



**ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО ПО ОБРАЗОВАНИЮ
ГОСУДАРСТВЕННОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ
ВЫСШЕГО ПРОФЕССИОНАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ
МОСКОВСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
ПРИБОРОСТРОЕНИЯ И ИНФОРМАТИКИ**

М. С. Родюков

**РАСЧЁТ УСИЛИТЕЛЬНОГО КАСКАДА
С ОБЩИМ ЭМИТТЕРОМ**

Методические указания
по выполнению домашней работы

версия от 16 апреля 2009 г.

Москва, 2008

УДК 621.3
ББК 31.2

Рекомендовано к изданию в качестве учебно-методического пособия редакционно-издательским советом МГУПИ

Рецензент:
д.т.н., профессор Слепцов В.В.

Родюков М.С.

Расчёт усилительного каскада с общим эмиттером: методические указания по выполнению домашней работы — М.: МГУПИ, 2008 г. 49 с.

Методические указания содержат основные теоретические сведения, необходимые для расчёта усилительного каскада с общим эмиттером, порядок расчёта, а также варианты домашнего задания. Методические указания предназначены для студентов выполняющих домашнюю работу “Расчёт усилительного каскада с общим эмиттером”, в курсах “Электроника” и “Электротехника и электроника”.

© Родюков М.С., 2008
© МГУПИ, 2008

Оглавление

1. Введение	5
2. Теоретическое введение	6
2.1. Биполярный транзистор	6
2.1.1. Принцип работы биполярного транзистора	6
2.1.2. Включение транзистора по схеме с общим эмиттером	7
2.1.3. Схема замещения биполярного транзистора. Транзистор как четырёхполюсник.	8
2.1.4. Расчёт h – параметров	11
2.2. Усилительный каскад с общим эмиттером (ОЭ)	13
2.2.1. Усилители	13
2.2.2. Усилительный каскад с ОЭ	16
2.2.3. Режим работы по постоянному току	19
2.2.4. Термостабилизация усилительного каскада	24
2.2.5. Графоаналитический метод расчёта усилительного каскада	27
3. Порядок расчёта	30
3.1. Расчёт параметров транзистора	30
3.2. Расчёт усилительного каскада по постоянному току	31
3.3. Расчёт усилительного каскада по переменному току	33
3.4. Расчёт параметров элементов усилителя с ОЭ	35
3.5. Определение параметров усилительного каскада	36
4. Варианты домашнего задания	39
4.1. Определение номера варианта	39
4.2. Характеристики транзисторов	40
4.2.1. МП21Г, МП21Д	40
4.2.2. МП39, МП40, МП41А	40
4.2.3. МП42А, МП42Б	41
4.2.4. ГТ108Б, ГТ108Г	41
4.2.5. МП114, МП115, МП116	42
4.2.6. КТ104А, КТ104Б, КТ104В	42
4.2.7. КТ201Б, КТ201Г	43

4.2.8. КТ208Б, КТ209Б	43
4.2.9. ГТ310А, ГТ310Б	44
4.2.10. П416, П416А, П416Б	45
4.2.11. КТ3107А, КТ3107Б, КТ3107К	46
4.2.12. КТ313А, КТ313Б	46
4.2.13. КТ345А, КТ345Б	47
Предметный указатель	48
Литература	49

Глава 1

Введение

Важной составляющей подготовки современных инженеров является изучение дисциплины „Электроника”, как в рамках курса „Электротехника и электроника”, так и в рамках отдельного курса в цикле общепрофессиональных дисциплин (ОПД) государственных образовательных стандартов высшего профессионального образования (ГОС ВПО).

Наиболее сложными разделами этого курса, являются те, которые связаны со схемотехникой аналоговых устройств. В первую очередь это объясняется с нелинейным характером характеристик используемых элементов, относительно большим разбросом их параметров, а также сильным влиянием различных внешних факторов (в первую очередь температуры окружающей среды и самих элементов).

Целью данной работы является расчет параметров усилительного каскада с общим эмиттером, работающим в классе “А” с температурной стабилизацией, который проводится графоаналитическим методом с использованием h параметров транзистора.

Расчёт усилительного каскада на биполярном транзисторе является характерным примером, охватывающем большое количество разделов не только электроники, но и электротехники, среди которых можно выделить следующие: цепи переменного тока, нелинейные цепи, четырёхполюсник, теорию обратных связей, полупроводники.

В результате выполнения данной домашней работы, студент получит базовые навыки проведения инженерных расчётов аналоговых электронных устройств.

Для закрепления полученных при выполнении домашней работы навыков, студентам рекомендуется собрать полученный в результате расчётов усилительный каскад в виде натурального макета и проверить на нём правильность проведённых расчётов.

Глава 2

Теоретическое введение

2.1. Биполярный транзистор

2.1.1. Принцип работы биполярного транзистора

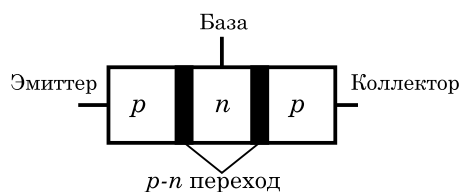


Рис. 2.1. Упрощённая структура биполярного транзистора

Биполярный транзистор, это полупроводниковый прибор, состоящий из двух $p - n$ переходов и имеющий три вывода.

Биполярный транзистор (далее просто транзистор) состоит из трёх чередующихся областей полупроводников, имеющих проводимость p и n типов (рис. 2.1).

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. 2.2. Выводы транзистора имеют следующие наименования: Э – эмиттер, Б – база и К – коллектор. Направление стрелки указывает положение области с проводимостью n типа.

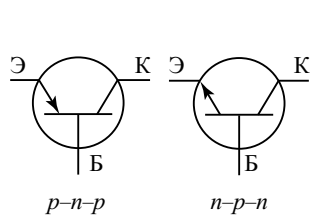


Рис. 2.2. УГО транзистора

Рассмотрим принцип действия транзистора (рис. 2.3). 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 малая часть зарядов из эмиттера, кроме того, база выполняет-

ся 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 .

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).

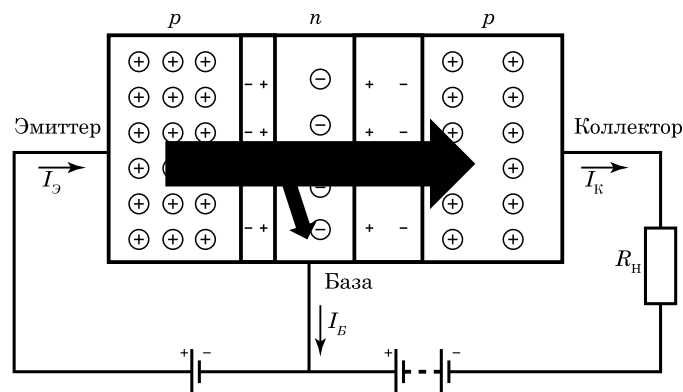


Рис. 2.3. Принцип действия биполярного транзистора

2.1.2. 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. 2.4).

