

коллектора практически не меняется, так как количество инжектированных в базу носителей остается прежним ($I_{\text{Э}} = \text{const}$), только возрастает скорость их перемещения через коллекторный переход. Чем выше уровень тока $I_{\text{Э}}$, тем больше и ток коллектора $I_{\text{К}}$.

При изменении полярности $U_{\text{КБ}}$ на противоположную меняется и включение коллекторного перехода с обратного на прямое. Поэтому ток $I_{\text{К}}$ вначале очень быстро снижается до нуля, а затем изменяет свое направление на противоположное.

Статические характеристики для схемы с ОЭ

Семейство входных статических характеристик представляет собой зависимость

$$I_{\text{Б}} = f(U_{\text{БЭ}})|_{U_{\text{КЭ}} = \text{const}}.$$

Вид этих характеристик показан на рис. 1.34.

При включении источника E_2 ($U_{\text{КЭ}} < 0$) входная характеристика пойдет несколько ниже предыдущей, так как в случае $U_{\text{БЭ}} = 0$ источник E_1 отсутствует и через коллекторный переход протекает маленький обратный ток I_1 под действием источника E_2 , направление которого в базе противоположно тому, когда включен источник E_1 (рис. 1.35, а).

При включении E_2 ($U_{\text{БЭ}} > 0$) этот ток будет уменьшаться, так как в цепи его протекания источники E_1 и E_2 будут включены встречно, а затем он перейдет через нуль и будет возрастать в положительном направлении под действием источника E_1 (рис. 1.35, б). Однако в справочной литературе этим малым значением тока пренебрегают и входные характеристики представляют исходящими из начала координат.

Выходные статические характеристики имеют следующий вид:

$$I_{\text{К}} = f(U_{\text{КЭ}})|_{I_{\text{Б}} = \text{const}}. \quad (1.31)$$

Семейство выходных статических характеристик показано на рис. 1.36.

При $I_{\text{Б}} = 0$ эта выходная характеристика (см. (1.31)) представляет собой обратную ветвь вольт-амперной характеристики коллекторного перехода. При $I_{\text{Б}} > 0$ она имеет большую крутизну в области малых значений, так как при условии $E_2 < E_1$ (рис. 1.37) коллекторный переход включен в прямом направлении, а его сопротивление незначительно. Достаточно небольшого изменения напряжения на коллекторном переходе,

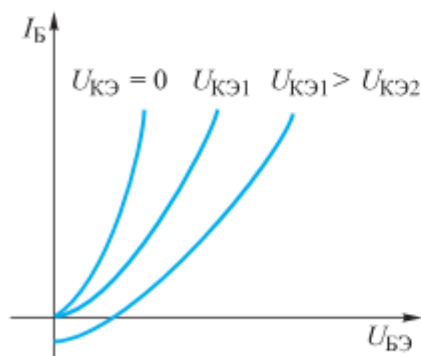


Рис. 1.34. Входные характеристики схемы с ОЭ:

$I_{\text{Б}}$ — ток базы; $U_{\text{КЭ}}$, $U_{\text{КЭ1}}$, $U_{\text{КЭ2}}$ — напряжения, приложенные к коллектору транзистора; $U_{\text{БЭ}}$ — напряжение, приложенное к базе транзистора

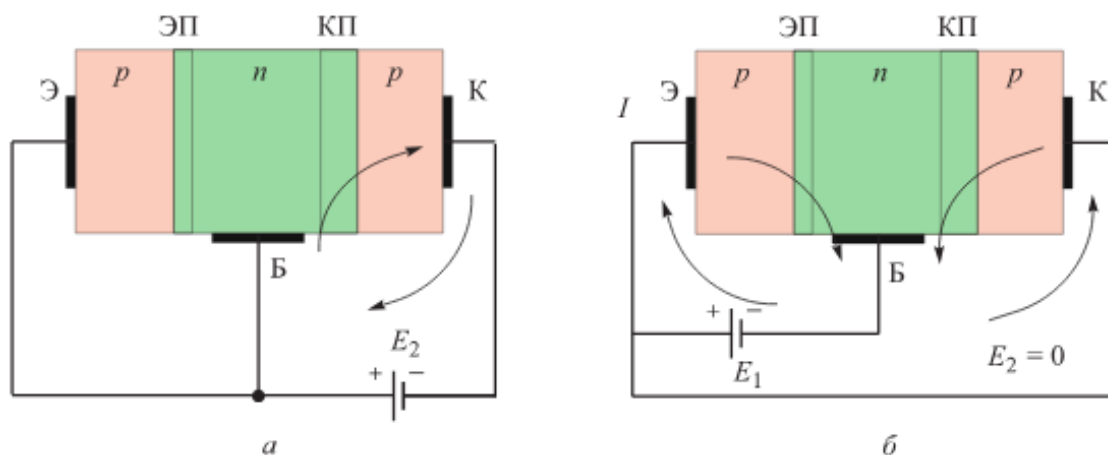


Рис. 1.35. Схемы включения транзистора, поясняющие особенность входных характеристик схемы с ОЭ:

a — при включении источника $E_2 (U_{КЭ} < 0)$; *б* — при включении источника $E_1 (U_{БЭ} > 0)$; E_1 и E_2 — источники напряжений во входной и выходной цепях соответственно; Э, К, Б — эмиттер, коллектор, база соответственно; ЭП, КП — эмиттерный и коллекторный $p-n$ -переходы соответственно

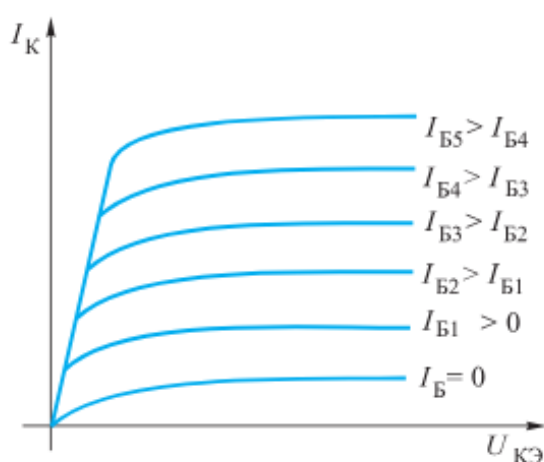


Рис. 1.36. Выходные характеристики схемы с ОЭ:

I_K — ток коллектора; $I_B, I_{B1}-I_{B5}$ — значения тока базы; $U_{КЭ}$ — напряжение, приложенное к коллектору транзистора

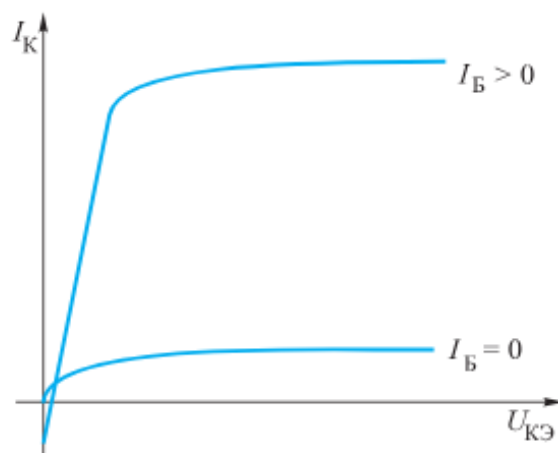


Рис. 1.37. Особенность выходных характеристик схемы с ОЭ:

I_K — ток коллектора; I_B — ток базы; $U_{КЭ}$ — напряжение, приложенное к коллектору транзистора

чтобы ток I_K изменился значительно. Но этим маленьким смещением характеристик пренебрегают, поэтому в справочниках представлены характеристики, исходящие из начала координат.

При больших значениях $U_{КЭ}$ характеристики более пологие, так как практически все носители, инжектированные из эмиттера в базу, принимают участие в образовании коллекторного тока и дальнейшее увеличение $U_{КЭ}$ не приводит к пропорциональному росту тока I_K .

$$h_{12Э} = \left. \frac{\Delta U_{БЭ}}{\Delta U_{КЭ}} \right|_{I_{Б} = \text{const}} ;$$

$$h_{21Э} = \left. \frac{\Delta I_{К}}{\Delta I_{Б}} \right|_{U_{КЭ} = \text{const}} ;$$

$$h_{22Э} = \left. \frac{\Delta I_{К}}{\Delta I_{КЭ}} \right|_{I_{Б} = \text{const}} .$$

Типовые значения параметра $h_{11Э}$ составляют от сотен ом до единиц килоом, параметра $h_{12Э}$ — обычно $10^{-4} \dots 10^{-3}$, т. е. напряжение, передаваемое с выхода за счет обратной связи, составляет тысячные или десятитысячные доли выходного напряжения, параметра $h_{21Э}$ — десятки—сотни единиц, $h_{22Э}$ — десятки — сотые доли мегаом, а выходное сопротивление $1/h_{22}$ — от единиц до десятков килоом.

1.4.6. Активные режимы работы биполярного транзистора

Рассмотрим усилительный каскад на транзисторе, включенном по схеме с ОЭ (рис. 1.44). При изменении входного сигнала $U_{БЭ}$ будет изменяться ток базы $I_{Б}$. Ток коллектора $I_{К}$ изменяется пропорционально току базы $I_{Б}$:

$$I_{К} = \beta I_{Б}. \quad (1.33)$$

Изменение тока коллектора можно проследить по выходным характеристикам транзистора (рис. 1.45). На оси абсцисс отложим отрезок, равный напряжению источника питания коллекторной цепи $E_{КЭ}$, а на оси ординат — отрезок, соответствующий максимально возможному току в цепи этого источника $I_{К\text{max}}$:

$$I_{К\text{max}} = \frac{E_{К}}{R_{К}}. \quad (1.34)$$

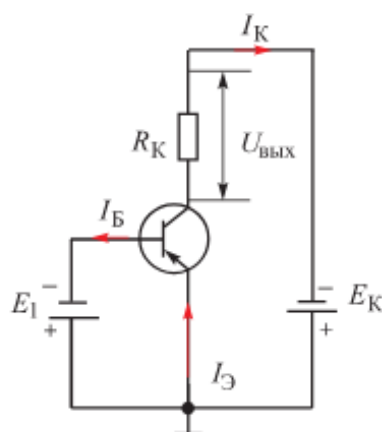


Рис. 1.44. Схема усилительного каскада на транзисторе с ОЭ:

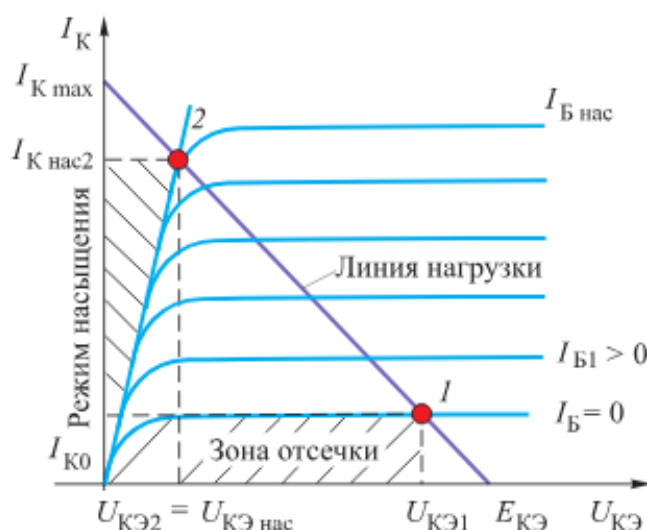
$I_{Э}$ — ток эмиттера; $I_{К}$ — ток коллектора; $I_{Б}$ — ток базы; E_1 и $E_К$ — источники напряжений во входной и выходной цепях соответственно; $U_{\text{вых}}$ — выходное напряжение на нагрузке; $R_{К}$ — сопротивление коллектора

Соединим концы этих отрезков прямой линией, которая называется линией нагрузки и описывается уравнением

$$I_{К} = \frac{E_{К} - U_{КЭ}}{R_{К}}, \quad (1.35)$$

Рис. 1.45. Режимы работы биполярного транзистора:

I_K — ток коллектора; I_B — ток базы; $I_{B\text{нас}}$ — ток базы насыщения; $U_{KЭ}$ — напряжение на коллекторе транзистора; $E_{KЭ}$ — напряжение источника питания в выходной цепи; $I_{K\text{max}}$ — максимальный ток источника коллекторного питания; $I_{K\text{нас}2}$ — максимальное значение тока коллектора; I_{K0} — обратный ток коллекторного перехода; I_{B1} — базовый ток в активном режиме; $U_{KЭ\text{нас}}$ — падение напряжения на открытом транзисторе; $U_{KЭ1}$, $U_{KЭ2}$ — напряжения между коллектором и эмиттером открытого транзистора; I — точка, определяемая пересечением линии нагрузки с выходной характеристикой при $I_B = 0$; 2 — точка, определяемая пересечением линии нагрузки с начальным круто возрастающим участком выходных характеристик



где $U_{KЭ}$ — напряжение между коллектором и эмиттером транзистора; R_K — сопротивление нагрузки в коллекторной цепи.

