

ДИСЦИПЛИНА	Схемотехника электронных устройств
	полное название дисциплины без аббревиатуры
ИНСТИТУТ	Радиотехнических и телекоммуникационных систем
КАФЕДРА	Радиоволновых процессов и технологий
	полное название кафедры
ГРУППА/Ы	РРБО-01,02-18, РИБО-01,02,03-18, РССО-01,02,03-18
	номер групп/ы, для которых предназначены материалы
ВИД УЧЕБНОГО МАТЕРИАЛА	Лекция
	лекция; материал к практическим занятиям; контрольно-измерительные материалы к практическим занятиям; руководство к КР/КП, практикам
ПРЕПОДАВАТЕЛЬ	Тепляков Алексей Павлович
	фамилия, имя, отчество
СЕМЕСТР	5 семестр
	указать номер семестра обучения

4. Основы построения электронных схем на транзисторах

4.1. Задание исходного состояния транзистора по постоянному току. Уравнение нагрузочной прямой и координаты рабочей точки.

Рассмотрим усилительный каскад, в котором биполярный транзистор включен по схеме с общим эмиттером (ОЭ). При работе транзистора в активном динамическом режиме во входную цепь усилительного прибора кроме источника смещения включается источник сигнала, а в выходную цепь кроме источника питания подключается нагрузка. Для обеспечения исходного (усилительного) режима работы эмиттерный переход транзистора должен быть открыт, т.е. смещен в прямом направлении, а коллекторный переход должен быть закрыт, т.е. смещён в обратном направлении. При этом напряжения смещения на переходах должны быть такой величины, чтобы при подаче на вход каскада усиливаемого сигнала, например, синусоидальной формы, изменения токов и напряжений в выходной цепи транзистора происходили в активной области выходных характеристик и без искажений повторяли форму входного сигнала.

Реализацию указанного режима рассмотрим на примере каскадов усиления на биполярном транзисторе, включенном по схеме с ОЭ. Схемы каскадов приведены на рисунке 4.1, где для питания базовой и коллекторной цепи используется один источник напряжения E_{Π} .

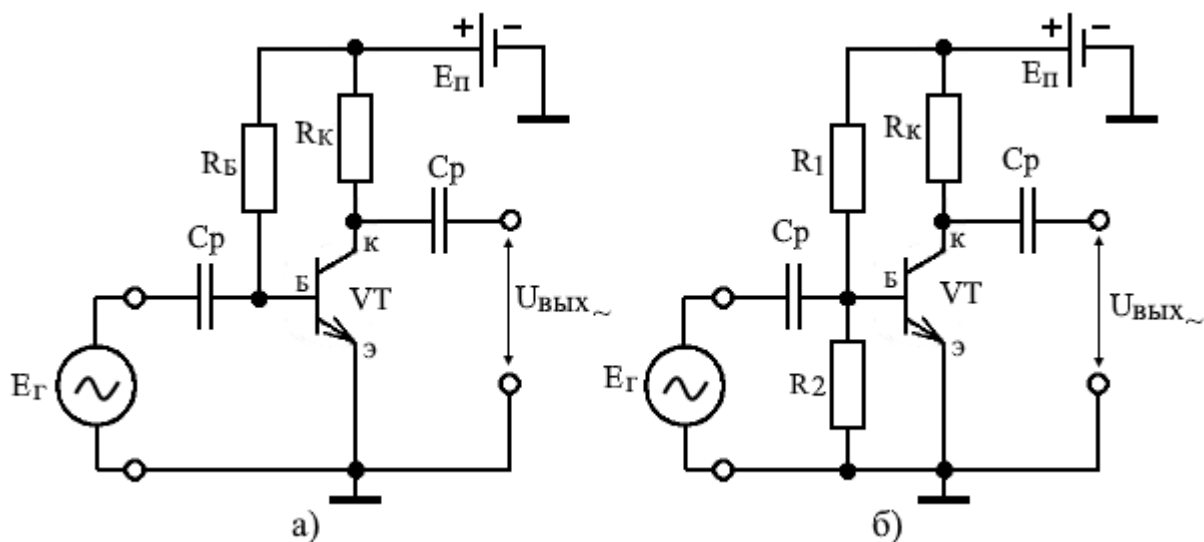


Рисунок 4.1 - Схемы усилительного каскада на биполярном транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером при 2-х способах реализации фиксированного смещения: а) с помощью резистора $R_{\text{б}}$ и б) с помощью делителя напряжения на резисторах R_1 и R_2 .

Разделительные конденсаторы C_p необходимы для развязки цепей постоянного и переменного тока на входе и выходе каскадов. В схеме на рисунке 4.1,а открывающее смещение на переход база-эмиттер подается с помощью резистора R_B , а в схеме на рисунке 4.1,б смещение на переходе задается с помощью делителя на резисторах R_1 и R_2 . Заметим, что схема на рисунке 4.1,б с помощью теоремы об эквивалентном генераторе может быть легко преобразована в схему на рисунке 4.1,а, поскольку они отличаются только способами подачи смещения на переход база-эмиттер транзистора. Для преобразования базовой цепи схемы на рисунке 4.1,б применим следующие формулы теоремы:

$$R_B = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} - \text{эквивалентное сопротивление в базовой цепи};$$

$$E_B = E_{\Pi} \frac{R_2}{R_1 + R_2} - \text{отдельный эквивалентный источник питания базовой}$$

цепи преобразованной схемы вместо общего источника питания E_{Π} .

После выполненных преобразований упрощенная схема каскада для анализа на постоянном и переменном токе имеет вид, показанный на рисунке 4.2, где открывающее напряжение смещения на переход база-эмиттер подается от источника постоянного напряжения E_B . С помощью другого источника постоянного напряжения E_{Π} на переходе коллектор-база транзистора создается закрывающее напряжение $U_{KB} = U_{KЭ} - U_{БЭ} \approx U_{KЭ}$, поскольку в активном режиме $U_{KЭ} \gg U_{БЭ}$. К входу каскада подключен источник переменного напряжения $E_{Г}$ усиленного сигнала. Резистор $R_{Г}$ представляет собой внутреннее сопротивление этого генератора.

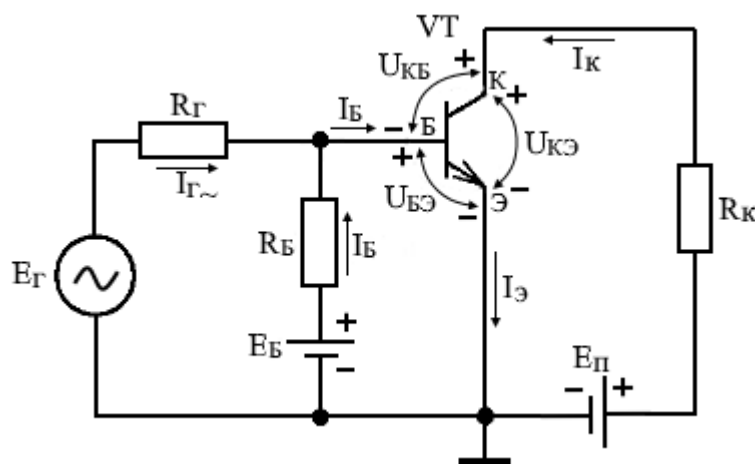


Рисунок 4.2 – Задание режима по постоянному току в усилительном каскаде на биполярном транзисторе n - p - n структуры в схеме с ОЭ.

Рассмотрим особенности создания в каскаде режима по постоянному току, обеспечивающего усиление подаваемого на вход переменного сигнала.

При этом будем считать, что напряжение источника переменного сигнала E_{Γ} , подаваемого на вход усилительного каскада, равно нулю, т. е. цепь подачи на вход переменного сигнала будем считать разомкнутой.

Для определения пределов изменения токов и напряжений на выводах транзистора на его статических выходных характеристиках строится нагрузочная прямая, уравнение которой получим, применив второй закон Кирхгофа к выходному контуру схемы:

$$E_{\Pi} = I_K R_K + U_{КЭ}, \quad (4.1)$$

где напряжение источника питания E_{Π} и сопротивление нагрузки R_K являются для схемы постоянными величинами, а коллекторный ток I_K и напряжение $U_{КЭ}$ между выводами коллектора и эмиттера транзистора являются зависимыми переменными, изменяющимися при изменении величины тока базы I_B .

Выражая из уравнения (4.1) ток коллектора I_K , получаем выражение:

$$I_K = -\frac{U_{КЭ}}{R_K} + \frac{E_{\Pi}}{R_K}, \quad (4.2)$$

которое представляет собой уравнение прямой линии вида

$y = ax + b$, в котором коэффициенты $a = -1/R_K$, $b = E_{\Pi}/R_K$. Прямая линия, выраженная уравнением (4.2) при наложении её на график выходных характеристик транзистора называется нагрузочной прямой.

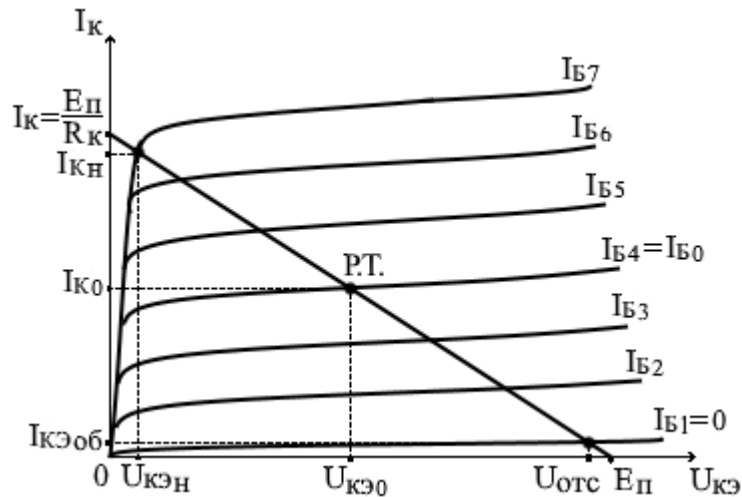


Рисунок 4.3 – Построение нагрузочной прямой на выходных характеристиках биполярного транзистора

Нагрузочная прямая представляет собой совокупность точек, показывающих соотношение между выходным коллекторным током I_K и напряжением на коллекторе $U_{КЭ}$ при различных значениях входного базового тока I_B , обусловленных, например, вариацией напряжения источника базового смещения E_B при отсутствии входного сигнала ($E_{\Gamma} = 0$). Любая точка на данной нагрузочной прямой между областями насыщения и отсечки (т.е. в

активной области) может считаться **рабочей точкой** (РТ) или **точкой покоя** (ТП) при отсутствии усиливаемого входного сигнала, т.е. когда $E_r = 0$. Координаты рабочей точки на нагрузочной прямой определяют режим работы транзистора. Соответствующее рабочей точке напряжение между коллектором и эмиттером $U_{кэ0}$ называется напряжением покоя, а протекающий через транзистор коллекторный ток $I_{к0}$ – током покоя.

Для выбора конкретного положения рабочей точки для выходной цепи необходимо задаться постоянным током базы $I_{Б0}$, определяемым по входным характеристикам транзистора. По второму закону Кирхгофа для входного контура рассматриваемой схемы, включающего в себя источник напряжения смещения E_B , ограничительный резистор базового тока R_B , переход база-эмиттер транзистора VT, общий провод, запишем:

$$E_B = I_B R_B + U_{БЭ}, \quad (4.3)$$

где ток I_B при отсутствии входного сигнала является током $I_{Б0}$, определяющим положение рабочей точки.

Выражая из этого уравнения постоянный базовый ток смещения I_B , получаем уравнение нагрузочной прямой для входной цепи:

$$I_B = -\frac{U_{БЭ}}{R_B} + \frac{E_B}{R_B}, \quad (4.4)$$

которая в точке пересечения её с графиком входной характеристики транзистора $I_B = f(U_{БЭ})$ определяет координаты рабочей точки ($U_{БЭ0}$, $I_{Б0}$) или точки покоя для входной цепи, как показано на рисунке 4.4. Напряжение покоя $U_{БЭ0}$ представляет собой падение напряжения на прямом (статическом) сопротивлении перехода база-эмиттер транзистора, а $I_{Б0}$ – постоянный ток в точке покоя, протекающий между выводами базы и эмиттера транзистора. При активном режиме работы для кремниевого транзистора n-p-n структуры принимают, что $U_{БЭ0} = 0,7$ В, для германиевого транзистора p-n-p структуры $U_{БЭ0} = 0,3$ В.