Работа транзистора характеризуется семействами *входных* и *выходных характеристик* (рис. 2.5). Эти характеристики (для по схеме с ОЭ) приводятся в справочниках по транзисторам (например [3]).

Входные характеристики (рис. 2.5а) показывают зависимость тока базы (I_B) от напряжения между базой и эмиттером ($U_{БЭ}$), при постоянном напряжении, приложенном к коллектору ($U_{КЭ}$). Входные характеристики слабо зависят от напряжения на коллекторе, поэтому обычно приводят две зависимости (например, в справочнике [3])

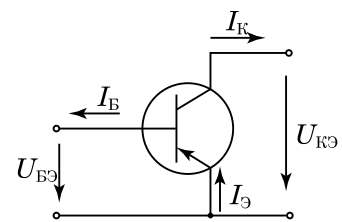


Рис. 2.4. Включение транзистора по схеме с общим эмиттером

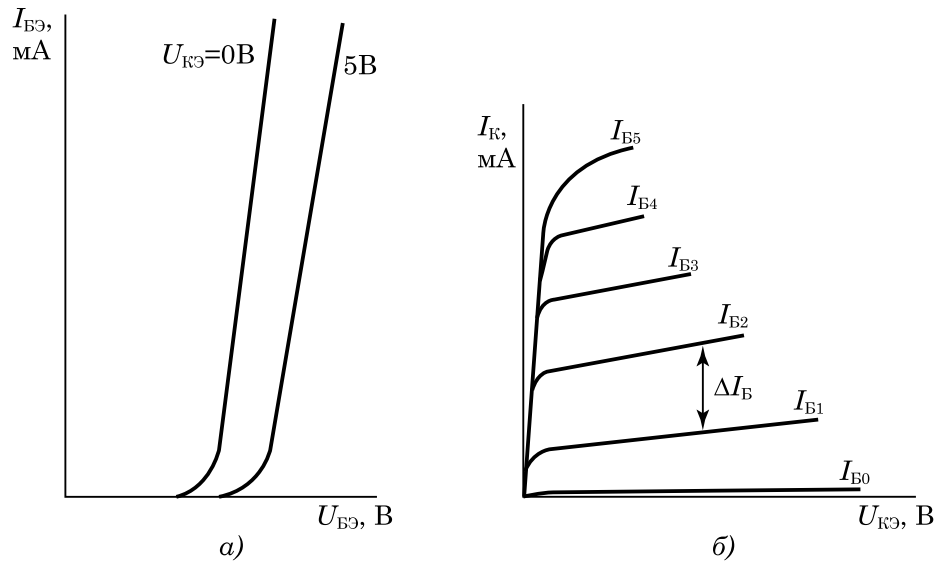


Рис. 2.5. Характеристики транзистора а) входные, б) выходные

приводятся входные характеристики транзисторов при $U_{КЭ} = 0$ и 5В).

Выходные характеристики (рис. 2.5б) 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 $\Delta I_{Б}$.

2.1.3. Схема замещения биполярного транзистора. Транзистор как четырёхполюсник.

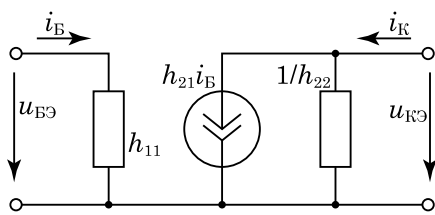


Рис. 2.6. Схема замещения транзистора

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. 2.5) имеют сложный и нелинейный характер, поэтому для транзистора применяют различные схемы замещения – математические модели, характеризующие некоторые его свойства с заданной точностью и в определённых пределах.

Для транзистора, включённого по схеме с общим эмиттером, ра-

ботающим в *малосигнальном*¹ (линейном) режиме, наибольшее распространение получила схема замещения, приведённая на (рис. 2.6). На данной схеме транзистор характеризуется h -параметрами линейного *четырёхполюсника* — электрической схемы, имеющей два входных и два выходных контакта.

Фактически четырёхполюсник является математической моделью, связывающий входные и выходные токи и напряжения электрической схемы. Данная связь осуществляется на основе системы из двух линейных (т.к. мы рассматриваем малосигнальный режим, то мы можем считать транзистор линейным прибором) уравнений, в которых две величины являются независимыми, а две другие — зависимые. Эти величины связываются коэффициентами, которые называются параметрами 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 2.7 и учитывая, что для усилителя входными и выходными сигналами являются приращения соответствующих токов и напряжений, запишем эту систему уравнений в следующем виде:

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

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:

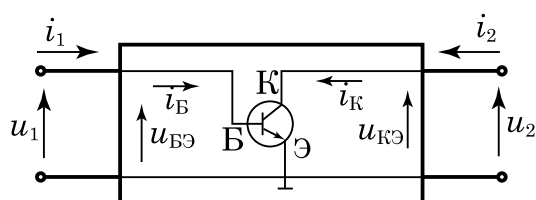


Рис. 2.7. Представление транзистора, включённого по схеме с ОЭ, в виде четырёхполюсника

¹В *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:

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

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

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

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

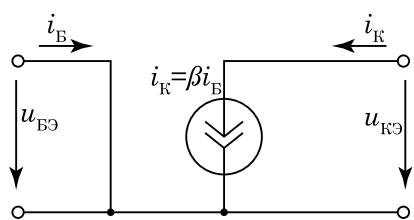


Рис. 2.8. Схема замещения транзистора на базе коэффициента β

Помимо h -параметров, для анализа работы транзисторов применяются коэффициенты передачи тока эмиттера ($\alpha = \frac{\Delta I_{К}}{\Delta I_{Э}}$) и тока базы ($\beta = \frac{\Delta I_{К}}{\Delta I_{Б}}$). 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 практически не применяется, а, в основном, используется для схем с общей базой. Намного большее значение при расчёте схем с общим эмиттером имеет коэффициент β , значение которого составляет $\beta = (20 \dots 200)$. Следует обратить внимание, на то, что коэффициент β численно равен параметру h_{21} . При грубых расчётах схем с ОЭ, коэффициент β может использоваться

как основной параметр, характеризующих транзистор, В этом случае используется схема замещения, приведённая на рисунке 2.8.

2.1.4. 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.

