

Глава 1

Теоретическое введение

1.1. Биполярный транзистор

1.1.1. Принцип работы биполярного транзистора

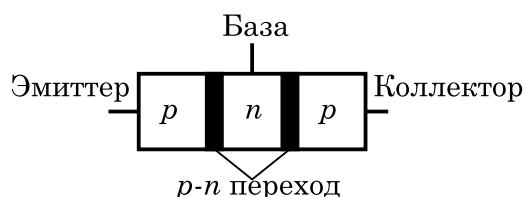


Рис. 1.1. Упрощённая структура биполярного транзистора

типов (рис. 1.1). В зависимости от их расположения различают транзисторы $p-n-p$ и $n-p-n$ типов. Условные графические обозначения (УГО) транзисторов обоих типов приведены на рис. 1.2. Выводы транзистора называются: Э — эмиттер, Б — база и К — коллектор. Направление стрелки указывает положение области с проводимостью n типа.

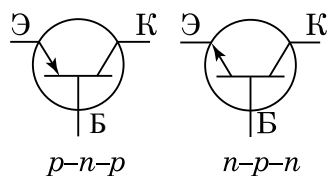


Рис. 1.2. УГО транзистора

Рассмотрим принцип действия транзистора (рис. 1.3). Переход эмиттер–база включается в прямом направлении, в результате основные носители заряда попадают в базу и создают ток базы I_B . Концентрация основных носителей заряда в базе значительно меньше, чем в эмиттере и коллекторе, поэтому в базе **рекомбинирует**¹ малая часть зарядов из эмиттера, кроме того, база выполняется достаточно узкой и основное количество зарядов, попавшее в базу из эмиттера, уже имея достаточно высокую скорость и получая дополнительное ускорение от поля перехода база–коллектор, пролетает в коллектор, создавая ток коллектора I_K , значительно превышающий ток базы I_B .

¹ **Рекомбинация** — процесс замещения электронами дырок, в результате чего исчезает пара носителей заряда «электрон–дырка» исчезает. Сопровождается выделением энергии в виде фотона.

Описанные физические процессы обеспечиваются конструктивными особенностями исполнения биполярных транзисторов:

1. База выполняется слаболегированной (т. е. количество основных носителей зарядов в ней значительно меньше чем в коллекторе и эмиттере);
2. База выполняется достаточно узкой;
3. Эмиттер выполняется сильнолегированным (т. е. количество основных носителей зарядов в нём значительно больше чем в коллекторе и базе).

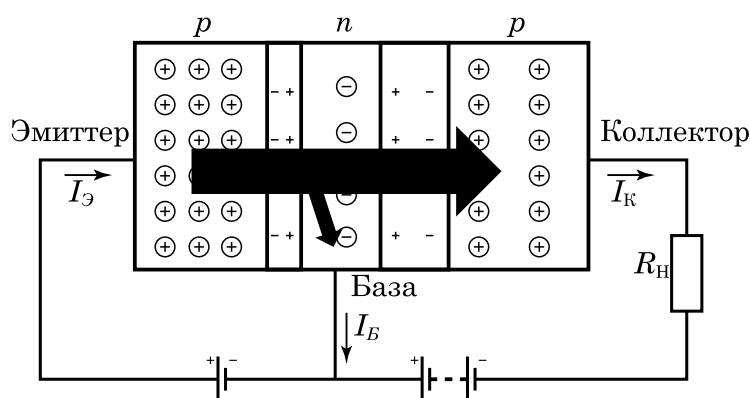


Рис. 1.3. Принцип действия биполярного транзистора

1.1.2. Включение транзистора по схеме с общим эмиттером

В зависимости от того, какой вывод транзистора подключен одновременно ко входу и выходу схемы, различают три схемы включения транзистора — с общим эмиттером (ОЭ), общей базой (ОБ) и общим коллектором (ОК). Наиболее широкое применение нашла схема с общим эмиттером (рис. 1.4).

Работа транзистора характеризуется семействами **входных** и **выходных характеристик** (рис. 1.5). Эти характеристики (для по схеме с ОЭ) приводятся в справочниках по транзисторам (например [3]).

Входные характеристики (рис. 1.5, а) показывают зависимость тока базы (I_B) от напряжения между базой и эмиттером ($U_{БЭ}$), при постоянном напряжении, приложенном к коллектору ($U_{КЭ}$). Входные

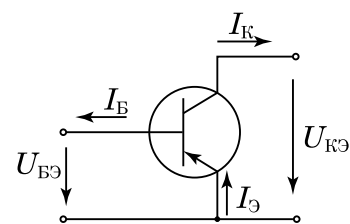


Рис. 1.4. Включение транзистора по схеме с общим эмиттером

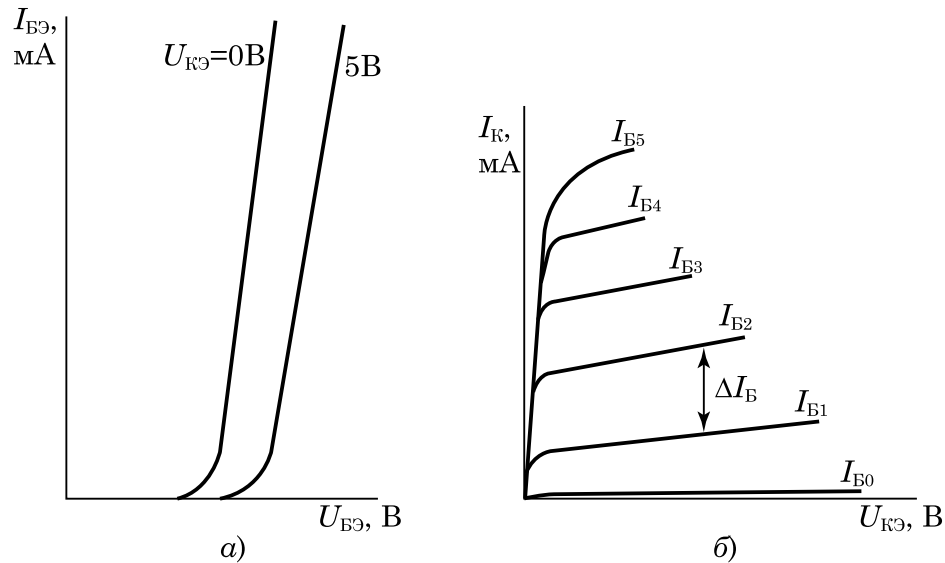


Рис. 1.5. Характеристики транзистора *a* — входные, *б* — выходные

характеристики слабо зависят от напряжения на коллекторе, поэтому обычно приводят две зависимости (например, в справочнике [3] приводятся входные характеристики транзисторов при $U_{КЭ} = 0$ и 5В).

Выходные характеристики (рис. 1.5, б) показывают зависимость тока коллектора ($I_{К}$) от напряжения между коллектором и эмиттером ($U_{КЭ}$), при постоянном значении тока базы ($I_{Б}$). **Выходные характеристики** приводятся для достаточно большого (5 и более) значений тока базы ($I_{Б1}$, $I_{Б2}$, $I_{Б3}$, и т. д.), различающихся на фиксированное значение $\Delta I_{Б}$.

1.1.3. Схема замещения биполярного транзистора. Транзистор как четырёхполюсник.

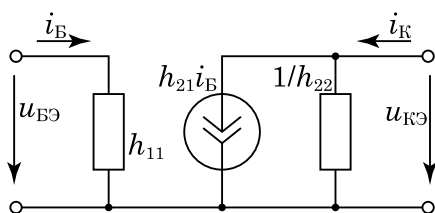


Рис. 1.6. Схема замещения транзистора

Схемы замещения — математические модели, характеризующие некоторые его свойства с заданной точностью и в определённых пределах.

Транзистор является весьма сложным прибором и не может быть полностью описан одной — двумя величинами (как, например, резистор или конденсатор), характеризующие его зависимости (например приведённые на рис. 1.5) имеют сложный и нелинейный характер, поэтому для транзистора применяют различные **схемы**

Для транзистора, включённого по схеме с общим эмиттером, работающим в **малосигнальном**² (линейном) режиме, наибольшее распространение получила схема замещения, приведённая на (рис. 1.6). На данной схеме транзистор характеризуется h – параметрами линейного **четырёхполюсника** – электрической схемы, имеющей два входных и два выходных контакта.

Мы рассматриваем работу усилительного каскада в малосигнальном (линейном) режиме, поэтому мы можем представить транзистор в виде активного линейного четырёхполюсника, который характеризуется входными (U_1, I_1) и выходными (U_2, I_2) токами и напряжениями. Для их расчёта используется система линейных уравнений, в которых два тока или напряжения являются известными, а два других – неизвестными. Известные и неизвестные величины связываются коэффициентами, которые называются **параметрам четырёхполюсника**. Для расчёта усилителей применяются z (имеют размерность сопротивления), y (размерность проводимости) и h (смешанная размерность) параметры.

При расчёте усилителей с общим эмиттером наибольшее распространение получили h –параметры, связывающие токи и напряжения с помощью следующей системы линейных уравнений:

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

В соответствии с рисунком 1.7 и учитывая, что для усилителя входными и выходными сигналами являются приращения соответствующих токов и напряжений, запишем эту систему уравнений в следующем виде:

$$\begin{cases} \Delta I_{БЭ} = h_{11}\Delta I_{Б} + h_{12}\Delta I_{КЭ} \\ \Delta I_{К} = h_{21}\Delta I_{Б} + h_{22}\Delta U_{КЭ} \end{cases}$$

Приравнивая к нулю $\Delta I_{Б}$ (режим холостого хода на входе) и $\Delta U_{КЭ}$ (режим короткого замыкания на выходе) мы сможем рассчитать h –параметры:

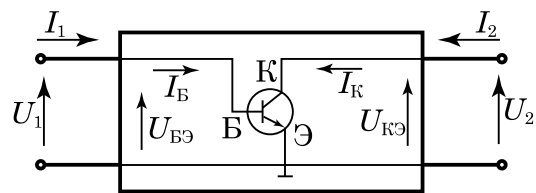


Рис. 1.7. Представление транзистора, включённого по схеме с ОЭ, в виде четырехполюсника

²В **малосигнальном** режиме работы транзистора амплитуды переменных составляющих входных сигналов не выходят за пределы линейного участка характеристики.

$$h_{12} = \left. \frac{\Delta U_{БЭ}}{\Delta U_{КЭ}} \right|_{\Delta I_{Б}=0}, \quad h_{22} = \left. \frac{\Delta I_{К}}{\Delta U_{КЭ}} \right|_{\Delta I_{Б}=0},$$

$$h_{11} = \left. \frac{\Delta U_{БЭ}}{\Delta I_{Б}} \right|_{\Delta U_{КЭ}=0}, \quad h_{21} = \left. \frac{\Delta I_{К}}{\Delta I_{Б}} \right|_{\Delta U_{КЭ}=0}$$

Следует отметить, что если изменение величины равно нулю, то эта величина не изменяется т. е. h_{12} и h_{22} рассчитываются при постоянном значении тока базы ($I_{Б} = \text{const}$) а h_{11} и h_{21} при постоянном значении напряжения на коллекторе ($U_{КЭ} = \text{const}$).