Из (1.35) следует

$$R_K = \frac{E_K}{I_{K\text{max}}} = \text{tg } \alpha. \quad (1.36)$$

Наклон линии нагрузки определяется сопротивлением R_K . На рис. 1.45 видно, что в зависимости от тока базы I_B , протекающего во входной цепи транзистора, рабочая точка транзистора, которая определяет его коллекторный ток и напряжение $U_{KЭ}$, будет перемещаться вдоль линии нагрузки от самого нижнего положения точки I , определяемой пересечением линии нагрузки с выходной характеристикой при $I_B = 0$, до точки 2 , определяемой пересечением линии нагрузки с начальным круто возрастающим участком выходных характеристик.

Область, расположенная между осью абсцисс и начальной выходной характеристикой, соответствующей $I_B = 0$, называется областью отсечки и характеризуется тем, что оба перехода транзистора — эмиттерный и коллекторный — смещены в обратном направлении. Ток коллектора при этом представляет собой обратный ток коллекторного перехода I_{K0} , который очень мал, и поэтому почти все напряжение источника питания E_K падает между эмиттером и коллектором закрытого транзистора:

$$U_{KЭ1} \approx E_K.$$

Падение напряжения на нагрузке U_{R_K} очень мало:

$$U_{R_K} = I_{K0} R_K. \quad (1.37)$$

В этом случае транзистор работает в *режиме отсечки*. Поскольку в этом режиме ток, протекающий по нагрузке, исчезающе мал, а почти все напряжение источника питания приложено к закрытому транзистору, то в этом режиме транзистор можно представить в виде разомкнутого ключа.

Если теперь увеличивать ток базы I_B , то рабочая точка будет перемещаться вдоль линии нагрузки, пока не достигнет точки 2 (см. рис. 1.45). Базовый ток, соответствующий характеристике, проходящей через точку 2, называется *током базы насыщения* $I_{B \text{ нас}}$. При этом транзистор входит в *режим насыщения* и дальнейшее увеличение базового тока не приведет к увеличению коллекторного тока I_K . Область между осью ординат и круто изменяющимся участком выходных характеристик называется *областью насыщения*. В этом случае оба перехода транзистора смещены в прямом направлении, ток коллектора достигает максимального значения и почти равен максимальному току источника коллекторного питания:

$$I_{K \text{ max}} \approx I_{K \text{ нас2}}, \quad (1.38)$$

а напряжение между коллектором и эмиттером открытого транзистора $U_{КЭ0}$ оказывается очень маленьким. Поэтому в режиме насыщения транзистор можно представить в виде замкнутого ключа.

Промежуточное положение рабочей точки между областью отсечки и областью насыщения определяет работу транзистора в *режиме усиления*, а область, где она находится, называется *активной областью*. При работе в этой области эмиттерный переход смещен в прямом направлении, а коллекторный — в обратном.

1.4.7. Предельные режимы работы биполярного транзистора

В паспортных данных каждого транзистора указывается его предельно допустимая мощность рассеяния

$$P_{\text{доп}} = U_{КЭ} I_{K \text{ доп}}, \quad (1.39)$$

превышение которой недопустимо, так как ведет к тепловому разрушению полупроводниковой структуры.

Будем задавать дискретные значения напряжения $U_{КЭ}$: $U_{КЭ1}$, $U_{КЭ2}$ и т. д. Для каждого из этих значений напряжения вычислим предельно допустимые значения тока коллектора $I_{K \text{ доп}}$: $I_{K \text{ доп1}} = \frac{P_{\text{доп}}}{U_{КЭ1}}$; $I_{K \text{ доп2}} = \frac{P_{\text{доп}}}{U_{КЭ2}}$ и т. д.

Отложим эти значения напряжений и токов в осях координат (рис. 1.46) и построим по полученным точкам 1–4 кривую, называемую гиперболой допустимых мощностей $P_{K \text{ доп}}$.

Эта кривая делит всю площадь первого квадранта семейства выходных характеристик на рабочую и нерабочую области. При совмещении этой кри-

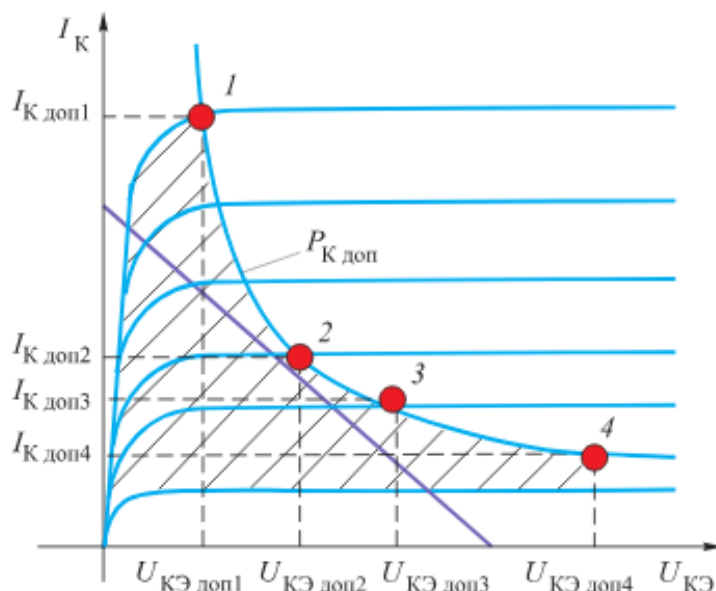


Рис. 1.46. Гипербола допустимых мощностей $P_{K \text{ доп}}$:
 I_K — ток коллектора; $U_{KЭ}$ — напряжение на коллекторе транзистора; $I_{K \text{ доп1}} - I_{K \text{ доп4}}$ — вычисленные предельно допустимые значения тока коллектора; $U_{KЭ \text{ доп1}} - U_{KЭ \text{ доп4}}$ — задаваемые дискретные значения напряжения; 1–4 — точки, образующие кривую допустимых мощностей

вой с выходными характеристиками транзистора линия нагрузки не должна выходить за пределы рабочей области, чтобы не вывести транзистор из строя.

На рис. 1.46 заштрихована рабочая область семейства выходных характеристик транзистора для схемы с ОЭ.

1.4.8. Расчет усилительного режима работы биполярного транзистора

В подавляющем большинстве случаев транзистор усиливает сигналы переменного тока, т. е. на вход транзистора чаще всего подается знакопеременный сигнал. Но поскольку эмиттерный $p-n$ -переход обладает вентильными свойствами, то через него пройдет только положительная полуволна входного сигнала, а отрицательная полуволна будет им срезана и, следовательно, усиливаться не будет. Для усиления сигнала во входную цепь транзистора вводят смещение усиливаемого сигнала (рис. 1.47).

Знакопеременный входной сигнал $U_{вх}$ накладывается на постоянное напряжение смещения $E_{см}$ таким образом, что результирующее напряжение $U_{БЭ}$ остается однополярным и, следовательно, может быть усилено транзистором. Поэтому принципиальная схема усилительного каскада в этом случае выглядит так, как показано на рис. 1.48, а.

Источник напряжения смещения создает во входной цепи транзистора постоянный ток смещения $I_{см}$. Для того чтобы исключить влияние источника

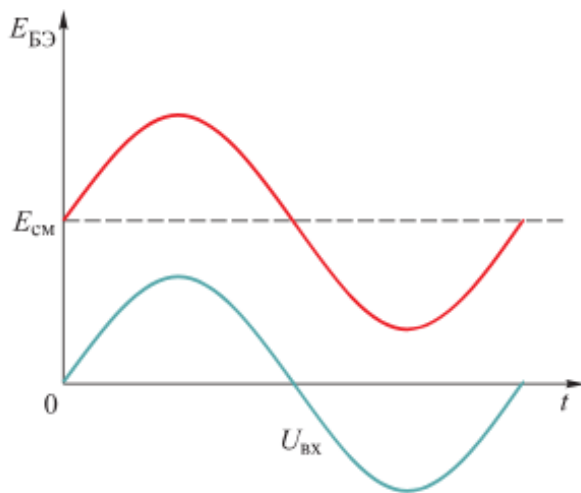


Рис. 1.47. Смещение усищаемого сигнала: $E_{БЭ}$ — напряжение источника питания во входной цепи; $E_{см}$ — напряжение смещения во входной цепи транзистора; $U_{вх}$ — входное напряжение

$E_{см}$ на источник входного сигнала, в цепь вводится разделительный конденсатор $C1$, который пропускает переменный входной сигнал, но создает развязку по постоянной составляющей. Для такой же цели служит выходной разделительный конденсатор $C2$, который пропускает переменную составляющую выходного напряжения и не пропускает его постоянную составляющую. Смещение может вводиться как с помощью отдельного источника $E_{см}$ (см. рис. 1.48, а), так и с использованием для этой цели источника коллекторного питания E_K , что можно сделать с помощью делителя напряжения $R1-R2$ (рис. 1.48, б). Ток $I_{дел}$, протекающий по делителю напряжения $R1-R2$ под действием

источника питания E_K , создает на резисторе $R2$ падение напряжения

$$U_{R2} = I_{дел} R2, \quad (1.40)$$

которое должно быть равно требуемому напряжению смещения $E_{см}$.

При расчете делителя ток $I_{дел}$ выбирают в несколько раз больше тока смещения:

$$I_{дел} = (3..5) I_{см}. \quad (1.41)$$

Избыточное напряжение источника питания падает на резисторе $R1$:

$$I_0 R1 = E_K - U_{R2}. \quad (1.42)$$

Такой способ введения смещения называется *смещением фиксированным напряжением*. Другой способ введения смещения заключается в использовании балластного резистора $R1$ в базовой цепи транзистора (рис. 1.48, в). В этом случае ток, протекающий по цепи $+E_K \rightarrow$ эмиттер $\rightarrow$ база транзистора $\rightarrow R1 \rightarrow -E_K$ должен быть равен току смещения:

$$I_{см} = \frac{E_K - U_{БЭ}}{R1}. \quad (1.43)$$

Отсюда

$$R1 = \frac{E_K - U_{БЭ}}{I_{см}}. \quad (1.44)$$

Такой способ называется *смещением фиксированным током*.