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

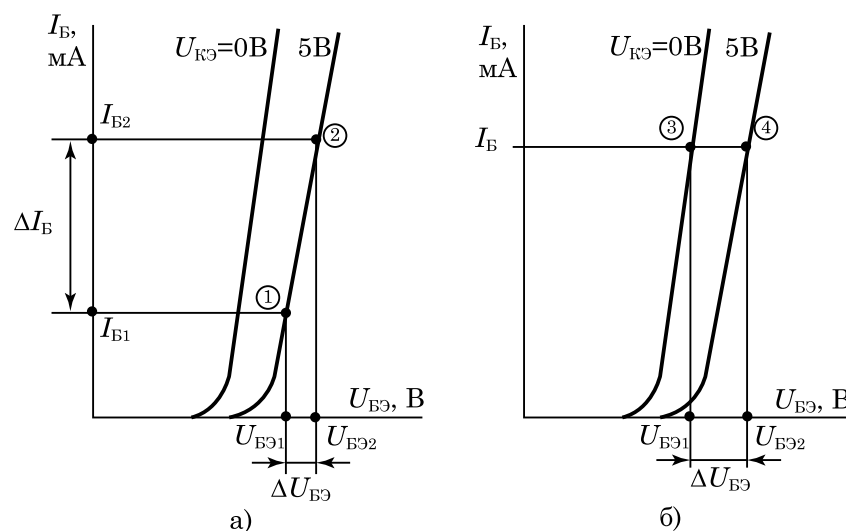


Рис. 2.9. К расчёту h -параметров транзистора а) h_{11} , б) h_{12}

Расчёт параметра $h_{11} = \left. \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B} \right|_{U_{KE}=\text{const}}$ (рис. 2.9а) производится следующим образом: на одной из имеющихся входных характеристик (соответствующих выбранному напряжению на коллекторе – $U_{KE} = \text{const}$) выбирается линейный (или максимально близкий к нему) участок и на нём две точки (точки 1 и 2 на рис. 2.9а). Разность напряжений базы, соответствующих этим точкам, даст нам $\Delta U_{BE} = U_{BE2} - U_{BE1}$, а разность соответствующих значений тока – изменение тока базы $\Delta I_B = I_{B2} - I_{B1}$.

При расчёте параметра $h_{12} = \left. \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta U_{KE}} \right|_{I_B=\text{const}}$ (рис. 2.9б), мы выбираем значение тока базы, для которого будем производить расчёт (т.е. обеспечиваем выполнение условия $I_B = \text{const}$), и на двух кривых,

построенных для разных значений напряжения коллектора, отмечаем соответствующие этому току точки (точки 3 и 4 на рис. 2.9а). 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 2.9а $\Delta U_{КЭ} = 5 - 0 = 5\text{В}$).

Расчёт по выходным характеристикам транзистора

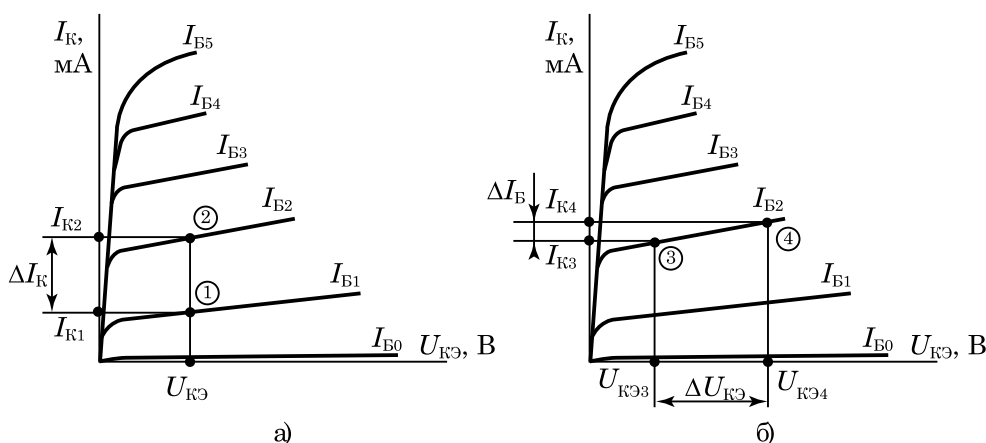


Рис. 2.10. К расчёту h -параметров транзистора а) h_{21} , б) h_{22}

Для расчёта параметр $h_{21} = \left. \frac{\Delta I_K}{\Delta I_B} \right|_{U_{КЭ}=\text{const}}$ необходимо выбрать значение $U_{КЭ}$ и на кривых, соответствующим двум значениям тока базы, различающихся на ΔI_B отметить соответствующие точки (точки 1 и 2 на рис. 2.10а). Разность значений I_K , соответствующих этим точкам, даст нам значение $\Delta I_K = I_{K2} - I_{K1}$. Величина ΔI_B берётся из справочника.

При расчёте параметра $h_{22} = \left. \frac{\Delta I_K}{\Delta U_{КЭ}} \right|_{I_B=\text{const}}$, выбирается одна из имеющихся характеристик I_B и на ней отмечаются две точки (точки 3 и 4 на рис. 2.10б). Разность напряжений коллектора, соответствующих этим точкам, даст нам $\Delta U_{КЭ} = U_{КЭ4} - U_{КЭ3}$, а разность соответствующих значений тока — изменение тока коллектора ($\Delta I_K = I_{K4} - I_{K3}$).

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

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

2.2. Усилительный каскад с общим эмиттером (ОЭ)

2.2.1. Усилители

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

Следует отметить, что 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, или 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.

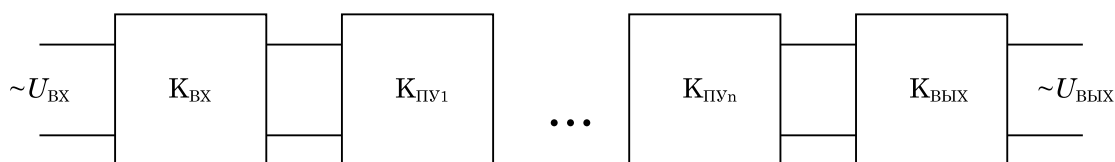


Рис. 2.11. Обобщённая структурная схема многокаскадного усилителя

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

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. 2.11 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 обеспечения *согласованного режима рабо-*

ты цепи². Каскады предварительного усиления предназначены для повышения уровня сигнала до необходимого. Если необходимый уровень выходного сигнала нельзя получить с помощью одного каскада, то ставят дополнительные каскады, в количестве, необходимом для получения нужного уровня выходного сигнала.

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:

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

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. Наиболее часто требуется усиление 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 коэффициенты усиления всех каскадов перемножаются:

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

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

Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) (рис. 2.12) показывает зависимость коэффициента усиления усилителя от частоты.

