной связи по переменному току, он зашунтирован конденсатором C_3 достаточно большой емкости. Его емкостное сопротивление для самой низкой частоты должно быть во много раз меньше R_3 . Обычно конденсатор C_3 электролитический емкостью в десятки микрофард (в каскадах усиления низкой частоты). Эмиттерная стабилизация работает хорошо, независимо от сопротивления нагрузки R_n , причем тем лучше, чем больше ток делителя I_d и сопротивление резистора R_3 . Но так как напряжение $U_{э0}$ является частью E_2 , то чрезмерное увеличение R_3 приводит к необходимости значительного повышения E_2 , что невыгодно. Пренебрегая напряжением $U_{бэ0}$ по сравнению с другими напряжениями, расчет сопротивлений резисторов для схемы эмиттерной стабилизации делают по следующим приближенным формулам:

$$R_1 \approx \frac{E_2 - U_{э0}}{I_d + I_{б0}}; R_2 \approx \frac{U_{э0}}{I_d}; R_3 = \frac{U_{э0}}{I_{э0}}. \quad (4.11)$$

При этом значение $U_{э0}$ выбирается с учетом возможного повышения E_2 , а ток делителя I_d обычно составляет $(3 \div 5)I_{б0}$. Обе схемы стабилизации можно применить вместе (рис. 4.5), и тогда

стабилизация будет еще лучше.

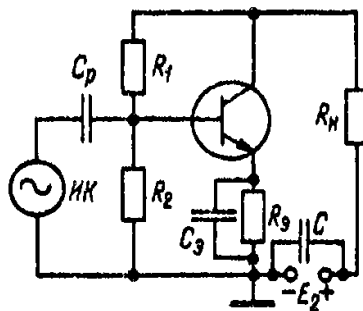


Рис. 4.5. Схема коллекторно-эмиттерной стабилизации.

Во многих случаях стабилизация необязательна, так как не требуется высокая стабильность усиления.

На рис. 4.6, а показано питание от одного источника транзистора, включенного по схеме ОБ с подачей смещения на базу через поглотительный резистор R .

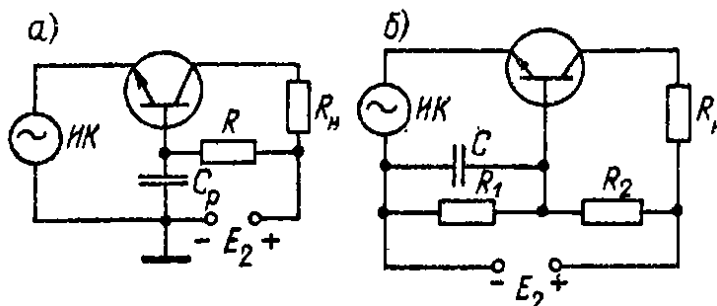


Рис. 4.6. Схема питания транзистора, включенного с общей базой.

Составляя уравнение по второму закону Кирхгофа для цепи постоянного тока базы, получим

$$E_2 = I_{60} \cdot R + U_{60} + I_{30} \cdot R_{\text{ИК}}, \quad (4.12)$$

где $R_{\text{ИК}}$ — сопротивление источника колебаний постоянному току.

Из этого уравнения следует

$$R = \frac{E_2 - U_{60} - I_{30} \cdot R_{\text{ИК}}}{I_{60}}. \quad (4.13)$$

В этой схеме конденсатор C_p служит для передачи напряжения источника ИК на вход транзистора. Сопротивление этого конденсатора должно быть достаточно малым, чтобы на нем практически не было потери переменного напряжения.

Схема ОБ с подачей смещения на базу через делитель дана на рис. 4.6, б. В ней сопротивление резисторов делителя рассчитывается по формулам

$$R_1 = \frac{U_{60} + I_{30} \cdot R_{\text{ИК}}}{I_d}; \quad R_2 = \frac{E_2 - I_d \cdot R_1}{I_d + I_{60}}. \quad (4.14)$$

В этой схеме конденсатор C_p также должен иметь малое сопротивление. Резистор R_1 уменьшает входное сопротивление каскада, которое остается равным входному сопротивлению самого транзистора.

Питание от одного источника для каскада по схеме ОК показано на рис. 4.7.

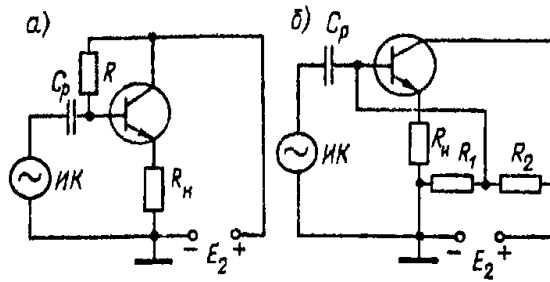


Рис. 4.7. Схема питания транзистора, включенного по схеме ОК.

Смещение на базу может быть подано через резистор R (рис. 4.7, а), и тогда уравнение по второму закону Кирхгофа для цепи тока базы

$$E_2 = I_{\text{б}0} \cdot R + U_{\text{бэ}0} + I_{\text{э}0} \cdot R_{\text{н}}. \quad (4.15)$$

Решая это уравнение относительно R , находим

$$R = \frac{E_2 - U_{\text{бэ}0} - I_{\text{э}0} \cdot R_{\text{н}}}{I_{\text{б}0}}. \quad (4.16)$$

А для схемы с делителем (рис. 4.15, б) получим такие формулы:

$$R_1 = \frac{U_{\text{бэ}0} + I_{\text{э}0} \cdot R_{\text{н}}}{I_{\text{д}}}; \quad R_2 = \frac{E_2 - I_{\text{д}} \cdot R_1}{I_{\text{д}} + I_{\text{б}0}}. \quad (4.17)$$

Выбор тока делителя $I_{\text{д}}$ желательно сделать так, чтобы расход мощности источника на питание делителя был невелик, т. е. ток делителя следует брать меньше или незначительно больше тока базы. В приведенных схемах ОК поглотительный резистор R и резистор R_1 делителя снижают входное сопротивление каскада.

4.3. Графоаналитический метод расчета каскада на биполярном транзисторе

Показатели усилительных каскадов зависят от способа включения транзистора, играющего роль управляющего элемента. Наибольшее применение нашел способ включения по схеме с общим эмиттером (ОЭ). Рассмотрим особенности усилительных каскадов с ОЭ на примере схемы рис. 4.8.

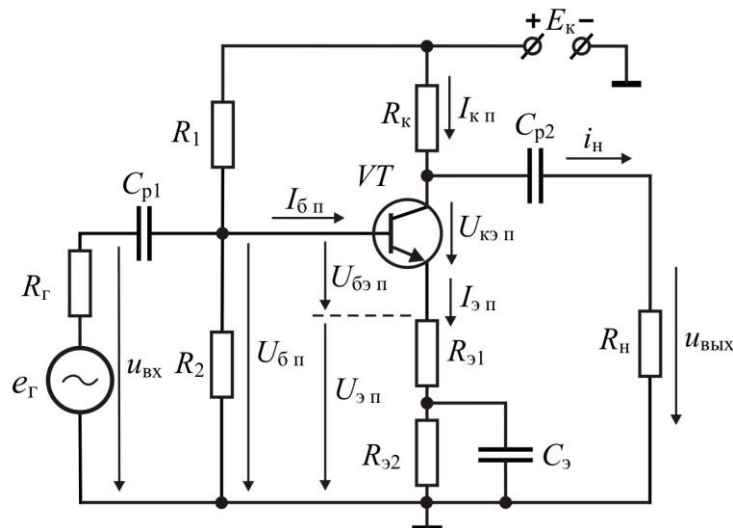


Рис. 4.8. Усилитель с общим эмиттером.

Усилитель реализован на транзисторе $n - p - n$ типа. Резисторы R_1 и R_2 используются для установки режима покоя каскада. Резистор R_1 предназначен для создания цепи протекания тока покоя базы транзистора $I_{бп}$. Совместно с R_2 резистор R_1 обеспечивает исходное напряжение на базе $U_{бп}$.

Конденсаторы C_{p1} и C_{p2} являются разделительными. Конденсатор C_{p1} исключает шунтирование входной цепи каскада, что позволяет, во-первых, исключить протекание постоянного тока через источник входного сигнала по цепи $E_k - R_1 - R_T$ и, во-вторых, обеспечить независимость напряжения на базе в режиме покоя от внутреннего сопротивления этого источника R_T . Функция конденсатора C_{p2} сводится к пропусканию в цепь нагрузки переменной составляющей тока и задержанию постоянной составляющей.