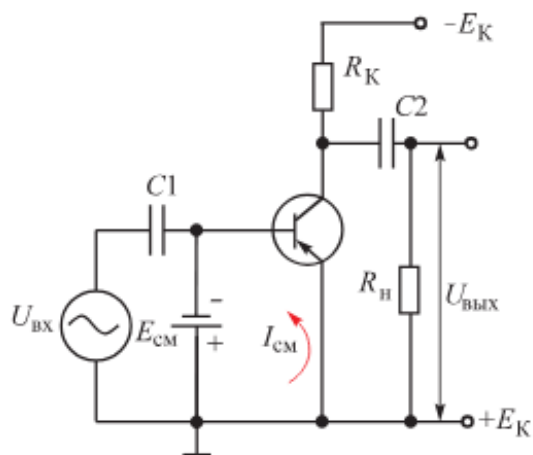


Рис. 1.49. Схема усилительного каскада транзистора с ОЭ:

$C1, C2$ — разделительные конденсаторы во входной и выходной цепях транзистора; $U_{вх}$ — входное усиливаемое напряжение; $E_{см}$ — напряжение смещения во входной цепи транзистора; R_K — сопротивление коллектора; R_H — сопротивление нагрузки; $U_{вых}$ — выходное напряжение на нагрузке; E_K — напряжение источника питания

Для минимизации искажений усиленного сигнала смещение надо выбрать так, чтобы начальная рабочая точка (при отсутствии входного сигнала) располагалась в середине линейного участка входной характеристики (точка A на рис. 1.50, б). Тогда при изменении входного сигнала напряжение $U_{БЭ}$ будет изменяться на $U_{БЭ\max}$ от начального значения $U_{БЭ0}$, вызывая изменение базового тока на $I_{Б\max}$ от начального значения $I_{Б0}$ (см. рис. 1.50, б). Ток коллектора при этом будет изменяться относительно начального коллекторного тока $I_{К0}$ (см. рис. 1.50, б), соответствующего базовому току смещения $I_{см}$ в сторону увеличения и в сторону уменьшения на величину амплитуды переменной составляющей $I_{К\max}$. Выходное напряжение $U_{вых}$ при этом будет тоже изменяться от начального значения $U_{КЭ0}$ в большую и в меньшую сторону на величину амплитуды своей переменной составляющей $U_{КЭ\max}$.

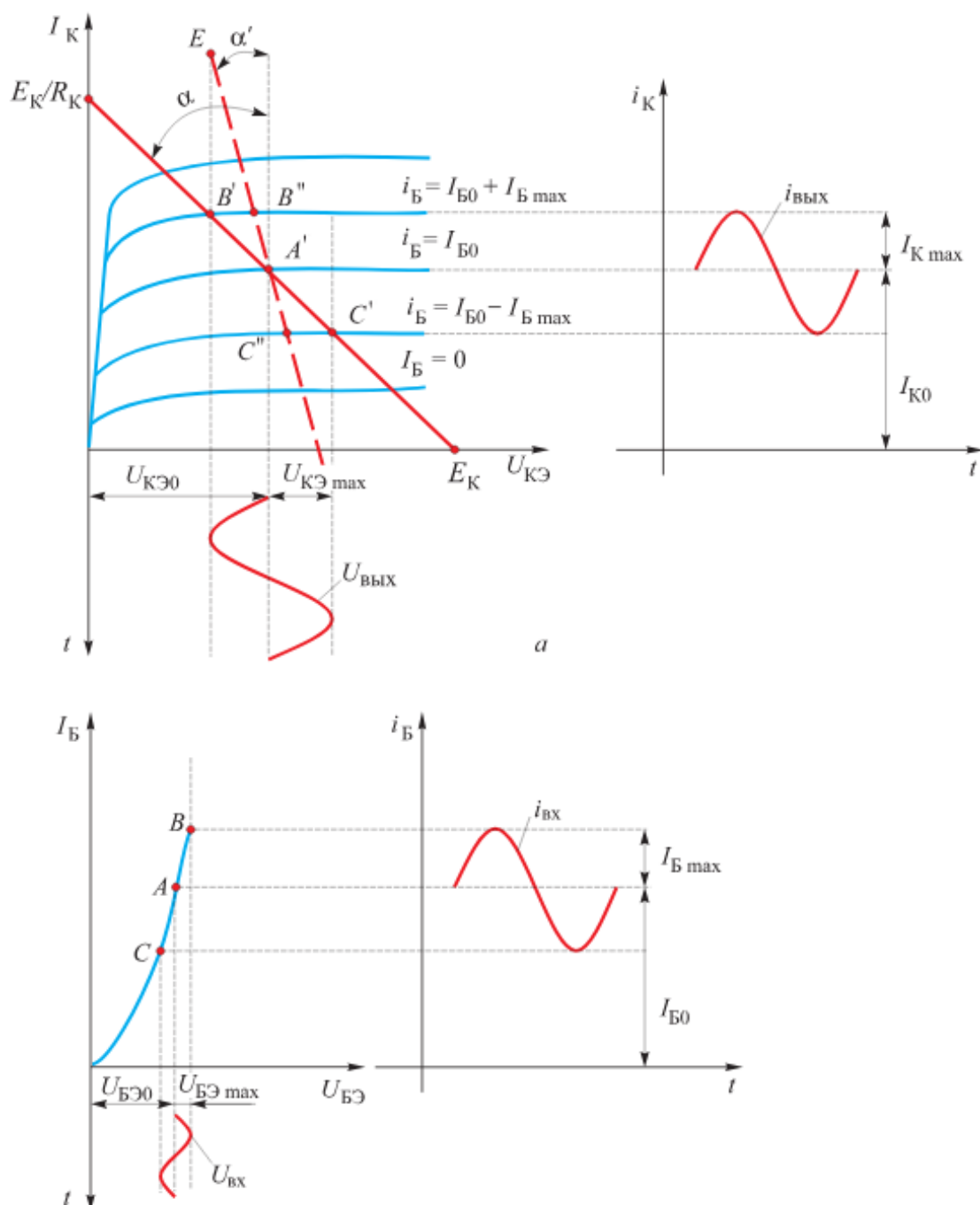
Отметим, что в рассматриваемой схеме увеличению входного сигнала соответствует увеличение тока базы, а также и тока коллектора, а выходное напряжение $U_{вых}$ при этом уменьшается. Из этого следует, что в этой схеме входное и выходное напряжения изменяются в противофазе. Переменная составляющая выходного напряжения проходит через разделительный конденсатор $C2$ и выделяется на нагрузке R_H . В качестве нагрузки может служить и входное сопротивление следующего каскада усиления, а характер нагрузки в общем случае может быть различным. По переменному току нагрузка усилительного каскада R'_H состоит из параллельно включенных сопротивлений R_K и R_H (см. рис. 1.49):

$$R'_H = \frac{R_K R_H}{R_K + R_H}, \quad (1.45)$$

а по постоянному току — только R_K . Поэтому и линия нагрузки по постоянной и переменной составляющим будет проходить по-разному. Так, если сопротивление нагрузки R'_H по переменному току меньше R_K — сопротивления по постоянному току, то линия нагрузки будет проходить через ту же рабочую точку A , но под другим углом — углом α' (рис. 1.50):

$$\alpha' = \arctg(R'_H), \quad (1.46)$$

следовательно, линия нагрузки пойдет круче.



6

Рис. 1.50. Динамические характеристики транзистора:

a — выходные характеристики транзистора, включенного по схеме с ОЭ; *б* — входная характеристика транзистора, включенного по схеме с ОЭ; $I_K, I_{K\max}, I_{K0}$ — значения тока коллектора; $I_B, I_{B\max}, I_{B0}$ — значения тока базы; $U_{\max}$ — выходное напряжение на нагрузке; $U_{\text{вх}}$ — входное напряжение; $U_{БЭ}, U_{БЭ\max}, U_{БЭ0}$ — значения напряжения база—эмиттер; $U_{КЭ}, U_{КЭ\max}, U_{КЭ0}$ — значения напряжения на коллекторном переходе; E_K — напряжение источника питания; R_K — сопротивление в цепи коллектора; α, α' — углы наклона линии нагрузки для постоянного и переменного тока; A, B, C — точки на входной характеристике транзистора; A', B', C' — точки на линии нагрузки по постоянному току; B'', C'' — точки на линии нагрузки по переменному току; i_B, i_K — мгновенные токи базы и коллектора соответственно; $i_{\max}, i_{\text{вх}}$ — мгновенные значения тока

2. ОСНОВНЫЕ СВЕДЕНИЯ ОБ УСИЛИТЕЛЯХ

2.1. Характеристики и параметры усилителей

2.1.1. Классификация и основные параметры усилителей

Усилитель — это электронное устройство, которое управляет потоком энергии, идущей от источника питания к нагрузке. При этом мощность, необходимая для управления, как правило, намного меньше мощности, отдаваемой в нагрузку, а формы входного (усиливаемого) и выходного (на нагрузку) сигналов совпадают. На рис. 2.1 приведена обобщенная структурная схема усилителя.



Рис. 2.1. Обобщенная структурная схема усилителя

Все усилители можно классифицировать по следующим признакам:

1) по частоте усиливаемого сигнала:

- усилители низкой частоты для усиления сигналов от десятков герц до десятков или сотен килогерц;
- широкополосные усилители, усиливающие сигналы в единицы и десятки мегагерц;
- избирательные усилители, усиливающие сигналы узкой полосы частот;

2) по роду усиливаемого сигнала:

- усилители постоянного тока, усиливающие электрические сигналы с частотой от нуля герц и выше;
- усилители переменного тока, усиливающие электрические сигналы с частотой, отличной от нуля;

3) по функциональному назначению:

- усилители напряжения;

- усилители тока;
- усилители мощности, в зависимости от того, какой из параметров усилитель усиливает.

Основным количественным параметром усилителя является коэффициент усиления. В зависимости от функционального назначения усилителя различают коэффициенты усиления по напряжению K_U , току K_I или мощности K_P :

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

где $U_{\text{вх}}, I_{\text{вх}}$ — амплитудные значения переменных составляющих напряжения и тока на входе; $U_{\text{вых}}, I_{\text{вых}}$ — амплитудные значения переменных составляющих напряжения и тока на выходе; $P_{\text{вх}}, P_{\text{вых}}$ — мощности сигналов на входе и выходе.

Коэффициенты усиления часто выражают в логарифмических единицах — децибелах (дБ):

$$K_U = 20 \lg K_U; \quad K_I = 20 \lg K_I; \quad K_P = 20 \lg K_P.$$

Усилитель может состоять из одного или нескольких каскадов. Для многокаскадных усилителей его коэффициент усиления равен произведению коэффициентов усиления отдельных его каскадов:

$$K = K_1 K_2 \dots K_n.$$

Если коэффициенты усиления каскадов выражены в децибелах, то общий коэффициент усиления равен сумме коэффициентов усиления отдельных каскадов:

$$K = K_1 + K_2 + \dots + K_n.$$

Обычно в усилителе содержатся реактивные элементы, в том числе и паразитные, а используемые усилительные элементы обладают инерционностью. В силу этого коэффициент усиления — комплексная величина:

$$K_U = K_{U1} e^{j\varphi},$$

где $K_U = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}}$ — модуль коэффициента усиления; φ — сдвиг фаз между амплитудными значениями входного и выходного напряжений $U_{\text{вх}}$ и $U_{\text{вых}}$.

Помимо коэффициента усиления важным количественным показателем является КПД

$$\eta = \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{ист}}},$$

где $P_{\text{ист}}$ — мощность, потребляемая усилителем от источника питания.

К количественным показателям усилителя относятся также входное $R_{\text{вх}}$ и выходное $R_{\text{вых}}$ сопротивления усилителя:

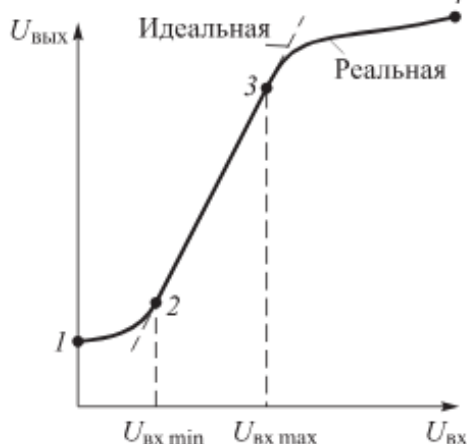
$$R_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}}{I_{\text{вх}}}; \quad R_{\text{вых}} = \frac{|\Delta U_{\text{вых}}|}{|\Delta I_{\text{вых}}|},$$

где $U_{\text{вх}}$ и $I_{\text{вх}}$ — амплитудные значения напряжения и тока на входе усилителя; $\Delta U_{\text{вых}}$ и $\Delta I_{\text{вых}}$ — приращения амплитудных значений напряжения и тока на выходе усилителя, вызванные изменением сопротивления нагрузки.