Для анализа АЧХ усилителя наибольший интерес представляет участок, на котором коэффициент усиления практически не зависит от частоты и обозначается $K_{\text{СР}}$. Этот участок ограничен в области низких частот *нижней граничной частотой* $f_{\text{Н}}$, а в области высоких — *верхней граничной частотой* $f_{\text{В}}$ (рис. 2.12). Значения $f_{\text{Н}}$ и $f_{\text{В}}$ определяются величиной *коэффициента частотных искажений*,

²В согласованном режиме 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.

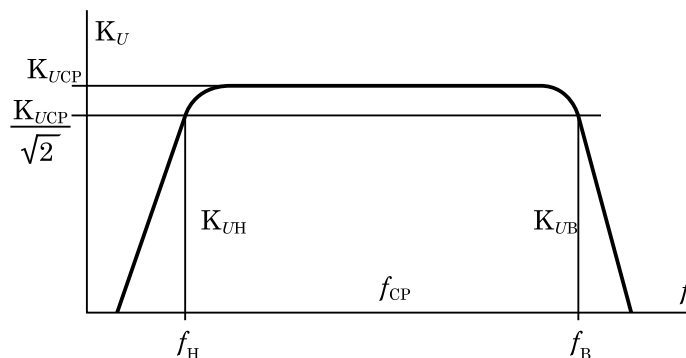


Рис. 2.12. Амплитудно-частотная характеристика усилителя

равного отношению коэффициента усиления на средней частоте ($f_{СР}$), к коэффициенту усиления на нижней (f_H) или верхней (f_B) частоте:

$$M = \frac{K_{УСР}}{K_{УН}} \text{ или } M = \frac{K_{УСР}}{K_{УВ}}.$$

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 определяется как разность между верхней и нижней частотой 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) – $f_B = 15 \dots 20$ кГц)
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).

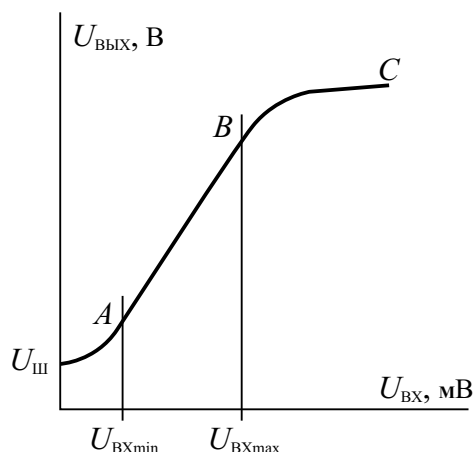


Рис. 2.13. Амплитудная характеристика усилителя

Амплитудная характеристика усилителя (рис. 2.13) характеризует зависимость выходного напряжения от входного на средних частотах.

При отсутствии входного сигнала ($U_{ВХ} = 0$) на выходе мы имеем напряжение $U_{Ш}$, обусловленное внутренними шумами усилителя. Минимальное входное напряжение должно быть не менее чем в 2–3 раза больше уровня внутренних шумов ($U_{ВХmin} > 2 \dots 3U_{Ш}$). Прямолинейный участок $A-B$ является рабочим. Участок $B-C$ 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.

2.2.2. Усилительный каскад с ОЭ

Усилительный каскад с общим эмиттером (рис. 2.14) 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 \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 ($I_{\text{Э}} \uparrow$, см. рис. 2.3), а выходное сопротивление транзистора (между коллектором и эмиттером) уменьшается ($R_{\text{ВыхТр}} \downarrow$), а следовательно уменьшается и падение напряжения на выходе транзистора ($I_{\text{Э}} * R_{\text{ВыхТр}} = U_{\text{Вых}} \downarrow$).

2. При уменьшении входного напряжения ($U_{\text{ВХ}} \downarrow$) ширина $p-n$ перехода между коллектором и базой увеличивается, в результате чего ток в цепи эмиттера уменьшается ($I_{\text{Э}} \downarrow$, см. рис. 2.3), а выходное сопротивление транзистора (между коллектором и эмиттером) увеличивается ($R_{\text{ВыхТр}} \uparrow$), а следовательно увеличивается и падение напряжения на выходе транзистора ($I_{\text{Э}} * R_{\text{ВыхТр}} = U_{\text{Вых}} \uparrow$).

Таким образом, мы видим, что 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*:

$$E_{\text{К}} = U_{\text{КЭ}} + R_{\text{К}} I_{\text{К}}$$

Это выражение получено на основе II закона Кирхгофа (рис. 2.14) и из него хорошо видна роль резистора $R_{\text{К}}$ —фактически он определяет характер изменения выходного сигнала, при его отсутствие ($R_{\text{К}} = 0$), напряжение на выходе усилителя будет определяться исключительно источником питания:

$$E_{\text{К}} = U_{\text{КЭ}}.$$

При ($R_{\text{К}} \neq 0$), падение напряжения на $R_{\text{К}}$ будет зависеть от величины тока коллектора $I_{\text{К}}$, связанного с величиной тока базы коэффициентом β : $I_{\text{К}} = \beta I_{\text{Б}}$. 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

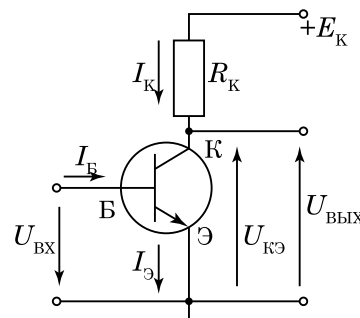


Рис. 2.14. Усилительный каскад с общим эмиттером

построения которой достаточно двух точек, например точек её пересечения с осями. Выходная характеристика транзистора показывает зависимость I_K от U_K , поэтому рассмотрим значения нагрузочной характеристики при $I_K = 0$ (точка „с“) и $U_K = 0$ (точка „d“) (рис. 2.15):

$$U_K = E_K \Big|_{I_K=0}$$

$$I_K = \frac{E_K}{R_K} \Big|_{U_K=0}$$

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

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

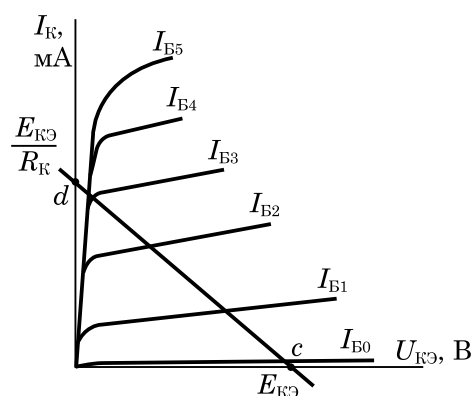


Рис. 2.15. Нагрузочная характеристика

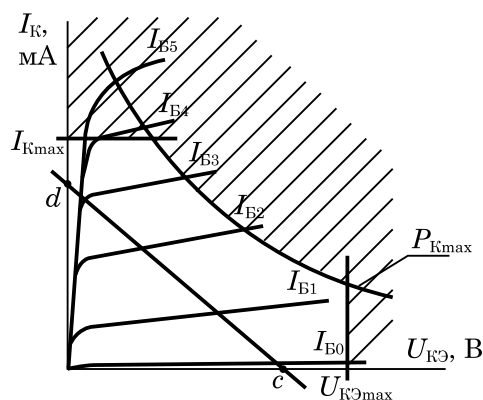


Рис. 2.16. Нагрузочная характеристика с ограничениями (штриховкой выделена область с недопустимыми значениями выходного сигнала)