Резисторы R_{31} и R_{32} , включенные по постоянному току последовательно, $R_3 = R_{31} + R_{32}$ являются элементами отрицательной обратной связи и служат для стабилизации режима покоя при изменении температуры. В некоторых вариантах выполнения каскадов с ОЭ резистор R_{31} отсутствует, однако его наличие придает схеме ряд достоинств, в частности, повышает входное сопротивление со стороны базы по переменному току и обеспечивает предсказуемый коэффициент усиления по напряжению всего каскада.

Конденсатор C_3 шунтирует резистор R_{32} по переменному току, ослабляя (а в случае $R_{31} = 0$ и исключая) проявление отрицательной обратной связи по переменным составляющим. Отсутствие конденсатора C_3 приводит к уменьшению коэффициентов усиления каскада.

Анализ работы каскада проведем графоаналитическим методом. На выходных статических характеристиках транзистора, рис. 4.9, проводят линию нагрузки каскада по постоянному току (а – б), представляющую собой геометрическое место точек, координаты $U_{кэ}$ и I_k которых соответствуют возможным значениям точки покоя. Аналитическую зависимость линии нагрузки находят, записав второй закон Кирхгофа для выходной цепи:

$$U_{кэп} = E_k - I_{кп} R_k - I_{эп} R_3 = E_k - I_{кп} R - \frac{I_{кп}}{\alpha} R_3. \quad (4.18)$$

Поскольку коэффициент α близок к единице, без особой погрешности можно записать

$$U_{кэп} = E_k - I_{кп} (R_k + R_3); \quad (4.19)$$

где $R_k + R_3 = R_k + R_{31} + R_{32} = R_-$ - сопротивление каскада по постоянному току.

Выражение (4.19) является уравнением прямой. В связи с этим построение линии нагрузки каскада по постоянному току удобно провести по двум точкам, характеризующим режим холостого хода (точка “а”) и короткого замыкания (точка “б”) выходной цепи каскада. Для точки “а” $I_{кп} = 0, U_{кэп} = E_k$ и для точки “б” $U_{кэп} = 0, I_{кп} = E_k / (R_k + R_3) = E_k / R_-$. Наклон линии нагрузки по постоянному току определяется величиной R_- .

Выбрав по входной (базовой) характеристике транзистора необходимое значение тока базы покоя $I_{бп}$, определим тем самым координаты точки $П'$ - пересечения соответствующей выходной характеристики при $I_б = I_{бп}$ с линией нагрузки каскада по постоянному току.

Обычно точка покоя $П'$ располагается приблизительно посередине между точками “а” и “б” линии нагрузки. При этом напряжение на коллекторе транзистора в режиме покоя равно примерно половине питающего напряжения E_k , т.е. $U_{кп} \approx E_k/2$.

Для определения переменных составляющих выходного напряжения используют линию нагрузки каскада по переменному току. Необходимо учесть, что по переменному току сопротивление в цепи эмиттера транзистора приближенно равно $R_{э1}$, так как резистор $R_{э2}$ шунтируется конденсатором $C_э$. Сопротивление коллекторной цепи по переменному току также будет меньше R_k . Действительно, коллекторное сопротивление R_k через разделительный конденсатор $C_{р2}$ соединено с нагрузкой. Считая малыми емкостное сопротивление разделительного конденсатора и внутреннее источника питания E_k , можно утверждать, что сопротивление со стороны коллектора по переменному току $R_{к\sim}$ определяется сопротивлениями резисторов R_k и R_n , включенных параллельно

$$R_{к\sim} = \frac{R_k R_n}{R_k + R_n}. \quad (4.20)$$

Суммарное сопротивление выходной цепи усилителя по переменному току с учетом сделанных замечаний будет $R_{\sim} = R_{к\sim} + R_{э1}$. Поскольку при наличии входного сигнала напряжение и ток транзистора представляют собой суммы постоянной и переменной составляющей, линия нагрузки по переменному току (в – г), рис. 4.9, также проходит через точку покоя $П'$. Наклон ее будет больше, чем линии нагрузки по постоянному току, т.к. он определяется величиной R_{\sim} , а она меньше R_{\sim} .

Для анализа каскада в режиме усиления удобно построить переходную характеристику усилителя, рис. 4.9. Она может быть легко получена по точкам пересечения линии нагрузки по переменному току с выходными характеристиками транзистора.

При подаче на вход каскада напряжения $u_{вх}(t)$ происходит перемещение рабочей точки по входной характеристике. Проецируя перемещение рабочей точки сначала на переходную, а затем и на выходные характеристики, получаем переменную составляющую усиленного напряжения $u_{кэ}(t)$, которая практически равна выходному напряжению каскада. При этом фаза выходного напряжения каскада с ОЭ противоположна фазе входного сигнала.

Проведенные на рис. 4.9 геометрические построения показывают, что коэффициент усиления каскада по напряжению K_U напрямую связан с наклоном линии нагрузки по переменному току.

Теоретически коэффициент усиления можно приближенно определить по выражению

(4.21)



Рис. 4.9. Графоаналитический метод расчета усилителя с общим эмиттером.

Основными характеристиками каскада являются амплитудная и амплитудно-частотная (АЧХ). Амплитудная характеристика определяет зависимость амплитуды или действующего значения выходного напряжения от амплитуды или действующего значения входного напряжения при постоянной частоте входного сигнала. По этой характеристике судят о возможных пределах изменения входного и выходного сигналов усилителя. Типичный вид амплитудной характеристики усилителя показан на рис. 4.10.

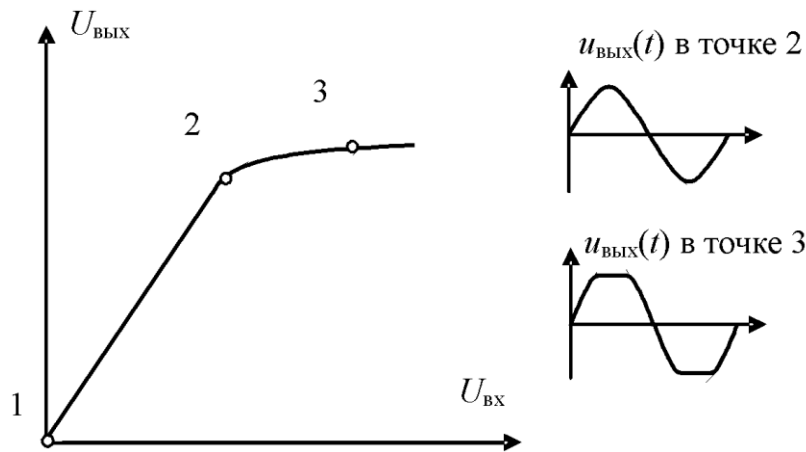


Рис. 4.10. Амплитудная характеристика усилителя.

Линейная зависимость между $U_{\text{ВХ}}$ и $U_{\text{ВЫХ}}$ (участок 1-2) сохраняется до тех пор, пока рабочая точка перемещается относительно точки покоя Π по линейному участку переходной характеристики усилителя, рис. 4.9. На участке 2-3 пропорциональная зависимость нарушается. Причиной является ограничение напряжения одной или обеих полувольт выходного напряжения на неизменном уровне. Ограничение напряжения одной из полувольт обусловливается перемещением рабочей точки вдоль линии нагрузки по переменному току в область начальных участков коллекторных характеристик, а другой полувольты – перемещением рабочей точки в область отсечки коллекторного тока.

Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) усилителя представляет собой зависимость модуля коэффициента усиления K_U от частоты усиливаемого сигнала при неизменном входном сигнале. Типовая АЧХ усилителя с общим эмиттером и разделительными конденсаторами изображена на рис. 4.11.