2.1.2. Амплитудная характеристика

Амплитудная характеристика (рис. 2.2) — это зависимость амплитуды выходного напряжения (тока) от амплитуды входного напряжения (тока). Точка 1 соответствует напряжению шумов, измеряемому при $U_{\text{вх}} = 0$, точка 2 — минимальному входному напряжению, при котором на выходе усилителя можно различать сигнал на фоне шумов. Участок 2–3 является рабочим участком, на котором сохраняется пропорциональность между входным и выходным напряжениями усилителя. После точки 3 наблюдаются нелинейные искажения входного сигнала.

Степень нелинейных искажений оценивается коэффициентом нелинейных искажений (или коэффициентом гармоник):



$$K_{\text{г}} = \frac{\sqrt{U_{2m}^2 + U_{3m}^2 + \dots + U_{nm}^2}}{U_{1m}},$$

где $U_{1m}, U_{2m}, U_{3m}, U_{nm}$ — амплитуды 1- (основной), 2-, 3- и n -й гармоник выходного напряжения соответственно.

Величина $D = \frac{U_{\text{вх max}}}{U_{\text{вх min}}}$ характеризует динамический диапазон усилителя.

Рассмотрим пример возникновения нелинейных искажений (рис. 2.3).

При подаче на базу транзистора относительно эмиттера напряжения синусоидальной формы $U_{\text{бэ}}$ в силу нелинейности входной характеристики транзистора $I_{\text{б}} = f(U_{\text{бэ}})$ входной ток транзистора $I_{\text{б}}$ (а следовательно, и выходной — ток коллектора) отличен от синусоиды, т. е. в нем появляется ряд высших

Рис. 2.2. Амплитудная характеристика усилителя $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$:

1–2 — область нелинейного усиления сигнала; 2–3 — область линейного усиления сигнала; 3–4 — область отсечки усиливаемого сигнала; $U_{\text{вх}}$, $U_{\text{вых}}$ — входное и выходное напряжения усилителя соответственно; $U_{\text{вх min}}$, $U_{\text{вх max}}$ — минимальное и максимальное значения входного сигнала соответственно

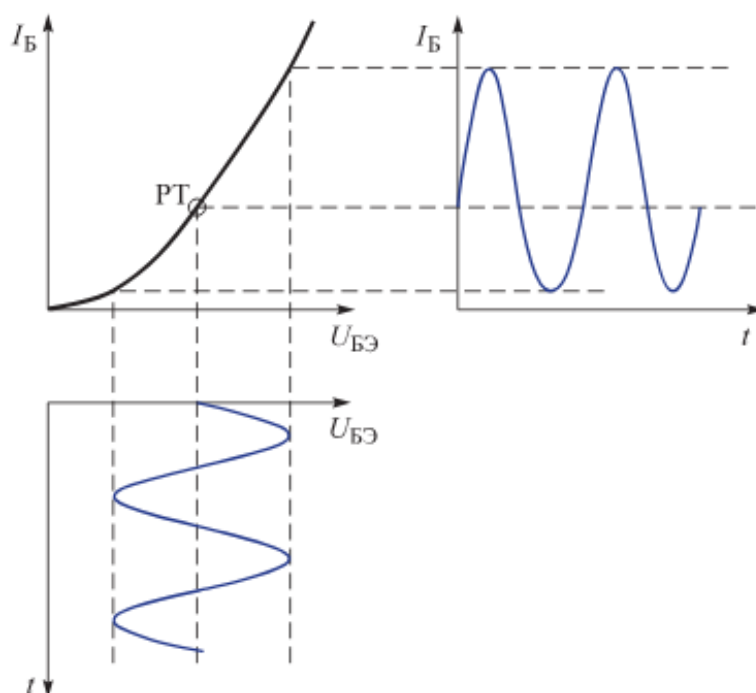


Рис. 2.3. Временная диаграмма входного тока $I_B(t)$ с учетом нелинейного искажения сигнала $U_{BE}(t)$ на входной характеристике транзистора $I_B = f(U_{BE})$:

PT — рабочая точка транзистора; U_{BE} — напряжение, приложенное к базе транзистора

гармоник. На рис. 2.3 видно, что нелинейные искажения зависят от амплитуды входного сигнала и положения рабочей точки транзистора и не связаны с частотой входного сигнала, т. е. для уменьшения искажения формы выходного сигнала входной должен быть низкоуровневым. Поэтому в многокаскадных усилителях нелинейные искажения в основном появляются в оконечных каскадах, на вход которых поступают сигналы с большой амплитудой.

2.1.3. Амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики усилителя

Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) — это зависимость модуля коэффициента усиления от частоты, а *фазочастотная характеристика (ФЧХ)* — это зависимость угла сдвига фаз между входным и выходным напряжениями от частоты. Типовая АЧХ приведена на рис. 2.4. Частоты f_n и f_v называются нижней и верхней граничными частотами, а их разность $(f_n - f_v)$ — полосой пропускания усилителя.

При усилении гармонического сигнала достаточно малой амплитуды искажения формы усиленного сигнала не возникает. При усилении сложного входного сигнала, содержащего ряд гармоник, эти гармоники усиливаются

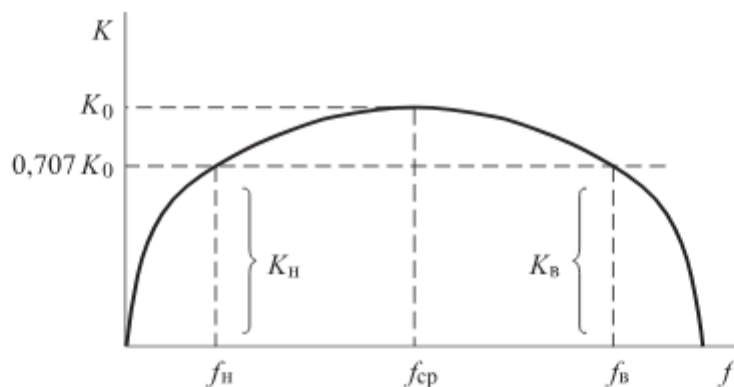


Рис. 2.4. Типовая АЧХ усилителя $K(f)$:

f_n, f_v — нижняя и верхняя частоты среза усилителя; $f_{\text{ср}}$ — средняя (центральная) частота работы усилителя; K_0 — коэффициент усиления по напряжению на центральной частоте; K_n, K_v — коэффициенты усиления на нижней и верхней частотах среза соответственно

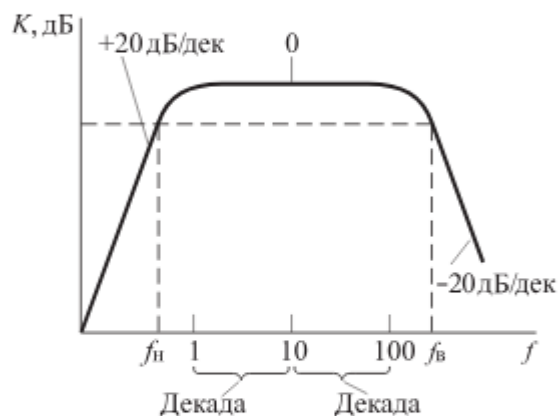


Рис. 2.5. Логарифмическая АЧХ усилителя $20 \lg(K(f))$:

K — коэффициент усиления усилителя; f_n, f_v — нижняя и верхняя частоты среза усилителя



Рис. 2.6. Фазочастотная характеристика усилителя $\varphi(f)$:

f_n, f_v — нижняя и верхняя частоты среза усилителя

усилителем неодинаково, так как реактивные сопротивления схемы по-разному зависят от частоты, и в результате это приводит к искажению формы усиленного сигнала. Такие искажения называют частотными и характеризуют коэффициентом частотных искажений:

$$M = \frac{K_0}{K_f},$$

где K_f — модуль коэффициента усиления усилителя на заданной частоте.

Коэффициенты частотных искажений $M_n = \frac{K_0}{K_n}$ и $M_v = \frac{K_0}{K_v}$ называют соответственно *коэффициентами искажений на нижней и верхней граничных частотах*.

Амплитудно-частотная характеристика может быть построена и в логарифмическом масштабе. В этом случае она называется логарифмической — ЛАЧХ (рис. 2.5), коэффициент усиления усилителя выражают в децибелах, а по оси абсцисс откладывают частоты через декаду (интервал частот между $10f$ и f). Обычно в качестве точек от-

Обратимся к ОС по току. Она препятствует изменению выходного тока при изменении сопротивления нагрузки. Это означает, что введение ООС по току увеличивает выходное сопротивление. При этом характер изменения выходного сопротивления также не зависит от того, является ли связь параллельной или последовательной.

Подобные рассуждения (и соответствующие математические выражения) показывают, что параллельная ОС уменьшает входное сопротивление усилителя, охваченного ею, а последовательная увеличивает (что подтверждает полученное ранее выражение (2.3)). Характер изменения входного сопротивления не зависит от того, является ли ОС связью по току или по напряжению.

Обратимся к структурной схеме усилителя с последовательной ООС по напряжению (см. рис. 2.10) и к выражению

$$K_{U\text{ ОС}} = \frac{K_U}{1 + K_U \beta}.$$

Если предположить, что на некоторой частоте аргумент φ комплексной величины $K_U \beta$ окажется равен π , то это будет означать, что напряжение ОС $U_{\text{ОС}}$ по фазе совпадает с напряжением $U_{\text{вх1}}$ и напряжением $U_{\text{вх2}}$. В этом случае ОС станет положительной. Если при этом на рассматриваемой частоте выполняется условие $|K_U \beta| \geq 1$, то это будет означать, что сигнал, проходящий последовательно через цепь прямой передачи и цепь ОС, усиливается. Тогда при нулевом напряжении $U_{\text{вх1}}$ напряжения $U_{\text{вх2}}$, $U_{\text{вых}}$, $U_{\text{ОС}}$ окажутся ненулевыми, т. е. усилитель, по существу, превратится в генератор. Это явление называют самовозбуждением усилителя.

Для предотвращения самовозбуждения необходимо предпринимать меры (например, осуществлять частотную коррекцию операционного усилителя, играющего роль цепи прямой передачи), которые обеспечивают выполнение одного из следующих, по сути, равноценных условий:

$$|K_U \beta| < 1; \varphi = \pi;$$

$$|K_U \beta| = 1; \varphi < \pi.$$

На практике обычно пользуются вторым условием. Запасом устойчивости по фазе называют угол α , определяемый выражением $\alpha = \pi - \varphi$. Запас устойчивости по фазе должен быть не менее 30° .