Положение точек „с“ и „d“ ограничено сверху максимально допустимыми значениями тока (I_{Kmax}), напряжения ($U_{KЭmax}$) и мощности (P_{Kmax}), которые задаются паспортными данными транзистора (рис. 2.16).

Нагрузочная характеристика является основой графоаналитического метода расчёта усилительного каскада.

2.2.3. 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 2.15 мы видим, что нагрузочная линия, как и выходные характеристики транзистора, находятся с одной стороны от оси $U_{кэ}$, 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 3 класса усилителей:

Класс А (рис. 2.17б)– 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*

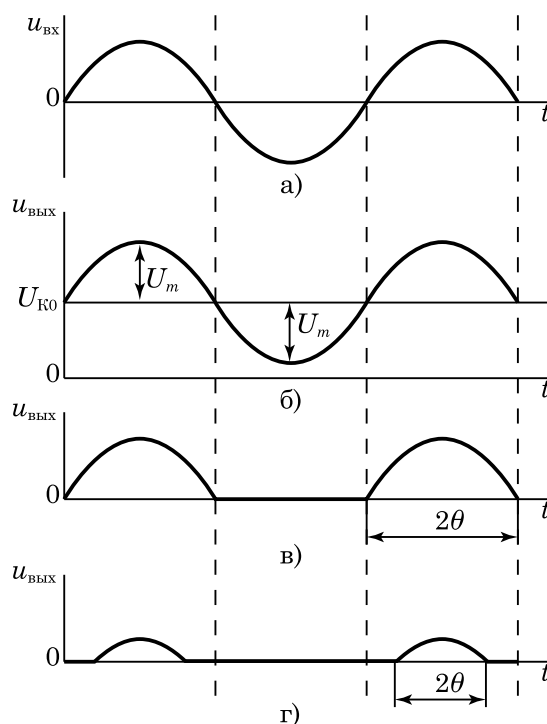


Рис. 2.17. Режимы работы усилителя

- а) входной сигнал;
- б) режим А;
- в) режим В;
- г) режим С;

ми³. Отсюда следует, что при нулевом сигнале на входе (напомним, что входным сигналом для нас является переменная составляющая), напряжение на выходе будет равно $U_{кЭ0}$. Отсюда следует, что при нулевом сигнале на входе, напряжение на выходе будет равно $U_{кЭ0}$.

Следует обратить внимание на то, что в связи с нелинейностью характеристик транзистора в области низких значений тока коллектора, максимальное амплитудное значение выходного сигнала ($U_{кЭm}$) будет несколько меньше $U_{кЭ0}$.

Достоинством класса А являются малые нелинейные искажения, однако КПД каскада $\eta = \frac{P_{\sim}}{P_0}$ (P_{\sim} – выходная мощность, P_0 – мощность, потребляемая усилителем от источника питания) очень 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. 2.17в), т.е. входной сигнал является *переменным*⁴ 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 0, 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 каскадах⁵, однако идеальный класс В ($\theta = \pi/2$) применяется редко, наибольшее распространение получил промежуточный

³Пульсирующий сигнал меняется только по величине, знак остаётся постоянным, т.е. это сигнал одной полярности.

⁴Переменный сигнал меняется как по величине, так и по знаку

⁵В двухтактном усилительном каскаде имеется два усилительных элемента, каждый из которых усиливает напряжение одной из полярностей, они позволяют обеспечить изменение 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

Класс АВ⁶, 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 позволяет 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. 2.17з), 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 очень 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 класса "А". Его особенностью является то, что рабочая точка выбирается между точками "с" и "d" нагрузочной характеристики так, чтобы входной и выходной сигнал всегда находились на линейных участках характеристик транзистора. На рис. 2.18 показано положение рабочей точки на выходной характеристике транзистора. Здесь точка "А" соответствует рабочей точке, точка "а" – минимальному, а точка "b" – максимальному уровню выходного сигнала. Точки "а" и "b" выбираются таким образом, чтобы они находились на линейных

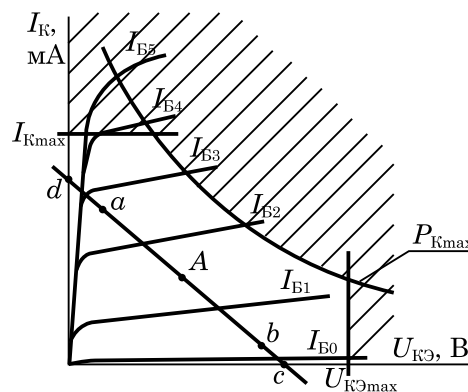


Рис. 2.18. Рабочая точка на выходных характеристиках транзистора

⁶На практике часто режим АВ обозначается как режим В, что не всегда особо оговаривается

участках как входных, так и выходных характеристик транзистора. Рабочая точка выбирается на середине отрезка ab .

Положение рабочей точки, а следовательно и класс усилителя, определяется величиной и знаком постоянного напряжения $U_{БЭ0}$, создаваемого на входе усилителя делителем напряжения $R_1 R_2$ (рис. 2.19).