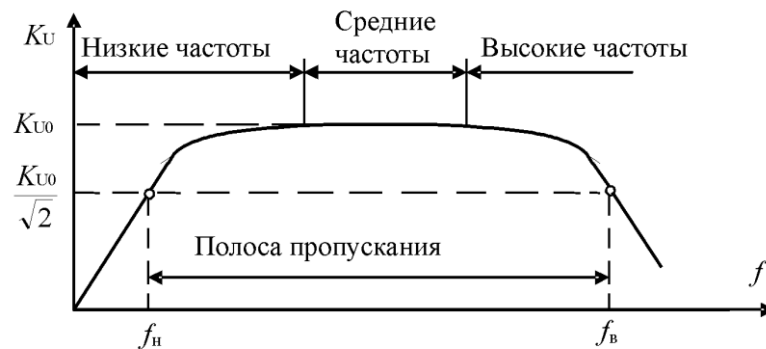


Рис. 4.11. Амплитудно-частотная характеристика усилителя.

Нелинейность АЧХ обусловлена наличием в схеме усилителя элементов, параметры которых зависят от частоты. В диапазоне средних частот коэффициент усиления K_{U0} практически неизменен. По мере снижения частоты начинает сказываться увеличение емкостного сопротивления

$$X_C = \frac{1}{\omega C} \text{ разделительных конденсаторов.}$$

Вследствие увеличения падения напряжения на конденсаторе C_{p1} уменьшается напряжение сигнала, поступающего на базу транзистора от источника входного сигнала. Кроме этого на нагрузку приходит меньший сигнал из-за увеличения падения напряжения в C_{p2} .

Необходимо отметить, что на коэффициент усиления в области низких частот оказывает влияние также конденсатор C_s . При снижении частоты шунтирующее действие этого конденсатора ослабляется, что приводит к возрастанию влияния отрицательной обратной связи по переменному току и снижению коэффициента усиления каскада.

Уменьшение коэффициента усиления на высоких частотах обусловлено снижением коэффициента усиления транзистора β , наличием межэлектродных емкостей транзистора, влияние которых заключается в шунтировании соответствующих $p-n$ переходов тем больше, чем выше частота усиливаемого сигнала.

Диапазон частот, в пределах которого усилитель обеспечивает заданное значение коэффициента усиления, называют *полосой пропускания*. Различают нижнюю f_n и верхнюю f_v граничные частоты полосы пропускания, на которых коэффициент усиления падает в $\sqrt{2}$ раз. При расчете усилителя выбор конденсаторов C_{p1} , C_{p2} и C_s производится таким образом, чтобы их емкостное сопротивление в диапазоне частот полосы пропускания было мало и падением напряжения на них можно было пренебречь.

На практике ни один усилитель не используется без обратной связи. Под обратной связью понимается передача части электрического сигнала из выходной цепи во входную. В усилителях в основном используется отрицательная обратная связь (ООС), которая позволяет улучшить многие характеристики усилителей. Несмотря на *снижение общего коэффициента усиления* введение ООС (или увеличение ее глубины) делает усилитель более стабильным, *расширяет его полосу пропускания и линейный участок амплитудной характеристики*, рис. 4.12.

В исследуемом усилительном каскаде, рис. 4.8 применена отрицательная обратная связь по току эмиттера, а резисторы R_{s1} и R_{s2} являются элементами цепи обратной связи. В данном случае обратная связь необходима для стабилизации положения точки покоя при возможных изменениях температуры транзистора, т.е. используется эмиттерная температурная стабилизация.

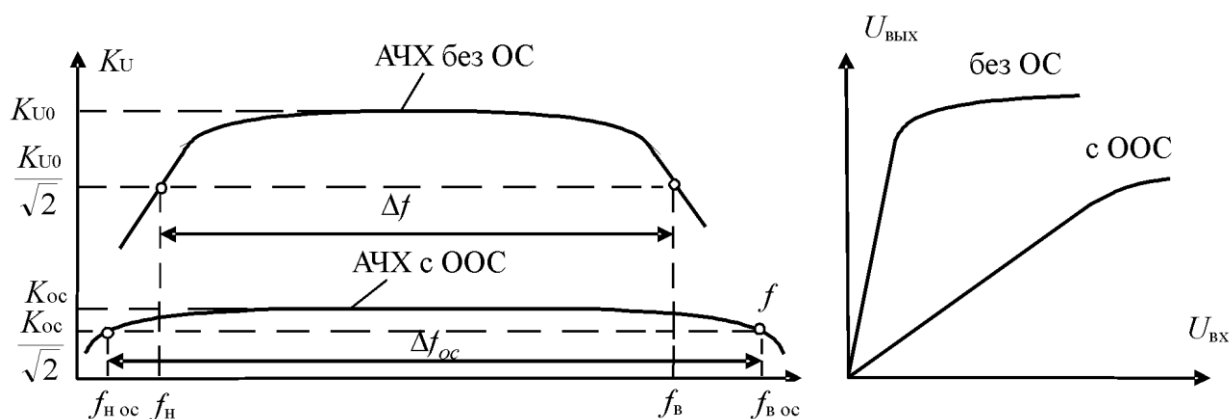


Рис. 4.12. Влияние ООС на характеристики усилителя.

Температурная зависимость параметров режима покоя обусловлена зависимостью коллекторного тока покоя $I_{кп}$ от температуры. При отсутствии мер по стабилизации тока $I_{кп}$ его температурные изменения вызывают смещение режима работы каскада в нелинейную область характеристик транзистора и искажению формы кривой выходного сигнала.

Проявление отрицательной обратной связи и ее стабилизирующего действия на ток $I_{кп}$ нетрудно показать непосредственно на схеме рис. 4.8. Предположим, что под влиянием температуры ток $I_{кп} \uparrow$ увеличивается. Это вызывает увеличение тока $I_{эп} \uparrow$ и повышение напряжения $U_{эп} \uparrow = I_{эп} \uparrow (R_{э1} + R_{э2}) = I_{эп} \uparrow \cdot R_{э}$. При неизменном напряжении на базе $U_{бп} = \text{const}$ напряжение между базой и эмиттером $U_{бэп} \downarrow = U_{бп} - U_{эп} \uparrow$ снижается. С уменьшением $U_{бэп} \downarrow$ снижается ток $I_{бп} \downarrow$, но так как $I_{кп} = \beta \cdot I_{бп}$, то происходит уменьшение тока $I_{кп} \downarrow$. В результате создается препятствие наметившемуся его увеличению.

Повышение $U_{эп}$ (за счет выбора резистора $R_{э}$ большей величины) сказывается на увеличении температурной стабильности режима покоя, однако при этом уменьшается рабочий диапазон выходного напряжения. С учетом данных факторов напряжение $U_{эп}$ обычно выбирают равным $(0,1 \div 0,3)E_k$.

И наконец, еще раз остановимся на роли конденсатора C_3 . Введение этого конденсатора ослабляет отрицательную обратную связь по переменному току. Глубина обратной связи в рассмотренной схеме усилителя регулируется соотношением резисторов $R_{э1}$ и $R_{э2}$. При большей глубине обратной связи (повышении $R_{э1}$) коэффициент усиления падает, однако при этом усилительный каскад в целом становится более стабильным и расширяется его полоса пропускания. Обычно соотношение $R_{э1}$ и $R_{э2}$ (при $R_{э1} + R_{э2} = \text{const}$) выбирается исходя из разумного компромисса между коэффициентом усиления и частотными свойствами каскада.

4.4. Влияние температуры

Транзисторы, работающие в аппаратуре, нагреваются от окружающей среды, от внешних источников теплоты, например от расположенных рядом нагретых деталей, и от токов, протекающих через сам транзистор. Изменение температуры оказывает значительное влияние на работу полупроводниковых приборов. При повышении температуры увеличивается проводимость полупроводников и токи в них возрастают. Особенно сильно растет с повышением температуры обратный ток n - p -перехода. У транзисторов таким током является начальный ток коллектора. Возрастание этого тока приводит к изменению характеристик транзистора. Это удобно проследить на выходных характеристиках, изображенных для схем ОБ и ОЭ на рис. 4.13.

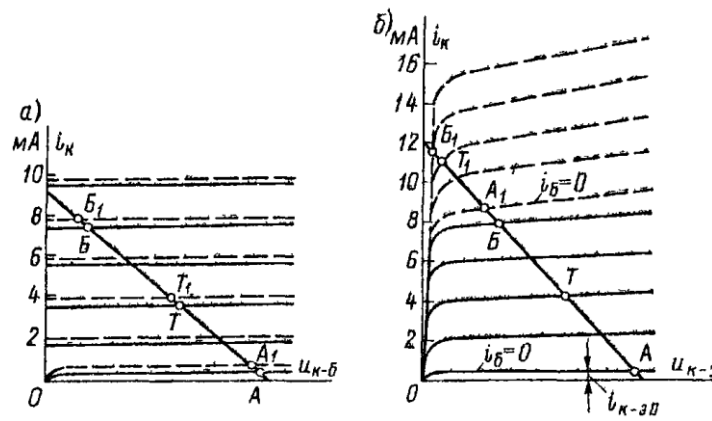


Рис. 4.13. Влияние температуры на выходные характеристики транзистора при его включении по схеме ОБ (а) и ОЭ (б).