2.3. Усилители на биполярных транзисторах

2.3.1. Начальный режим работы транзистора в усилителе

Перед тем как подавать на вход усилителя сигнал, подлежащий усилению, необходимо перевести транзистор в активный режим работы, который также называют начальным режимом или режимом по постоянному току. Началь-

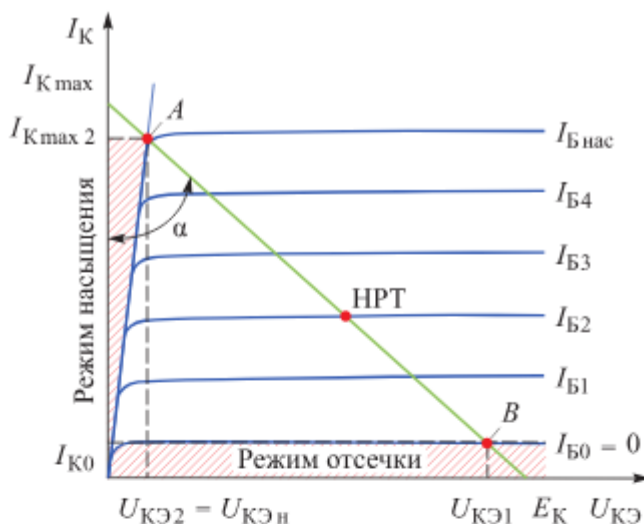


Рис. 2.13. Выходные характеристики транзистора для схемы с ОЭ:

НРТ — начальная рабочая точка транзистора; I_K — ток коллектора; E_K — напряжение в выходной цепи; $U_{KЭ}$ — напряжение на коллекторе транзистора; $U_{KЭн}$ — начальное напряжение между коллектором и эмиттером; I_{Kmax} — максимальный ток источника коллекторного питания; I_{Kmax2} — максимальное значение тока коллектора; A — режим насыщения; B — режим отсечки; I_{K0} — обратный ток коллекторного перехода; $I_{Bнас}$ — ток базы в режиме насыщения; $I_{B0} \dots I_{B4}$ — значения тока базы; $U_{KЭ1}$, $U_{KЭ2}$ — значения напряжения на коллекторе транзистора

ный режим работы характеризуется постоянными токами, протекающими через выводы транзистора, и напряжениями между этими выводами. Рассмотрим схему с ОЭ и выходными характеристиками транзистора. Начальный режим работы определяется положением так называемой начальной рабочей точки с координатами $(U_{KЭн}, I_{Kn})$, где $U_{KЭн}$ — начальное напряжение между коллектором и эмиттером; I_{Kn} — начальный ток коллектора. Для стабильной работы усилителя стремятся не допускать изменения положения начальной рабочей точки (рис. 2.13).

Для обеспечения начального режима традиционно рассматривают следующие три схемы:

- 1) с фиксированным током базы;
- 2) с коллекторной стабилизацией;
- 3) с эмиттерной стабилизацией.

На практике первую из этих схем почти никогда не используют. Из остальных двух схем предпочтение часто отдают схеме с эмиттерной стабилизацией. Рассмотрим эти схемы.

Схема с фиксированным током базы

На схемах с фиксированным током базы источник напряжения E_K обычно не изображают (рис. 2.14).

В соответствии со вторым законом Кирхгофа для выходной цепи

$$I_K R_K + U_{KЭ} - E_K = 0.$$

Отсюда находим ток коллектора

$$I_K = -\frac{1}{R_K} U_{KЭ} + \frac{1}{R_K} E_K, \quad (2.4)$$

что соответствует линейной зависимости вида

$$y = kx + b.$$

Уравнение (2.4) описывает так называемую линию нагрузки. Выходные характеристики транзистора и линия нагрузки показаны на рис. 2.13.

Однако в соответствии со вторым законом Кирхгофа для входной оценки

$$I_B R_B + U_{БЭ} - E_K = 0.$$

Отсюда ток базы

$$I_B = -\frac{1}{R_B} U_{БЭ} + \frac{1}{R_B} E_K.$$

Будем пренебрегать напряжением $U_{БЭ}$, так как обычно $U_{БЭ} \ll E_K$. Тогда $I_B \approx \frac{E_K}{R_B}$.

Таким образом, в рассматриваемой схеме ток базы I_B задается величинами E_K и R_B (ток фиксирован). При этом

$$I_K = \beta_{ст} I_B + I'_{K0} = 0.$$

Пусть $I_B = I_{B2}$. Тогда начальная рабочая точка займет положение, которое указано на рис. 2.13. На рисунке видно, что самое нижнее возможное положение начальной рабочей точки соответствует точке B (режим отсечки, $I_B = 0$), а самое верхнее положение — точке A (режим насыщения, $I_B \geq I_{B4}$).

Схему с фиксированным током базы используют редко по следующим причинам:

- при воздействии дестабилизирующих факторов (например, температуры) изменяются значения $\beta_{ст}$ и I'_{K0} , что изменяет ток $I_{КН}$ и, следовательно, положение начальной рабочей точки;
- для каждого значения $\beta_{ст}$ необходимо подбирать соответствующее значение R_B , что нежелательно при использовании как дискретных приборов (т. е. приборов, изготовленных не по интегральной технологии), так и интегральных схем.

Схема с коллекторной стабилизацией

Схема с коллекторной стабилизацией (рис. 2.15) обеспечивает лучшую стабильность начального режима. В схеме имеет место ООС по напряжению. Выход схемы (коллектор транзистора) соединен со входом схемы (базой

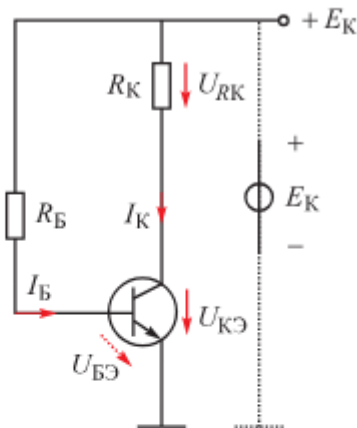


Рис. 2.14. Схема усилителя с ОЭ и с фиксированным током базы:

I_K — ток коллектора; I_B — ток базы; R_B — балластное сопротивление на входе базы транзистора; R_K — сопротивление коллектора; E_K — источник напряжения в выходной цепи; $U_{КК}$ — напряжение на сопротивлении коллектора; $U_{БЭ}$ — входное напряжение на базе транзистора; $U_{КЭ}$ — напряжение на коллекторе транзистора

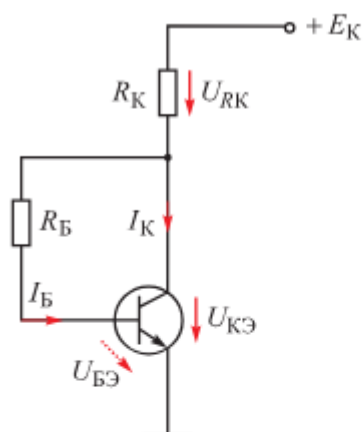


Рис. 2.15. Схема усилителя с коллекторной стабилизацией:

I_K — ток коллектора; I_B — ток базы; R_B — балластное сопротивление на входе базы транзистора; R_K — сопротивление коллектора; E_K — источник напряжения в выходной цепи; U_{RK} — напряжение на сопротивлении коллектора; U_{BE} — входное напряжение на базе транзистора; U_{CE} — напряжение на коллекторе транзистора

транзистора) с помощью сопротивления R_B . Рассмотрим пример. Пусть по каким-либо причинам (например, вследствие повышения температуры) ток I_K начал увеличиваться. Это приведет к повышению напряжения U_{RK} , снижению напряжения U_{CE} и уменьшению тока $I_B \approx \frac{U_{CE}}{R_B}$, что будет пре-

пятствовать значительному увеличению тока I_K , т. е. будет осуществляться стабилизация тока коллектора.

Схема с эмиттерной стабилизацией

Основная идея, реализованная в схеме с эмиттерной стабилизацией, состоит в том, чтобы зафиксировать ток эмиттера I_E и, следовательно, ток коллектора $I_K \approx I_E$ (рис. 2.16). С указанной целью в цепь эмиттера включают резистор R_E и создают на нем практически постоянное напряжение U_{RE} . При этом

$$I_E = \frac{U_{RE}}{R_E} = \text{const.}$$

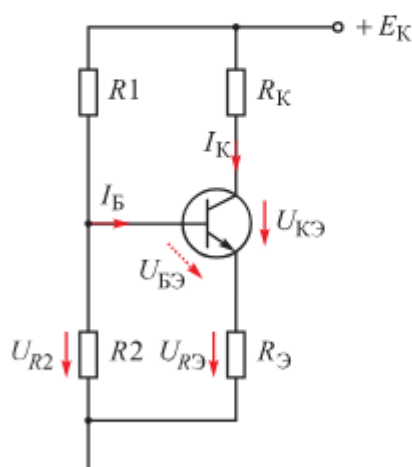


Рис. 2.16. Усилитель с эмиттерной стабилизацией:

I_K — ток коллектора; I_B — ток базы; $R1, R2$ — сопротивления делителя напряжения для обеспечения смещения рабочей точки; R_K — сопротивление коллектора; R_E — сопротивление эмиттера; E_K — источник напряжения в выходной цепи; U_{R2} — напряжение на сопротивлении; U_{BE} — напряжение между базой и эмиттером; U_{CE} — напряжение на коллекторе транзистора; U_{RE} — напряжение на сопротивлении эмиттера транзистора, обеспечивающего ООС по напряжению

Для создания требуемого напряжения $U_{RЭ}$ используют делитель напряжения на резисторах $R1$ и $R2$. Сопротивления $R1$ и $R2$ выбирают настолько малыми, что ток I_B практически не влияет на напряжение $U_{RЭ}$. При этом

$$U_{R2} = E_K \frac{R2}{R1 + R2}.$$

В соответствии со вторым законом Кирхгофа

$$U_{RЭ} = U_{R2} - U_{БЭ}.$$

При воздействии дестабилизирующих факторов напряжение $U_{БЭ}$ изменяется мало, поэтому мало изменяется и $U_{RЭ}$. На практике обычно напряжение $U_{RЭ}$ составляет небольшую долю напряжения E_K .

2.3.2. Режимы работы усилителей

В зависимости от того, в каком положении находится начальная рабочая точка, различают пять режимов работы усилителей: A , AB , B , C и D .

В режиме A ток коллектора всегда больше нуля ($I_K > 0$). При этом он увеличивается или уменьшается в зависимости от входного сигнала. В режиме B $I_{Кн} = 0$, поэтому ток коллектора может только увеличиваться. При синусоидальном входном сигнале в цепи коллектора протекают положительные полуволны тока. Режим AB является промежуточным между режимами A и B . В режиме C на вход транзистора подается начальное запирающее напряжение, поэтому в цепи коллектора в каждый период входного сигнала ток протекает в течение времени, меньшего, чем половина периода. Режимом D называют ключевой режим работы (транзистор находится или в режиме насыщения, или в режиме отсечки).

Количественно режим работы усилителя характеризуется углом отсечки θ — половиной той части периода входного сигнала, в течение которого в выходной цепи транзистора протекает ток нагрузки. Угол отсечки выражают в градусах или радианах.

Режим А

Режим A характеризуется тем, что начальная рабочая точка, определяемая смещением, находится в середине линейного участка входной характеристики (рис. 2.17), а следовательно, и характеристики передачи по току $I_K = f(I_B)$. Амплитуда входного сигнала здесь такова, что суммарное значение $U_{см} + U_{вх}$ не имеет отрицательных значений, а поэтому ток базы I_B , а следовательно, и ток коллектора I_K нигде не снижаются до нуля. Ток в выходной цепи протекает в течение всего периода, а угол отсечки θ равен 180° . Транзистор

В ключевом режиме КПД оказывается очень высоким, близким к 100 %. Этот режим преимущественно используется в силовых транзисторах, работающих в схемах бесконтактных прерывателей постоянного и переменного тока.

2.3.3. RC-усилитель с эмиттерной стабилизацией

Рассмотрим RC-усилитель, в котором транзистор включен по схеме с ОЭ и используется эмиттерная стабилизация начального режима работы (рис. 2.21).