Физический смысл h -параметров следующий:

$$h_{11} = \left. \frac{\Delta U_{БЭ}}{\Delta I_{Б}} \right|_{U_{КЭ}=\text{const}} \quad \text{— входное сопротивление, при коротком замыкании на выходе;}$$

$$h_{12} = \left. \frac{\Delta U_{БЭ}}{\Delta U_{КЭ}} \right|_{I_{Б}=\text{const}} \quad \text{— коэффициент обратной связи по напряжению;}$$

$$h_{21} = \left. \frac{\Delta I_{К}}{\Delta I_{Б}} \right|_{U_{КЭ}=\text{const}} \quad \text{— коэффициент передачи тока при коротком замыкании на выходе;}$$

$$h_{22} = \left. \frac{\Delta I_{К}}{\Delta U_{КЭ}} \right|_{I_{Б}=\text{const}} \quad \text{— выходная проводимость при холостом ходе на входе.}$$

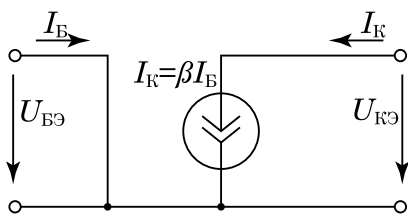


Рис. 1.8. Схема замещения транзистора на базе коэффициента β

Помимо h -параметров, для анализа работы транзисторов применяются коэффициенты передачи тока эмиттера ($\alpha = \Delta I_{К}/\Delta I_{Э}$) и тока базы ($\beta = \Delta I_{К}/\Delta I_{Б}$). Значение коэффициента α для современных транзисторов, подключенных по схеме с общим эмиттером, практически равно единице ($\alpha = 0,9 \dots 0,995$), поэтому при анализе схем с ОЭ он не применяется, а используется для схем с общей базой. Намного большее значение при расчёте схем с общим эмиттером имеет коэффициент β , значение которого составляет $\beta = (20 \dots 200)$. При грубых расчётах схем с ОЭ, коэффициент β может использоваться как основной параметр, характеризующих транзистор, В этом случае используется схема замещения, приведённая на рисунке 1.8.

1.1.4. Расчёт h – параметров

В нашей работе мы получим h –параметры графоаналитическим методом из входных (h_{11} , h_{12}) и выходных (h_{21} , h_{22}) характеристик транзистора.

При расчёте h –параметров необходимо обратить внимание на то, что каждой точке характеристики соответствуют три величины:

- для входной характеристики – I_B , $U_{БЭ}$ и $U_{КЭ}$;
- для выходной характеристики – I_K , $U_{КЭ}$ и I_B .

Третий параметр, который отсутствует на осях рассматриваемой характеристики, является величиной, для соответствующего значения которой строилась зависимость. Для входных характеристик, обычно, строятся две зависимости $I_B(U_{БЭ})$ для двух значений $U_{КЭ}$ (в основном это 0 и 5 В), для выходных – зависимости $I_K(U_{КЭ})$ для разных значений I_B , различающихся на величину ΔI_B , которая имеется в справочных данных на транзистор.

Следует обратить особое внимание на то, что все параметры рассчитываются на линейных (или близким к линейным) участках входных и выходных характеристик транзистора.

Расчёт по входным характеристикам транзистора

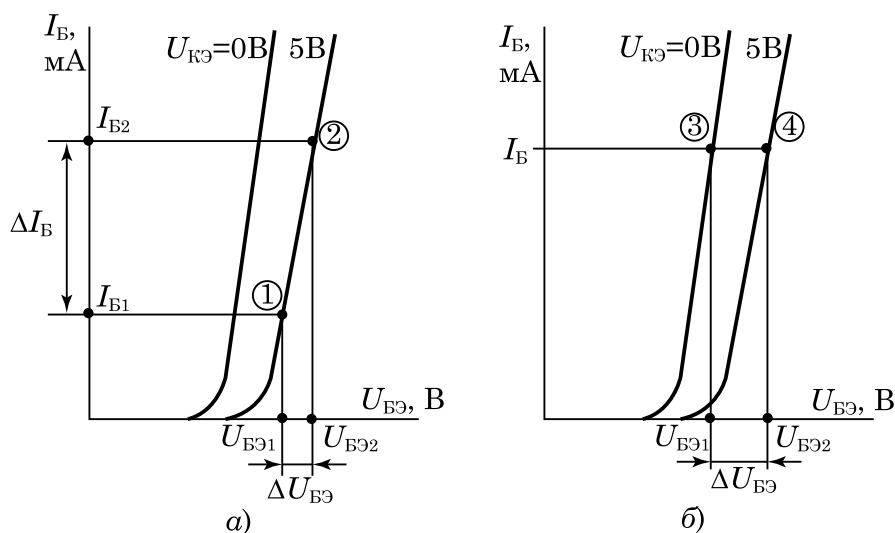


Рис. 1.9. К расчёту h –параметров транзистора a – h_{11} , b – h_{12}

Расчёт параметра $h_{11} = \left. \frac{\Delta U_{БЭ}}{\Delta I_B} \right|_{U_{КЭ}=\text{const}}$ (рис. 1.9, a) производится следующим образом: на одной из имеющихся входных характеристик (соответствующих выбранному напряжению на коллекторе – $U_{КЭ} = \text{const}$) выбирается линейный (или максимально близкий к не-

му) участок и на нём две точки (точки 1 и 2 на рис. 1.9, а). Разность напряжений базы, соответствующих этим точкам, даст нам $\Delta U_{БЭ} = U_{БЭ2} - U_{БЭ1}$, а разность соответствующих значений тока — изменение тока базы $\Delta I_{Б} = I_{Б2} - I_{Б1}$.

При расчёте параметра $h_{12} = \left. \frac{\Delta U_{БЭ}}{\Delta U_{КЭ}} \right|_{I_{Б}=\text{const}}$ (рис. 1.9, б), мы выбираем значение тока базы, для которого будем производить расчёт (т. е. обеспечиваем выполнение условия $I_{Б} = \text{const}$), и на двух кривых, построенных для разных значений напряжения коллектора, отмечаем соответствующие этому току точки (точки 3 и 4 на рис. 1.9, а). Разность напряжений $U_{БЭ}$, соответствующих этим точкам, даёт изменение напряжения между базой и эмиттером: $\Delta U_{БЭ} = U_{БЭ4} - U_{БЭ3}$. Величина $\Delta U_{КЭ}$ определяется как разность между напряжениями $U_{КЭ}$, для которых строились входные характеристики (для характеристик, приведённых на рис 1.9, а $\Delta U_{КЭ} = 5 - 0 = 5\text{В}$).

Расчёт по выходным характеристикам транзистора

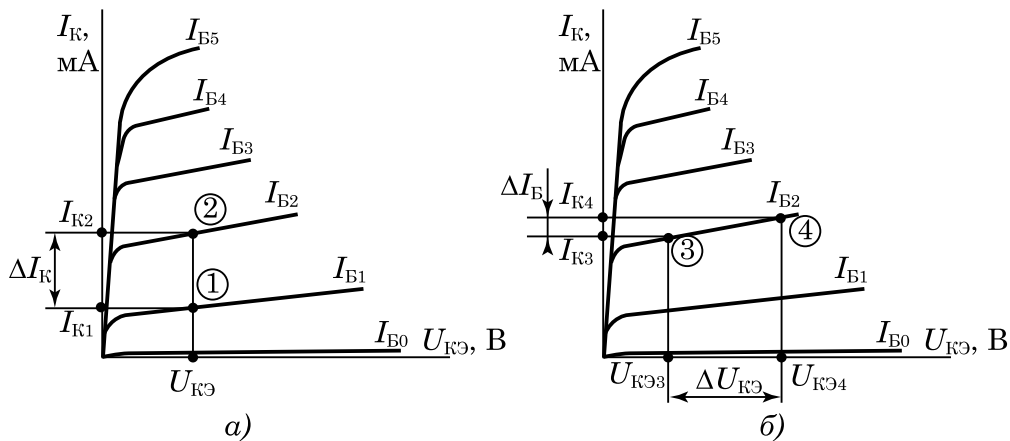


Рис. 1.10. К расчёту h -параметров транзистора а — h_{21} , б — h_{22}

Для расчёта параметр $h_{21} = \left. \frac{\Delta I_{К}}{\Delta I_{Б}} \right|_{U_{КЭ}=\text{const}}$ необходимо выбрать значение $U_{КЭ}$ и на кривых, соответствующим двум значениям тока базы, различающихся на $\Delta I_{Б}$ отметить соответствующие точки (точки 1 и 2 на рис. 1.10, а). Разность значений $I_{К}$, соответствующих этим точкам, даст нам значение $\Delta I_{К} = I_{К2} - I_{К1}$. Величина $\Delta I_{Б}$ берётся из справочника.

При расчёте параметра $h_{22} = \left. \frac{\Delta I_{К}}{\Delta U_{КЭ}} \right|_{I_{Б}=\text{const}}$, выбирается одна из имеющихся характеристик $I_{Б}$ и на ней отмечаются две точки (точки 3 и 4 на рис. 1.10, б). Разность напряжений коллектора, соответствующих

этим точкам, даст нам $\Delta U_{КЭ} = U_{КЭ4} - U_{КЭ3}$, а разность соответствующих значений тока — изменение тока коллектора ($\Delta I_K = I_{К4} - I_{К3}$).

Типовые значения h -параметров для биполярных транзисторов находятся в следующих пределах [2]:

h_{11}	h_{12}	h_{21}	h_{22}
$10^3 \dots 10^4$ Ом	$2 \cdot 10^{-4} \dots 2 \cdot 10^{-3}$	$20 \dots 200$	$10^{-5} \dots 10^{-6}$ См

1.2. Усилительной каскад с общим эмиттером (ОЭ)

1.2.1. Усилители

Усилитель это устройство, преобразующее сигнал малой мощности в сигнал большей мощности за счёт энергии источника питания.

Именно увеличение мощности выходного сигнала, по сравнению с мощностью входного, является характерной особенностью усилителя и отличает его от других преобразующих устройств, в которых изменяется либо напряжение, либо электрический ток, а мощность остаётся постоянной (точнее уменьшается, т. к. КПД любого устройства меньше единицы). Примером такого устройства может служить повышающий трансформатор, преобразующий входное напряжение в более высокое выходное, при этом мощность выходного сигнала, за счёт потерь, будет ниже, чем мощность входного.