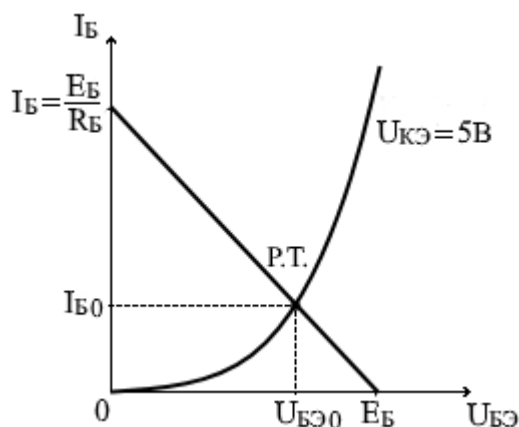


Рисунок 4.4 – Построение нагрузочной прямой и формирование рабочей точки на входной характеристике биполярного транзистора

Ток покоя в базовой цепи транзистора $I_{Б0}$ связан с током покоя $I_{К0}$ в коллекторной цепи соотношением $I_{К0} = \beta I_{Б0}$, где безразмерный коэффициент $\beta = 50 \dots 250$ является h -параметром $h_{21э}$ биполярного транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером. Как следует из уравнения (4.4), координаты рабочей точки во входной цепи при отсутствии сигнала можно изменять, в первом случае, изменяя напряжение источника базового смещения E_B . При этом нагрузочная прямая на рисунке 4.4 будет перемещаться параллельно самой себе и образовывать новую точку пересечения с входной характеристикой транзистора, т. е. новую рабочую точку. Во втором случае, при неизменном напряжении E_B положение рабочей точки можно изменять, меняя сопротивление резистора R_B . При этом будет меняться наклон нагрузочной прямой, а следовательно, и координаты её пересечения с графиком входной характеристики транзистора $I_B = f(U_{БЭ})$, т.е. положение рабочей точки.

Полностью открытое состояние кремниевого транзистора (режим насыщения) наступает, когда напряжение покоя $U_{БЭ0}$ на переходе база-эмиттер достигает величины 0,8 В. При этом напряжение покоя $U_{КЭ0}$ между коллектором и эмиттером уменьшается до значения $U_{КЭн} = 0,2$ В, и через транзистор начинает протекать максимальный коллекторный ток покоя $I_{К0}$, ограничиваемый только величиной резистора R_K . Такой ток называется током насыщения $I_{Кн}$ (рисунок 4.3). Для германиевого транзистора режим насыщения наступает при $U_{БЭ0} = 0,3$ В. При этом остаточное напряжение на коллекторе полностью открытого транзистора $U_{КЭн} = 0,1$ В. При напряжении покоя на переходе база-эмиттер кремниевого транзистора $U_{БЭ0} \leq 0,2$ В он будет находиться в режиме отсечки, т. е. напряжение на коллекторе приблизится к значению $U_{КЭ0} = U_{отс} \approx E_{П}$, а ток покоя коллектора $I_{К0}$ уменьшится до значения обратного тока коллектора $I_{КЭ об}$, для схемы с ОЭ являющимся объединенным тепловым током между выводами коллектора и эмиттера (рисунок 4.3).

Выбранное положение рабочей точки на нагрузочной прямой, построенной на выходных характеристиках транзистора, по ряду причин может изменяться. Эти изменения обусловлены тем, что значение тока покоя $I_{К0}$ в рабочей точке определяется формулой (3.11):

$$I_{К0} = \beta I_{Б0} + (1 + \beta) I_{КЭ об},$$

в которую входит коэффициент передачи тока β , который может измениться из-за старения транзистора или его замены, и обратный тепловой ток коллекторного перехода $I_{КЭ об}$, величина которого удваивается при повышении температуры р-п перехода на каждые 10°C. Вызванные указанными факторами

изменения тока покоя I_{K0} могут переместить рабочую точку РТ в сторону области насыщения. При других условиях рабочая точка может сместиться в направлении области отсечки.

Поскольку в указанных областях насыщения и отсечки коллекторный ток не обладает линейной зависимостью от входного базового тока, то форма усиленного сигнала будет искажаться и создавать искаженные формы напряжения на нагрузке. Поэтому при проектировании схемы усилителя для режима класса А рабочую точку РТ следует выбирать где-то в середине нагрузочной прямой и дополнительно стабилизировать её положение как внешними факторами, так и схемотехническими решениями.

4.2. Задание смещения в усилительных каскадах на биполярных и полевых транзисторах

4.2.1. Смещение фиксированным током базы в каскаде с ОЭ

Для обеспечения активного режима работы транзистора необходимо на его базу относительно эмиттера подать определенный потенциал, смещающий эмиттерный переход в прямом направлении, чтобы он был открыт, а на коллекторный переход подать обратное напряжение, чтобы он оказался закрытым. Указанное состояние переходов может быть обеспечено в следующей схеме на рисунке 4.5, где транзистор n-p-n структуры включен по схеме с общим эмиттером (ОЭ), а схема питается от одного источника ЭДС E_{Π} .

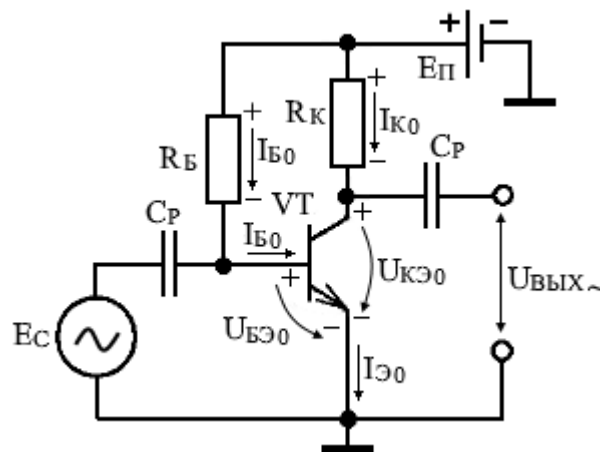


Рисунок 4.5 – Задание смещения фиксированным током базы в каскаде на биполярном транзисторе, включенного по схеме с ОЭ

Используя закон Кирхгофа, для входной цепи запишем:

$$E_{\Pi} = I_{Б0} R_B + U_{БЭ0}. \quad (4.5)$$

Из полученного уравнения выразим ток базы:

$$I_{Б0} = \frac{E_{\Pi} - U_{БЭ0}}{R_B} \approx \frac{E_{\Pi}}{R_B}, \quad (4.6)$$

Используя закон Кирхгофа, для входной цепи запишем:

$$E_{\pi} = I_{B0} R_B + U_{BЭ0}, \quad (4.5)$$

Откуда выразим ток базы

$$I_{B0} = \frac{E_{\pi} - U_{BЭ0}}{R_B} \approx \frac{E_{\pi}}{R_B}, \quad (4.6)$$

Считается, что для кремниевого транзистора, работающего в активном режиме $U_{BЭ0} = 0,7$ В, что намного меньше $E_{\pi} = 9 \div 15$ В. Поэтому при данной схеме смещения базовый ток I_{B0} полностью определяется сопротивлением резистора R_B , которое намного превышает сопротивление открытого перехода база-эмиттер $r_{бэ}$.

Уравнение Кирхгофа для выходной цепи имеет вид:

$$E_{\pi} = I_{K0} R_K + U_{КЭ0}, \quad (4.7)$$

откуда, учитывая, что ток покоя можно определить по формуле $I_{K0} = \beta I_{B0}$, получаем расчетную формулу для определения сопротивления резистора R_K :

$$R_K = \frac{E_{\pi} - U_{КЭ0}}{I_{K0}}, \quad (4.8)$$

или формулу для определения напряжения покоя $U_{КЭ0} = U_{\text{вых}}$ при известной величине резистора R_K :

$$U_{КЭ0} = E_{\pi} - I_{K0} R_K, \quad (4.9)$$

4.2.2. Смещение фиксированным напряжением в каскаде с ОЭ

В этом случае напряжение смещения на базе $U_{BЭ0}$ обеспечивается делителем напряжения с помощью резисторов R_1 и R_2 . Ток делителя I_d , протекая через резисторы R_1 и R_2 , создает на них падения напряжения, как показано на рисунке 4.6, где биполярный транзистор включен по схеме с общим эмиттером (ОЭ).

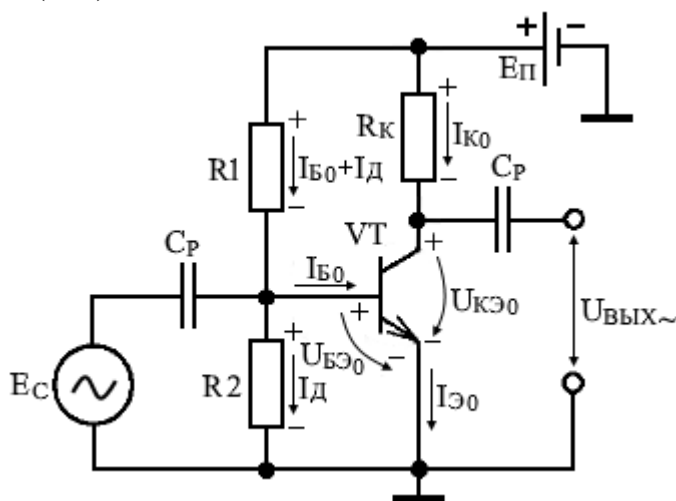


Рисунок 4.6 – Задание смещения фиксированным напряжением в каскаде на биполярном транзисторе, включенного по схеме с ОЭ

Падение напряжения на резисторе R_2 прикладывается к эмиттерному переходу плюсом к базе, минусом к эмиттеру и обеспечивает его открытое состояние. Ток делителя для предварительных каскадов усиления выбирается из условия $I_D = (3 \div 10)I_{B0}$. Поэтому напряжение на базе транзистора

$U_{БЭ0} = I_D R_2$ практически не зависит от параметров транзистора, а данный вид смещения называют **смещением фиксированным напряжением**.

В схеме с ОЭ коллекторный переход напряжением $U_{КБ0} = U_{КЭ0} - U_{БЭ0} \approx U_{КЭ0}$ для активной области ВАХ смещается в обратном направлении, обеспечивая работу транзистора в активном режиме. Для этого режима типовое значение смещения $U_{БЭ0} = 0,7$ В для кремниевого транзистора, и $U_{БЭ0} = 0,3$ В для германиевого транзистора.

Расчёт элементов схемы выполняется по следующим формулам:

$$R_2 = \frac{U_{БЭ0}}{I_D}, \quad R_1 = \frac{E_{\Pi} - U_{БЭ0}}{I_D + I_{B0}}, \quad R_K = \frac{E_{\Pi} - U_{КЭ0}}{I_{K0}}. \quad (4.10)$$

Достоинством данной схемы является более высокая стабильность положения рабочей точки по сравнению с предыдущей схемой и меньшая нагрузка на источник питания из-за двух последовательно соединённых резисторов R_1 и R_2 . Ниже на рисунке 4.7 показаны примеры задания смещения фиксированным напряжением при включении транзисторов в каскадах усиления с общей базой (ОБ) и общим коллектором (ОК).

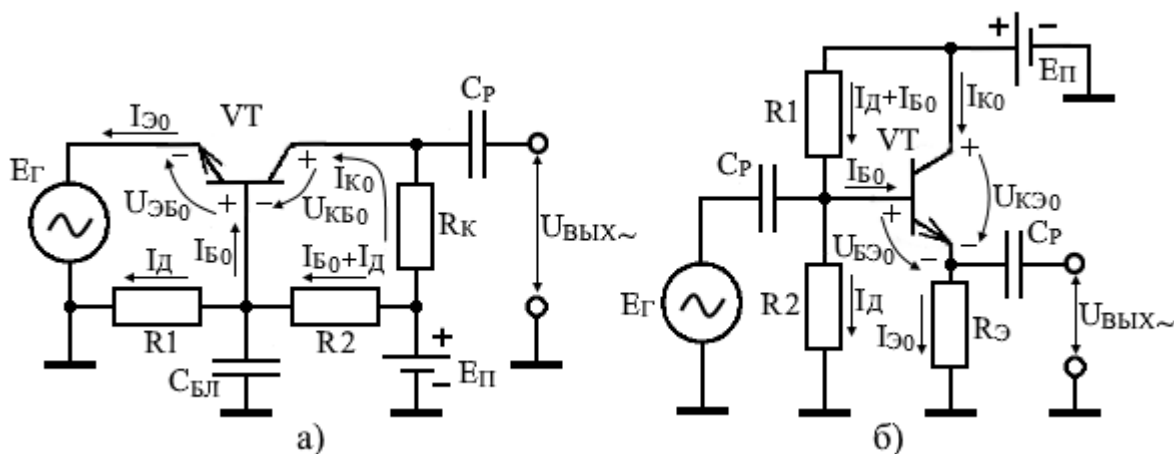


Рисунок 4.7 - Примеры реализации смещения фиксированным напряжением: а) в схеме с общей базой, б) в схеме с общим коллектором

4.2.3. Эмиттерное смещение в каскаде с ОЭ

Эмиттерное смещение часто применяется в операционных усилителях, работа которых предполагает наличие двух источников питания, обеспечивающих положительное и отрицательное напряжение на выходе по

отношению к земле. Ниже на рисунке 4.8 приведена типовая схема усилителя переменного сигнала при включении транзистора с ОЭ, где рабочая точка задаётся с помощью эмиттерного смещения. Для его реализации в каскаде усиления используется второй источник постоянного напряжения $E_{П2}$.