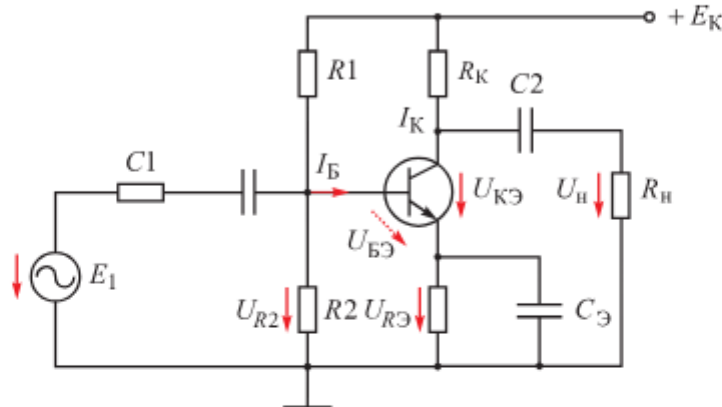


Рис. 2.21. Схема RC-усилителя на биполярном транзисторе с эмиттерной стабилизацией:

$C1$, $C2$ — разделительные конденсаторы; $C_Э$ — конденсатор, ликвидирующий ООС по переменной составляющей; $R1$, $R2$ — делители напряжения; R_n — сопротивление нагрузки; R_K — сопротивление в коллекторной цепи; U_{R2} — напряжение на резисторе $R2$; E_K — источник напряжения в выходной цепи; E_1 — ЭДС источника входного сигнала; $U_{RЭ}$ — падение напряжения на резисторе $R_Э$; $U_{KЭ}$ — напряжение между коллектором и эмиттером транзистора; U_n — падение напряжения на нагрузке; $U_{БЭ}$ — напряжение на базе транзистора; I_B , I_K — токи базы и коллектора соответственно

Конденсатор $C1$, называемый разделительным, препятствует связи по постоянному току источника входного сигнала с усилителем, что может вызвать нарушение режима работы транзистора по постоянному току. Конденсатор $C2$, также называемый разделительным, служит для разделения выходной коллекторной цепи от внешней нагрузки по постоянному току. Конденсатор $C_Э$ обеспечивает увеличение коэффициента усиления по напряжению, так как уменьшает амплитуду переменной составляющей напряжения $U_{RЭ}$ (говорят, что конденсатор $C_Э$ ликвидирует ООС на переменном токе).

Для рассматриваемой схемы (см. рис. 2.21) линия нагрузки на постоянном токе при $U_{вх} = 0$ описывается следующим выражением, полученным при замене тока эмиттера током коллектора (так как $I_Э \approx I_K$):

1. Транзисторные ключи

Транзисторные ключи предназначены для коммутации тока (напряжения) в цепи нагрузки под воздействием внешних управляющих сигналов.

Ключевые схемы на биполярных транзисторах

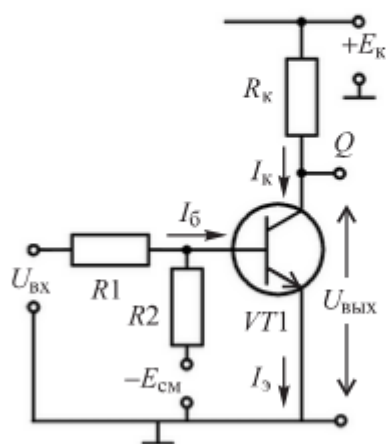


Рис. 1.1. Транзисторная ключевая схема

Транзисторная ключевая схема подобна схеме резистивного транзисторного усилителя (рис. 1.1). Однако по выполняемым функциям и режимам работы существуют отличия. Усилительный каскад предназначен для усиления сигнала с минимальными искажениями их формы и находится в активном режиме, которому соответствуют линейные характеристики транзистора [6].

При работе в качестве ключа транзистор находится в одном из статических режимов: отсечки (закрыт) или насыщения (открыт и насыщен). Активный режим встречается лишь при переходе из одного статического режима в другой. Особенности работы биполярных транзисторов изложены в [6]. При отсутствии внешнего сигнала ключевой транзистор работает в режиме отсечки, при воздействии внешнего управляющего напряжения на базе транзистора он переходит в режим насыщения. Рассмотрим обобщенные характеристики $n-p-n$ -транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером (рис. 1.2).

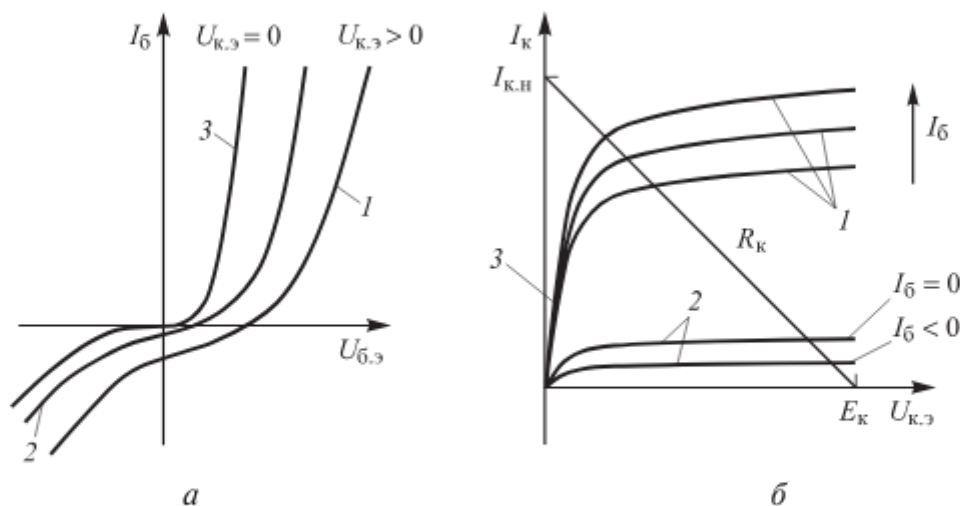


Рис. 1.2. Обобщенные характеристики:

a — входные характеристики; b — выходные характеристики

На характеристиках отмечены все три режима работы транзистора:

1 — активный; 2 — отсечки; 3 — насыщения.

Активный режим. Данному режиму соответствует смещение эмиттерного перехода в прямом направлении, коллекторного перехода — в обратном. При этом справедливы следующие соотношения:

$$U_{б.э} > 0, U_{к.э} = E_k - I_k R_k;$$

$$I_k = \beta I_b + I_{к0}(1 + \beta),$$

$$I_э = I_k + I_b, I_k = \alpha I_э + I_{к0} \cong \alpha I_э, I_b < I_{б.н}, I_k < I_{к.н}.$$

Здесь $U_{б.э}$ — падение напряжения на эмиттерном переходе биполярного транзистора; $U_{к.э}$ — падение напряжения между коллектором и эмиттером биполярного транзистора; E_k — источник ЭДС питания коллекторной цепи; I_k — коллекторный ток в режиме линейных характеристик; R_k — сопротивление резистора в цепи коллектора биполярного транзистора; I_b — базовый ток в режиме линейных характеристик; β — статический коэффициент передачи тока базы в цепь коллектора; $I_{к0}$ — тепловой ток коллектора; $I_э$ — ток эмиттера биполярного транзистора; I_b — ток базы биполярного транзистора; α — статический коэффициент передачи тока эмиттера в цепь коллектора; $I_{б.н}$ — ток базы биполярного транзистора в режиме насыщения; $I_{к.н}$ — прямой ток коллектора биполярного транзистора в режиме насыщения.

Коэффициенты передачи тока эмиттера и базы α и β соответственно в цепь коллектора транзистора характеризуют усилительные свойства транзистора: $\alpha = \beta / (\beta + 1)$, $\beta = \alpha / (1 - \alpha)$.

Режим отсечки. Оба перехода смещены в обратном направлении. На входных характеристиках этому режиму соответствуют обратные ветви ($U_{б.э} < 0$), на выходных только одна кривая, где $I_b < 0$. Режим описывается соотношениями: $U_{б.э} < 0$, $I_b = -I_{к0}$, $I_k = I_{к0}$, $I_э = 0$, $U_{к.э} = E_k - I_{к0} R_k \cong E_k$.

Для схемы на рис. 1.1 необходимо рассчитать напряжение базы $U_{б.э}$ и проверить выполнение первого неравенства $U_{б.э} \leq 0$. К базе подключены три источника: ЭДС $U_{вх}$ и $E_{см}$, тока $I_{к0}$.

При определении соотношения для расчета $U_{б.э}$ пользуются правилом: в схемах, содержащих несколько генераторов тока и ЭДС, воздействия от них рассматриваются отдельно, при этом не участвующие в расчете источники ЭДС считаются короткозамкнутыми, а все источники токов разомкнутыми:

$$U_{б.э} = I_{к0} (R_1 R_2) / (R_1 + R_2) + R_1 E_{см} / (R_1 + R_2) + U^0 R_2 / (R_1 + R_2).$$

Из этого соотношения видно, что в режиме отсечки создается положительное напряжение за счет входного источника и тока $I_{к0}$, поэтому возникает необходимость введения отрицательного смещения $-E_{см}$ для надежного запираания ключевой схемы. При $U_{вх} = 0$ для выполнения условия $U_{б.э} < 0$ должно быть:

$$E_{см} R_1 / (R_1 + R_2) + I_{к0} R_1 R_2 / (R_1 + R_2) < 0 \text{ или } R_2 I_{к0} < E_{см}, \text{ т.е. } R_2 < E_{см} / I_{к0}.$$

Ток $I_{к0}$ имеет сильную температурную зависимость, что может привести к открыванию транзистора при повышении температуры перехода. Поэтому в расчете $I_{к0}$ полагают равным $I_{к0\max}$, который соответствует току при максимальной рабочей температуре. Можно приближенно оценить увеличение тока коллектора по следующим [6] формулам:

для кремниевых транзисторов

$$I_{к0}(T_{\max}) = I_{к0}(+20^{\circ}\text{C}) 2^{\frac{T_{\max}-20}{10}};$$

для германиевых транзисторов

$$I_{к0}(T_{\max}) = I_{к0}(+20^{\circ}\text{C}) 3^{\frac{T_{\max}-20}{10}}.$$

Видно, что германиевые транзисторы более подвержены изменению температуры.

Режим насыщения. Оба перехода смещены в прямом направлении. На входных характеристиках режиму соответствует кривая, где $U_{кэ} \cong 0$, на выходных — начальные участки кривых. Режим описывается соотношениями

$$I_b > I_{б.н}, I_{к.н} = E_k / R_k;$$

$$I_{б.н} = I_{к.н} / \beta = E_k / \beta R_k;$$

$$U_{бэ} > 0, U_{кэ} \cong 0.$$

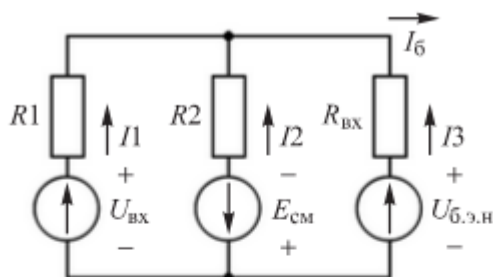


Рис. 1.3. Эквивалентная схема для расчета режима насыщения

Для выполнения первого условия нужно определить I_b . Для этого пользуются эквивалентной схемой, содержащей три источника (рис. 1.3).

На рис. 1.3 $U_{бэ.н}$ обозначает падение напряжения на переходе база — эмиттер в режиме насыщения. Находим базовый ток как сумму трех токов: $I_b = I_1 + I_2 + I_3$. Направление тока I_b соответствует стрелке (см. рис. 1.3).

С учетом того, что при насыщенном транзисторе $R_{вх}$ мало ($R_{вх} = 0$) и $U_{бэ.н} \ll U_{вх}$, эта эквивалентная схема упрощается и необходимо найти только токи

$$I_1 = U_{вх} / R_1 \text{ и } I_2 = -E_{см} / R_2;$$

$$I_b = U^1 / R_1 - E_{см} / R_2.$$

Если условие $I_b > I_{б.н} = E_k / R_k \beta$ выполняется, то транзистор находится в режиме насыщения.

Диаграммы работы ключевой схемы представлены на рис. 1.4.