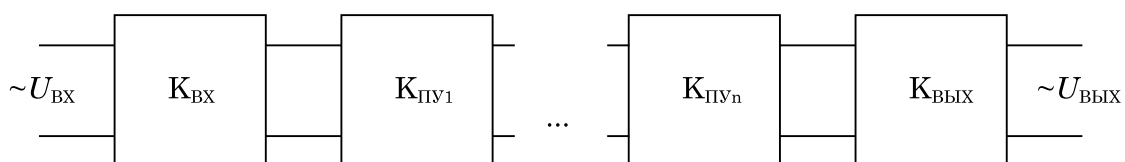


Рис. 1.11. Обобщённая структурная схема многокаскадного усилителя

Применяемые на практике усилители являются достаточно сложными устройствами, которые содержат в себе несколько усилительных каскадов, обеспечивающих не только усиление входного сигнала, но и согласование с источником и нагрузкой.

Усилительный каскад это минимальный функциональный блок, обеспечивающий усиление сигнала. Обычно в его состав входят один или несколько **усилительных элементов** (электронный прибор, обеспечивающий усиление сигнала — транзистор или электронная лампа), цепи обратной связи, элементы обеспечивающие режим по постоянному току, и т. д.

На рис. 1.11 приведена обобщённая структурная схема многокаскадного усилителя. В общем случае усилитель состоит из входного каскада (с коэффициентом усиления $K_{ВХ}$), одного или нескольких каскадов предварительного усиления ($K_{ПУ1} \dots K_{ПУn}$), и выходного каскада ($K_{ВЫХ}$).

Основной задачей входного и выходного каскадов является согласование усилителя с источником сигнала и нагрузкой, обычно это делается с целью получения **согласованного режима работы цепи**³. Каскады предварительного усиления обеспечивают необходимый уровень усиления сигнала. Если необходимый уровень выходного сигнала нельзя получить с помощью одного каскада, то ставят дополнительные, в количестве, обеспечивающем требуемый коэффициент усиления.

Важнейшей величиной, характеризующей усилительный каскад, является **коэффициент усиления**, равный отношению уровня выходного сигнала к уровню входного. Различают три коэффициента усиления — коэффициент усиления по напряжению, току и мощности:

$$K_U = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}}, \quad K_I = \frac{I_{ВЫХ}}{I_{ВХ}}, \quad K_P = \frac{P_{ВЫХ}}{P_{ВХ}} = \frac{I_{ВЫХ} U_{ВЫХ}}{I_{ВХ} U_{ВХ}} = K_U K_I$$

Исходя из определения усилителя (стр. 13) любой усилитель увеличивает мощность входного сигнала, и значит основным коэффициентом усиления должен быть коэффициент усиления по мощности, однако при проектировании усилителей акцент ставится на усиление одной из трёх величин, поэтому различают усилители напряжения, тока и мощности. Обычно информация в электронных устройствах передаётся путём изменения уровня напряжения, поэтому в литературе наиболее распространён K_U , и, в ряде случаев, он принимается за определение коэффициента усиления вообще.

При расчёте коэффициента усиления многокаскадного усилителя соответствующие коэффициенты усиления каскадов перемножаются:

$$K_U = K_{U1} * K_{U2} * \dots * K_{Un}$$

Помимо коэффициента усиления, в широко используются амплитудно-частотная (АЧХ) и амплитудная характеристики усилителя.

³В согласованном режим работы выходное сопротивление источника сигнала равно входному сопротивлению нагрузки (например выходное сопротивление источника сигнала и входное сопротивление входного каскада). В этом случае обеспечивается максимальная мощность, но КПД будет равен 50%, поэтому согласованный режим, в основном, используется в маломощных радиоэлектронных цепях, работающих со слабыми сигналами.

Амплитудно–частотная характеристика (АЧХ) (рис. 1.12) показывает зависимость коэффициента усиления от частоты.

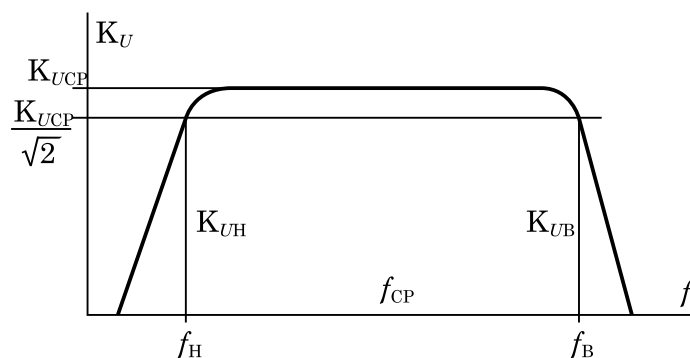


Рис. 1.12. Амплитудно–частотная характеристика усилителя

Для анализа АЧХ усилителя наибольший интерес представляет участок, на котором коэффициент усиления практически не зависит от частоты и обозначается K_{CP} . Этот участок ограничен в области низких частот **нижней граничной частотой** f_H , а в области высоких — **верхней граничной частотой** f_B (рис. 1.12). Значения f_H и f_B определяются величиной **коэффициента частотных искажений**, равного отношению коэффициента усиления на средней частоте (f_{CP}), к коэффициенту усиления на нижней (f_H) или верхней (f_B) частоте:

$$M = \frac{K_{UCP}}{K_{UH}} \text{ или } M = \frac{K_{UCP}}{K_{UB}}.$$

Обычно допустимые значения коэффициентов частотных искажений не превышают величину $\sqrt{2}$.

Частоты меньше f_H и выше f_B образуют области частотных искажений и не используются в работе усилителя.

Полоса пропускания усилителя Δf , характеризует диапазон частот, на котором коэффициент искажений M не превышает допустимые значения и равен разности между верхней и нижней частотами усилителя:

$$\Delta f = f_B - f_H$$

В зависимости от величин f_H и f_B усилители делятся на:

1. **Усилители медленно изменяющихся сигналов** (или **усилители постоянного тока**, УПТ) – у них нижняя частота АЧХ мала и приближается к 0 ($f_H \rightarrow 0$) а верхняя частота может достигать $10^3 \dots 10^8$ Гц.

2. **Усилители низкой частоты** (УНЧ) – нижняя частота равна десяткам герц, верхняя достигает сотен килогерц (для **усилителей звуковой частоты** (УЗЧ) — $f_B = 15 \dots 20\,000$ Гц).
3. **Усилители высокой частоты** (УВЧ) – диапазон частот начинается от сотен килогерц и простирается до десятков и сотен мегагерц.
4. **Широкополосные усилители** (ШПУ) – усиливают частоты от десятков герц до сотен мегагерц (в основном применяются в импульсной технике).
5. **Узкополосные** или **избирательные усилители** – применяются для усиления сигналов в узком диапазоне частот (в идеале усиливается одна частота).

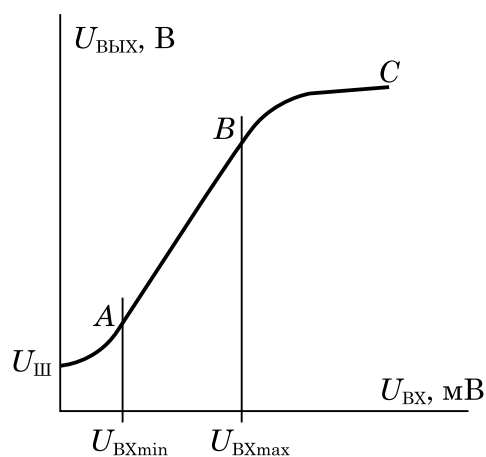


Рис. 1.13. Амплитудная характеристика усилителя

Амплитудная характеристика усилителя (рис. 1.13) характеризует зависимость выходного напряжения от входного на средних частотах.

При отсутствии входного сигнала ($U_{ВХ} = 0$) на выходе имеется напряжение $U_{Ш}$, обусловленное внутренними шумами усилителя. Минимальное входное напряжение должно быть не менее чем в $2 \dots 3$ раза больше уровня внутренних шумов ($U_{ВЫХ}(U_{ВХmin}) > (2 \dots 3)U_{Ш}$). Прямолинейный участок AB является рабочим. Участок BC обусловлен нелинейностью усилительных элементов при высоком уровне сигнала.

Таким образом, при уровне входного сигнала меньше $U_{ВХmin}$ мы не сможем отличить полезный сигнал от помех, а в случае $U_{ВХ} > U_{ВХmax}$ выходной сигнал будет иметь нелинейные искажения.

1.2.2. Усилительный каскад с ОЭ

Усилительный каскад с общим эмиттером (рис. 1.14) является одним из самых распространённых и применяется в каскадах предварительного усиления многокаскадных усилителях.

Название схемы «с общим эмиттером» означает, что вывод эмиттера является общим для входной и выходной цепи. В этом случае

вывод эмиттера называется общим (обозначается знаком « \perp », также используется термин «земля»), а все потенциалы измеряются относительно него.

Усилительный каскад с общим эмиттером работает следующим образом:

1. При увеличении входного напряжения ($U_{ВХ} \uparrow$) ширина $p-n$ перехода между коллектором и базой уменьшается, в результате возрастает ток в цепи эмиттера ($I_{Э} \uparrow$, см. рис. 1.3), а выходное сопротивление транзистора (между коллектором и эмиттером) уменьшается ($R_{ВыхТр} \downarrow$), а следовательно уменьшается и падение напряжения на выходе транзистора ($I_{Э}R_{ВыхТр} = U_{Вых} \downarrow$).
2. При уменьшении входного напряжения ($U_{ВХ} \downarrow$) ширина $p-n$ перехода между коллектором и базой увеличивается, в результате чего ток в цепи эмиттера уменьшается ($I_{Э} \downarrow$, см. рис. 1.3), а выходное сопротивление транзистора (между коллектором и эмиттером) увеличивается ($R_{ВыхТр} \uparrow$), следовательно увеличивается и падение напряжения на выходе транзистора ($I_{Э}R_{ВыхТр} = U_{Вых} \uparrow$).

Таким образом, усилительный каскад с общим эмиттером сдвигает фазу выходного сигнала, относительно входного, на 180° .