Для наглядности рассмотрим числовой пример, относящийся к германиевому транзистору, у которого $\beta = 100$ и $I_{к0} = 2$ мкА при 20°C . Пусть транзистор включен по схеме ОБ и нагрелся до 70°C , т. е. на 50°C . Так как для германия обратный ток n - p -перехода возрастает примерно в 2 раза при нагреве на каждые 10°C , то в данном случае ток $I_{к0}$ должен увеличиться в 2^5 раз, т. е. в 32 раза. При $t = 70^\circ\text{C}$ он будет составлять 64 мкА, т. е. возрастет на 62 мкА. Если считать приближенно, что коэффициент α не зависит от температуры, то из равенства $I_k = \alpha \cdot I_э + I_{к0}$ следует, что при $I_э = \text{const}$ ток коллектора возрастет также на 62 мкА. Поскольку I_k составляет единицы миллиампер, то такое увеличение незначительно изменит режим работы транзистора.

На рис. 4.13 показаны сплошными линиями характеристики при $t = 20^\circ\text{C}$ и штриховыми – при $t = 70^\circ\text{C}$. Как видно, при включении по схеме ОБ характеристики незначительно поднялись. Показанная на том же рисунке рабочая точка T немного переместилась и заняла положение T_1 , а новый рабочий участок A_1B_1 мало отличается от участка AB . Следовательно, усиление почти не изменится. Таким образом, схема ОБ является температурно стабильной. Даже при нагреве на десятки градусов режим работы транзистора в данной схеме изменяется мало, и в этом заключается ее важное достоинство.

Совсем иное получается при работе транзистора в схеме ОЭ. Начальным током для этой схемы является сквозной ток $I_{кэ0}$, который приблизительно в β раз больше тока $I_{к0}$. В нашем примере $I_{кэ0} \approx \beta \cdot I_{к0} = 100 \cdot 2 = 200$ мкА при 20°C . При нагреве до 70°C этот ток возрастает в 32 раза и будет составлять 6400 мкА, или 6,4 мА, т. е. увеличится на 6,2 мА. Из равенства $I_k = \beta \cdot I_б + I_{кэ0}$ видно, что при $I_б = \text{const}$ и $\beta = \text{const}$ ток коллектора также возрастет – настолько, насколько увеличится ток $I_{кэ0}$ (в нашем примере на 6,2 мА). Ясно, что при таком сильном изменении тока выходные характеристики резко изменяют свое положение (рис. 4.13, б). Рабочая точка и рабочий участок AB при таком нагреве перемещаются в положение T_1 и A_1B_1 и режим усиления совершенно нарушается. В данном случае, который, конечно, является лишь примером,

часть рабочего участка A_1T_1 резко уменьшилась, а часть B_1T_1 стала ничтожно малой. Усиление резко уменьшится, и работа усилительного каскада будет происходить с большими нелинейными искажениями, так как положительная полуволна входного тока почти не усиливается. Если не осуществить температурную стабилизацию, то усиление в схеме ОЭ при нагреве может стать совершенно неудовлетворительным.

Как видно, схема ОЭ обладает низкой температурной стабильностью и весьма сильно изменяет свои свойства при повышении температуры, что является ее существенным недостатком по сравнению со схемой ОБ.

Следует подчеркнуть, что при изменении температуры изменяются не только характеристики, но и все параметры транзистора. Так, например, при постоянстве токов h -параметры для схемы ОЭ с увеличением температуры несколько возрастают. Изменение параметров в большей степени происходит в схеме ОЭ, а в схеме ОБ параметры более стабильны. Для обеспечения постоянства режима служит температурная стабилизация, но она не может полностью устранить изменение параметров транзистора.

4.5. Частотные свойства транзистора

С повышением частоты усиление, даваемое транзисторами, снижается. У этого явления две главные причины. Во-первых, на более высоких частотах сказывается вредное влияние емкости коллекторного перехода C_K . Проще всего рассмотреть это влияние на эквивалентной схеме с генератором тока, показанной для схемы ОБ на рис. 4.14. На низких частотах сопротивление емкости C_K очень большое, r_K также очень велико (обычно $r_K \gg R_H$) и можно считать, что весь ток $\alpha \cdot I_{mэ}$ идет в нагрузочный резистор, т. е. $k_i \approx \alpha$. Но на некоторой высокой частоте сопротивление емкости становится сравнительно малым и в нее ответвляется заметная часть тока, создаваемого генератором, а ток через R_H соответственно уменьшается. Следовательно, уменьшаются k_i, k_u, k_p , выходное напряжение и выходная мощность.

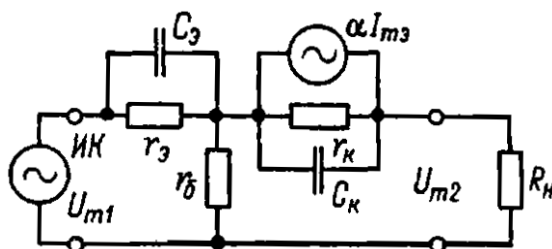


Рис. 4.14. Эквивалентная схема транзистора с учетом емкостей переходов.

Если представить себе, что частота стремится к бесконечности, то сопротивление емкости $1/(\omega C_K)$ стремится к нулю, т. е. C_K создает короткое замыкание для генератора и весь его ток $\alpha \cdot I_{mэ}$ пойдет, через C_K , а в нагрузке тока вообще не будет. К подобному же результату можно прийти, если рассмотреть эквивалентную схему с генератором ЭДС.

Сопротивление емкости эмиттерного перехода C_3 также уменьшается с повышением частоты, но эта емкость всегда шунтирована малым сопротивлением эмиттерного перехода r_3 , и поэтому ее вредное влияние может проявляться только на очень высоких частотах, при которых значение $1/(\omega C_3)$ получается одного порядка с r_3 .

Сущность влияния емкости C_3 состоит в том, что чем выше частота, тем меньше сопротивление этой емкости, тем сильнее она шунтирует сопротивление r_3 . Следовательно, уменьшается переменное напряжение на эмиттерном переходе, а ведь именно оно управляет током коллектора. Соответственно уменьшается усиление. Если частота стремится к бесконечности, то сопротивление $1/(\omega C_3)$ стремится к нулю и напряжение на эмиттерном переходе также снизится до нуля. Практически на менее высоких частотах емкость C_k , которая шунтирована очень большим сопротивлением коллекторного перехода r_k , уже настолько сильно влияет, что работа транзистора на более высоких частотах, при которых могла бы влиять емкость C_3 , становится нецелесообразной. Поэтому влияние емкости C_3 в большинстве случаев можно не рассматривать.

Итак, вследствие влияния емкости C_k на высоких частотах уменьшаются коэффициенты усиления α и β .

Вторая причина снижения усиления на более высоких частотах – отставание по фазе переменного тока коллектора от переменного тока эмиттера. Оно вызвано инерционностью процесса перемещения носителей через базу от эмиттерного перехода к коллекторному, а также инерционностью процессов накопления и рассасывания заряда в базе. Носители, например электроны в транзисторе типа $n-p-n$, совершают в базе диффузионное движение, и поэтому скорость их не очень велика. Время пробега носителей через базу $\tau_{пр}$ в обычных транзисторах 0,1 мкс и менее. Конечно, это время очень небольшое, но на частотах в единицы, десятки мегагерц и выше оно соизмеримо с периодом колебаний и вызывает заметный фазовый сдвиг между токами коллектора и эмиттера. За счет сдвига на высоких частотах возрастает переменный ток базы, а от этого снижается коэффициент усиления по току β .

Удобнее всего проследить это явление с помощью векторных диаграмм, изображенных на рис. 4.15. Первая из них соответствует низкой частоте, например 1 кГц, на которой все токи практически совпадают по фазе, так как $\tau_{пр}$ составляет ничтожную долю периода колебаний. На низких частотах β имеет наибольшее значение β_0 .