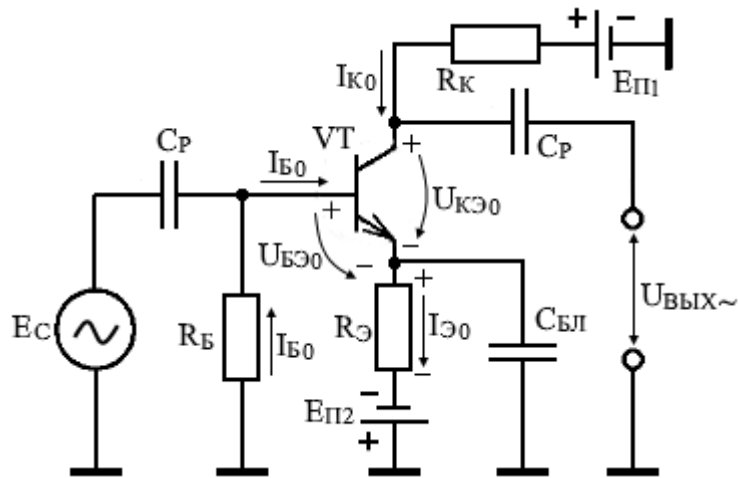


Рисунок 4.8 – Реализация эмиттерного смещения в каскаде усиления на биполярном транзисторе с помощью второго источника питания $E_{П2}$

Используя закон Кирхгофа, запишем баланс постоянных напряжений в контуре входной цепи:

$$I_{Б0}R_{Б} + U_{БЭ0} + I_{Э0}R_{Э} = E_{П2}. \quad (4.11)$$

Поскольку ток эмиттера отличается от тока коллектора на малую величину тока базы, можно считать, что $I_{Э0} = I_{К0} + I_{Б0} \approx I_{К0}$ и $I_{Б0} \approx I_{Э0}/\beta$.

Учитывая это, найдём из уравнения (4.11) ток эмиттера $I_{Э0}$:

$$I_{Э0} = \frac{E_{П2} - U_{БЭ0}}{R_{Э} + R_{Б}/\beta}. \quad (4.12)$$

Поскольку коэффициент передачи тока β имеет большую величину (десятки ÷ сотни единиц), то в знаменателе (4.12) $R_{Э} \gg R_{Б}/\beta \geq 20$. Поэтому вторым слагаемым в знаменателе можно пренебречь. Тогда требуемый ток покоя $I_{Э0}$ в рабочей точке можно рассчитать по простой формуле:

$$I_{Э0} = \frac{E_{П2} - U_{БЭ0}}{R_{Э}}, \quad (4.13)$$

где $U_{БЭ0} \approx 0,7$ В для кремниевого транзистора в активном режиме.

Баланс постоянных напряжений для выходного контура имеет вид:

$$I_{К0}R_{К} + U_{КЭ0} + I_{Э0}R_{Э} = E_{П1} + E_{П2}. \quad (4.14)$$

Ввиду малого значения $U_{БЭ0}$, из формулы (4.13) следует, что $E_{П2} \approx I_{Э0}R_{Э}$. Тогда формула (4.14) упрощается и, напряжение покоя в рабочей точке может быть определено по простой формуле:

$$U_{KЭ0} = E_{П1} - I_{K0}R_K. \quad (4.15)$$

Задав по выходным характеристикам транзистора положение рабочей точки ($I_{Э0}$, $U_{KЭ0}$), по формулам (4.12), (4.14) можно рассчитать номиналы всех компонентов схемы, определяющие режим транзистора по постоянному току.

4.2.4. Коллекторное смещения в каскаде с ОЭ

Схема коллекторного смещения, показанная на рисунке 4.9, образуется в каскаде с общим эмиттером при задании начального базового смещения $U_{БЭ0}$ путём подключения резистора R_B , задающего начальный базовый ток $I_{Б0}$, не к стабильному источнику питания $E_{П}$, как в схеме с фиксированным смещением на рисунке 4.5, а к коллектору транзистора VT. При этом образующееся на коллекторе напряжение покая $U_{KЭ0}$ поступает на базу транзистора через резистор R_B , с помощью которого также осуществляется отрицательная обратная связь между входом и выходом схемы, снижающая влияние изменения коэффициента передачи тока β на положение рабочей точки. Данная схема обеспечивает приемлемую стабильность, является простой и содержит мало резисторов, что является привлекательным фактором для разработки большого числа схем, особенно логических.

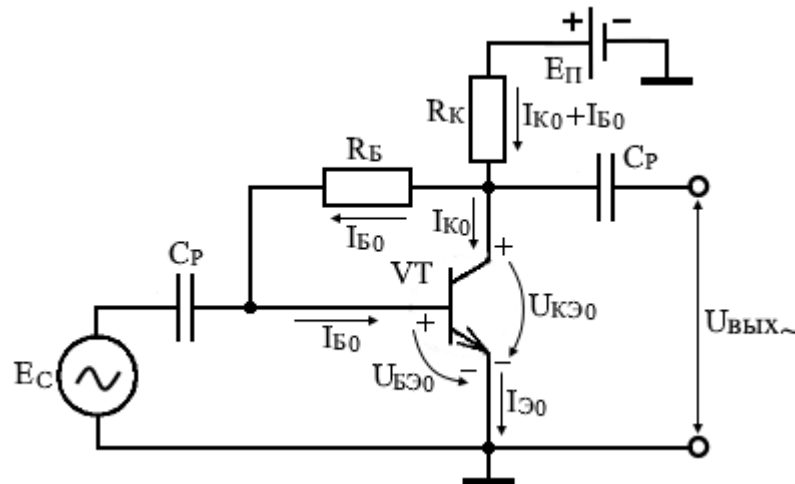


Рисунок 4.9 – Реализация схемы коллекторного смещения в каскаде усиления на биполярном транзисторе, включенном по схеме с ОЭ

При рассмотрении схемы по постоянному току напряжение смещения $U_{БЭ0}$ на базе транзистора VT определяется выражением:

$$U_{БЭ0} = U_{KЭ0} - I_{Б0}R_B, \quad (4.16)$$

где напряжение на коллекторе

$$U_{KЭ0} = E_{П} - (I_{K0} + I_{Б0})R_K. \quad (4.17)$$

Если ток коллектора I_{K0} возрастет, например, из-за увеличения β или из-за температурных факторов, то согласно уравнению (4.17) напряжение на

коллекторе $U_{КЭ0}$ уменьшится, что уменьшит напряжение базового смещения $U_{БЭ0}$ (4.16) и, следовательно, базовый ток

$$I_{Б0} = \frac{U_{КЭ0} - U_{БЭ0}}{R_B}. \quad (4.18)$$

В результате рост тока покоя $I_{К0}$ приостановится. Заметим, что увеличение $I_{К0}$ компенсируется уменьшением тока базы $I_{Б0}$ только частично, что делает схему стабильной в средней степени.

Получим выражение для расчета тока покоя $I_{К0}$ на основе параметров схемы и напряжения источника питания. Формулу (4.16), используя связь между током коллектора и током базы $I_{К0} = \beta I_{Б0}$, запишем в следующем виде

$$U_{КЭ0} = (I_{К0}/\beta)R_B + U_{БЭ0} \quad (4.19)$$

Пренебрегая в выражении (4.17) током базы $I_{Б0}$, поскольку он в десятки раз меньше коллекторного тока $I_{К0}$, приравниваем правые части (4.17) и (4.19):

$$E_{П} - I_{К0}R_K = (I_{К0}/\beta)R_B + U_{БЭ0}. \quad (4.20)$$

Из полученного уравнения, решая которое относительно $I_{К0}$, после соответствующих преобразований находим

$$I_{К0} = \frac{E_{П} - U_{БЭ0}}{R_K + R_B/\beta}. \quad (4.21)$$

Далее, зная $I_{К0}$, по формуле (4.19) можно определить напряжение покоя $U_{КЭ0}$.

На практике схему с коллекторным смещением можно рассчитывать более простым способом. Для этого найдем соотношения, позволяющие сделать выбор резисторов R_K и R_B таким образом, чтобы транзистор в схеме с коллекторным смещением и стабилизацией рабочей точки обратной связью работал в середине рабочих характеристик. Максимальное значение коллекторного тока $I_{К0(max)}$ определяется точкой пересечения нагрузочной прямой (4.2) по постоянному току с осью ординат на графике выходных ВАХ транзистора при $U_{КЭ0} = 0$:

$$I_{К0(max)} = E_{П}/R_K. \quad (4.22)$$

Для положения рабочей точки в середине активной области ток коллектора должен быть равен половине максимального значения:

$$I_{К0} = 0,5 I_{К0(max)} = 0,5 E_{П}/R_K. \quad (4.23)$$

Пренебрегая в выражении (4.21) напряжением базового смещения $U_{БЭ0} \approx 0,7 \text{ В}$ и затем приравнявая (4.21) к выражению (4.23), получаем простую зависимость между R_K и R_B :

$$R_B = \beta \cdot R_K \quad (4.24)$$

Таким образом, при выборе величины резистора R_B в β раз большим, чем значение коллекторного резистора R_K в схеме с коллекторным смещением и термостабилизацией, гарантируется положение рабочей точки в середине

активной области. Данный результат широко используется на практике при разработке электронных схем.

4.2.5. Автоматическое смещение в схемах на полевых транзисторах с управляющим р-п переходом

При рассмотрении проходных характеристик полевого транзистора с управляющим р-п переходом очевидно, что рабочая точка должна выбираться на участке ВАХ, соответствующем обратному смещению на переходе затвор-исток, чтобы он был закрыт. Такое состояние перехода может быть обеспечено схемами с фиксированным напряжением, но они требуют двух разнополярных источников питания: одного, для закрывающего смещения в цепи затвор-исток, и другого для смещения в цепи сток-исток, что во многих схемах неудобно. Второе неудобство заключается в большом возможном различии таких параметров, как крутизна, напряжение отсечки, начальный ток, даже у транзисторов одного типа, что приведет к неудовлетворительному для работы положению рабочей точки. Поэтому для полевых транзисторов с р-п переходом часто применяют автоматическое смещение, где транзистор включают по схеме с общим истоком, как показано на рисунке 4.10.

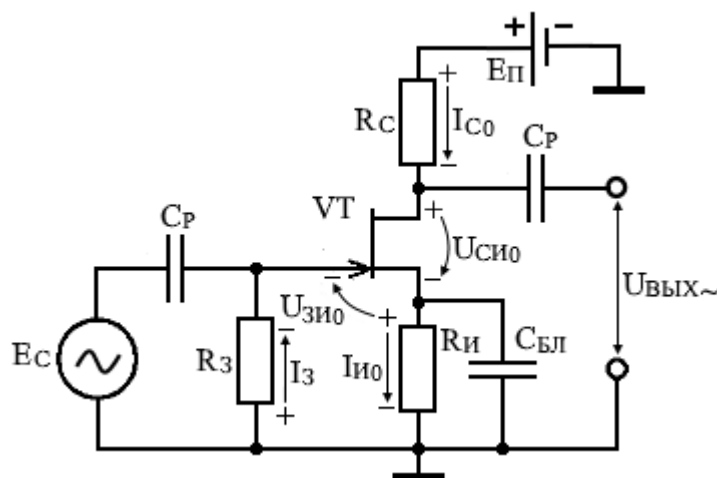


Рисунок 4.10 – Схема автоматического смещения в каскаде усиления на полевом транзисторе с управляющим р-п переходом и каналом n-типа, включенном по схеме с общим истоком

За счет протекания тока $I_{C0} = I_{И0}$ по резистору $R_{И}$ создается необходимое напряжение смещения $U_{см} = -U_{ЗИ0} = I_{И0}R_{И}$. Это напряжение через резистор $R_{З}$ большой величины, соединяющий затвор с общим проводом, подается между истоком и затвором, причём потенциал «минус» к затвору, обеспечивая закрытое состояние перехода (ток затвора $I_{З} = 0$) и требуемый ток стока $I_{C0} < I_{С\text{нач}}$ через канал

транзистора. Блокировочный конденсатор $C_{БЛ}$ устраняет отрицательную обратную связь по переменному току, шунтируя резистор $R_{И}$. Используя закон Кирхгофа, запишем баланс напряжений для выходной цепи:

$$E_{П} = U_{СИ0} + I_{C0}(R_C + R_{И}), \quad (4.25)$$

откуда получим напряжение покоя

$$U_{СИ0} = E_{П} - I_{C0}(R_C + R_{И}). \quad (4.26)$$

Для цепи затвор-исток закон Кирхгофа позволяет записать следующее выражение:

$$I_3 R_3 = U_{ЗИ0} + I_{И0} R_{И}. \quad (4.27)$$

Из-за обратного смещения р-п перехода полевого транзистора ток затвора пренебрежимо мал: $I_3 = 0$. Тогда уравнение (4.26) принимает вид:

$$U_{ЗИ0} = -I_{И0} R_{И} = -I_{C0} R_{И}. \quad (4.28)$$

Резистор в цепи затвора R_3 из-за нулевого тока можно считать датчиком напряжения. Поэтому его сопротивление выбирается достаточно большим из диапазона порядка $100 \text{ кОм} \div 1 \text{ Мом}$.