Характер изменения выходного напряжения, при изменении входного от минимального до максимального, определяется **статической нагрузочной характеристикой**:

$$E_K = U_{КЭ} + R_K I_K$$

или

$$U_{КЭ} = E_K - R_K I_K$$

Это выражение получено на основе II закона Кирхгофа (рис. 1.14) и из него хорошо видна роль резистора R_K — фактически он определяет характер изменения выходного сигнала, а при его отсутствие ($R_K = 0$), напряжение на выходе усилителя будет определяться исключительно источником питания:

$$E_K = U_{КЭ}.$$

При ($R_K \neq 0$), падение напряжения на R_K будет зависеть от величины тока коллектора I_K , связанного с величиной тока базы коэф-

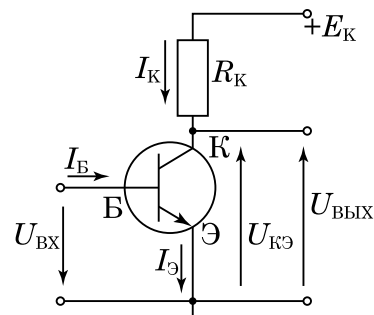


Рис. 1.14. Усилительный каскад с общим эмиттером

коэффициентом β : $I_K = \beta I_B$. Отсюда следует, что напряжение на выходе каскада будет по форме повторять напряжение на входе.

Статическая нагрузочная характеристика определяет закон изменения выходного сигнала и строится на выходной характеристике транзистора. Эта характеристика является прямой линией, для построения которой достаточно двух точек, например точек её пересечения с осями. Выходная характеристика транзистора показывает зависимость I_K от $U_{KЭ}$, поэтому рассмотрим значения нагрузочной характеристики при $I_K = 0$ (точка c) и $U_K = 0$ (точка d) (рис. 1.15):

$$U_{KЭ} = E_K |_{I_K=0}$$

$$I_K = \frac{E_K}{R_K} |_{U_{KЭ}=0}$$

Величина ЭДС источника питания E_K выбирается несколько меньше максимально допустимого напряжения на коллекторе, задаваемого в характеристиках транзистора, в пределах $E_K = (0,7 \dots 0,9) U_{KЭmax}$

Величина R_K выбирается из условия передачи максимальной мощности (согласованного режима): $R_K \approx R_{ВыхTr} = 1/h_{22}$, что для биполярного транзистора составит $0,5 \dots 10$ кОм.

Характер нагрузочной характеристики и коэффициент усиления, при заданной ЭДС источника питания E_K , определяется величиной нагрузочного резистора R_K , обеспечивающего необходимый уровень падения напряжения на выходе каскада и ограничивает ток коллектора.

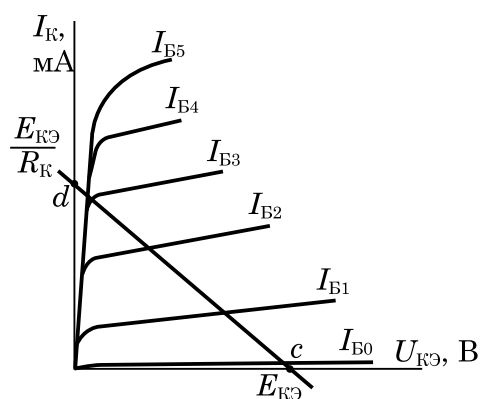


Рис. 1.15. Нагрузочная характеристика

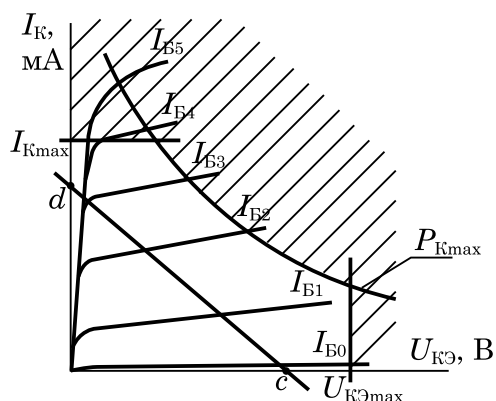


Рис. 1.16. Нагрузочная характеристика с ограничениями (штриховкой выделена область с недопустимыми значениями выходного сигнала)

Положение точек c и d ограничено максимально допустимыми значениями тока (I_{Kmax}), напряжения ($U_{KЭmax}$) и мощности (P_{Kmax}), которые приведены в справочных данных транзистора (рис. 1.16).

Нагрузочная характеристика является основой графоаналитического метода расчёта усилительного каскада.

1.2.3. Режим работы по постоянному току

Режим работы по постоянному току является важнейшей характеристикой усилительного каскада и характеризует его работу при отсутствии в напряжении на входе усилительного каскада переменной составляющей, которая и является усиливаемой величиной.

Режим работы по постоянному току характеризуется положением **рабочей точки** — точки на нагрузочной характеристике, соответствующей нулевому уровню переменной составляющей входного напряжения.

На рисунке 1.15 мы видим, что нагрузочная линия, как и выходные характеристики транзистора, находятся с одной стороны от оси $U_{KЭ}$, следовательно на выходе усилительного каскада будет сигнал одной полярности, а составляющие противоположной полярности будут утеряны.

Положение рабочей точки определяется величиной и знаком постоянной составляющей входного напряжения напряжения $U_{БЭ0}$. Если входное напряжение меняется по закону синуса, то получим следующее выражение:

$$u = U_{БЭ0} + U_{БЭm} \sin \omega t$$

В зависимости от положения рабочей точки на нагрузочной характеристике различают три класса усилителей:

Класс «А» (рис. 1.17, б) — режим, при котором напряжение в выходной цепи изменяется в течении всего периода входного сигнала. В этом случае рабочая точка находится посередине участка нагрузочной характеристики, соответствующего линейному участку характеристик транзистора а входной и выходной сигналы являются **пульсирующими**⁴. Отсюда следует, что при нулевом сигнале на входе (напомним, что входным сигналом для нас является переменная составляющая), напряжение на выходе будет равно $U_{KЭ0}$. Отсюда следует, что при нулевом сигнале на входе, напряжение на выходе будет равно $U_{KЭ0}$.

⁴**Пульсирующий** сигнал меняется только по величине, знак остаётся постоянным, т.е. это сигнал одной полярности.

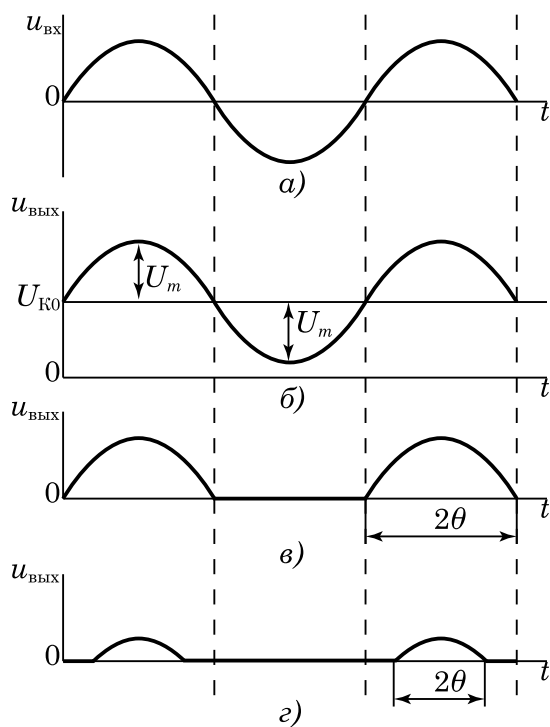


Рис. 1.17. Режимы работы усилителя
 а — входной сигнал;
 б — класс А;
 в — класс В;
 г — класс С;

Следует обратить внимание на то, что в связи с нелинейностью характеристик транзистора в области низких значений тока коллектора, максимальное амплитудное значение выходного сигнала ($U_{кэм}$) будет несколько меньше $U_{кэ0}$.

Достоинством класса А являются малые нелинейные искажения, однако КПД каскада $\eta = P_{\sim}/P_0$ (P_{\sim} — выходная мощность, P_0 — мощность, потребляемая от источника питания) мал — 0,5.

В основном класс А используется в каскадах предварительного усиления.

Класс В — режим, при котором напряжение в выходной цепи изменяется в течении приблизительно половины периода входного сигнала (рис. 1.17, в), т.е. входной сигнал является **переменным**⁵ и происходит потеря половины его периода.

При анализе режимов работы усилителей удобно использовать **угол отсечки** θ — половина угла, соответствующего участку периода, на котором не происходит изменение выходного сигнала. Для каскада, работающего в идеальном режиме В, величина угла отсечки равна $\pi/2$. В этом случае величина постоянной составляющей равна нулю, а КПД может достигать величины $\eta = 0,8$. Нелинейные искажения имеют сравнительно небольшую величину и в основном сконцентрированы в области нулевого значения входного и выходного сигналов. Это связано с нелинейным характером начальных участков входных и выходных характеристик транзистора.

Класс В получил широкое распространение в двухтактных усилительных каскадах⁶, однако идеальный класс В ($\theta = \pi/2$) приме-

⁵ **Переменный** сигнал меняется как по величине, так и по знаку.

⁶ В двухтактном усилительном каскаде имеется два усилительных элемента, каждый из которых усиливает напряжение одной из полярностей, они позволяют обеспечить изменение

няется редко, наибольшее распространение получил промежуточный **Класс АВ**⁷, при котором угол отсечки несколько больше $\pi/2$, то есть к входному напряжению прибавляется постоянная составляющая, величина которой составляет 5...15% от максимального входного напряжения. Наличие постоянной составляющей такой величины позволяют выйти из нелинейного участка в начале входных и выходных характеристик транзистора.

Класс С – режим, при котором напряжение в выходной цепи изменяется в течении времени значительно меньшего половины периода входного сигнала (рис. 1.17, з), т.е. $0 < \theta < \pi/2$. Этот класс характеризуется высоким КПД и сильными нелинейными искажениями. Свое применение он нашел в избирательных усилителях и автогенераторах, для работы которых достаточно наличия нулевой гармоники.

Помимо аналоговых классов усилителей, имеется импульсный **Класс D**, который характеризуется наличием только двух уровней выходного напряжения (максимальное и нулевое), то есть транзистор работает в ключевом режиме – либо полностью открыт, либо полностью закрыт. Подобные усилители широко применяются в импульсной технике, отличаются высоким КПД и малыми нелинейными искажениям. Сигналы, которые усиливаются ими, используют широтно-импульсную модуляцию (ШИМ), при которой информация кодируется длительностью импульса.

В нашей работе мы рассматриваем усилительный каскад работающий в классе А. Рабочая точка такого каскада выбирается между точками *c* и *d* нагрузочной характеристики так, чтобы входной и выходной сигнал всегда находились на линейных участках характеристик транзистора. На рис. 1.18 показано положение рабочей точки на выходной характеристике транзистора. Здесь точка *A* соответствует рабочей точке, точка *a* – минимальному, а точка *b* – максимальному уровню выходного сигнала. Точки *a* и *b* выбираются на линейных участках входных и выходных характеристик транзистора.

Рабочая точка выбирается на середине отрезка *ab*.

Положение рабочей точки, а следовательно и класс усилителя,

выходного напряжения в течении всего периода входного. Недостатком подобных каскадов является невозможность найти два абсолютно одинаковых транзистора, что приводит к искажениям в местах соединения разнополярных полупериодов на выходе усилителя.