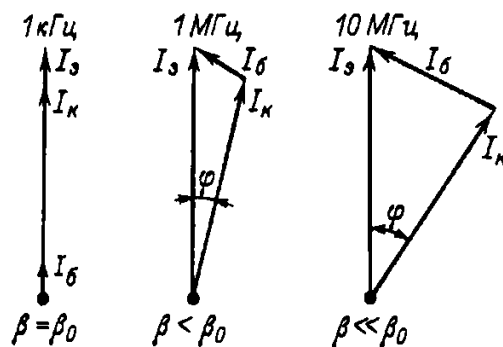


Рис. 4.15. Векторная диаграмма токов транзистора на различных частотах.

При более высокой частоте, например 1 МГц, запаздывание тока I_k на время $\tau_{пр}$ относительно тока $I_з$ вызывает заметный фазовый сдвиг φ между этими токами. Теперь ток базы $I_б$ равен не алгебраической, а геометрической разности токов $I_з$ и I_k , и вследствие этого он значительно увеличился. Поэтому, даже если ток I_k еще не уменьшился за счет влияния емкости C_k , то коэффициент β все же станет заметно меньше β_0 . На еще более высокой частоте, например 10 МГц, фазовый сдвиг возрастет, ток $I_б$ еще больше увеличится, а коэффициент β уменьшится.

Таким образом, при повышении частоты коэффициент β уменьшается значительно сильнее, нежели α . Коэффициент α снижается от влияния емкости C_k , а на значение β влияет еще и фазовый сдвиг между I_k и $I_з$ за счет времени пробега носителей через базу. Отсюда ясно, что схема ОЭ по сравнению со схемой ОБ обладает значительно худшими частотными свойствами.

Принято считать предельным допустимым уменьшение значений α и β на 30% по сравнению с их значениями α_0 и β_0 на низких частотах. Те частоты, на которых происходит такое снижение усиления, т. е. на которых $\alpha = 0,7 \cdot \alpha_0$ и $\beta = 0,7 \cdot \beta_0$, называют граничными или предельными частотами усиления для схем ОБ и ОЭ. Эти частоты обозначают соответственно f_α и f_β . Поскольку β уменьшается гораздо сильнее, нежели α , то f_β значительно ниже f_α . Можно считать, что

$$f_\beta \approx \frac{f_\alpha}{\beta} \quad (4.22)$$

На рис. 4.16 изображен примерный график, показывающий для некоторого транзистора уменьшение коэффициентов α и β с повышением частоты, отложенной в логарифмическом масштабе. Для удобства по вертикальной оси отложены не α и β , а относительные величины α/α_0 и β/β_0 .

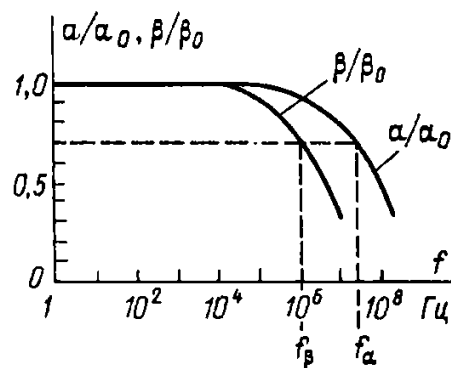


Рис. 4.16. Уменьшение коэффициентов α и β с повышением частоты.

Помимо предельных частот усиления f_α и f_β транзистор характеризуется еще максимальной частотой генерации f_{\max} , при которой коэффициент усиления по мощности k_p снижается до 1. Очевидно, что при $f < f_{\max}$, когда $k_p > 1$, возможно применение данного транзистора в генераторе с самовозбуждением. Но если $k_p < 1$, то генерации колебаний уже не будет.

Иногда в расчетных формулах встречается также граничная частота усиления тока $f_{гр}$, которая соответствует $k_i = 1$, т. е. при этой частоте транзистор в схеме ОЭ перестает усиливать ток.

Следует отметить, что на высоких частотах изменяются не только значения α и β . Вследствие влияния емкостей переходов и времени пробега носителей через базу, а также процессов накопления и рассасывания заряда в базе на высоких частотах изменяются собственные параметры транзистора и они уже не будут чисто активными сопротивлениями. Изменяются также и все другие параметры.

Улучшение частотных свойств транзисторов, т. е. повышение их предельных частот усиления f_α и f_β , достигается уменьшением емкости коллекторного перехода C_k и времени пробега носителей через базу $\tau_{пр}$. К сожалению, снижение емкости путем уменьшения площади коллекторного перехода приводит к уменьшению предельного тока, т. е. к снижению предельной мощности.

Некоторое снижение емкости C_k достигается уменьшением концентрации примеси в коллекторе. Тогда коллекторный переход становится толще, что равноценно увеличению расстояния между обкладками конденсатора. Емкость уменьшается, а, кроме того, при большей толщине перехода увеличивается напряжение пробоя и это дает возможность повысить мощность. Но зато возрастает сопротивление области коллектора и в ней потери мощности будут больше, что особенно нежелательно для мощных транзисторов. Для уменьшения $\tau_{пр}$ стараются сделать базу очень тонкой и увеличить скорость носителей в ней. Но при более тонкой базе приходится снижать напряжение $U_{кб}$, чтобы при увеличении толщины коллекторного перехода не произошел «прокол базы». Электроны при диффузии обладают большей подвижностью, нежели дырки. Поэтому

транзисторы типа $n-p-n$ при прочих равных условиях являются более высокочастотными, нежели транзисторы типа $p-n-p$. Более высокие предельные частоты могут быть получены при использовании полупроводников, у которых подвижность носителей выше. Увеличение скорости пробега носителей через базу достигается также и в тех транзисторах, у которых в базе создано электрическое поле, ускоряющее движение носителей.

4.6. Ключевой режим работы транзистора

Транзисторы широко применяются в различных импульсных устройствах. Работа транзисторов в импульсном режиме, иначе называемом ключевым или режимом переключения, имеет ряд особенностей.

Рассмотрим импульсный режим транзистора с помощью его выходных характеристик для схемы ОЭ. Пусть в цепь коллектора включен резистор нагрузки R_H . Соответственно этому на рис. 4.17 построена линия нагрузки. До поступления на вход транзистора импульса входного тока или входного напряжения транзистор находится в запертом состоянии (в режиме отсечки), что соответствует точке T_1 . В цепи коллектора проходит малый ток (в данном случае сквозной ток $I_{кз0}$), и, следовательно, эту цепь приближенно можно считать разомкнутой. Напряжение источника E_2 почти полностью приложено к транзистору.

Если на вход подан импульс тока $I_{б\max}$, то транзистор переходит в режим насыщения и работает в точке T_2 . Получается импульс тока коллектора $I_{к\max}$ очень близкий по значению к E_2/R_H . Его иногда называют током насыщения. В этом режиме транзистор выполняет роль замкнутого ключа и почти все напряжение источника E_2 падает на R_H , а на транзисторе имеется лишь очень небольшое остаточное напряжение (десятые доли вольта), называемое напряжением насыщения $U_{кз\text{нас}}$.

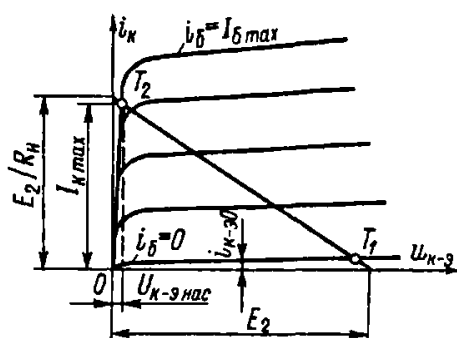


Рис. 4.17. Определение параметров ключевого режима с помощью выходных характеристик.

Хотя напряжение $U_{кз}$ в точке T_2 не изменило знак, но на самом коллекторном переходе оно стало прямым, и поэтому точка T_2 действительно соответствует режиму насыщения. Покажем это на следующем примере. Пусть имеется транзистор $n-p-n$ и $U_{кз\text{нас}} = 0,2 \text{ В}$, а напряжение на базе $U_{бэ} = 0,6 \text{ В}$. Тогда на базе по отношению к коллектору будет напряжение $U_{бк} = 0,6 - 0,2 = 0,4 \text{ В}$, т.

е. на коллекторном переходе прямое напряжение 0,4 В.