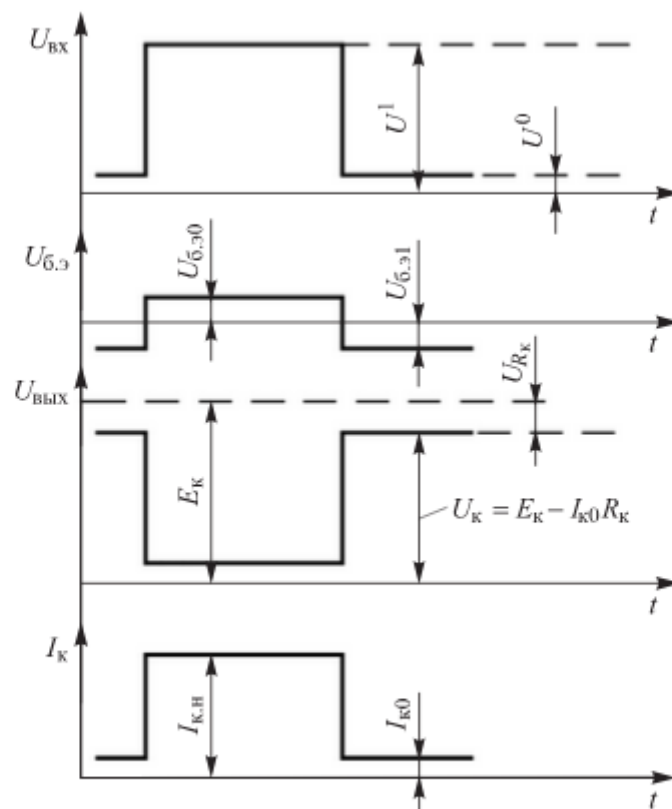


Рис. 1.4. Диаграммы работы ключевой схемы

Эти диаграммы являются идеализированными без учета переходных процессов при переключении транзистора.

Ключевые схемы на полевых транзисторах

Полевые транзисторы (ПТ) — униполярные полупроводниковые приборы. Проводимость ПТ обусловлена только свободными основными носителями. Транзисторы различают по типу затвора:

- с затвором в виде закрытого $p-n$ перехода (рис. 1.5, *а*);
- с изолированным затвором.

Транзисторы первого типа работают в режиме обеднения, т. е. увеличение разности потенциалов между затвором и истоком уменьшает проводимость канала.

Полевой транзистор с изолированным затвором на основе структуры металл-диэлектрик-полупроводник (МДП) и металл-оксид-полупроводник (МОП) также представлены на рис. 1.5, *б*. В зависимости от технологии изготовления МДП могут работать как в режиме обогащения, так и в режиме обеднения.

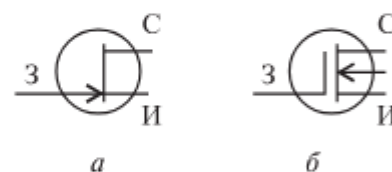


Рис. 1.5. Типы полевых транзисторов:

а — полевой транзистор с затвором в виде закрытого $p-n$ -перехода; *б* — полевой транзистор с изолированным затвором

Обычно у полевых транзисторов рассматривают выходные $I_c = f(U_c)$ и проходные $I_c = f(U_{з.н})$ характеристики (рис. 1.6), так как входное сопротивление велико и входные характеристики не имеют практического смысла.

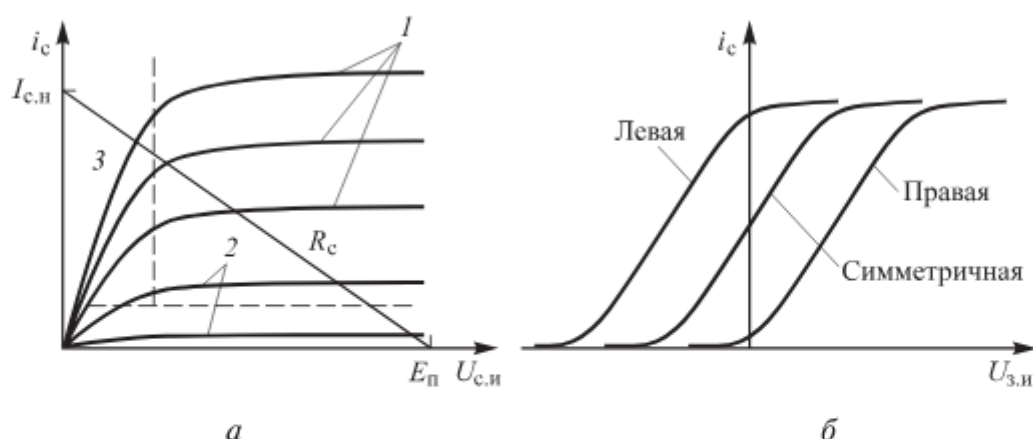


Рис. 1.6. Обобщенные характеристики полевого транзистора:

a — выходные; *б* — проходные

В зависимости от расположения относительно оси координат проходная характеристика $I_c(U_{з.н})$ может быть левой, правой и симметричной. В цифровых и импульсных устройствах больше находят применение с правыми характеристиками.

При подаче на вход усилителя на ПТ импульсного сигнала различают так же, как и на биполярных транзисторах (БПТ), три режима работы:

- 1 — активный;
- 2 — отсечки;
- 3 — насыщения.

В отличие от биполярных полевые транзисторы в выключенном состоянии имеют значительно большее сопротивление и, следовательно, меньшую потребляемую мощность. Это одна из причин, которая обусловила широкое применение в цифровой и импульсной технике полевого транзистора [3].

Ключ на ПТ показан на рис. 1.7. При $U_{вх} \geq e_0$ ПТ заперт и $U_{вых1} = +E_{п}$. При $U_{вх} < e_0$ ПТ открыт и $U_{вых0} = +E_{п} r_k / (r_k + R_c)$, где r_k — сопротивление канала открытого полевого транзистора; e_0 — напряжение запираания полевого транзистора.

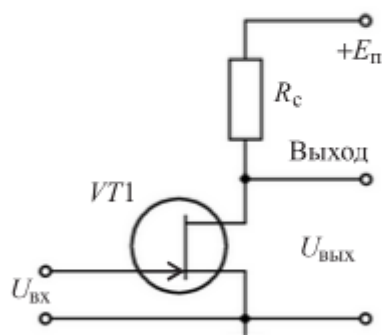


Рис. 1.7. Ключевая схема на полевом транзисторе

Паразитные емкости транзистора и нагрузки обуславливают конечные значения длительности фронта и спада выходного сигнала.

Ключевой каскад на транзисторе МОП работает аналогично (рис. 1.8), но при низком входном напряжении $U_{вх} < e_0$ транзистор заперт, при высоком $U_{вх} > e_0$ транзистор включен.

Для уменьшения мощности, рассеиваемой на ключевом транзисторе, и ускорения разряда паразитных емкостей вместо линейного резистора

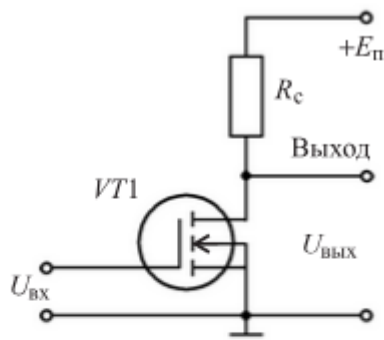


Рис. 1.8. Ключевой каскад на МОП-транзисторе

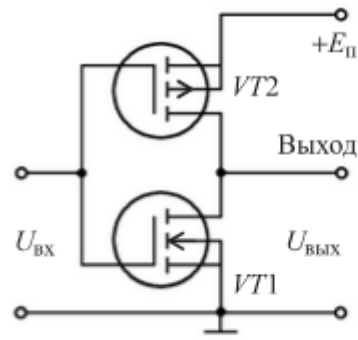


Рис. 1.9. Ключевой каскад на двух комплементарных МОП-транзисторах

R_c часто используют ПТ, имеющий проводимость канала, отличную от проводимости ключевого транзистора. Пример такой схемы на МОП-транзисторах с индуцированными каналами показан на рис. 1.9.

Ключевой транзистор $VT1$ имеет канал n -типа, нагрузочный транзистор — p -типа. Данное деление транзисторов на ключевой и нагрузочный условно, поскольку при работе ключевого каскада переключаются оба транзистора.

Методы повышения быстродействия

Ниже рассмотрены методы, позволяющие сократить длительности переходных процессов в ключе с ОЭ [6, с. 496].

Транзисторный ключ, рассмотренный выше, относится к классу насыщенных ключей, так как входит в состояние насыщения и глубокой отсечки. При переключении из одного режима работы в другой необходимо быстро рассосать избыточный накопившийся заряд в базе и быстро разрядить входные емкости транзистора.

Форсированное включение. В [6] показано, что сокращение длительности фронтов переходного процесса может быть достигнуто при форсированном включении и выключении, время рассасывания избыточного заряда достигается уменьшением насыщения транзистора. Форсированное включение предполагает, что форма базового тока должна быть такой, как показано на рис. 1.10.

Хорошее приближение к такой форме базового тока достигается использованием ускоряющей емкости в базовой цепи (см. рис. 1.10). Если в цепи только сопротивление R_6 (нет емкости), то ток

$$I_6^1 = \frac{E_r - U_{6.3}}{R_r + r_6 + R_6}; \text{ так как } R_r \ll R_6, r_6 \ll R_6 \text{ и } U^1 \gg U_{6.3}, \text{ то } I_6^1 \cong \frac{E_r}{R_6}.$$

При включении емкости в первый момент будет гораздо больший ток:

$$I_6^1 = \frac{E_r - U_c - U_{6.3}}{R_r + r_6 + R_6}; \text{ так как } U_c(0) = 0 \text{ и } U_{6.3} \ll U^1, \text{ то } I_6^1 \cong \frac{E_r}{R_r + r_6}.$$

Ограничение режима глубокой отсечки. Для уменьшения фронта выключения применяют фиксацию коллекторного напряжения U_k на уровне меньше E_k .

При этом транзистор не входит в режим глубокой отсечки. В схеме (рис. 1.15) включают фиксирующий диод и выбирают E_ϕ немного меньше E_k .

Когда потенциал коллектора становится больше E_ϕ , диод открывается, и тогда $U_k \cong E_\phi$. В результате фронт выключения становится короче, и дальше при включении экономится время на перезаряд емкостей.

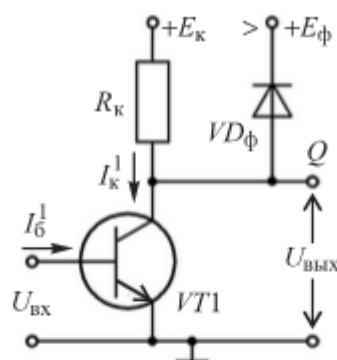


Рис. 1.15. Транзисторный ключ с ограничением режима глубокой отсечки

Двухтактные транзисторные ключи

Рассмотрим двухтактную схему двухтактного транзисторного ключа, однако сначала обратим внимание на некоторые недостатки однотактного транзисторного ключа.

1. В режиме формирования нуля (на входе — единица) транзистор открыт, и через него движется ток, ограниченный сопротивлением резистора в цепи коллектора биполярного транзистора R_k (на рис. 1.16 движение тока показано штрихпунктирной линией со стрелкой).

Через сопротивление нагрузки R_n поступает ток, обусловленный падением напряжения на открытом транзисторе, величиной этого тока можно пренебречь. В результате резистор в цепи коллектора биполярного транзистора R_k нагревается и осуществляется холостой расход электричества.

2. В режиме формирования единицы (на входе — нуль) транзистор закрыт и через него ток не проходит (рис. 1.17). Через сопротивление резистора R_k поступает ток (на рис. 1.17 движение тока показано штрихпунктирной линией со стрелкой), вследствие чего образуется делитель напряжения $R_k - R_n$. Следовательно, в нагрузке действует только часть напряжения питания, поэтому напряжение источника питания выбирают в 1,2–1,5 раза больше требуемого.