⁷На практике часто режим АВ обозначается как режим В, что не всегда особо оговаривается.

определяется величиной и знаком постоянного напряжения $U_{БЭ0}$, для создания которого используется делитель напряжения R_1R_2 (рис. 1.19).

Значения сопротивлений резисторов R_1 и R_2 определяются следующими выражениями:

$$R_1 = \frac{E_K - U_{БЭ0}}{I_D + I_{Б0}}$$

$$R_2 = \frac{U_{БЭ0}}{I_D + I_{Б0}}$$

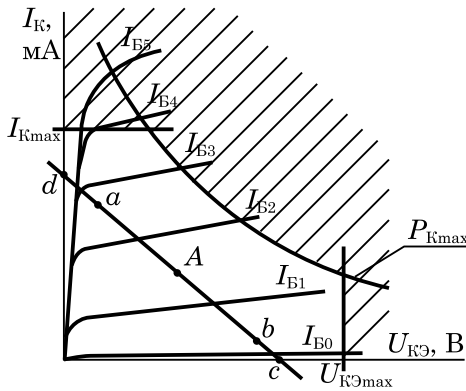


Рис. 1.18. Рабочая точка на выходных характеристиках транзистора

Здесь $U_{БЭ0}$ и $I_{Б0}$ соответствуют положению рабочей точки на входной характеристике и определяются с помощью графических построений на входных характеристиках транзистора, I_D — ток делителя, протекающий через резисторы R_1R_2 . Для повышения стабильности напряжения смещения желательно чтобы величина I_D была достаточно высокой, однако высокое значение I_D ведёт к росту потребляемой мощности от источника питания и, как следствие, снижению КПД потому значение I_D выбирается в пределах:

$$I_D = (2 \dots 5)I_{Б0}.$$

При расчёте резисторов R_1 и R_2 мы предполагаем, что постоянная составляющая входного сигнала равна нулю, однако, в реальных схемах это предположение зачастую не верно, и для её удаления во входном сигнале перед делителем ставится разделительный конденсатор C_{P1} , а для удаления постоянной составляющей, созданной делителем R_1R_2 — конденсатор C_{P2} на выходе.

Помимо подавления постоянной составляющей, разделительные конденсаторы оказывают воздействие и на переменную: подавляют переменную составляющую (несущую полезный сигнал) на нижних частотах и смещают фазы выходного сигнала. Подавление переменного сигнала на нижних частотах связано с характером емкостного сопротивления $X_C = 1/\omega C$, где $\omega = 2\pi f$ — круговая частота, в результате коэффициент усиления на частотах от 0 до f_H оказывается мал и при $f \rightarrow 0$ также стремится к нулю. Этим объясняется провал АЧХ на

нижних частотах у усилителей, в которых используются конденсаторы. В рассматриваемой схеме воздействие конденсаторов на разность фаз между напряжением и током, в связи с малыми значениями емкостей конденсаторов, незначительно и мы им можем пренебречь.

Ёмкость конденсатора C_{p1} рассчитывается исходя из того, что его емкостное сопротивление на нижней частоте должно быть много меньше входного сопротивления каскада:

$$\frac{1}{2\pi f_H C_{p1}} \ll R_{ВхК}$$

В обычных расчётах достаточно чтобы $X_{C_{p1}}$ не превышало 10% от входного сопротивления:

$$\frac{1}{2\pi f_H C_{p1}} \leq 0,1 R_{ВхК}$$

Отсюда

$$C_{p1} \geq \frac{10}{2\pi f_H R_{ВхК}}, \Phi,$$

или, для C_{p1} , выраженного в микрофарадах:

$$C_{p1} \geq \frac{10}{2\pi f_H R_{ВхК}} 10^6, \text{ мкФ}.$$

Входное сопротивление каскада $R_{ВхК}$, равно сумме сопротивлений базы и входного сопротивления транзистора:

$$R_{ВхК} = \frac{R_B R_{ВхТ}}{R_B + R_{ВхТ}},$$

а сопротивление базы — сумме сопротивлений $R_1 R_2$ делителя, также включённых параллельно:

$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}.$$

Величина R_B , во избежании шунтирующего действия по отношению к входному сопротивлению транзистора, должна быть в пределах

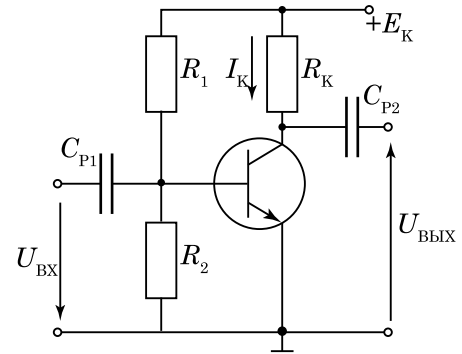


Рис. 1.19. Усилительный каскад с ОЭ и делителем напряжения $R_1 R_2$

$$R_B = R_1 \parallel R_2 = (2 \dots 5)R_{ВхТ}.$$

Аналогично рассчитывается ёмкость разделительного конденсатора на выходе каскада, только расчёт ведётся с учётом не входного сопротивления каскада, а сопротивления нагрузки:

$$C_{P2} \geq \frac{10}{2\pi f_H R_H} 10^6, \text{ мкФ.}$$

1.2.4. Термостабилизация усилительного каскада

Важной особенностью полупроводников является сильная зависимость коэффициента усиления от температуры, например напряжение $U_{БЭ}$ изменяется на $2 \dots 2,5$ мВ на 1 градус, а $I_{КБ}$ удваивается при изменении температуры на $5 \dots 7^\circ\text{C}$ для кремниевых и $8 \dots 10^\circ\text{C}$ для германиевых транзисторов [4]. Подобные изменения приводят к смещению рабочей точки и появлению нелинейных искажений.

Для компенсации воздействия температуры в схему усилительных каскадов вводят цепи термостабилизации, принцип действия которых основан на механизме обратных связей.

Обратная связь (ОС) — воздействие выходной цепи на входную, когда часть выходного сигнала подаётся на вход.

Различают **положительную обратную связь** (ПОС), когда выходной сигнал складывается с входным (фазы сигналов совпадают) и **отрицательную обратную связь** (ООС), когда выходной сигнал вычитается из входного (сигналы находятся в противофазе).

В усилителях широко применяются ООС с целью увеличения стабильности работы усилителя и уменьшения нелинейных искажений, однако следует учитывать, что ООС снижает коэффициент усиления каскада. ПОС применяются, в основном, в генераторах, в усилителях они приводят к **самовозбуждению** — неконтролируемому росту коэффициента усиления. В усилительных каскадах ПОС обычно являются **паразитными** — самопроизвольно возникающие ОС, являющиеся ошибками проектирования.

В усилительных каскадах с общим эмиттером, обычно, термостабилизация осуществляется путем создания ООС на базе резистора R_E (рис. 1.20).

Рассмотрим термостабилизацию усилительного каскада с ОЭ более подробно.

При отсутствии входного сигнала, напряжение между базой и эмиттером определяется по II закону Кирхгофа:

$$U_{БЭ0} = U_{20} - U_{Э0}$$

где $U_{20} = I_{20}R_2$, $U_{Э0} = I_{Э0}R_Э$ падение напряжения на резисторах R_2 и $R_Э$ соответственно.

При повышении температуры, возрастает концентрация основных носителей заряда и увеличиваются токи базы и коллектора, что приводит к увеличению $U_{БЭ}$ и, как следствие, смещению рабочей точки. В результате увеличения $I_Э$ возрастает величина падения напряжения $U_{Э0} = I_{Э0}R_Э$, а разность $U_{БЭ0} = U_{20} - U_{Э0}$ уменьшается (рис. 1.21), в результате чего рабочая точка смещается в исходное положение.

При снижении температуры происходит обратный процесс — концентрация носителей заряда (в результате рекомбинации), токи базы и коллектора уменьшаются, что приводит к уменьшению $U_{БЭ}$. В результате уменьшения $I_Э$ уменьшается и $U_{Э0} = I_{Э0}R_Э$, а разность $U_{БЭ0} = U_{20} - U_{Э0}$ увеличивается, в результате чего рабочая точка смещается в исходное положение.

Помимо стабилизации рабочей точки, $R_Э$ оказывают серьёзное воздействие на работу усилительного каскада.

Во первых, резистор $R_Э$ находится в цепи коллектор–эмиттер, и участвует в формировании нагрузочной характеристики:

$$E_K = U_{КЭ0} + I_{R0}(R_K + R_Э).$$

При выборе величины сопротивления $R_Э$, необходимо учитывать два взаимоисключающих фактора:

1. Термостабилизация осуществляется тем лучше, чем выше глубина обратной связи (т.е., чем выше ток делителя I_D и выше сопротивление $R_Э$).

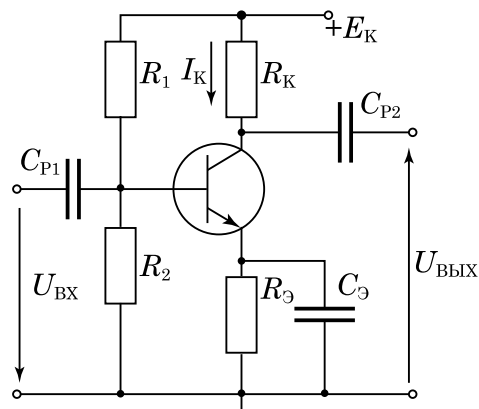


Рис. 1.20. Термостабилизация усилительного каскада с ОЭ

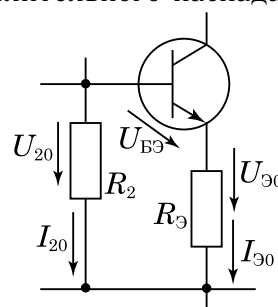


Рис. 1.21. Принцип термостабилизации усилительного каскада с ОЭ

2. Чем выше величина сопротивления $R_{Э}$, тем больше на нём происходит падение напряжения и тем ниже КПД каскада.

Для уменьшения воздействия на нагрузочную характеристику $R_{Э}$ выбирается равным $1 \dots 2 \text{ В}$, что для биполярных транзисторов соответствует $10 \dots 30\%$ от $E_{К}$:

$$R_{Э}I_{Э} = (0,1 \dots 0,3)E_{К},$$

что равносильно выбору

$$R_{Э} = (0,05 \dots 0,15)R_{К}$$

в согласованном режиме работы транзистора.

В связи с тем, что $R_{Э}$ участвует в формировании нагрузочной характеристики, её, после определения $R_{Э}$, необходимо скорректировать.

Во вторых, на $R_{Э}$ происходит падение переменной составляющей выходного напряжения (которая и является полезным выходным сигналом) что приводит к уменьшению коэффициента усиления.