Значения сопротивлений резисторов R_1 и R_2 определяются следующими выражениями:

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

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

Здесь $U_{БЭ0}$ и $I_{Б0}$ соответствуют положению рабочей точки на входной характеристике и определяются с помощью графических на входных характеристиках транзистора, I_D – ток делителя, протекающий через резисторы $R_1 R_2$. Для повышения стабильности напряжения смещения желательно чтобы величина I_D была достаточно высокой, однако в целях экономии энергии источника питания E_K , значение I_D выбирается в пределах:

$$I_D = (2 \dots 5) I_{Б0}$$

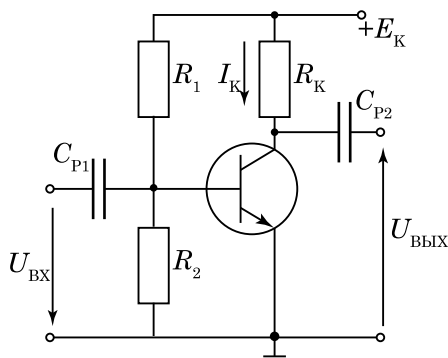


Рис. 2.19. Усилительный каскад с ОЭ и делителем напряжения $R_1 R_2$

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, поэтому, для удаления постоянной составляющей во входном сигнале на входе схемы ставится разделительный конденсатор C_{P1} , а для удаления постоянной составляющей, созданной делителем $R_1 R_2$ – конденсатор C_{P2} на выходе.

Помимо подавления постоянной составляющей, разделительные конденсаторы оказывают воздействие и на переменную. Можно выделить два воздействия: подавление переменной составляющей на нижних частотах и смещение 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, достаточно мало и мы им пренебрежём.

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

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

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

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

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

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

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

$$C_{P2} \geq \frac{10}{2\pi f_H R_H} 10^6$$

2.2.4. Термостабилизация усилительного каскада

Важной особенностью полупроводников является весьма высокая зависимость концентрации зарядов от температуры, что приводит к изменению токов базы и коллектора, а также коэффициента усиления. В результате происходит изменение токов и напряжений в усилителе, в частности напряжение $U_{БЭ}$ изменяется на $2 \dots 2,5$ мВ на 1 градус, а $I_{КБ}$ удваивается при изменении температуры на $5 \dots 7^\circ$ для кремниевых и $8 \dots 10^\circ$ для германиевых транзисторов [4]. Подобные изменения приводят к смещению рабочей точки, изменению коэффициента усиления и появлению нелинейных искажений.

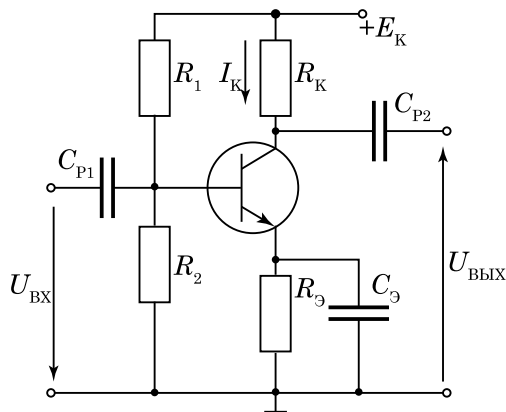


Рис. 2.20. Термостабилизация усилительного каскада с ОЭ

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 *отрица-*

тельную обратную связь (ООС), когда выходной сигнал вычитается из входного (сигналы находятся в противофазе).

В усилителях широко применяются ООС с целью увеличения стабильности работы усилителя, 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 часто термостабилизация осуществляется путем создания ООС на базе резистора $R_{Э}$ (рис. 2.20).

При отсутствии входного сигнала (режим по постоянному току), 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, возрастают токи базы и коллектора, что приводит к увеличению $U_{БЭ}$ и, как следствие, смещению рабочей точки и увеличению коэффициента усиления. 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. 2.21), в результате чего рабочая точка смещается в исходное положение.

При снижении температуры происходит обратный процесс: 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 достаточно серьезное воздействие на работу усилительного каскада.

Во первых, резистор $R_{Э}$ находится в цепи коллектор–эмиттер, и участвует в формировании нагрузочной характеристики:

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

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

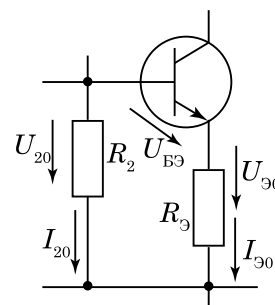


Рис. 2.21. Принцип термостабилизации усилительного каскада с ОЭ

Таким образом, при выборе величины сопротивления $R_{\text{Э}}$, необходимо учитывать два взаимоисключающих момента:

1. Термостабилизация осуществляется тем лучше, чем выше глубина обратной связи (т.е., чем выше ток делителя $I_{\text{Д}}$ и выше сопротивление $R_{\text{Э}}$);
2. Чем выше величина сопротивления $R_{\text{Э}}$, тем больше на нём происходит падение напряжения и тем ниже КПД каскада.

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

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

что равносильно выбору

$$R_{\text{Э}} = (0,05 \dots 0,15)R_{\text{К}}$$

в согласованном режиме работы транзистора.

Для уменьшения воздействия $R_{\text{Э}}$ на выходной сигнал параллельно ему ставится шунтирующий конденсатор $C_{\text{Э}}$.

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

$$R_{\text{Э}} = (5 \dots 10)X_{C_{\text{Э}}}$$

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

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

2.2.5. Графоаналитический метод расчёта усилительного каскада

При расчёте графоаналитическим способом часть характеристик находится аналитическим методом, путём вычисления по известным формулам, а другая на основе графических построений.

Для расчёта усилителя графоаналитическим методом берутся выходные характеристики транзистора и входная характеристика для $U_{КЭ} = 5\text{В}$ (рис. 2.22, обратите внимание – входная характеристика повернута на 90° против часовой стрелки).

На выходных характеристиках отмечаются недопустимые участки, ограниченные максимальными током ($I_{Кmax}$), напряжением ($U_{КЭmax}$) и мощностью ($P_{Кmax}$), 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 не должен пересекать ограничительные линии максимальных значений, кроме того, отрезок ab должен находиться на линейных участках выходных характеристик.