Конечно, если импульс входного тока будет меньше $I_{б\max}$, то транзистор будет работать в линейном режиме и импульс тока коллектора также уменьшится. Но зато увеличение импульса тока базы сверх $I_{б\max}$ практически уже не дает возрастания импульса выходного тока. Таким образом, максимальное возможное значение импульса тока коллектора

$$I_{к\max} \approx \frac{E_2}{R_n}. \quad (4.23)$$

Помимо $I_{б\max}$, $I_{к\max}$, $U_{кэ\text{ нас}}$ импульсный режим характеризуется также коэффициентом усиления по току B , который в отличие от β определяется не через приращения токов, а как отношение токов, соответствующих точке T_2 :

$$B \approx \frac{I_{к\max}}{I_{б\max}}. \quad (4.24)$$

Параметром импульсного режима транзистора служит также его сопротивление насыщения

$$R_{\text{нас}} \approx \frac{U_{кэ\text{ нас}}}{I_{к\max}}. \quad (4.25)$$

Значение $R_{\text{нас}}$ у транзисторов для импульсной работы обычно составляет единицы, иногда десятки Ом.

Иначе говоря, β является параметром, характеризующим усиление малых сигналов, а B характеризует усиление больших сигналов, в частности импульсов, и по значению несколько отличается от β .

Аналогично рассмотренной схеме ОЭ работает в импульсном режиме и схема ОБ.

Если длительность входного импульса $\tau_{\text{и}}$ во много раз больше времени переходных процессов накопления и рассасывания зарядов в базе транзистора, то импульс выходного тока имеет почти такую же длительность и форму, как и входной импульс. Но при коротких импульсах, т. е. если $\tau_{\text{и}}$ составляет единицы микросекунд и меньше, может наблюдаться значительное искажение формы импульса выходного тока и увеличение его длительности.

Для примера на рис. 4.18 показаны графики короткого импульса входного тока прямоугольной формы и импульса выходного тока при включении транзистора по схеме ОБ.

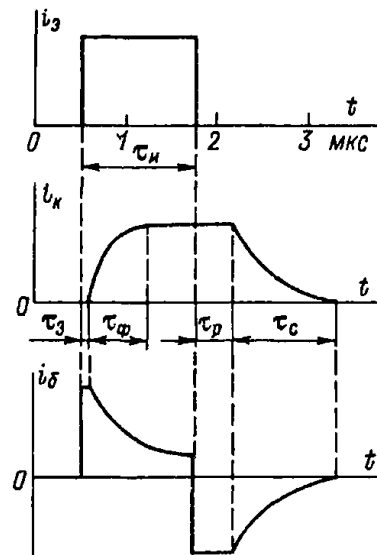


Рис. 4.18. Искажение формы импульса тока транзистором.

Как видно, импульс коллекторного тока начинается с запаздыванием на время τ_3 (время задержки), что объясняется конечным временем пробега носителей через базу. Этот ток нарастает постепенно в течение времени τ_ϕ (длительности фронта), составляющего заметную часть τ_n . Такое постепенное увеличение тока связано с накоплением носителей в базе. Кроме того, носители, инжектированные в базу в начале импульса входного тока, имеют разные скорости и не все сразу достигают коллектора. Время $\tau_3 + \tau_\phi$ является временем включения $t_{\text{вкл}}$. После окончания входного импульса ток i_k продолжается некоторое время τ_p (время рассасывания) за счет рассасывания заряда, накопившегося в базе, а затем постепенно спадает в течение времени спада τ_c . Время $\tau_p + \tau_c$ есть время выключения $t_{\text{выкл}}$. В итоге импульс коллекторного тока значительно отличается по форме от прямоугольного и растянут во времени по сравнению с входным импульсом. Следовательно, замедляется процесс включения и выключения коллекторной цепи, увеличивается время, в течение которого эта цепь находится в замкнутом состоянии. Иначе говоря, за счет инерционности процессов накопления и рассасывания заряда в базе транзистор не может осуществлять достаточно быстрое включение и выключение, т. е. не обеспечивает достаточно быстрого действия ключевого режима.

На рис. 4.18 показан еще график тока базы, построенный на основании соотношения $i_6 = i_3 - i_k$. Как видно, ток этот имеет сложную форму. Для схемы ОЭ можно построить временные графики токов, подобно тому, как показано на рис. 4.18 для схемы ОБ.

Специальные транзисторы для работы короткими импульсами должны иметь малые емкости и тонкую базу. Как правило, это маломощные дрейфовые транзисторы. Чтобы быстрее рассасывался заряд, накапливающийся в базе, добавляют в небольшом количестве примеси, способствующие быстрой рекомбинации накопленных носителей (например, золото).

4.7. Собственные шумы транзисторов и диодов

При большом коэффициенте усиления в телефоне или громкоговорителе, включенном на выходе усилителя или приемника, слышен характерный шум в виде шороха (шипения) даже в том случае, если на вход никакие сигналы не подаются (например, если замкнуть накоротко входные зажимы, чтобы приема внешних сигналов не было). Чем больше коэффициент усиления, тем сильнее собственный шум приемника.

Исследование этого явления показало, что токи и напряжения в любых электрических цепях всегда совершают небольшие беспорядочные (хаотичные) колебания, называемые электрическими флюктуациями. Они объясняются тепловым движением электронов. С повышением температуры флюктуации усиливаются.

Токи всех электродов транзистора подвержены флюктуациям. После усиления эти флюктуации при слуховом приеме сигналов проявляются в виде шума. Название «собственные шумы» применяют и тогда, когда сигналы не преобразуются в звуковые колебания.

Любой постоянный ток не является строго постоянным, а помимо постоянной составляющей I_0 имеет шумовую переменную составляющую $I_{ш}$. Это объясняется тем, что вследствие теплового движения число электронов, проходящих через поперечное сечение проводника в малые равные промежутки времени, даже при постоянном токе не постоянно, а меняется. Флюктуации тока показаны на рис. 4.19, причем для наглядности преувеличено, так как обычно шумовой ток очень мал по сравнению с током I_0 .

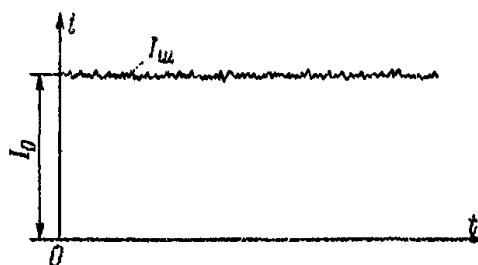


Рис. 4.19. Флюктуации тока.

Теоретически и экспериментально доказано, что шумовой ток представляет собой сумму переменных синусоидальных составляющих с самыми различными частотами от нуля до сверхвысоких. Но любой усилитель (или другое устройство) пропускает колебания только в определенном диапазоне частот. Поэтому на выходе усилителя воспринимается лишь часть этих составляющих шума, которая тем больше, чем шире полоса частот колебаний $\Pi_{пр}$ пропускаемых усилителем.

Собственные шумы транзисторов ограничивают чувствительность радиоприемников и других устройств, служащих для обнаружения, усиления и измерения слабых сигналов. Если полезные сигналы слабее собственных шумов, то прием этих сигналов весьма затрудняется или даже практически невозможен.

В любом резисторе за счет происходящих в нем электрических флуктуаций создается некоторая шумовая ЭДС. Действующее значение шумовой ЭДС $E_{ш}$, возникающей в резисторе или в любой цепи с сопротивлением R , определяется формулой Найквиста

$$E_{ш} = \sqrt{4kTR\Pi_{пр}}, \quad (4.26)$$

где $k = 1,38 \cdot 10^{23}$ Дж/К – постоянная Больцмана; T – абсолютная температура.

Эта формула в практических расчетах для комнатной температуры принимает вид

$$E_{ш} \approx \frac{1}{8} R\Pi_{пр}, \quad (4.27)$$

где $E_{ш}$ – в микровольтах, R – в килоомах и $\Pi_{пр}$ – в килогерцах.

Например, при $R = 40$ кОм и $\Pi_{пр} = 10$ кГц получаем $E_{ш} = 2,5$ мкВ. .

Полный шум, возникающий в транзисторе, имеет несколько составляющих.

Тепловые шумы обусловлены тепловыми флуктуациями электронов, характерными для любого резистора. Поскольку все области транзистора обладают некоторым сопротивлением, то в них возникают шумовые напряжения. Так как сопротивления эмиттерной и коллекторной области сравнительно малы, то главную роль в создании тепловых шумов играет сопротивление базы r_b , тем более что оно включено во входную цепь и шум от него усиливается самим транзистором.