Для нейтрализации воздействия $R_{Э}$ на выходной сигнал параллельно ему ставится шунтирующий⁸ конденсатор $C_{Э}$, что приводит к тому, что переменная составляющая сигнала практически без потерь проходит через конденсатор (т.к. сопротивление конденсатора с ростом частоты резко уменьшается).

Для того, чтобы конденсатор $C_{Э}$ осуществлял шунтирование резистора $R_{Э}$, необходимо, чтобы емкостное сопротивление $X_{C_{Э}}$ конденсатора было значительно ниже $R_{Э}$ на всём диапазоне частот, на которых работает усилительный каскад. Величина емкостного сопротивления обратно пропорциональна частоте и с ростом частоты уменьшается. Следовательно, при определении величины ёмкости $C_{Э}$ нам необходимо ориентироваться на наименьшую рабочую частоту каскада, которой является нижняя граничная частота $f_{Н}$. Обычно достаточно, чтобы сопротивление $X_{C_{Э}}$ на $f_{Н}$ было в $5 \dots 10$ раз меньше $R_{Э}$:

$$R_{Э} = (5 \dots 10)X_{C_{Э}}$$

Отсюда $C_{Э}$, в микрофарадах, равно:

$$C_{Э} = \frac{10^7}{(1 \dots 2)2\pi f_{Н}R_{Э}}, \text{ мкФ.}$$

⁸**Шунт** — элемент, сопротивление которого, в заданном диапазоне частот, значительно меньше сопротивления шунтируемого элемента, к которому шунт включается параллельно

1.2.5. Графоаналитический метод расчёта усилительного каскада

При расчёте графоаналитическим методом часть характеристик каскада находится аналитически, путём вычисления по известным выражениям, а другая — на основе графических построений, образец которых приведён на рис. 1.22.

Для определения характеристик каскада с помощью графических построений необходимо взять из справочника входные и выходные характеристики выбранного транзистора и расположить их как показано на рис. 1.22 (обратите внимание — входная характеристика берётся только для $U_{КЭ} = 5\text{ В}$ и поворачивается на 90° против часовой стрелки), после чего строятся оси для переходной характеристики ($I_K(I_B)$).

На выходных характеристиках выделяется рабочая область, ограниченная максимальным током (I_{Kmax}), напряжением ($U_{КЭmax}$) и мощностью (P_{Kmax}), а затем строится нагрузочная линия cd , на которой выбираются точки a и b , посередине между которыми находится рабочая точка A . Участок нагрузочной линии cd между точками a и b

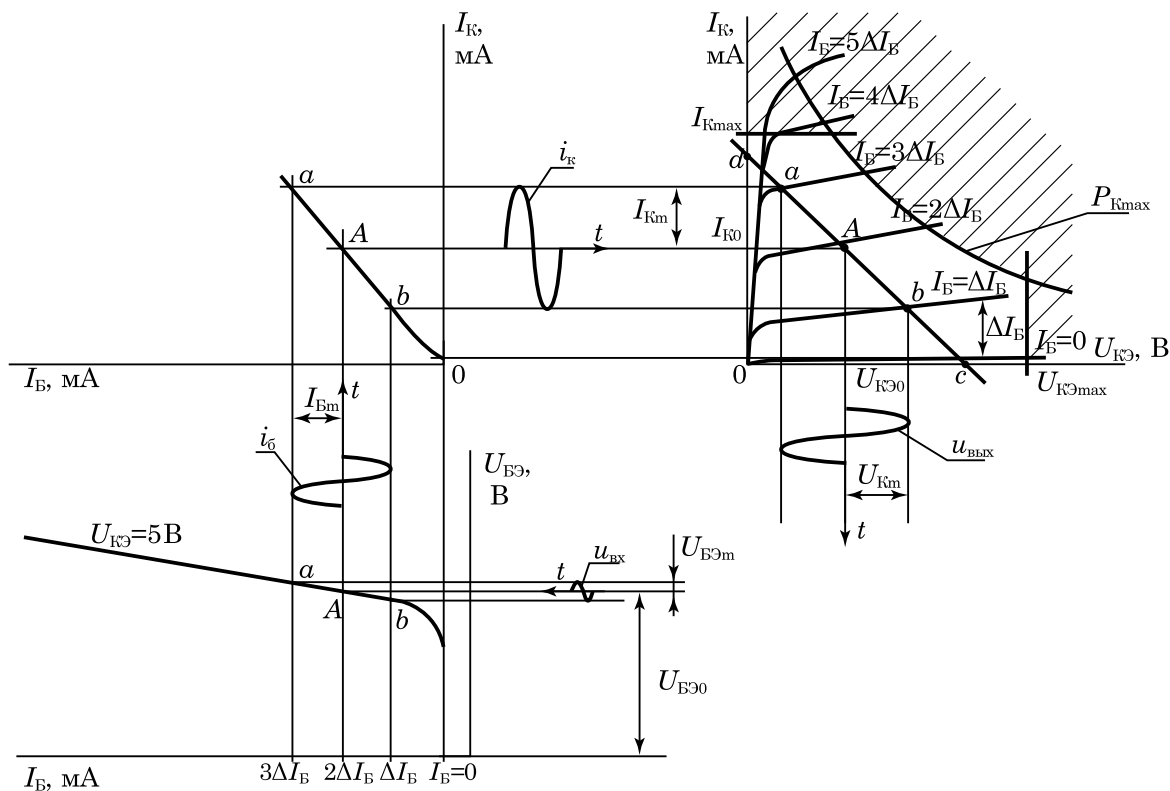


Рис. 1.22. Графоаналитический метод расчёта

не должен пересекать ограничительные линии максимальных значений, кроме того, отрезок ab должен находиться на линейных участках выходных характеристик.

На входной характеристике отмечаются точки, соответствующие токам базы, для которых построены выходные характеристики ($I_{B0}, I_{B1}, \dots, I_{Bn}$). Затем строится переходная характеристика $I_K(I_B)$, для построения которой берутся значения токов базы, для которых имеются выходные характеристики, а токи коллектора определяются в точках пересечения нагрузочной характеристики с входной характеристикой, построенной для соответствующего тока базы.

В ряде случаев диапазон токов базы, для которых имеются выход-

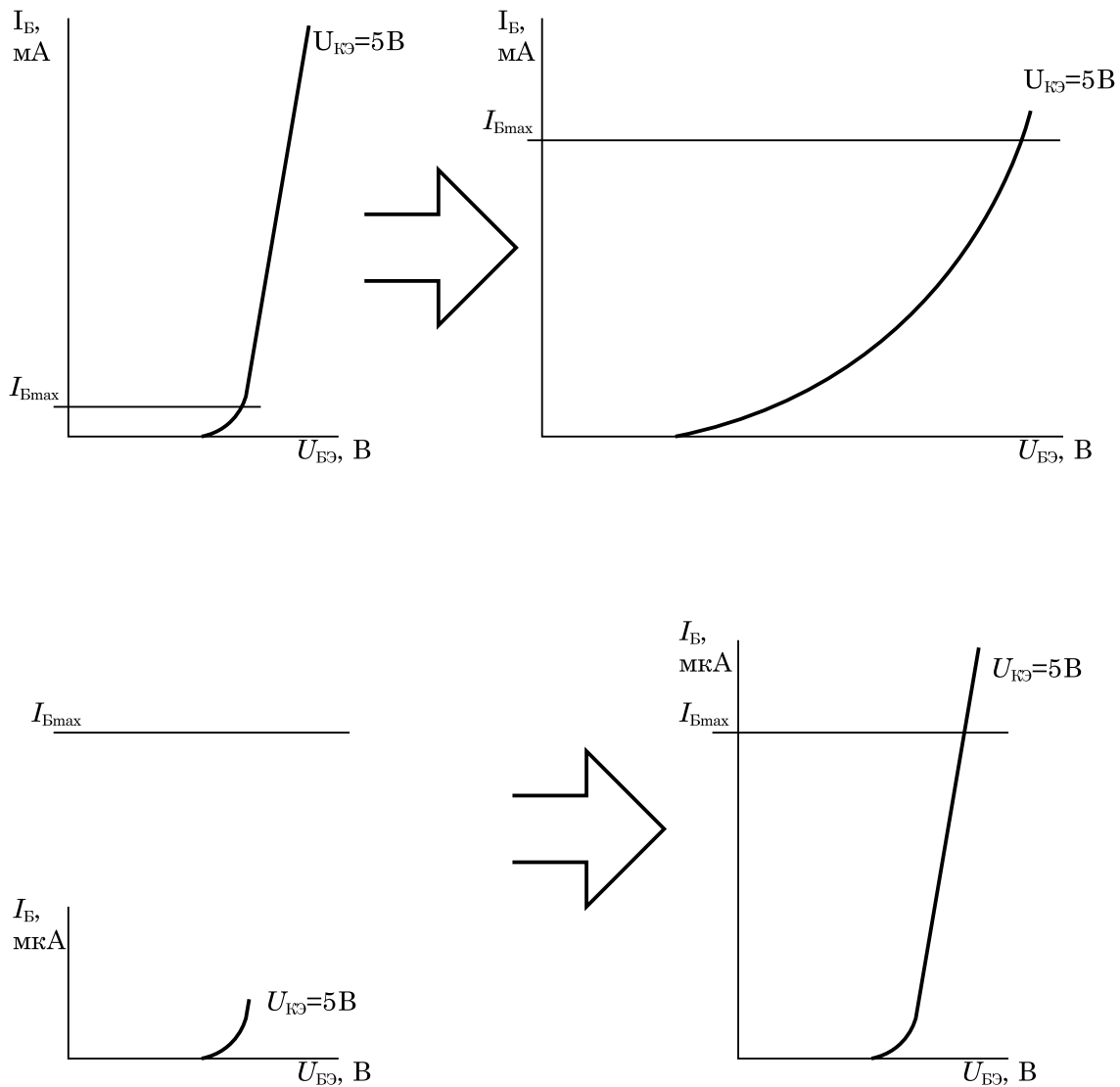


Рис. 1.23. Коррекция входных зависимостей.

ные характеристики, не соответствует диапазону токов базы входной характеристики — максимальный ток базы, для которого построена выходная зависимость $I_K(U_{КЭ})$ может находиться на узком начальном участке входной характеристики, либо выходить далеко за её пределы. В первом случае нужный участок входной характеристики строится в бóльшем масштабе (обычно этот участок имеет нелинейный характер, но в данном случае мы пренебрежём возникающими искажениями), а во втором, входная характеристика экстраполируется прямой линией до необходимых значений (рис. 1.23). Наличие подобных ситуаций достаточно легко обнаружить путём сравнения единиц измерения токов базы на входных и выходных характеристиках (обычно это мили- или микроамперы) — если порядки не совпадают (например на входных характеристиках это микроамперы, а на выходных — миллиамперы), то будет необходимо провести преобразования.