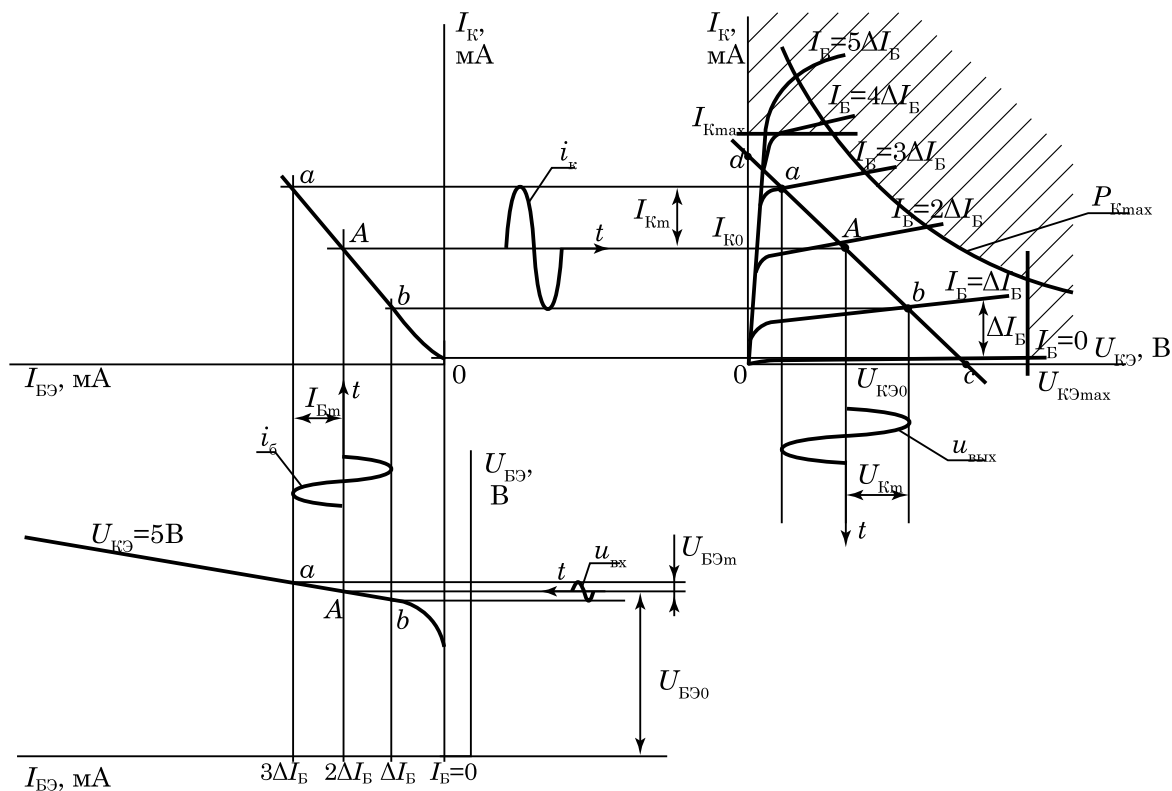


Рис. 2.22. Графоаналитический метод расчёта

На входной характеристике отмечаются точки, соответствующие токам базы, для которых построены выходные характеристика ($I_{B0}, I_{B1}, \dots, I_{Bn}$).

Затем строится переходная характеристика $I_K(I_B)$, для построения которой берутся значения токов базы, для которых построены 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 строились выходные характеристики, не соответствует диапазону токов базы входной: максимальный ток базы, для которого построена выходная

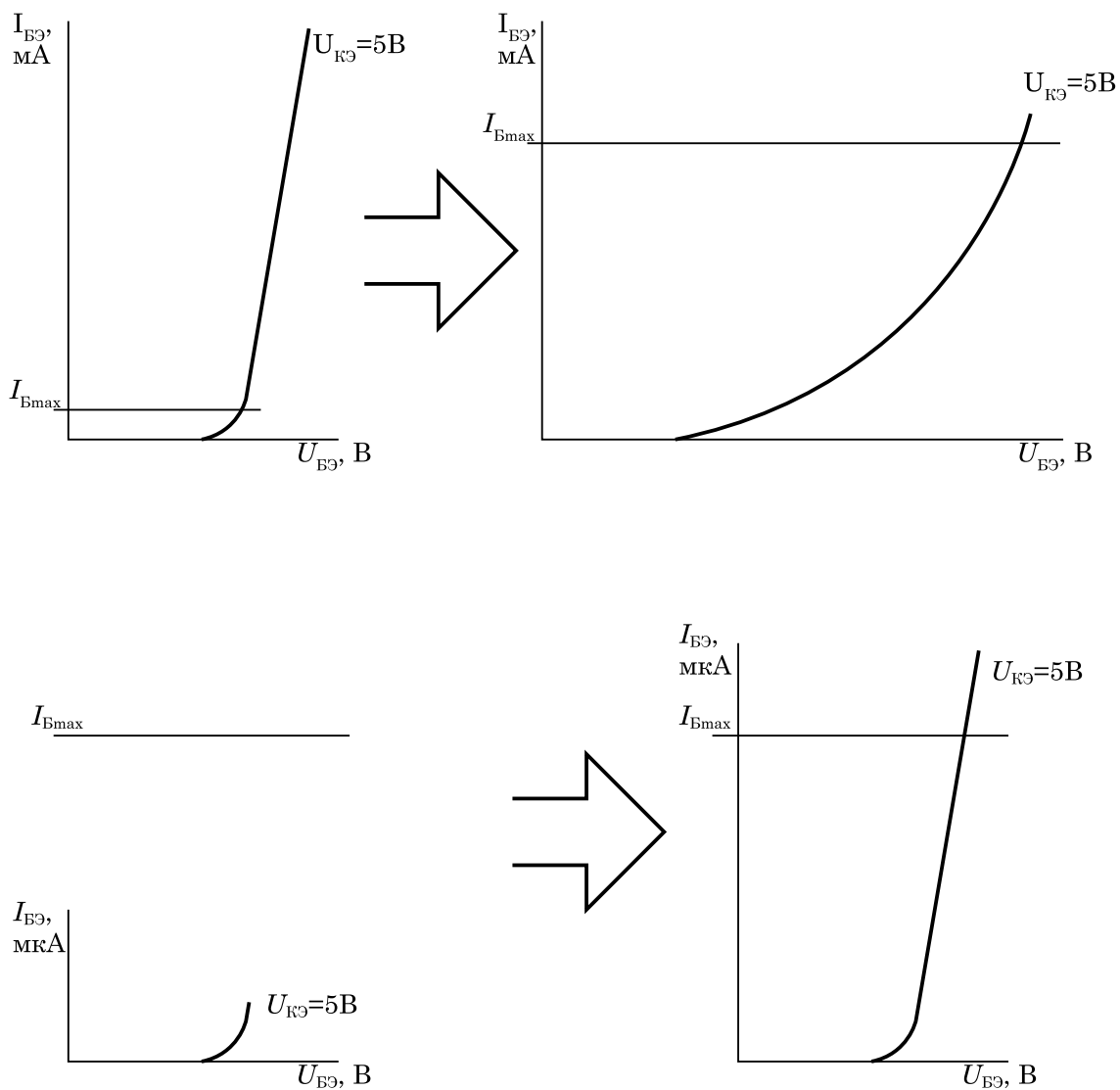


Рис. 2.23. Коррекция входных зависимостей.

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. 2.23). Наличие подобных ситуаций достаточно легко обнаружить путём сравнения единиц измерения токов базы на входных и выходных характеристиках (обычно это мА или мкА) - если порядки не совпадают (например на входных характеристиках это мкА, а на выходных – мА), то будет необходимо провести преобразования.