Ток покоя и напряжения покоя в рабочей точке можно определить путем наложения нагрузочной прямой для входной цепи на проходную характеристику полевого транзистора $I_C = f(U_{ЗИ})$, как показано на рисунке 4.11. Уравнение нагрузочной прямой получаем из выражения (4.28). Оно имеет следующий вид:

$$I_C = -\frac{U_{ЗИ}}{R_{И}}. \quad (4.29)$$

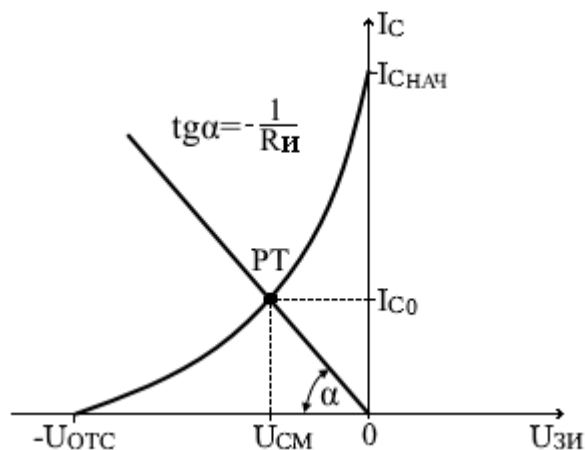


Рисунок 4.11 – Построение нагрузочной прямой на проходной вольтамперной характеристике полевого транзистора с управляющим р-п переходом и каналом n-типа

Пересечение прямой смещения с графиком проходной характеристики определяет координаты рабочей точки РТ, т.е. соответственно ток покоя I_{C0}

при напряжении смещения $U_{см} = -U_{зи0}$ для этой рабочей точки. Угол наклона α нагрузочной прямой определяется сопротивлением резистора $R_{и}$.

Напряжение между стоком и истоком в рабочей точке $U_{си0}$ (напряжения покоя) можно найти по формуле (4.26), подставив в неё напряжение источника $E_{п}$, значение тока покоя I_{C0} и сопротивления резисторов $R_{с}$ и $R_{и}$.

Важным достоинством схемы автоматического смещения является стабилизация положения рабочей точки при изменении параметров транзистора. Например, при увеличении по каким-то причинам тока стока I_{C0} произойдет увеличение падения напряжения на резисторе $R_{и}$. Тогда, ставшее более отрицательным напряжение $-U_{зи0}$, определяемое по формуле (4.28), вернёт ток стока к первоначальному значению тока покоя.

4.2.6. Схема автоматического смещения с делителем напряжения

Более широкие возможности при конструировании схем на полевых транзисторах даёт сочетание схемы автоматического смещения со схемой подачи напряжения смещения с помощью делителя напряжения. Путем подбора сопротивлений резисторов в комбинированной схеме можно получить положительное или отрицательное напряжение на затворе. Благодаря этому, комбинированную схему можно применить для смещения **n** или **p** канальных полевых транзисторов с p-n переходом и МДП-транзисторов со встроенным или индуцированным каналом.

Рассмотрим представленную на рисунке 4.12,а реализацию схемы комбинированного смещения в каскаде усиления на полевом транзисторе с индуцированным каналом n-типа.

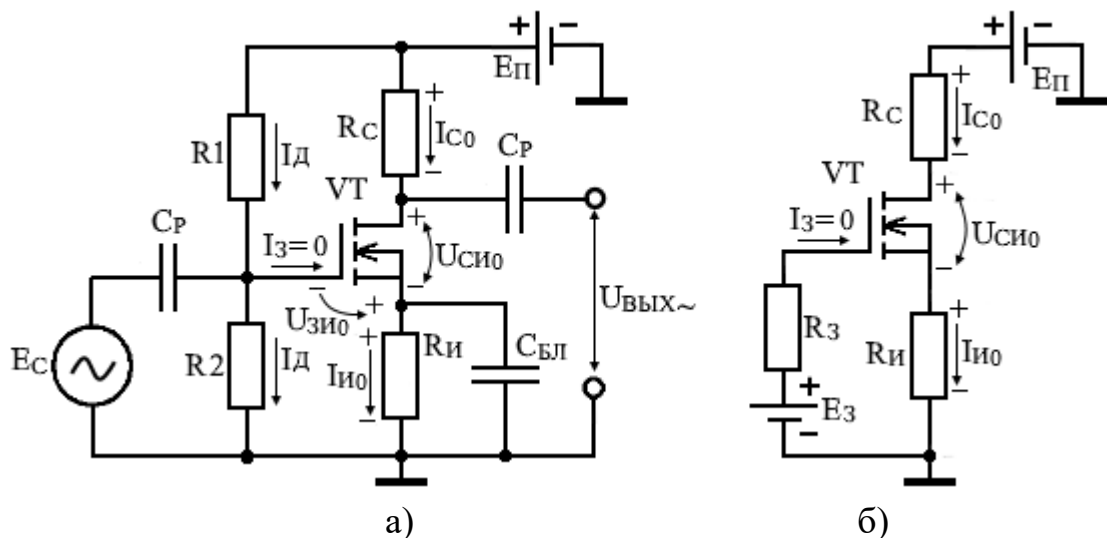


Рисунок 4.12 – Реализация комбинированного смещения в каскаде на полевом транзисторе с делителем на резисторах $R1$ и $R2$ в цепи затвора и резисторе автосмещения $R_{и}$ в цепи истока: а) - принципиальная схема каскада, б) - эквивалентная схема

В комбинированную схему составными частями входят: реализованное на резисторе $R_{\text{И}}$ автоматическое смещение и фиксированное смещение, реализуемое с помощью делителя на резисторах R_1 и R_2 , с помощью которого от источника питания $E_{\text{П}}$ на затвор транзистора VT относительно общего провода подается фиксированный потенциал.

Суммарное действие этих цепочек создаёт положительный потенциал на затворе относительно истока, превышающий напряжение порога $U_{\text{пор}}$, что обеспечивает работу МДП-транзистора в активной области выходных характеристик

После преобразования с помощью теоремы об эквивалентном генераторе (теорема Тивенина) участка цепи смещения между затвором и истоком схема каскада по постоянному току приобретает вид, показанный на рисунке 4.12,б.

Применяя закон Кирхгофа к контуру цепи затвор-исток на преобразованной схеме и принимая во внимание, что $I_{\text{И0}} = I_{\text{С0}}$, получаем:

$$U_{\text{ЗИ0}} + I_{\text{С0}}R_{\text{И}} - E_3 + I_3R_3 = 0, \quad (4.30)$$

где сопротивление резистора R_3 на основании теоремы об эквивалентном генераторе рассчитывается как параллельное соединение резисторов R_1 и R_2 .

$$R_3 = R_1 || R_2 = R_1 R_2 / (R_1 + R_2), \quad (4.31)$$

а ЭДС эквивалентного источника смещения E_3 вычисляется по формуле:

$$E_3 = R_2 \cdot E_{\text{П}} / (R_1 + R_2) = E_{\text{П}} / (1 + R_1 / R_2). \quad (4.32)$$

Поскольку ток затвора для полевого транзистора в активном режиме $I_3 = 0$, то из уравнения (4.30) получаем выражение

$$U_{\text{ЗИ0}} = E_3 - I_{\text{С0}}R_{\text{И}}, \quad (4.33)$$

которое представляет собой уравнение нагрузочной прямой. При наложении этой прямой на график проходной характеристики транзистора их пересечение образует рабочую точку РТ, как показано на рисунке 4.13.

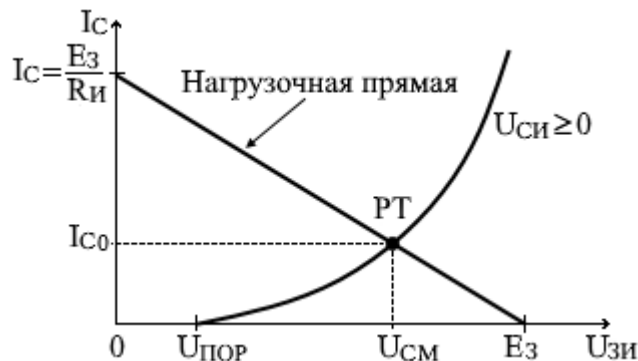


Рисунок 4.13 – Определение рабочей точки (РТ) по графикам проходной ВАХ полевого МДП транзистора с индуцированным n-каналом и нагрузочной прямой для входной цепи

Из уравнения (4.33) следует, что напряжение затвор-исток $U_{зи0}$ можно установить отрицательным или положительным в зависимости от типа полевого транзистора. Необходимое по знаку и величине смещение $U_{см}$ обеспечивается подбором напряжения E_3 с помощью делителя R_1, R_2 и значением резистора $R_{и}$, на котором создается падение напряжения $R_{и}I_{и0}$ от протекающего по нему тока стока $I_{и0} = I_{с0}$. Пример задания рабочей точки на проходной характеристике МДП-транзистора с индуцированным n -каналом, у которого $U_{пор} > 0$, показан на рисунке 4.13.

4.3. Анализ усиления переменного напряжения в каскаде на биполярном транзисторе

Рассмотрим принцип усиления переменного напряжения в каскаде на биполярном транзисторе n - p - n структуры включенном по схеме с общим эмиттером, схема которого приведена на рисунке 4.14,а. Начальное смещение в данном каскаде задается фиксированным током базы через резистор R_B от общего источника питания $E_{П}$. Соответствующий активному режиму ток покоя базы $I_{Б0}$ во входной цепи обеспечивает падение напряжения $U_{БЭ0}$ на переходе база-эмиттер, что отражено на входных характеристиках транзистора, показанных ниже на рисунке 4.15. Методика расчета режима транзистора по постоянному току и выбор рабочей точки для выходной цепи были рассмотрены в предыдущем материале.

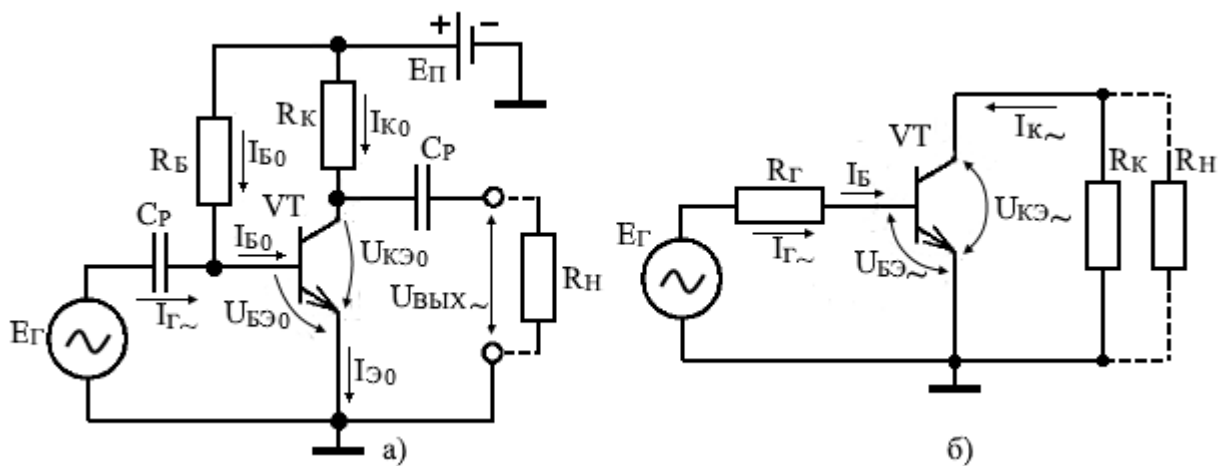


Рисунок 4.14 – Усилительный каскад на биполярном транзисторе, включенном по схеме с ОЭ: а) принципиальная схема каскада усиления; б) эквивалентная схема усилительного каскада по переменному току

Для режима усиления в классе А рабочая точка выбирается на выходных ВАХ в середине нагрузочной прямой, и её координаты соответствуют

протекающему через транзистор току покоя I_{K0} и напряжению покоя между коллектором и эмиттером $U_{KЭ0}$. При этом ток покоя коллектора связан с током покоя базы соотношением $I_{K0} = \beta I_{B0}$.

Для рассмотрения усиления переменного сигнала удобно составить эквивалентную схему каскада по переменному току, исключив из основной схемы элементы, обеспечивающие режим по постоянному току, поскольку он уже является заданным с известными значениями токов и напряжений в рабочей точке. При анализе работы каскада в области средних частот с помощью графоаналитического метода будем считать разделительные C_p и блокировочные конденсаторы $C_{БЛ}$ замкнутыми накоротко, поскольку их сопротивление близко к нулю. Также, закоротив, уберем из схемы источник питания $E_{П}$, считая его внутренне сопротивление равным нулю. Так как ток смещения базы I_{B0} очень мал (порядка единиц микроампер), задающий его резистор R_B также исключим из эквивалентной схемы, поскольку он имеет сопротивление несколько сотен килоом и не оказывает шунтирующего действия на источник сигнала и входное сопротивление. В результате сделанных допущений эквивалентная схема каскада для переменного тока приняла вид, представленный на рисунке 4.14,б. К входу каскада подключен источник усиливаемого переменного напряжения $E_{Г}$. Резистор $R_{Г}$ отражает внутреннее сопротивление этого источника напряжения.