На основе проведённых построений, мы можем получить параметры усилителя как по постоянному ($I_{Б0}$, $I_{К0}$, $U_{БЭ0}$, $U_{КЭ0}$), так и по переменному ($I_{Бm}$, I_{Km} , $U_{БЭm}$, $U_{КЭm}$) току.

Остальные параметры усилительного каскада с ОЭ определяются в соответствии с порядком расчёта, приведённым в следующем разделе.

Глава 2

Порядок расчёта

2.1. Расчёт параметров транзистора

1. Для полученного в задании транзистора найти входные и выходные характеристики для схемы с общим эмиттером. Для этого можно воспользоваться прилагаемыми к данному пособию их копиями или специализированными справочниками, например [3]. Эти характеристики необходимо перенести в свою работу (или на отдельный, прилагаемый к ней, лист).

Помимо входных и выходных характеристик необходимо иметь значения ΔI_B , $U_{КЭmax}$, $I_{Кmax}$, $P_{Кmax}$ и C_K

2. Графическим методом определить h -параметры транзистора для схемы с общим ОЭ (см. раздел 1.1.4 на стр. 11).

По входным характеристикам:

$$h_{11} = \left. \frac{\Delta U_{БЭ}}{\Delta I_B} \right|_{I_{КЭ}=\text{const}}, \quad h_{12} = \left. \frac{\Delta U_{БЭ}}{\Delta U_{КЭ}} \right|_{I_B=\text{const}}$$

По выходным характеристикам:

$$h_{21} = \left. \frac{\Delta I_K}{\Delta I_B} \right|_{\Delta U_{КЭ}=\text{const}}, \quad h_{22} = \left. \frac{\Delta I_K}{\Delta U_{КЭ}} \right|_{I_B=\text{const}}$$

3. Найти входное и выходное сопротивление транзистора:

$$R_{ВхТ} = h_{11}$$

$$R_{ВыхТ} = \frac{1}{h_{22}}$$

4. Определить коэффициент передачи по току транзистора β :

$$\beta = h_{21}$$

2.2. Расчёт усилительного каскада по постоянному току

1. Изобразить семейство выходных характеристик, входную характеристику при $U_{кэ} = 5 \text{ В}$ и оси для построения переходной ($I_{к} = f(I_{б})$) характеристики заданного транзистора как показано на рис. 2.1.

Входная характеристика изображается повернутой на 90° против часовой стрелки.

Оси для построения передаточной характеристики строятся в размерности, соответствующих осей входной и выходной характеристик и на одной линии с осями этих характеристик (пунктирные линии на рис. 2.1).

2. На выходных характеристиках нанести кривую максимальной мощности, рассеиваемой на коллекторе $P_{кmax}$ (строится на основе выражения $P_{кmax} = U_{кэ}I_{к} = \text{const}$, например, по зависимости

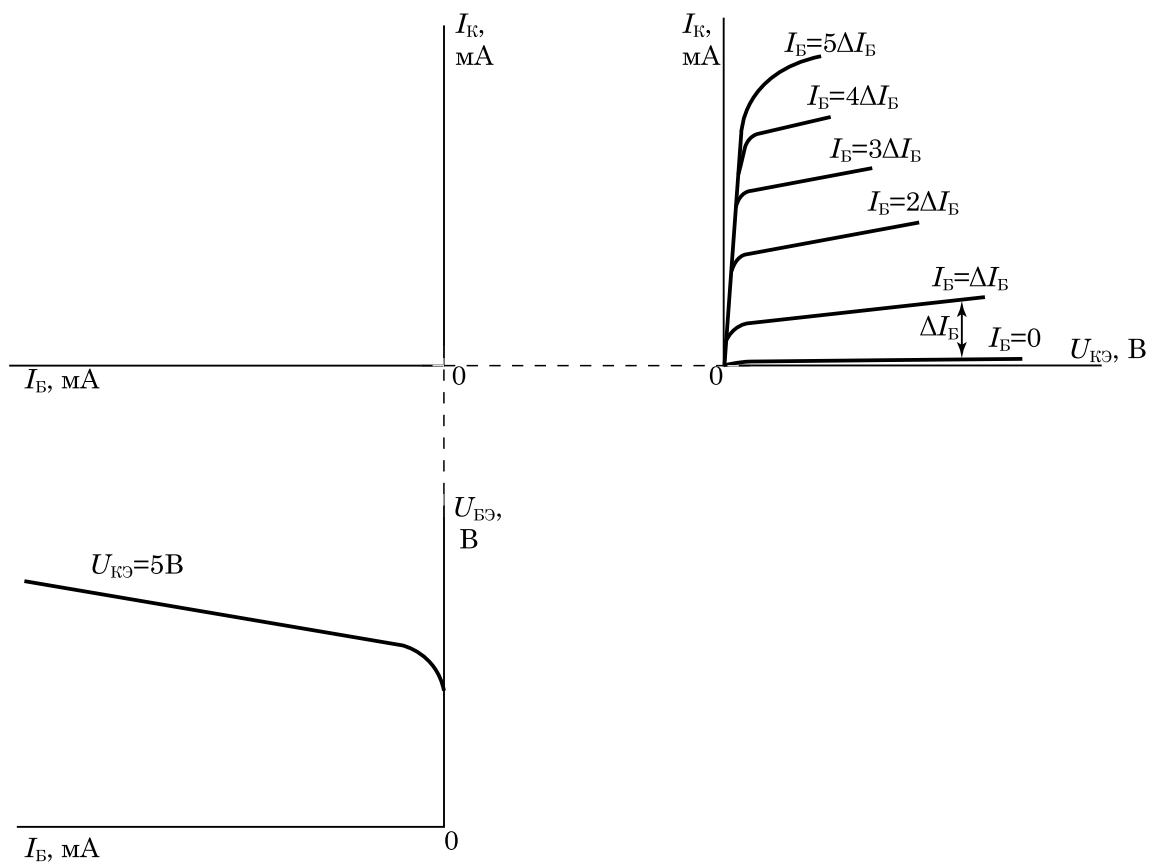


Рис. 2.1. Расположение входной, выходных и осей переходной характеристик при графоаналитическом методе расчёта

$I_K = P_{Kmax}/U_{KЭ}$, в этом случае на оси $U_{KЭ}$ произвольные значения напряжения и для них рассчитываются значения I_K — полученные таким образом точки образуют кривую P_{Kmax} , а также линии $U_{KЭmax}$ и I_{Kmax} .

Эти линии ограничивают область допустимых значений (рис. 2.2).

3. Выбрать значение напряжения источника питания E_K в пределах $(0,7 \dots 0,9)U_{KЭmax}$ (следует учитывать, что $E_K \approx 3U_{maxВых}$ и $E_K \approx U_{KЭ0} + I_K(R_K + R_Э)$). Эту величину, в дальнейшем, после выбора R_K , $R_Э$, и $U_{maxВых}$, следует скорректировать.
4. Из условия передачи максимальной мощности от источника энергии к потребителю (согласованный режим) выбрать $R_K \approx R_{ВыхТр}$, однако сопротивление нагрузки часто меньше или равно сопротивлению коллектора ($R_H \leq R_K$), поэтому рекомендуется выбирать $R_K = (0,3 \dots 1)R_{ВыхТр}$, так чтобы его величина лежала в диапазоне $R_K = 0,5 \dots 10$ кОм и обеспечивала максимум амплитуды выходного сигнала.
5. На выходных характеристиках транзистора построить нагрузочную линию (раздел 1.2.3). Нагрузочная линия строится по уравнению $U_{KЭ} = E_K - I_K R_K$, которое имеет линейный характер и является прямой линией. Для этой линии мы найдём точки пересечения с осями, т. е. значения этого выражения при $U_{KЭ} = 0$ и $I_K = 0$ (точки d и c соответственно):

$$U_{KЭ} = E_K \Big|_{I_K=0},$$

$$I_K = \frac{E_K}{R_K} \Big|_{U_{KЭ}=0}.$$

Полученные точки строятся на выходных характеристиках транзистора и соединяются прямой линией, которая не должна пересекать область, ограниченную максимальными значениями тока, напряжения и мощности коллектора (рис. 2.2).

6. Построить переходную характеристику. Для этого необходимо отметить на оси I_B входной характеристики точки, соответствующие токам базы, для которых приведены выходные характеристики, пересекаемые нагрузочной линией. По точкам пересечения линий, проведённых из выделенных точек входных и выходных характеристик, построить переходную характеристику (рис. 2.3).

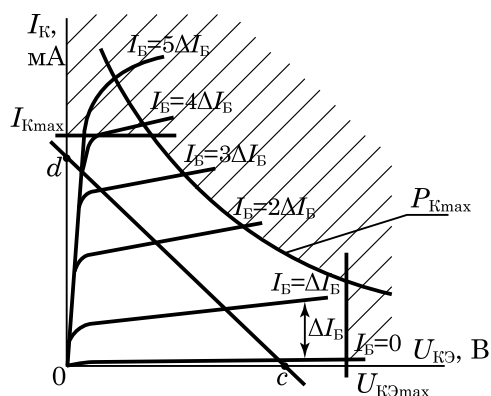


Рис. 2.2. Построение области недопустимых значений и нагрузочной линии на выходных характеристиках транзистора

7. На переходной характеристике транзистора (с учетом входной характеристики) выбрать линейный участок ab , в диапазоне которого усилитель усиливает без искажения. На середине участка ab нанести рабочую точку A , соответствующую режиму работы транзистора по постоянному току (рис. 2.4).
8. По координатам рабочей точки A определить токи и напряжения каскада в режиме покоя (постоянные составляющие входных и выходных токов и напряжений): $I_{Б0}$, $I_{К0}$, $U_{БЭ0}$, $U_{КЭ0}$ (рис. 2.4).