Дробовые шумы происходят от флуктуаций инжекции и экстракции в эмиттерном и коллекторном переходе.

Шумы токораспределения вызваны флуктуациями распределения эмиттерного тока между базой и коллектором.

Рекомбинационные шумы имеют своей причиной флуктуации рекомбинации.

Кроме того, дополнительные шумы создаются за счет флуктуаций токов утечки в поверхностных слоях полупроводников и некоторых других явлений. Эти шумы часто называют мерцательными или избыточными (фликкер-эффект).

Мощности или напряжения шумов тем больше, чем шире полоса частот, в пределах которой проявляется действие шумов.

Для оценки шумовых свойств транзисторов служит коэффициент шума $F_{ш}$. Влияние шумов всегда характеризуется отношением мощности полезного сигнала P_c к мощности шумов $P_{ш}$. На выходе это отношение меньше, чем на входе, так как на выходе обе мощности усилены в k_p раз, но к мощности шумов транзистор добавляет еще собственный шум $P_{шт}$. Коэффициент шума показывает, во сколько раз отношение мощности сигнала к мощности шума на входе больше, чем на выходе:

$$F_{ш} = \frac{P_{с\text{ вх}} / P_{ш\text{ вх}}}{P_{с\text{ вых}} / P_{ш\text{ вых}}} \quad (4.28)$$

Принято измерять величину $F_{ш}$ в децибелах согласно формуле

$$F = 10 \lg F_{\text{ш}}. \quad (4.29)$$

Современные транзисторы имеют F примерно от 3 до 30 дБ (в среднем 10 – 20 дБ). Значение коэффициента шума транзисторов указывается обычно для частоты 1 кГц и температуры 20 °С.

Шумы транзистора зависят от его параметров и режима работы, а также от внутреннего сопротивления источника усиливаемых колебаний (источника сигнала) $R_{\text{ик}}$. Чем меньше у транзистора α , тем больше шумы. Это объясняется тем, что уменьшение α сопровождается возрастанием тока базы, и он будет создавать на сопротивлении r_b большее шумовое напряжение, которое усиливается транзистором. Кроме того, чем меньше α , тем интенсивнее рекомбинация в базе, а она также является причиной шумов.

С увеличением сопротивления r_b и тока I_{k0} шумы возрастают. Материал полупроводников также влияет на уровень шумов. Например, кремниевые транзисторы «шумят» сильнее германиевых. Понижение напряжения коллекторного перехода $U_{кб}$ и тока эмиттера I_e , ослабляет шумы, но до известного предела, так как при слишком малых $U_{кб}$ и I_e уменьшается α и за счет этого шумы могут возрасти. Чтобы шумы были минимальными, сопротивление $R_{\text{ик}}$ должно иметь некоторое оптимальное значение, обычно несколько сотен Ом. Повышение температуры резко увеличивает собственные шумы транзисторов. Теория и опыт показывают, что при прочих равных условиях шумы транзистора для всех трех основных схем ОЭ, ОБ и ОК примерно одинаковы.

По частоте шумы распределены неравномерно. Из рис. 4.20 видно, что в диапазоне средних частот F имеет минимальное и примерно постоянное значение. Нижняя частота f_1 этого диапазона составляет единицы килогерц. На частотах ниже увеличиваются мерцательные шумы и за счет этого F возрастает. Увеличение F на частотах выше f_2 происходит вследствие снижения α . Частота f_2 может составлять сотни килогерц и больше. Она тем выше, чем выше f_α и приблизительно в $\sqrt{\beta}$ раз меньше ее.

С учетом указанных выше зависимостей изготавливают специальные малошумящие транзисторы, предназначенные для первых каскадов усилителей и радиоприемников.

Причины собственных шумов диодов такие же, как и у транзисторов. Это прежде всего дробовые шумы, связанные с флуктуациями процесса инжекции в n - p -переходе, и тепловые шумы, определяемые главным образом сопротивлением базы, которое обычно значительно больше сопротивления эмиттера. Как и в транзисторах, в диодах создается шум от флуктуаций процесса рекомбинации и мерцательный шум.

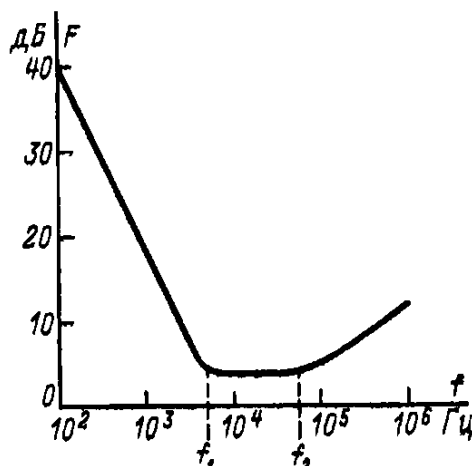


Рис. 4.20. Зависимость коэффициента шума транзистора от частоты.

В качестве генератора определенного шумового напряжения используют специальные шумовые диоды, работающие при обратном напряжении в режиме начала электрического пробоя. Такой режим неустойчив и характеризуется тем, что пробой то возникает, то прекращается и соответственно этому ток беспорядочно изменяется. Шумовые диоды, выпускаемые нашей промышленностью, делаются из кремния. Они работают при токах от 10 мкА до 1 мА и обратном напряжении от 6 до 10 В. Напряжение шумов имеет весьма широкий спектр частот – от единиц герц до нескольких мегагерц.

4.8. Основные типы биполярных транзисторов

Существующие типы транзисторов классифицируются по методу изготовления, применяемым материалам, особенностям работы, назначению, мощности, диапазону рабочих частот и по другим признакам. В качестве полупроводников для транзисторов используются в основном германий и кремний, но, по-видимому, в дальнейшем будут и другие материалы. По предельной мощности, выделяемой в коллекторном переходе, в настоящее время различают транзисторы малой, средней и большой мощности, что соответствует значениям $P_{к\max}$ до 0,3 Вт, от 0,3 до 1,5 Вт и более 1,5 Вт. В зависимости от предельной рабочей частоты транзисторы бывают низкочастотными (до 3 МГц), среднечастотными (от 3 до 30 МГц) и высокочастотными (выше 30 МГц).

Исключительно широкое распространение получили биполярные транзисторы, имеющие два $n-p$ -перехода. Следует различать два вида таких транзисторов: дрейфовые, в которых перенос неосновных носителей заряда через базу осуществляется главным образом посредством дрейфа, т. е. под действием ускоряющего электрического поля, и бездрейфовые, в которых такой перенос осуществляется главным образом посредством диффузии.

Надо отметить, что в бездрейфовых транзисторах при большой инжекции со стороны эмиттера в базе возникает электрическое поле, и поэтому движение носителей в ней не будет чисто диффузионным. А в базе дрейфовых транзисторов, хотя дрейф и является основным видом

движения носителей, происходит также и диффузия носителей.

Бездрейфовые транзисторы имеют во всей базовой области одну и ту же концентрацию примеси. Вследствие этого в базе не возникает электрического поля и носители в ней совершают диффузионное движение от эмиттера к коллектору. Скорость такого движения меньше скорости дрейфа носителей в ускоряющем поле. Следовательно, бездрейфовые транзисторы предназначены для более низких частот, нежели дрейфовые.

В дрейфовых транзисторах электрическое поле в базе ускоряет неосновные носители при их движении к коллектору, поэтому повышается предельная частота и коэффициент усиления тока. Электрическое поле в базе создается за счет неодинаковой концентрации примесей базовой области, что может быть достигнуто при диффузионном методе изготовления *p-n*-переходов. Транзисторы, изготовленные таким методом, называются диффузионными.

Рассмотрим теперь основные типы транзисторов, различающиеся по конструкции и принципу изготовления переходов.

Бездрейфовые транзисторы могут иметь сплавные переходы, полученные по такой же технологии, как у диодов. Эти транзисторы принято называть сплавными. Принцип их устройства показан на рис. 4.21. В основную пластинку полупроводника с двух сторон вплавляются примеси, образующие эмиттерную и коллекторную область. Так как на коллекторном переходе рассеивается большая мощность, то он обычно имеет значительно большие размеры, чем эмиттерный переход.