При соответствующем активному режиму смещению на переходах и наличии на входе каскада переменного напряжения $E_{Г}$ протекающий через переход база-эмиттер транзистора ток I_B является суммой постоянного тока смещения I_{B0} , соответствующего выбранной точке покоя на входной характеристике, и переменного тока $I_{Г\sim}$, создаваемого источником переменного напряжения $E_{Г}$:

$$I_B = I_{B0} + I_{Г\sim}. \quad (4.34)$$

Для контура протекания переменного тока $I_{Г\sim}$ во входной цепи на рисунке 4.14,б, включающего в себя источник ЭДС сигнала $E_{Г}$, резистор $R_{Г}$ – внутреннее сопротивление источника сигнала, переход база-эмиттер транзистора и общий провод, по второму закону Кирхгофа запишем:

$$E_{Г} = I_{Г\sim} R_{Г} + U_{БЭ\sim} = I_{Г\sim} R_{Г} + I_{Г\sim} r_{\text{диф}}, \quad (4.35)$$

где $U_{БЭ\sim}$ – падение переменного напряжения на дифференциальном (динамическом) сопротивлении $r_{\text{диф}}$ перехода база-эмиттер при протекании по нему тока $I_{Г\sim}$. Данное сопротивление определяется с помощью построения касательной к входной характеристике в рабочей точке РТ, как показано на рисунке 4.15.

При этом $r_{\text{диф}}$ вычисляется по отношению приращений напряжения и тока на касательной к ВАХ, проведенной через рабочую точку РТ:

$$r_{\text{диф}} = \frac{\Delta U_{\text{БЭ}}}{\Delta I_{\text{Б}}} . \quad (4.36)$$

Поскольку внутреннее сопротивление R_{Γ} источника ЭДС сигнала близко к нулю, и, следовательно, первым слагаемым в выражении (4.2) можно пренебречь, то

$$E_{\Gamma} \approx U_{\text{БЭ}\sim} = I_{\Gamma\sim} r_{\text{диф}} . \quad (4.37)$$

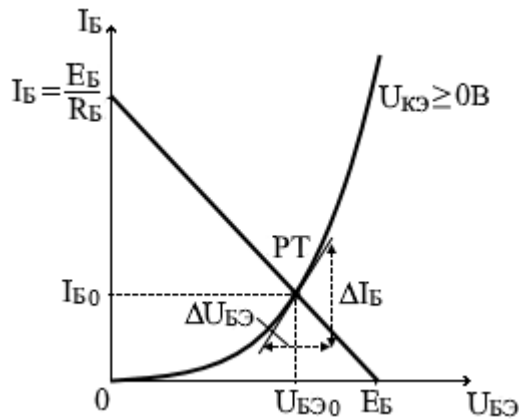


Рисунок 4.15 – Нахождения дифференциального сопротивления $r_{\text{диф}}$ перехода база-эмиттер методом касательной к входной ВАХ в рабочей точке.

Согласно выражению (4.34) переменный ток $I_{\Gamma\sim}$ на входе транзистора суммируется с постоянным током покоя $I_{\text{Б}0}$, который протекая через прямое статическое сопротивление р-п перехода, определяемое в рабочей точке как

$$R_{\text{пр}} = \frac{U_{\text{БЭ}0}}{I_{\text{Б}0}} , \quad (4.38)$$

создает на нем падение напряжения $U_{\text{БЭ}0}$, являющееся смещением, определяющим режим транзистора по постоянному току.

Поскольку на эквивалентной схеме (математической модели) р-п перехода прямое $R_{\text{пр}}$ и дифференциальное $r_{\text{диф}}$ сопротивления включены последовательно, то напряжение на переходе база-эмиттер будет образовываться из суммы постоянного напряжения покоя $U_{\text{БЭ}0}$, падающего на прямом статическом сопротивлении р-п перехода $R_{\text{пр}}$, и переменного напряжения $U_{\text{БЭ}\sim}$, создаваемого протеканием переменного тока $I_{\Gamma\sim}$ от источника сигнала E_{Γ} по дифференциальному сопротивлению перехода $r_{\text{диф}}$.

Суммирование указанных напряжений иллюстрируется на рисунке 4.16,а, где подлежащий усилению переменный сигнал от источника E_{Γ} представлен изменяющимся во времени гармоническим напряжением вида:

$$E_{\Gamma}(t) = U_{\Gamma m} \cdot \sin(2\pi f_0 t),$$

где $U_{\Gamma m}$ – амплитуда напряжения гармонического сигнала, f_0 – частота сигнала.

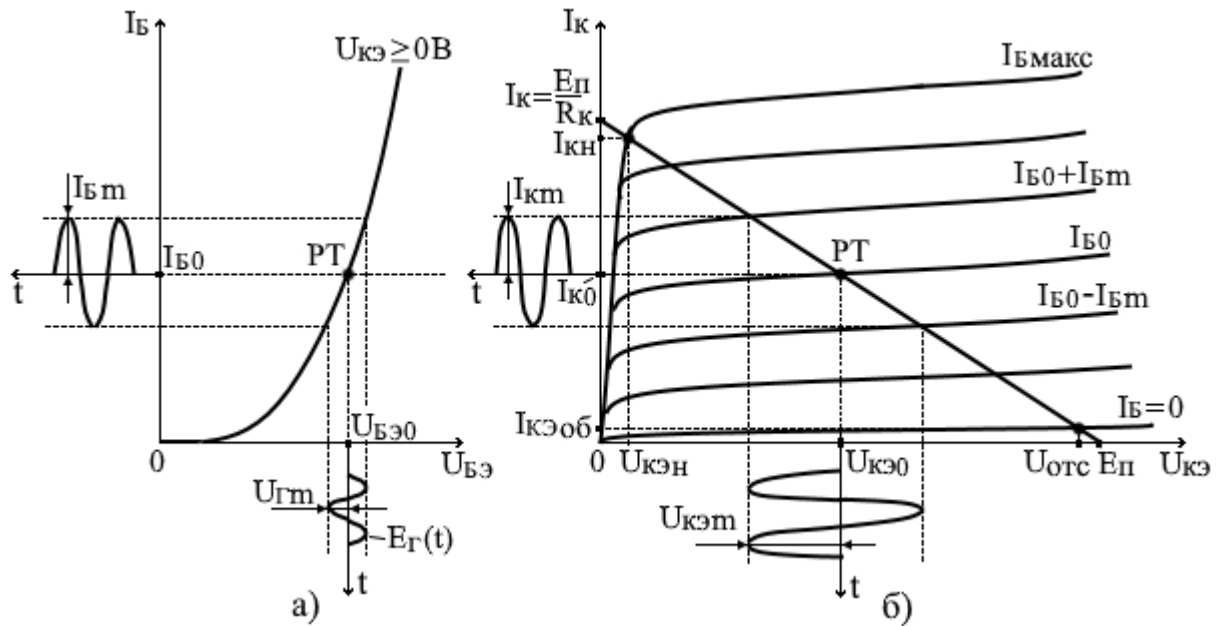


Рисунок 4.16 – Эпюры токов и напряжений: а) на входных и б) выходных характеристиках транзистора при гармоническом входном сигнале

Поступление на вход усилительного каскада указанного гармонического сигнала $E_{\Gamma}(t)$ с амплитудой $U_{\Gamma m}$ вызывает изменение тока покоя базы I_{B0} . Амплитуда этого изменения I_{Bm} определяется по входной вольт-амперной характеристике транзистора $I_B = f(U_{BE})$, показанной на рисунке 4.3,а, и зависит от её крутизны в рабочей точке РТ с координатами (U_{BE0}, I_{B0}) .

Амплитуда изменения коллекторного тока I_{Km} связана с амплитудой изменения базового тока I_{Bm} соотношением $I_{Km} = \beta I_{Bm}$, где β – безразмерный коэффициент передачи тока базы при включении транзистора по схеме с ОЭ или параметр транзистора $h_{21э}$.

Как показано на семействе выходных характеристик транзистора на рисунке 4.16,б при увеличении базового тока от значения I_{B0} в рабочей точке до величины $I_{B0} + I_{Bm}$ коллекторный ток возрастает от значения покоя I_{K0} до величины $I_{K0} + I_{Km}$. При этом положительному приращению коллекторного тока I_{Km} , как следует из рисунка 4.16,б и формулы:

$$U_{KЭ} = E_{\Pi} - (I_{K0} + I_{Km})R_K = U_{KЭ0} - I_{Km}R_K, \quad (4.39)$$

будет соответствовать уменьшению напряжения между коллектором и эмиттером от значения в рабочей точке $U_{KЭ0}$ до величины $U_{KЭ0} - U_{KЭm}$, т. е. изменение напряжения на коллекторе на величину $U_{KЭm}$ будет происходить с отрицательным знаком по отношению к положительному приращению

напряжения входного усиливаемого сигнала на величину $U_{Гм}$. Согласно эквивалентной схеме каскада на рисунке 4.14,б величину уменьшения коллекторного напряжения при увеличении коллекторного тока можно записать в виде:

$$U_{КЭм} = -I_{Км}R_K. \quad (4.40)$$

Таким образом, в каскаде усиления на биполярном транзисторе, включенном по схеме с ОЭ, происходит инвертирование фазы входного сигнала на 180° . Такое присущее данной схеме инвертирование фазы входного сигнала не учитывается при построении фазочастотных характеристик каскада. Коэффициент усиления каскада с ОЭ по переменному напряжению на средних частотах при выполненных графических построениях можно записать в виде:

$$K_U = \frac{U_{КЭм}}{U_{Гм}} = -\frac{I_{Км}R_K}{U_{Гм}}. \quad (4.41)$$

Коэффициент усиления каскада по переменному току при пренебрежении малой потерей из-за шунтирующего действия на р-п переход ограничивающего постоянный ток базы резистора R_B большой величины в десятки-сотни килоом можно рассчитать в соответствии с выражением:

$$K_I = \frac{I_{Км}}{I_{Бм}}. \quad (4.42)$$

Коэффициент усиления каскада по мощности равен произведению коэффициентов усиления по току и напряжению:

$$K_P = K_U \cdot K_I. \quad (4.43)$$

Коэффициент усиления по мощности всегда положителен, поскольку учитываются только абсолютные значения коэффициентов усиления по току и напряжению.

В качестве иллюстрации процесса усиления рассмотрим временные диаграммы токов, протекающих через транзистор, и напряжений, формирующихся на его выводах, в усилительном каскаде с ОЭ на рисунке 4.14 при конкретных значениях параметров схемы.

Пусть амплитуда гармонического сигнала $E(t)$, поступающего на вход усилителя, $U_{Гм} = 0,05$ В (рисунок 4.17,а). Выбранное для активного режима напряжение смещения перехода база-эмиттер $U_{БЭ0} = 0,7$ В при напряжении источника питания $E_{П} = 15$ В обеспечивается током покоя базы $I_{Б0} = 25$ мкА (рисунок 4.17.б), протекающим через ограничительный резистор $R_B = 572$ кОм.

$$I_{Б0} = \frac{E_{П} - U_{БЭ0}}{R_B} = \frac{15 - 0,7}{572 \cdot 10^3} = 25 \cdot 10^{-6} [A].$$

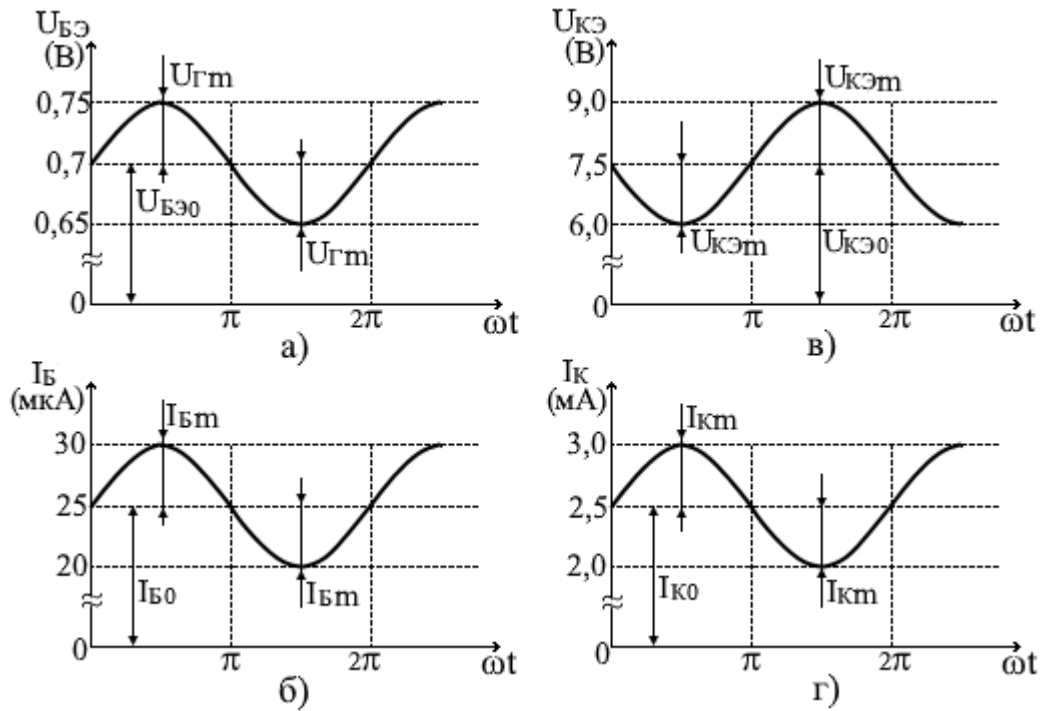


Рисунок 4.17 – Временные диаграммы токов и напряжений в биполярном транзисторе в усилительного каскаде с ОЭ на рисунке 4.14,а

При дифференциальном сопротивлении р-п перехода в рабочей точке на входной характеристике $r_{\text{диф}} = 10 \text{ кОм}$ амплитуда изменения базового тока $I_{\text{бт}} = U_{\text{гт}}/r_{\text{диф}} = 0,05/10^4 = 5 \cdot 10^{-6} \text{ [A]} = 5 \text{ [мкА]}$ (рисунок 4.17.б).