Кроме того, сопротивление нагрузки влияет на напряжение U^1 , т. е. нагрузка

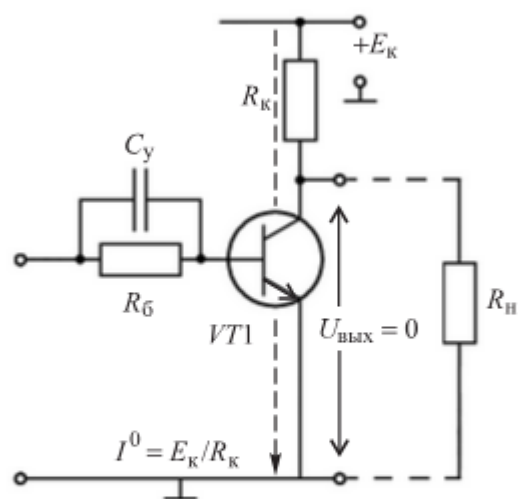


Рис. 1.16. Схема однотактного транзисторного ключа в режиме генерации нуля

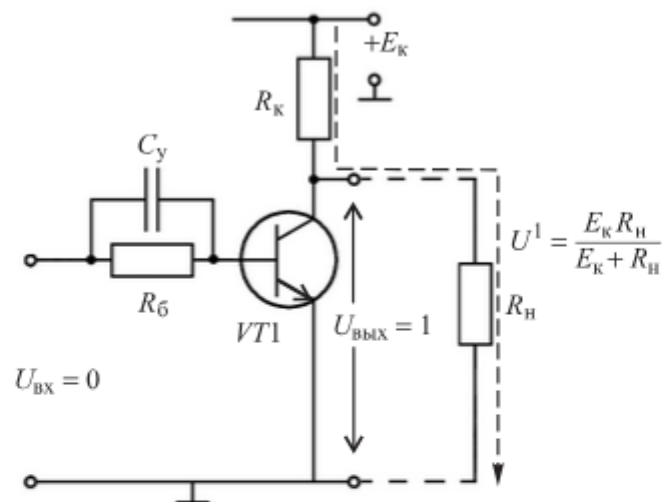


Рис. 1.17. Схема однотоктного транзисторного ключа в режиме генерации единицы

участвует в его формировании и является элементом схемы (см. рис. 1.17). Любые изменения в нагрузке оказывают влияние на выходное напряжение.

3. Однотоктный ключ — всегда инвертор, что может быть неудобно при проектировании. Схема однотоктного транзисторного ключа, несмотря на ее недостатки, простая и работоспособная. Однако предпочтительнее использовать двухтактную схему транзисторного ключа.

Двухтактный транзисторный ключ может быть построен на биполярных или полевых транзисторах по неинвертирующей или инвертирующей схеме. Рассмотрим схемотехнику и методику расчета элементов двухтактного транзисторного ключа.

Неинвертирующая схема построена на биполярных транзисторах разного типа проводимости (рис. 1.18).

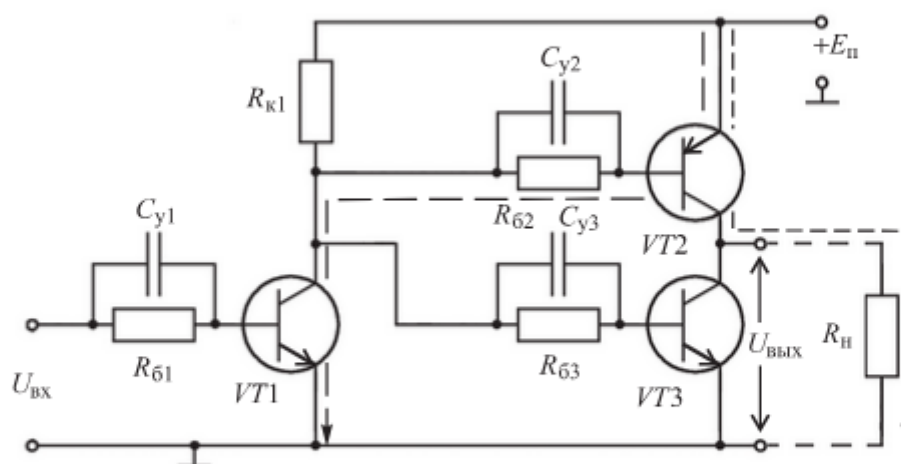


Рис. 1.18. Неинвертирующая схема двухтактного ключа на биполярных транзисторах

Примем, что при сопротивлении нагрузки R_n требуется получить одиночный импульс с максимальной амплитудой выходного сигнала $U_{\max \text{ вых}}$ длительностью t_n и длительностью фронтов t_ϕ (подробнее об этом см. на с. 45). Частотные требования к транзистору можно определить, исходя из длительности фронтов:

$$f_\alpha \approx \frac{0,5}{t_\phi},$$

где f_α — граничная частота транзистора.

Для формирования в нагрузке напряжения логической единицы необходимо обеспечить режимы насыщения транзистора VT2 и отсечки VT3. Ток проходит по цепи следующим образом (на рис. 1.18 движение тока показано штрихпунктирной линией со стрелкой справа):

источник питания $+E_n \rightarrow$ открытый транзистор VT2 $\rightarrow$ сопротивление нагрузки $R_n \rightarrow$ общий провод.

Напряжение U^1 на нагрузке составит:

$$U^1 = E_n - U_{\text{к.э нас VT2}},$$

где $U_{\text{к.э VT2 нас}}$ — напряжение между коллектором и эмиттером транзистора VT2 в режиме насыщения.

Для быстрого переключения нагрузки в состояние логического нуля предназначен транзистор VT3. Формирование уровня логического нуля обеспечивается за счет режимов насыщения транзистора VT3 и отсечки VT2. Напряжение на нагрузке составит:

$$U^0 = U_{\text{к.э нас VT3}},$$

где $U_{\text{к.э VT3 нас}}$ — напряжение между коллектором и эмиттером транзистора VT3 в режиме насыщения.

Следовательно, $U^0 \approx 0$, отсюда

$$U_{\max} = U^1 - U^0 \approx E_n.$$

Ток коллектора VT2 соответствует току, протекающему через нагрузку R_n :

$$I_{\text{кVT2}} = \frac{E_n - U_{\text{к.э нас VT2}}}{R_n} \approx \frac{E_n}{R_n}.$$

Затем определим требуемый ток базы транзистора VT2:

$$I_{\text{бVT2}} = \frac{I_{\text{кVT2}}}{\beta} s,$$

где β — статический коэффициент передачи тока базы в цепь коллектора; s — коэффициент насыщения транзистора (для схемы на рис. 1.18 $s = 2 \dots 10$).

При больших значениях s схема меньше зависит от сопротивления нагрузки.

Ток базы транзистора $VT2$ протекает по цепи следующим образом (на рис. 1.18 движение тока показано штрихпунктирной линией со стрелкой слева):

источник питания $+E_{\Pi} \rightarrow$ открытый эмиттерный переход транзистора $VT2 \rightarrow$
 $\rightarrow$ резистор $R_{62} \rightarrow$ открытый транзистор $VT1 \rightarrow$ общий провод.

Тогда ток базы $VT2$ определяют с помощью сопротивления R_{62} (напряжениями $U_{б.э \text{ нас } VT2}$ и $U_{к.э \text{ нас } VT1}$ пренебрегаем):

$$I_{6VT2} = \frac{E_{\Pi} - U_{б.э \text{ нас } VT2} - U_{к.э \text{ нас } VT1}}{R_{62}} \approx \frac{E_{\Pi}}{R_{62}},$$

отсюда

$$R_{62} \approx \frac{E_{\Pi}}{I_{6VT2}}.$$

Назначение транзистора $VT3$ — быстрая подача тока в нагрузку в состоянии генерации нулевого уровня при окончании входного импульса. Если к схеме не предъявляются строгие требования по быстродействию, транзистор $VT3$ можно из схемы исключить. Кроме того, транзистор $VT3$ обеспечивает возможность протекания выходного тока нагрузки, если нагрузка — входной каскад схемы транзисторно-транзисторной логики (ТТЛ).

Обычно наилучшее быстродействие транзистора достигается при токе коллектора 0,1...0,5 от максимально допустимого ($I_{к. доп}$). Например, для популярного транзистора общего применения 2N2222A ($I_{к. доп} = 600$ мА) граничная частота определена для токов коллектора от 50 до 150 мА. Исходя из этого можно определить параметры базовой цепи транзистора $VT3$:

$$R_{63} \approx \frac{\beta E_{\Pi}}{I_{кVT3}}.$$

На транзисторе $VT1$ реализован однотактный ключ, предназначенный для управления выходным каскадом на транзисторах $VT2$ ($p-n-p$) и $VT3$ ($n-p-n$), которые работают в противофазе. При подаче на вход схемы логического нуля транзистор $VT1$ закрывается, и на его коллекторе возникает напряжение, близкое к напряжению источника питания. При этом разность потенциалов между базой и эмиттером транзистора $VT2$ близка к нулю, транзистор $VT2$ оказывается в режиме отсечки, закрывается, и ток через него не проходит. Между базой и эмиттером $VT3$ разность потенциалов достаточно высокая, и транзистор $VT3$ переходит в режим насыщения, открывается и обеспечивает низкий уровень напряжения в нагрузке, т. е. происходит установление логического нуля.

При подаче на вход схемы логической единицы транзистор $VT1$ открывается, и на его коллекторе появляется напряжение, близкое к напряжению об-

щего провода. При этом $VT3$ закрывается, а $VT2$ открывается и через нагрузку проходит ток, т. е. формируется логическая единица.

Как и в случае с транзистором $VT3$, параметры ключа на транзисторе $VT1$ рассчитывают с учетом максимального быстродействия схемы. Для выбранного транзистора следует определить ток коллектора во включенном состоянии (на входе — $U_{вх}^1$), затем — коллекторную нагрузку $R_{к1}$:

$$R_{к1} \approx \frac{E_{п}}{I_{к}}$$

и базовую нагрузку $R_{б1}$, задающую ток базы транзистора $VT1$:

$$R_{б1} \approx \frac{\beta U_{вх}^1}{s I_{к}}.$$

Коэффициент насыщения s составит 1,5–2,5.

Емкость ускоряющих конденсаторов C_{y1} , C_{y2} , C_{y3} вычисляют, опираясь на частотные характеристики транзистора, обычно емкость составляет 30...1000 пФ.

Аналогично формируется инвертирующая схема (рис. 1.19), построенная на биполярных транзисторах одного типа проводимости ($n-p-n$).

На транзисторе $VT1$ выполнен одноконтный ключ, который предназначен для управления эмиттерным повторителем, реализованным на транзисторе $VT2$. При подаче логического нуля на вход схемы транзистора $VT1$ он запирается, напряжение на его коллекторе соответствует напряжению источника питания. Эмиттерный повторитель на транзисторе $VT2$ дублирует это напряжение на эмиттере и обеспечивает прохождение тока через нагрузку, при этом транзистор $VT3$ закрыт и не оказывает влияния на ток в нагрузке.

При подаче на вход схемы логической единицы транзистор $VT1$ открыт, напряжение на его коллекторе близко к напряжению общего провода, т. е.

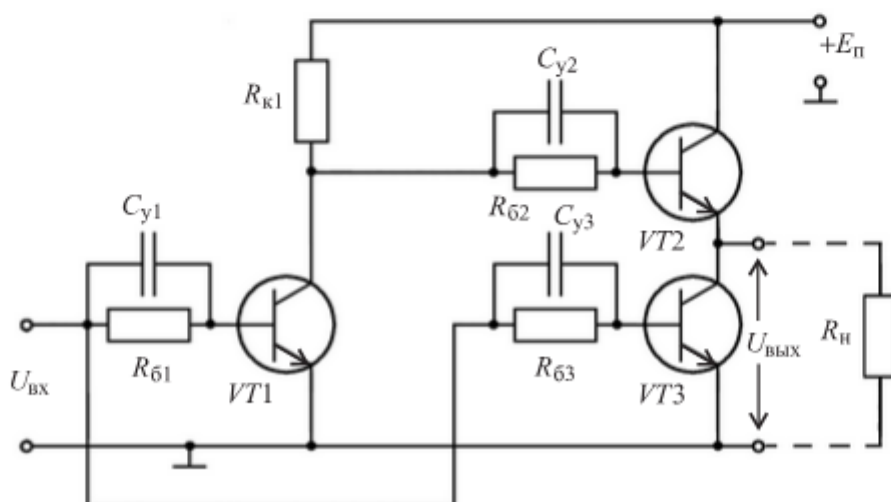


Рис. 1.19. Инвертирующая схема двухтактного ключа на биполярных транзисторах