2.3. Расчёт усилительного каскада по переменному току

1. По построениям, проведенным в предыдущем разделе (рис. 2.4), определить максимальные амплитуды входного и выходных токов и напряжений ($I_{Бm}$, $I_{Кm}$, $U_{БЭm}$, $U_{КЭm}$). Изменение переменной составляющей сигнала должно происходить между точками a и b соответствующих характеристик, а нулевой уровень переменной составляющей находится в точке A (рабочей точке).
2. Графически показать изменение токов и напряжений на построениях, сделанных в пункте 2.2, считая входное напряжение $u_{Вх}$ синусоидальным.
Записать выражения, соответствующие полученным зависимостям тока и напряжения от времени в следующем виде:

$$\begin{aligned} i_{Б} &= I_{Б0} + I_{Бm} \sin(\omega t) & u_{БЭ} &= U_{БЭ0} + U_{БЭm} \sin(\omega t) \\ i_{К} &= I_{К0} + I_{Кm} \sin(\omega t) & u_{КЭ} &= U_{КЭ0} + U_{КЭm} \sin(\omega t) \end{aligned}$$

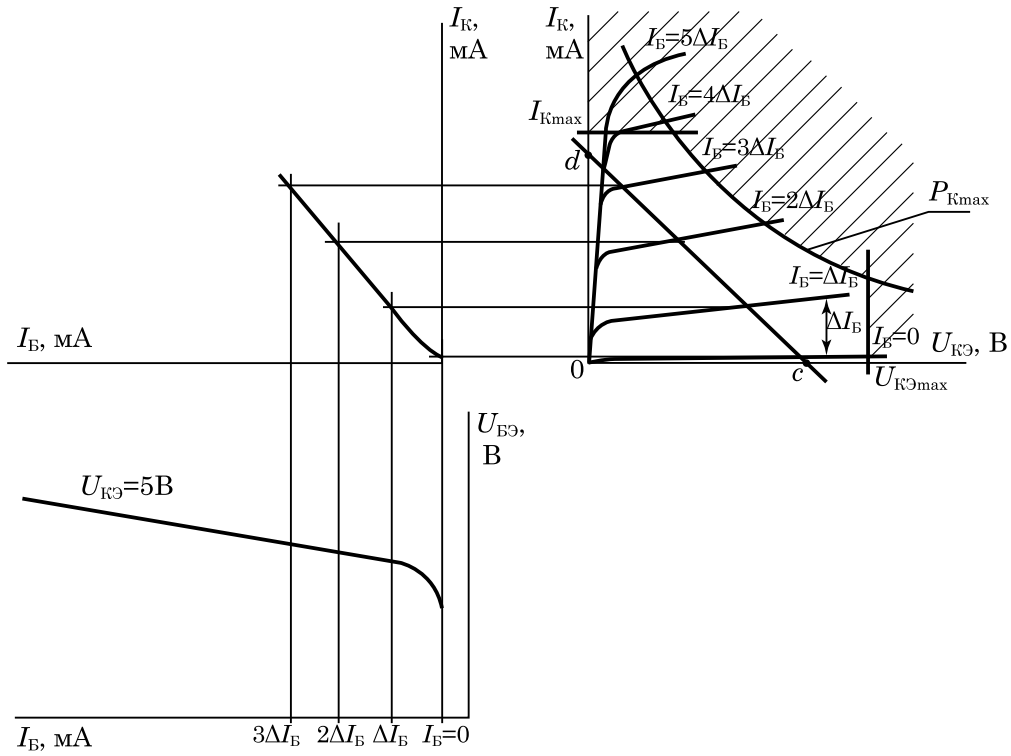


Рис. 2.3. Построение переходной характеристики

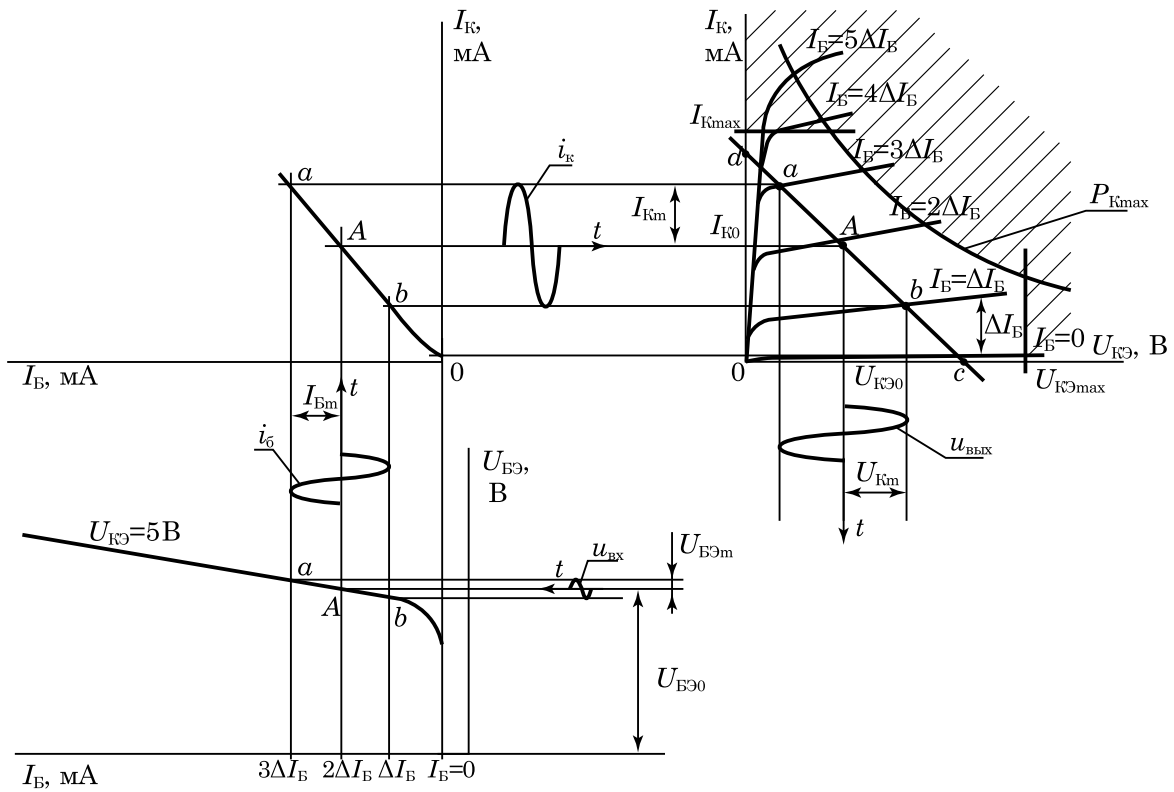


Рис. 2.4. Определение рабочей точки и постоянных составляющих входных и выходных токов и напряжений

2.4. Расчёт параметров элементов усилителя с ОЭ

1. Рассчитать элементы цепи термостабилизации $R_{Э}$ и $C_{Э}$.

- Увеличение $R_{Э}$ повышает глубину отрицательной обратной связи во входной цепи усилителя (улучшает термостабилизацию), с другой стороны, при этом падает КПД усилителя из-за дополнительных потерь мощности на этом сопротивлении. Обычно выбирают величину падения напряжения на $R_{Э}$ порядка $(0,1 \dots 0,3)E_K$, что равносильно выбору $R_{Э} \approx (0,05 \dots 0,15)R_K$ в согласованном режиме работы транзистора. Используя последнее соотношение выбираем величину $R_{Э}$.
- Для коллекторно-эмиттерной цепи усилительного каскада в соответствии со вторым законом Кирхгофа можно записать уравнение электрического состояния по постоянному току:

$$E_K = U_{KЭ0} + (R_K + R_{Э})I_{K0}$$

Используя это уравнение скорректировать выбранные в § 2.2 значение E_K и величину R_K .

- Определить величину $C_{Э}$ из условия $R_{Э} = (5 \dots 10)X_{Э}$, где $X_{Э}$ —емкостное сопротивление конденсатора $C_{Э}$. Для расчёта ёмкости конденсатора $C_{Э}$ воспользуемся выражением:

$$C_{Э} = \frac{10^7}{(1 \dots 2)2\pi f_H R_{Э}}, \text{ мкФ},$$

выбрав нижнюю граничную частоту равной $f_H = 50 \dots 100$ Гц.

2. Для исключения шунтирующего действия делителя $R_1 R_2$ на входную цепь транзистора выберем сопротивление R_B :

$$R_B = R_1 \parallel R_2 = (2 \dots 5)R_{ВхТр}$$

и ток делителя $I_D = (2 \dots 5)I_{B0}$, что повышает температурную стабильность U_{B0} . Исходя из этого определить сопротивления R_1 , R_2 и R_B будут равны:

$$R_1 = \frac{E_K - U_{BЭ0}}{I_D - I_{B0}};$$

$$R_2 = \frac{U_{БЭ0}}{I_D} = \frac{R_{Э}I_{K0} + U_{БЭ0}}{I_D};$$

$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}.$$

3. Определить емкость разделительного конденсатора C_{P1} из условия $R_{Вх} = (5 \dots 10)X_{P1}$, где X_{P1} — емкостное сопротивление разделительного конденсатора, $R_{Вх}$ — входное сопротивление каскада. При этом

$$C_{P1} \approx \frac{10^7}{(1 \dots 2)2\pi f_H R_{Вх}}, \text{ мкФ},$$

$$\text{а } R_{Вх} = R_B \parallel R_{ВхТр}$$

2.5. Определение параметров усилительного каскада

1. Коэффициент усиления каскада по току K_i :

$$K_i = \frac{I_{Вых}}{I_{Вх}} \approx \beta.$$

2. Входное сопротивление каскада $R_{Вх}$:

$$R_{Вх} = R_B \parallel R_{ВхТр}, \text{ если } R_B \gg R_{ВхТр}, \text{ то } R_{Вх} \approx R_{ВхТр}.$$

3. Выходное сопротивление каскада $R_{Вых}$:

$$R_{Вых} = \frac{R_K}{1 + h_{22}R_K} \approx R_K.$$

4. Коэффициент усиления по напряжению K_u :

$$K_u = -\frac{U_{maxВых}}{U_{maxВх}} = -\beta \frac{R_K}{R_{Вх}}.$$

5. Коэффициент усиления по мощности K_p :

$$K_p = K_i K_u.$$

6. Полезная выходная мощность каскада:

$$P_{Вых} = 0,5 \frac{U_{maxВых}^2}{R_K}.$$

7. Полная мощность, расходуемая источником питания:

$$P_{\text{ист}} = I_{K0}E_K + I_D^2(R_1 + R_2) + I_{B0}^2R_1$$

8. КПД каскада:

$$\eta = \frac{P_{\text{Вых}}}{P_{\text{ИСТ}}} \cdot 100\%.$$

9. Верхняя и нижняя граничные частоты определяются из соотношения для коэффициента частотных искажений:

на нижней частоте —

$$M_H = \frac{K_0}{K_H} = \sqrt{1 + \frac{1}{(\omega_H \tau_H)^2}};$$

на верхней частоте —

$$M_B = \frac{K_0}{K_B} = \sqrt{1 + (\omega_B \tau_B)^2}.$$

Обычно выбирается $M_H = M_B$, тогда

$$\frac{1}{(\omega_H \tau_H)^2} = (\omega_B \tau_B)^2 = 1,$$

$$\tau_H \approx C_P(R_{Bx} + R_{Вых}),$$

$$\tau_B \approx C_K \frac{R_{Bx} R_{Вых}}{R_{Bx} + R_{Вых}},$$

где C_K — ёмкость коллекторного перехода.