Пусть коэффициент передачи тока у данного транзистора, включенного по схеме с ОЭ, $h_{21э} = \beta = 100$. Тогда значение тока покоя коллектора $I_{\text{к0}}$ в рабочей точке на нагрузочной прямой, проведенной через выходные характеристики транзистора, определим по формуле:

$$I_{\text{к0}} = \beta \cdot I_{\text{б0}} = 100 \cdot 25 \cdot 10^{-6} = 2,5 \text{ [мА]}.$$

Амплитуду изменения коллекторного тока $I_{\text{кт}}$, меняющегося при гармоническом законе изменения тока базы, рассчитаем по аналогичной формуле:

$$I_{\text{кт}} = \beta \cdot I_{\text{бт}} = 100 \cdot 5 \cdot 10^{-6} = 0,5 \text{ [мА]}.$$

Временные диаграммы коллекторного тока при рассчитанных параметрах приведены на рисунке 4.17,г.

Напряжение покоя $U_{\text{кэ0}}$ в рабочей точке для выходной цепи рассчитаем, зная напряжение питания схемы $E_{\text{п}} = 15 \text{ В}$ и сопротивление резистора нагрузки $R_{\text{к}} = 3 \text{ кОм}$ в цепи коллектора транзистора:

$$U_{\text{кэ0}} = E_{\text{п}} - I_{\text{к0}} \cdot R_{\text{к}} = 15 - 2,5 \cdot 10^{-3} \cdot 3 \cdot 10^3 = 7,5 \text{ [В]}.$$

Поскольку при увеличении тока коллектора увеличивается падение напряжение на резисторе $R_{\text{к}}$, то, согласно формуле (4.39), напряжение на

коллекторе $U_{кэ}$ уменьшится, т. е. величина этого изменения будет иметь отрицательный знак, как показано на рисунке 4.17.в.

$$U_{кэм} = I_{км} \cdot R_K = 0,5 \cdot 10^{-3} \cdot 3 \cdot 10^3 = -1,5 \text{ [В]}.$$

Зная амплитуды входного и усиленного напряжения сигнала, найдем коэффициент усиления каскада с ОЭ по переменному напряжению:

$$K_U = \frac{U_{кэм}}{U_{Гм}} = -\frac{1,5}{0,05} = -30.$$

Коэффициент усиления каскада с ОЭ по переменному току:

$$K_I = \frac{I_{км}}{I_{Бм}} = \frac{0,5 \cdot 10^{-3}}{5 \cdot 10^{-6}} = 100.$$

Коэффициент усиления каскада по мощности найдем, перемножив абсолютные значения коэффициентов усиления по напряжению и по току:

$$K_P = K_U \cdot K_I = 30 \cdot 100 = 3000.$$

Проведенный графический анализ показывает, что усилитель с ОЭ усиливает как по напряжению, так и по току, что справедливо только для усилителя с ОЭ. Например, усилитель с общей базой (ОБ) не усиливает ток ($K_I \leq 1$), а усилитель с общим коллектором (ОК) не усиливает напряжение ($K_U \leq 1$).

При подключении к выходным зажимам усилительного каскада внешней нагрузки в виде резистора $R_H = 2 \text{ кОм}$ через разделительный конденсатор C_p , как показано на рисунке 4.14,а, режим по постоянному току каскада не изменится. Однако по переменному току резистор R_H оказывается включенным параллельно сопротивлению R_K в цепи коллектора. Таким образом, нагрузка каскада по переменной составляющей уменьшится до величины

$$R_{KH} = \frac{R_K R_H}{R_K + R_H} = \frac{3 \cdot 2}{3 + 2} = 1,2 \text{ [кОм]},$$

что приведет к соответствующему уменьшению переменной составляющей напряжения $U_{кэм}$ между коллектором и эмиттером до значения

$$U_{кэм} = I_{км} \cdot R_{KH} = 0,5 \cdot 10^{-3} \cdot 1,2 \cdot 10^3 = 0,6 \text{ [В]}.$$

При этом новое значение коэффициента усиления каскада с ОЭ по переменному напряжению составит:

$$K_U = \frac{U_{кэм}}{U_{Гм}} = -\frac{1,5}{0,05} = -12.$$

Следовательно, подключение к каскаду с ОЭ любой внешней нагрузки приводит к уменьшению коэффициента усиления каскада по напряжению. Но коэффициент усиления каскада по току K_I при этом не изменяется, что свидетельствует о большом выходном сопротивлении усилителя переменного сигнала на транзисторе VT. Значит, транзистор в усилительном каскаде с ОЭ является генератором тока.

При подключении внешнего нагрузочного сопротивления R_n нагрузочная прямая по переменному току также будет проходить через рабочую точку РТ, но её угол наклона на графике по отношению к оси напряжений увеличится.

Выполненный графический анализ дает наглядное представление принципа усиления сигнала, что важно в учебном процессе. На практике же анализ усилителей в большинстве случаев проводится алгебраически с помощью g , h и y -параметров.

4.4. Обеспечение стабильности режима работы транзисторных схем

4.4.1. Факторы неустойчивости положения рабочей точки

Заданное в соответствии с выбранным режимом первоначальное положение рабочей точки на нагрузочной прямой в процессе работы усилительного каскада может сильно изменяться. Эти отклонения от заданного режима изменяют дифференциальные параметры транзистора, определяемые в рабочей точке по его входным и выходным характеристикам, что, в свою очередь, влияет на технические данные усилителя в частотной и временных областях, вызывает линейные искажения. А смещение рабочей точки в области насыщения или отсечки приводит к одностороннему ограничению выходного сигнала, т.е. к большим нелинейным искажениям.

Первой причиной изменения положения рабочей точки, является изменение температуры транзистора, приводящее к изменению теплового обратного тока $I_{Коб}$ перехода коллектор-база, смещенного в обратном направлении:

$$I_{Коб}(t_n) = I_{Коб}(20^\circ\text{C}) \cdot 2^{0,1\Delta t_n}, \quad (4.44)$$

где $\Delta t_n = t_n - 20^\circ\text{C}$ – приращение температуры коллекторного перехода, относительно температуры 20°C , для которой задаются параметры транзистора в справочниках; t_n – текущая температура коллекторного перехода, которая определяется формулой:

$$t_n = t_{max} + R_{m,п-с} \cdot P_K, \quad (4.45)$$

где t_{max} – максимальная температура окружающей среды;

$R_{m,п-с}$ – тепловое сопротивление “переход – среда”;

$P_K = I_0 \cdot U_0$ – мощность, рассеиваемая транзистором в виде тепла, из-за протекания через него постоянного тока.

Из формулы (4.44), приведенной для германиевого транзистора, следует, что при увеличении температуры коллекторного перехода на каждые 10° , величина обратного коллекторного тока удваивается.

Второй причиной является воздействие температуры на ток перехода база–эмиттер, которое учитывается с помощью теплового смещения на переходе:

$$\Delta U_{БЭТ} = \gamma \Delta t, \quad (4.46)$$

где $\gamma = 1,6 \div 2,1 \frac{\text{мВ}}{^{\circ}\text{C}}$ – температурный коэффициент напряжения эмиттерного перехода; $\Delta t = t_2 - t_1$ – изменение температуры транзистора.

Третьей причиной является изменение статического коэффициента усиления тока базы β из-за старения транзистора, влияния температуры, технологического разброса коэффициента β при замене транзистора. С увеличением температуры β увеличивается. Для германиевых транзисторов β удваивается при изменении температуры от 25 до 100 градусов, а для кремниевых транзисторов удвоение β происходит при увеличении температуры от 25 до 175 градусов. Суммарное изменение коллекторного тока покоя по указанным причинам определяется формулой:

$$\Delta I_{К0} = S \Delta U_{БЭТ} + (\beta + 1) \Delta I_{Коб}, \quad (4.47)$$

где S – крутизна проходной вольтамперной характеристики транзистора, $\Delta I_{Коб}$ – изменение обратного тока коллекторного перехода при изменении его температуры на $\Delta t_{п}$. Ниже на рисунке 4.18,а с помощью семейства ВАХ показано типичное изменение эмиттерного тока в зависимости от температуры для выбранного значения смещения $U_{бэ}$.

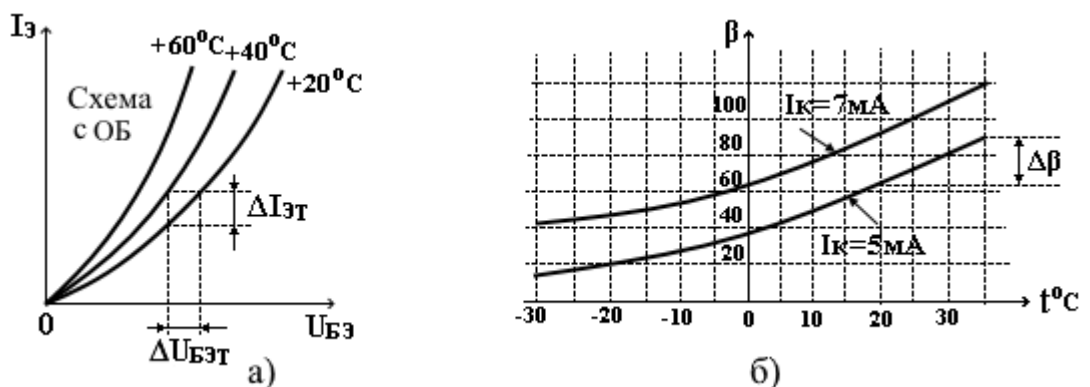


Рисунок 4.18 – а) температурные зависимости тока эмиттера в схеме с общей базой; б) температурные зависимости коэффициента β для схемы с общим эмиттером

При этом изменение тока $\Delta I_{эТ}$ можно приписать внутреннему изменению смещения между базой и эмиттером транзистора на $\Delta U_{бэТ}$, из-за которого эмиттерный ток изменяется на ту же величину, но для одной ВАХ при $t = \text{const}$. На рисунке 4.18,б показана температурная зависимость коэффициента передачи базового тока β для схемы с общим эмиттером.

Величина тока $I_{K0б}$ при температуре $+20^\circ\text{C}$ для германиевых транзисторов составляет $1 \div 5$ мкА, для кремниевых на один-два порядка меньше. Хотя изменение обратного тока $I_{K0б}$ от температуры для кремниевых транзисторов происходит в полтора раза быстрее, чем у германиевых, абсолютная величина тока $I_{K0б}$ в кремниевых транзисторах значительно на один-два порядка меньше. Поэтому они успешно работают до 150°C , а рабочая температура германиевых транзисторов не превышает 85°C .

Рассмотрим пример. Допустим, величина $I_{K0б} = 1$ мкА при $+20^\circ\text{C}$. С учетом удвоения этого тока на каждые 10°C при температуре $+70^\circ\text{C}$ получим величину этого тока уже $I_{K0б} \approx 30$ мкА. Тогда согласно формуле (4.47) даже при стабильной величине $\beta = 100$ изменение тока покоя ΔI_{K0} составит величину 3 мА. А если первоначальное значение тока покоя было задано $I_{K0} = 1$ мА, то из-за температурного влияния при $+70^\circ\text{C}$ эта величина составит уже 4 мА, что указывает на значительное смещение, которое может переместить рабочую точку в область насыщения, что недопустимо из-за появления больших нелинейных искажений сигнала. Более того, при меняющемся входном сигнале рабочая точка должна оставаться только в рабочей области. На рисунке 4.19 ниже показано, как происходит смещение рабочей точки по нагрузочной прямой из-за подъёма выходных характеристик транзистора, обусловленного суммарным влиянием рассмотренных выше факторов.