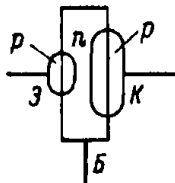


Рис. 4.21. Принцип устройства сплавного транзистора.

К эмиттеру и коллектору припаиваются выводы в виде проводничков, а вывод базы часто имеет форму кольца – для уменьшения поперечного сопротивления базы. Транзистор помещается в металлический герметический корпус, через который проходят в стеклянных изоляторах выводные проводники. Во многих транзисторах один из выводов (базы или коллектора) соединен с корпусом.

В сплавных транзисторах невозможно сделать очень тонкую базу, и поэтому они предназначены только для низких и средних частот. Мощные сплавные транзисторы имеют увеличенную площадь переходов, которые изготавливаются в форме полос или колец. Для лучшего охлаждения коллектор припаивается к корпусу, основание которого делается в виде более массивной медной пластинки.

Сплавные транзисторы выпускаются на мощности от нескольких милливатт до десятков ватт. Их достоинство в том, что на коллекторном и эмиттерном переходе можно допустить обратное напряжение 50 – 70 В для германия и 70–150 В для кремния. Сравнительно малые сопротивления эмиттера базы и коллектора позволяют получать в сплавных транзисторах большие токи в импульсном режиме. Однако предельную частоту f_α практически не удастся сделать выше 20 МГц.

Дрейфовые транзисторы делаются на предельные частоты, в десятки раз более высокие, нежели у сплавных транзисторов. Это объясняется прежде всего уменьшением времени пробега носителей в базе. Как правило, при изготовлении дрейфовых транзисторов применяется метод диффузии, при котором база может быть сделана очень тонкой. Коллекторный переход получается плавным, и тогда его емкость гораздо меньше, чем емкость сплавных переходов. За счет малой толщины базы коэффициенты усиления α и β значительно выше, чем у сплавных транзисторов. Важно также, что метод диффузии позволяет изготавливать транзисторы более точно, с меньшим разбросом параметров и характеристик.

Сплавно-диффузионные транзисторы (или диффузионно-сплавные) отличаются тем, что у них базовая область и коллекторный переход изготовлены методом диффузии, а эмиттерный переход методом сплавления. На рис. 4.22, а для примера показан один из вариантов устройства сплавно-диффузионных германиевых транзисторов p - n - p -типа.

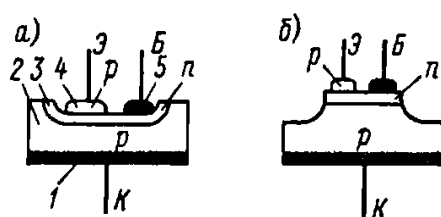


Рис. 4.22. Принцип устройства сплавно-диффузионного транзистора (а) и мезатранзистора (б).

1 — основание коллектора; 2 — коллектор (исходный материал); диффузионный слой базы; 4 — эмиттерный сплав; 5 — сплав для вывода базы.

В пластине германия с электропроводностью p -типа, являющейся коллектором, сделана лунка, в которой методом диффузии донорной примеси, например сурьмы, создан тонкий слой базы. Он образует коллекторный переход. Эмиттерная область p -типа создается сплавлением в базовый слой капли сплава, содержащего акцепторную примесь, например индий. Вывод от базы осуществляется сплавлением капли сплава, содержащего сурьму. В рассмотренной конструкции обычно с корпусом соединяется коллектор. Аналогично могут изготавливаться германиевые транзисторы типа n - p - n , а также кремниевые транзисторы. Сплавно-диффузионные транзисторы имеют рабочие частоты до сотен мегагерц, но рассчитаны на небольшие мощности (100–150 мВт). Эмиттерный переход в них получается малой толщины, и поэтому может выдерживать только низкие обратные напряжения.

В мезатранзисторах применяется мезаструктура при которой транзисторы изготавливаются сразу в большом количестве из одной пластины исходного полупроводника, что уменьшает разброс параметров. На поверхности этой пластины, которая должна служить коллектором, методом диффузии создают слой базы толщиной в несколько микрон. Для каждого транзистора в этот слой впаивают маленькие капли сплавов для образования эмиттерной области и вывода от базы. Далее производят травление поверхности пластинки, защищая с помощью специальной маски только небольшие участки около базы и эмиттера. После того как травлением снят значительный

слой основной пластины, ее разрезают на отдельные транзисторы. Структура полученного транзистора схематически изображена на рис. 4.22, б. Для примера показан германиевый транзистор типа $p-n-p$.

Мезатранзисторы имеют малые емкости переходов (менее 2 пФ), малое сопротивление базы и могут работать на частотах до сотен мегагерц.

Наилучшими из диффузионных являются так называемые планарные транзисторы. У них $n-p$ -переходы образуются диффузией примесей сквозь отверстие в защитном слое, нанесенном на поверхность полупроводника. При этом выводы от всех областей располагаются в одной плоскости. Название «планарный» дано именно от английского слова *planar* – плоский. Для изготовления этих транзисторов особенно удобно применять кремний, так как оксидная пленка на его поверхности может служить хорошим защитным слоем. Исходная пластинка кремния с пленкой оксида образует коллекторную область. В том месте, где должна быть базовая область, оксидная пленка снимается травлением и создается методом диффузии базовый слой. Затем всю поверхность снова окисляют и повторяют процесс травления и диффузии для создания эмиттерной области, которая располагается в средней части базовой. После этого через маску наносятся выводы в виде металлических слоев. Структура планарного транзистора показана на рис. 4.23.

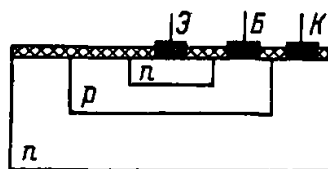


Рис. 4.23. Принцип устройства планарного транзистора.

Планарные транзисторы обладают хорошими качествами и получили большое распространение. Они удобны в производстве и могут быть изготовлены на различные мощности с высокими предельными частотами. Транзисторные и диодные элементы микросхем, как правило, изготавливаются по планарной технологии.

Планарно-эпитаксиальные транзисторы являются дальнейшим развитием планарных транзисторов. У обычных планарных транзисторов велико сопротивление коллекторной области, что невыгодно. Например, при импульсной работе в режиме насыщения у транзистора большое сопротивление насыщения. Если уменьшить удельное сопротивление материала коллектора, то возрастает емкость и снижается пробивное напряжение коллекторного перехода. Эти недостатки устраняются в эпитаксиальных транзисторах, в которых между базой и низкоомным коллектором введен слой с более высоким сопротивлением. При изготовлении таких транзисторов коллекторная пластинка полупроводника, например, с электронной электропроводностью имеет малое удельное сопротивление. На нее наращивается пленка такого же полупроводника, но с высоким сопротивлением, а затем планарным методом создаются области базы и эмиттера (рис. 4.24).

Процесс получения на полупроводниковой пластине слоя, сохраняющего структуру пластины, но имеющего иную удельную проводимость, называют эпитаксиальным наращиванием.

Полученная структура, которую обозначают $n^+ - n$, входит в состав коллектора. Знак « + » указывает на область с более высокой концентрацией примеси, т. е. с более высокой удельной проводимостью. Эпитаксиальная технология широко применяется при изготовлении микроэлектронных схем.

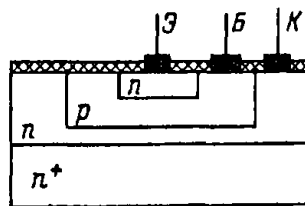


Рис. 4.24. Принцип устройства планарно-эпитаксиального транзистора.

У обычных транзисторов предельное напряжение коллектор – база составляет десятки вольт. Специальные высоковольтные транзисторы имеют более сложную структуру коллекторного перехода, и предельное напряжение доходит у них до нескольких сотен вольт. Импульсное предельное напряжение может достигать 1,5 кВ.

Транзисторы оформляют в герметичных корпусах различной конструкции (металлостеклянные, металлокерамические и пластмассовые). Некоторые маломощные транзисторы делают бескорпусными и герметизируют защитными слоями лака и эпоксидной смолы. У транзисторов повышенной мощности с корпусом, как правило, соединяется коллектор, а сам корпус привинчивается к шасси аппаратуры, что улучшает теплоотвод.

Помимо одиночных транзисторов промышленность выпускает так называемые транзисторные сборки, т. е. находящиеся в одном корпусе несколько транзисторов с самостоятельными выводами. Эти сборки применяются главным образом для переключательных схем.