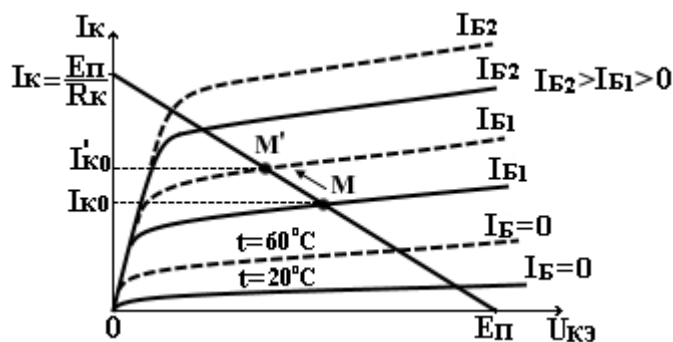


Рисунок 4.19 – Изменение положения рабочей точки из-за температурного смещения вверх выходных характеристик биполярного транзистора

При повышении температуры рабочая точка из положения M , определяющего значение тока покоя I_{K0} при базовом токе $I_{Б1}$, перемещается в положение M' , с большим значением тока покоя I'_{K0} , но при том же значении тока базы $I_{Б1}$.

Для определения стабильности схемы представим ток коллектора в рабочей точке как функцию трёх независимых переменных $I_{K0б}$, $U_{БЭ}$ и β :

$I_K = f(I_{K0б}, U_{БЭ}, \beta)$. Взяв дифференциал от этой функции, выразим приращение коллекторного тока в виде суммы конечных приращений:

$$\Delta I_K = \frac{\partial I_K}{\partial I_{Kоб}} \Delta I_{Kоб} + \frac{\partial I_K}{\partial U_{БЭ}} \Delta U_{БЭ} + \frac{\partial I_K}{\partial \beta} \Delta \beta, \quad (4.48)$$

где частные производные определяются как коэффициенты неустойчивости схемы при влиянии какой-либо независимой переменной (параметра).

Существует общее правило: схемы, стабильные по одному типу отклонения параметра (например, по β или по $I_{Kоб}$), также показывают стабильность и по другим типам отклонений. Поэтому далее рассмотрим только один из этих трех коэффициентов неустойчивости:

$$S_{ст} = \frac{\partial I_K}{\partial I_{Kоб}}. \quad (4.49)$$

При рассмотрении выходных статических характеристик биполярного транзистора для схемы включения с общим эмиттером (ОЭ) было показано, что ток коллектора связан с током базы следующим выражением:

$$I_K = \beta I_B + (1 + \beta) I_{Kоб} \approx \beta I_B + \beta I_{Kоб}, \quad (4.50)$$

в котором считаем, что $(1 + \beta) \approx \beta$, поскольку $\beta = 50 \div 300$.

Продифференцировав это выражение по I_K и подставляя (4.49), получаем

$$1 = \beta \frac{\partial I_B}{\partial I_K} + \beta \frac{\partial I_{Kоб}}{\partial I_K} = \beta \frac{\partial I_B}{\partial I_K} + \frac{\beta}{S_{ст}}, \quad (4.51)$$

откуда находим выражение для коэффициента неустойчивости $S_{ст}$ в общем виде

$$S_{ст} = \frac{\beta}{1 - \beta \frac{\partial I_B}{\partial I_K}}. \quad (4.52)$$

Частная производная в знаменателе означает, что стабильность в усилительном каскаде обеспечивается при зависимости входного базового тока I_B от выходного коллекторного тока I_K , что возможно только при введении в схему отрицательной обратной связи. Наивысшая стабильность теоретически получается при коэффициенте неустойчивости $S_{ст} = 1$. Для хорошей стабильности коэффициент неустойчивости $S_{ст}$ не должен превышать 10.

Оценим стабильность ранее рассмотренных схем с фиксированным смещением в каскадах на биполярных транзисторах. При отсутствии обратной связи можно считать, что ток базы однозначно задается смещением и не изменяется: $I_B = const$. Тогда, вследствие равенства нулю производной в знаменателе выражения (4.52), получаем значение $S_{ст} = \beta = 50 \div 300$, что превышает допустимый уровень. Следовательно, рассмотренные ранее схемы с фиксированным смещением без обратной связи не обеспечивают хорошей

стабильности коллекторного тока покоя I_{K0} при температурном изменении обратного тока коллектора $I_{K0б}$ и влияния других факторов.

Задачей термостабилизации является возвращение рабочей точки из положения M' , куда она сместилась при подъёме характеристик в целом из-за повышения температуры, обратно в положение M . Для этого первоначально заданное фиксированным смещением $U_{БЭ0}$ значение базового тока $I_{Б1}$, соответствующее увеличенному из-за дестабилизирующих факторов значению коллекторного тока I'_{K0} , должно уменьшиться до величины $I'_{Б1}$, как показано на рисунке 4.20. При этом коллекторный ток практически вернется к первоначальному значению I_{K0} .

В результате работы схемы термостабилизации рабочая точка будет оставаться на месте несмотря на то, что характеристики транзистора «плавают» под влиянием различных факторов.

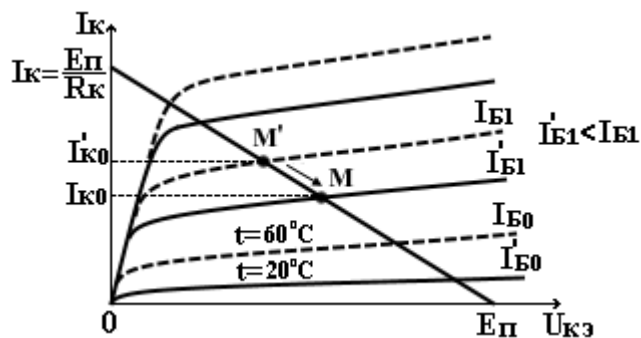


Рисунок 4.20 – Восстановление прежнего значения коллекторного тока при работе схемы термостабилизации путем уменьшения тока базы за счёт отрицательной обратной связи

При этом стабильному положению рабочей точки M и току покоя $I_{K0} = const$ будет соответствовать разный базовый ток, необходимый для стабилизации её положения. Далее рассмотрим основные схемы стабилизации положения рабочей точки.

4.4.2. Эмиттерная стабилизация положения рабочей точки

Рассмотрим усилительный каскад на биполярном транзисторе с общим эмиттером, в котором используется схема смещения с фиксированным током базы, как показано на рисунке 4.21. В цепь эмиттера для осуществления функции стабилизации вводится дополнительный резистор $R_Э$, на котором при протекании тока эмиттера $I_{Э0}$ создается падение постоянного напряжения $U_{RЭ} = I_{Э0}R_Э$, которое будет использоваться как напряжение обратной связи по постоянному току. Блокировочный конденсатор $C_{БЛ}$ большой емкости

шунтирует резистор $R_Э$ по переменному току, устраняя отрицательную обратную связь по усиливаемому сигналу.

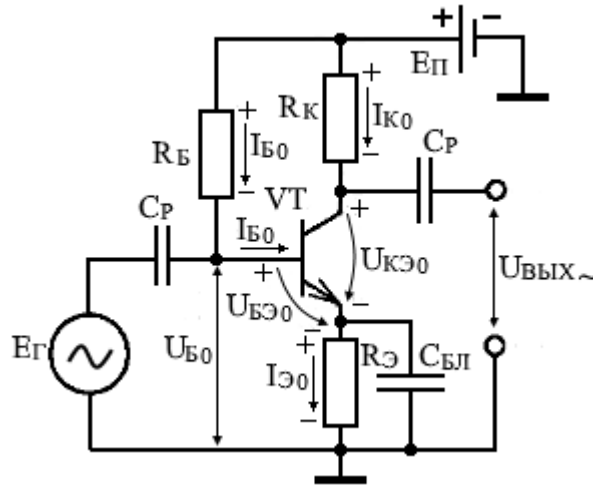


Рисунок 4.21 – Схема эмиттерной стабилизации рабочей точки в каскаде на биполярном транзисторе, включенном по схеме с ОЭ

Поскольку через резистор $R_Б$ протекает фиксированный ток базы $I_{Б0}$, то потенциал базы транзистора VT относительно общего провода («земли») является также фиксированным: $U_{Б0} = E_{П} - I_{Б0}R_Б$. Смещение на переходе база-эмиттер $U_{БЭ0}$, определяющее положение рабочей точки M на нагрузочной прямой, согласно обозначениям на рисунке 4.21 можно записать следующим образом:

$$U_{БЭ0} = U_{Б0} - U_{Э0} = U_{Б0} - I_{Э0}R_Э, \quad (4.53)$$

Поскольку $I_{Э0} \approx I_{К0}$, то при увеличении $I_{К0}$ под влиянием различных дестабилизирующих факторов на такую же величину будет увеличиваться ток эмиттера $I_{Э0}$. При этом увеличится падение напряжения на резисторе $R_Э$, а напряжение смещение $U_{БЭ0}$, в соответствии с формулой (4.53), уменьшится, что приведет к уменьшению тока базы $I_{Б0}$ и связанного с ним через формулу $I_{К0} = \beta I_{Б0}$ тока коллектора. В результате рабочая точка вернется практически на своё место.

Подтвердим количественно эффективность схемы стабилизации за счет введения резистора обратной связи $R_Э$. Запишем баланс постоянных напряжений для входной цепи:

$$E_{П} = I_{Б0}R_Б + U_{БЭ0} + I_{Э0}R_Э. \quad (4.54)$$

Исключим из этой формулы очень малую величину напряжения смещения $U_{БЭ0}$, а ток эмиттера представим в виде суммы $I_{Э0} = I_{Б0} + I_{К0}$. Получаем

$$E_{П} - I_{К0}R_Э = I_{Б0}(R_Б + R_Э). \quad (4.55)$$

Откуда выразим ток

$$I_{B0} = \frac{E_{\Pi}}{R_B + R_3} - \frac{R_3}{R_B + R_3} I_{K0} . \quad (4.56)$$

После этого, подставляя полученную формулу в общее выражение для коллекторного тока (4.50): $I_{K0} = \beta I_{B0} + \beta I_{K0б}$ и группируя члены, находим

$$\left(1 + \frac{\beta R_3}{R_B + R_3}\right) I_{K0} = \frac{\beta E_{\Pi}}{R_B + R_3} + \beta I_{K0б} \quad (4.57)$$

и получаем в общем виде выражение для коллекторного тока как функцию от обратного теплового тока перехода коллектор-база $I_{K0б}$:

$$I_{K0} = \frac{\frac{\beta E_{\Pi}}{R_B + R_3} + \beta I_{K0б}}{\left(1 + \frac{\beta R_3}{R_B + R_3}\right)} , \quad (4.58)$$

Затем для получения коэффициента неустойчивости $S_{ст}$ вычисляем производную по $I_{K0б}$ в соответствии с формулой (4.49):

$$S_{ст} = \frac{\partial I_{K0}}{\partial I_{K0б}} = \frac{\beta}{\left(1 + \beta \frac{R_3}{R_B + R_3}\right)} = \frac{\beta}{K_{ул}} , \quad (4.59)$$

где $K_{ул}$ - коэффициент улучшения определяется по формуле:

$$K_{ул} = 1 + \beta \frac{R_3}{R_B + R_3} \approx 1 + \frac{R_3}{R_B} . \quad (4.60)$$

Из анализа формул (4.59) и (4.60) следует, что наличие резистора R_3 в цепи эмиттера уменьшает величину коэффициента неустойчивости $S_{ст}$ и улучшает стабилизацию положения рабочей точки. При этом эффективность стабилизации повышается при увеличении сопротивления резистора R_3 . Однако величина резистора R_3 ограничивается допустимым падением на нём постоянного напряжения, составляющим порядка $0,2E_{\Pi}$.

Приведем реализацию схем эмиттерной стабилизации при включении биполярного транзистора по схеме с общей базой и с общим коллектором.

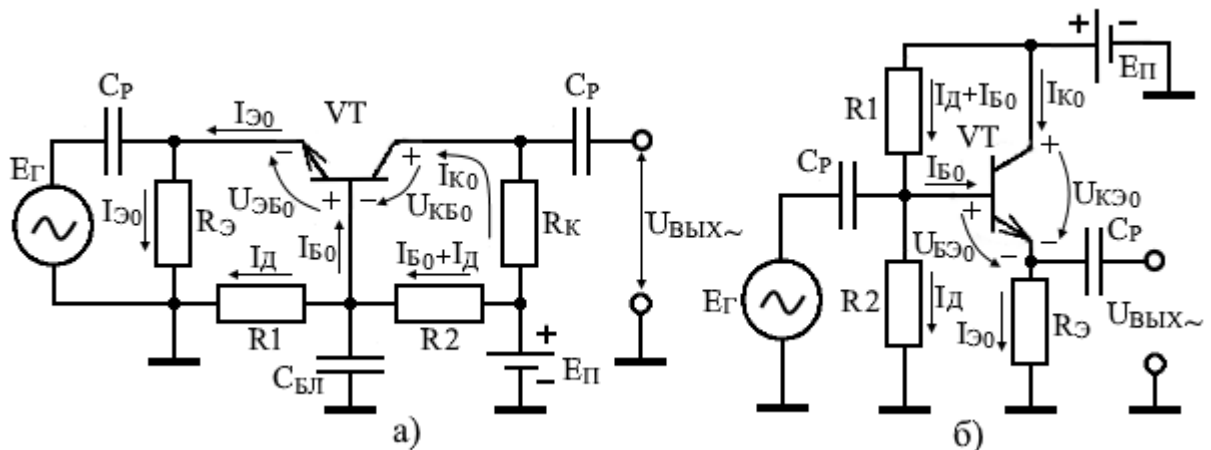


Рисунок 4.22 – Реализация эмиттерной стабилизации положения рабочей точки: а) в схеме с общей базой, б) в схеме с общим коллектором

В схеме с общей базой на рисунке 4.22,а введенный в цепь эмиттера резистор $R_Э$ замыкает постоянный ток эмиттера $I_{Э0}$ на минус источника питания $E_П$ и выполняет функцию эмиттерной стабилизации рабочей точки таким же образом, как в схеме с общим эмиттером на рисунке 4.21. В схеме включения транзистора с общим коллектором, представленной на рисунке 4.22,б, роль стабилизирующего резистора обратной связи выполняет нагрузочный резистор $R_Э$.

4.4.3. Коллекторная стабилизация положения рабочей точки

Схема коллекторной стабилизации образуется в каскаде с общим эмиттером при задании начального базового смещения $U_{БЭ0}$ путём подключения резистора $R_Б$, задающего начальный базовый ток $I_{Б0}$, не к стабильному источнику питания $E_П$, как на рисунке 4.21, а к коллектору транзистора. При этом изменяющееся при усилении сигнала напряжение на коллекторе $U_{КЭ0}$ поступает на базу транзистора через резистор $R_Б$. Таким образом в схему на рисунке 4.23 вводится параллельная по входу отрицательная обратная связь, снижающая влияние изменения коэффициента передачи тока β или теплового изменения $I_{К0}$ на положение рабочей точки. Данная схема обеспечивает приемлемую стабильность, является простой и содержит мало резисторов, что является привлекательным фактором для её использования разработчиками.

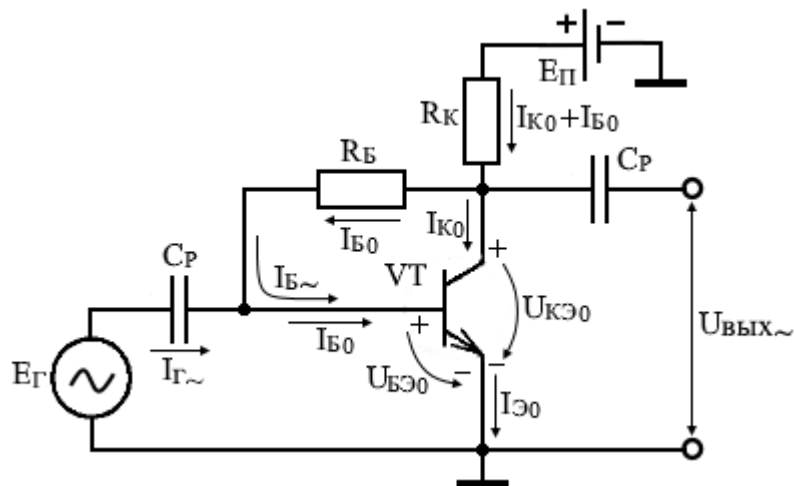


Рисунок 4.23 – Реализация схемы коллекторной стабилизации в каскаде усиления на биполярном транзисторе, включенном по схеме с ОЭ

При рассмотрении схемы по постоянному току напряжение смещения $U_{БЭ0}$ на базе транзистора VT определяется выражением:

$$U_{БЭ0} = U_{КЭ0} - I_{Б0}R_Б, \quad (4.61)$$

где напряжение на коллекторе относительно общего провода

$$U_{КЭ0} = E_{П} - (I_{К0} + I_{Б0})R_{К}. \quad (4.62)$$

Если ток коллектора $I_{К0}$ возрастет, например, из-за увеличения коэффициента β , температуры или по другой причине, то согласно уравнению (4.53) напряжение на коллекторе $U_{КЭ0}$ уменьшится, что уменьшит напряжение базового смещения $U_{БЭ0}$ (4.61) и, соответственно, ток базы

$$I_{Б0} = \frac{U_{КЭ0} - U_{БЭ0}}{R_{Б}}, \quad (4.63)$$

что остановит рост тока покоя $I_{К0}$. Однако, увеличение $I_{К0}$ компенсируется уменьшением тока базы $I_{Б0}$ только частично, что делает схему устойчивой в средней степени.

Следует отметить, что в рассматриваемой схеме коллекторного смещения наряду с обратной связью (ОС) по постоянному напряжению, стабилизирующей ток $I_{К0}$, возникает отрицательная ОС и по переменному напряжению (сигналу), поступающему через тот же резистор $R_{Б}$ с коллектора транзистора на вход каскада в виде тока $I_{Б\sim}$ (см. рисунок 4.23), находящемуся в противофазе с входным током от источника сигнала $E_{Г}$. Эта отрицательная ОС уменьшает сквозной коэффициент усиления каскада по переменному напряжению, что является нежелательным побочным эффектом.

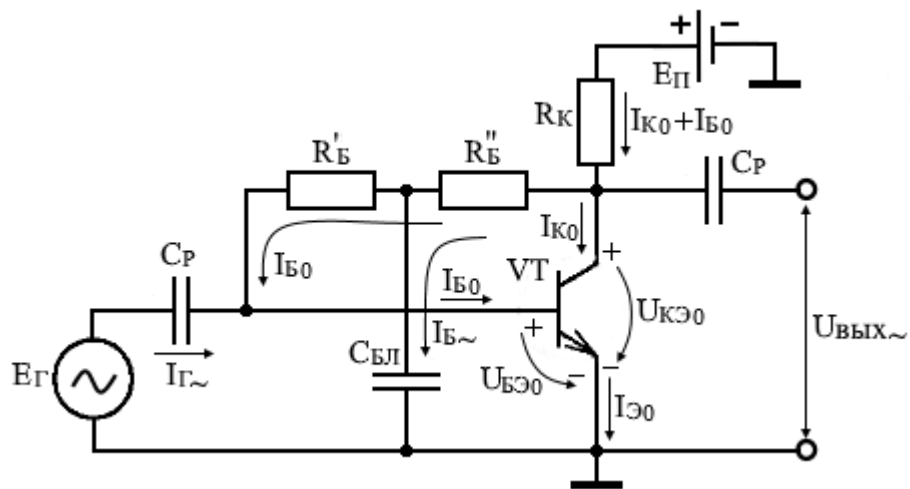


Рисунок 4.24 – Схема коллекторной стабилизации положения рабочей точки с блокировкой отрицательной ОС по переменной оставляющей

Для устранения ОС по переменной составляющей сопротивление $R_{Б}$ представляют суммой двух сопротивлений $R_{Б} = R'_{Б} + R''_{Б}$, между которыми, как показано на рисунке 4.24, включают блокировочный конденсатор $C_{БЛ}$ большой емкости, образуя развязывающий фильтр $R'_{Б}C_{БЛ}$. Благодаря ему, переменная составляющая усиленного тока сигнала с коллектора транзистора, пройдя резистор $R''_{Б}$ замыкается через малое сопротивление блокировочного конденсатора $C_{БЛ}$ на общий провод и, таким

образом, исключается из контура обратной связи. При этом работа схемы термостабилизации на постоянном токе не нарушается.

Среди рассмотренных схем стабилизации положения рабочей точки в транзисторных каскадах усиления эмиттерная стабилизация является наиболее эффективной. При рассмотрении каскадов усиления на полевых транзисторах аналогом по реализации и эффективности будут схемы с истоковой стабилизацией.

4.4.4. Термокомпенсация смещения рабочей точки

Рассмотренные способы эмиттерной и коллекторной стабилизации, в основе которых лежит использование отрицательной обратной связи, обеспечивают постоянство режима транзисторов по постоянному току при воздействии различных дестабилизирующих факторов. Для стабилизации режима транзисторов при изменении только температуры используются способы температурной компенсации. В основе способов температурной компенсации лежит зависимость от температуры сопротивлений резисторов, термисторов и полупроводниковых диодов. Рассмотрим способ термокомпенсации ухода рабочей точки с помощью терморезистора (термистора) в делителе напряжения, обеспечивающего начальное смещение транзистора в усилительном каскаде с ОЭ (рисунок 4.25,а).

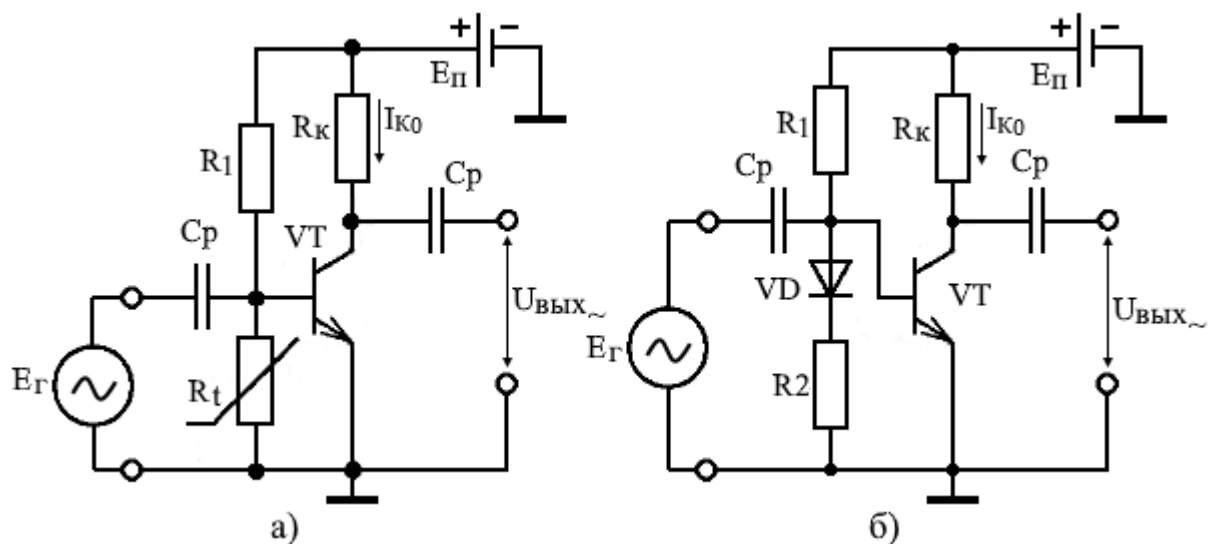


Рисунок 4.25 – Схемы термокомпенсации ухода рабочей точки: а) с помощью термистора R_t , б) с помощью полупроводникового диода VD

Термистор – это резистор, сопротивление которого значительно изменяется при изменении температуры:

$$R_t = R_0(1 + Qt^0), \quad (4.64)$$

где Q – температурный коэффициент сопротивления (ТКС).

Если $Q > 0$, то ТКС – положительный. Если $Q < 0$, то ТКС является отрицательным. В данной схеме в цепь делителя включен терморезистор R_t с

отрицательным ТКС, сопротивление которого уменьшается с ростом температуры.

Процесс термокомпенсации смещения рабочей точки осуществляется следующим образом. При увеличении температуры t^0 возрастает ток покоя транзистора I_{K0} за счет роста теплового обратного тока коллекторного перехода:

$$I_{K0} = \beta I_{B0} + (1 + \beta) I_{K06}(t_{\text{нор}}^0) e^{\alpha_t \Delta t_{\text{п}}^0}, \quad (4.65)$$

где $t_{\text{нор}}^0$ – температура перехода, равная 20°C , для которой приводятся справочные данные по I_{K06} ; $\Delta t_{\text{п}}^0$ – приращение температуры перехода относительно 20°C ; $\alpha_t(\text{Si}) = 0,07 \dots 0,13 \text{ } 1/^\circ\text{C}$ – температурный коэффициент для кремния.

Но с ростом температуры одновременно происходит уменьшение сопротивления терморезистора R_t и, следовательно, уменьшение напряжения смещения $U_{БЭ0}$ на переходе база-эмиттер, что соответственно приводит к уменьшению тока базы I_{B0} и связанного с ним тока коллектора $I_{K0} = \beta I_{B0}$.

К недостаткам термокомпенсации с помощью терморезистора относят нелинейности функций $R_t = f(t^0)$ и $I_{K0} = f_1(t^0)$. Вследствие этого трудно подобрать одинаковую зависимость R_t и I_{K0} для широкого диапазона температур.

Вместо терморезистора в делителе напряжения может быть использован полупроводниковый диод VD (рисунок 4.25,б), который в схеме будет включен параллельно переходу база-эмиттер транзистора VT. Так как сопротивление диода с ростом температуры уменьшается при постоянстве протекающего через него тока, определяемого отношением $E_{\text{п}}/R_1$, то падение напряжения на диоде, прикладываемое к переходу, будет также уменьшаться и препятствовать росту тока покоя I_{K0} . При этом характеристики диода могут такими, что возможно даже уменьшение тока I_{K0} с ростом температуры.