На основе проведённых построений, мы можем получить параметры усилителя как по постоянному (I_{B0} , I_{K0} , $U_{BЭ0}$, $U_{КЭ0}$), так и по переменному (I_{Bm} , I_{Km} , $U_{BЭm}$, $U_{КЭm}$) току.

Глава 3

Порядок расчёта

3.1. 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 , $U_{KЭmax}$, I_{Kmax} , P_{Kmax} и C_K

2. Графическим методом определить h -параметры транзистора для схемы с общим ОЭ (см. раздел 2.1.4).

По входным характеристикам:

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

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:

$$R_{ВхТ} = h_{11}$$

$$R_{ВыТ} = \frac{1}{h_{22}}$$

4. Определить коэффициент передачи по току транзистора β :

$$\beta = h_{21}$$

3.2. 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. 3.1.

Входная характеристика изображается повёрнутой 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. 3.1).

2. На выходных характеристиках нанести кривую допустимой мощности $P_{кmax}$, рассеиваемой на коллекторе (строится на основе

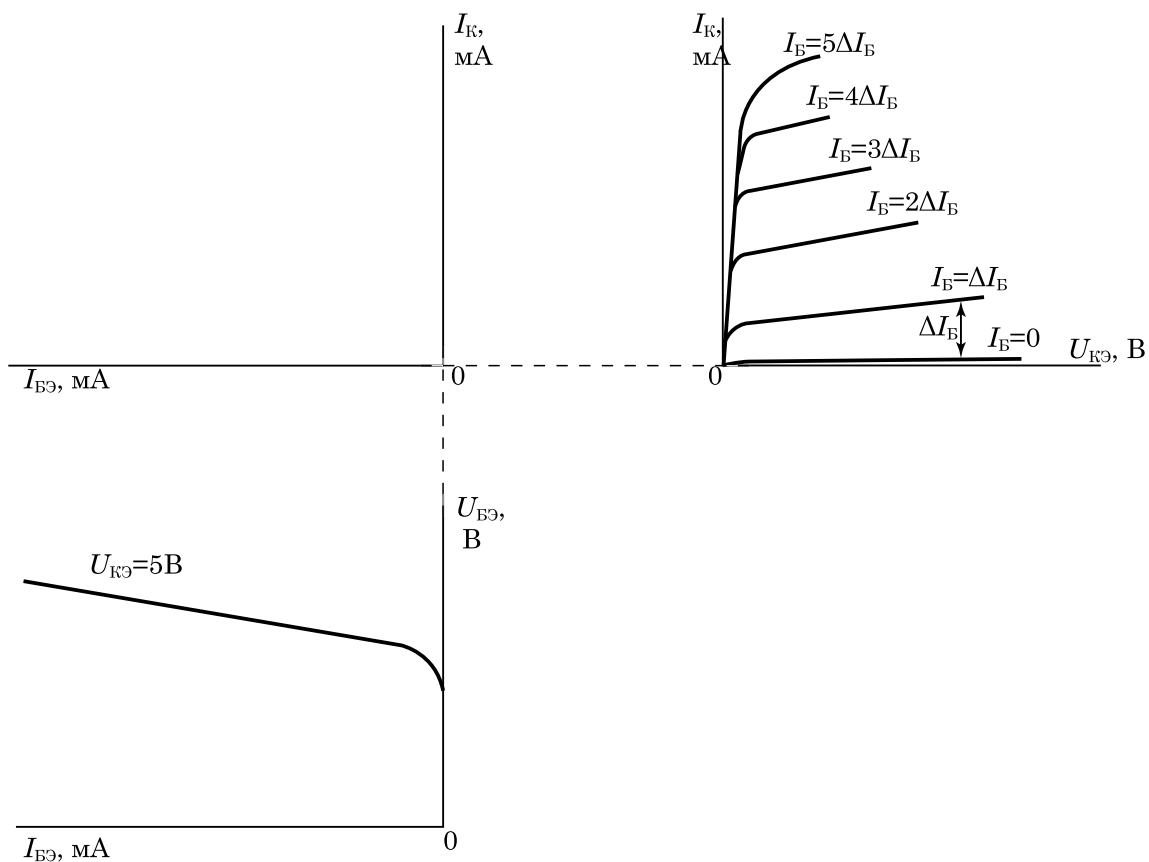


Рис. 3.1. Расположение входной, выходных и осей переходной характеристик при графоаналитическом методе расчёта

выражения $P_{Kmax} = U_{KЭ} I_K = const$, например, по зависимости $I_K = \frac{P_{Kmax}}{U_{KЭ}}$ а также линии $U_{KЭmax}$ и I_{Kmax} .

Эти три линии ограничивают область допустимых значений (рис. 3.2).

3. Выбрать значение напряжения источника питания E_K в пределах $(0,7 \dots 0,9) * U_{Kmax}$ (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 $R_K = (0,5 \dots 10)k\Omega$ и обеспечивала максимально возможное значение амплитуды выходного сигнала.
5. На выходных характеристиках транзистора построить нагрузочную линию (раздел 2.2.3). 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, для этого мы найдём значения этого выражения при $U_{KЭ} = 0$ и $I_K = 0$ (точки d и c соответственно):

$$U_K = E_K \Big|_{I_K=0}$$

$$I_K = \frac{E_K}{R_K} \Big|_{U_K=0}$$

Полученные точки строятся на выходных характеристиках транзистора и соединяются прямой линией. Эта линия не должна пересекать построенную ранее область, ограниченную максимальными значениями тока, напряжения и мощности коллектора (рис. 3.2).

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

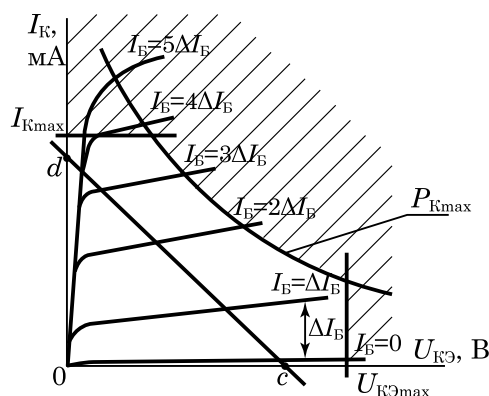


Рис. 3.2. Построение области недопустимых значений и нагрузочной линии на выходных характеристиках транзистора

выходных характеристик, построить переходную характеристику (рис. 3.3).

7. На переходной характеристике транзистора (с учетом входной характеристики) выбрать линейный участок "a–b", в диапазоне которого усилитель усиливает без искажения. На середине участка "a–b" нанести рабочую точку "А", соответствующую режиму работы транзистора по постоянному току (рис. 3.4).
8. По координатам рабочей точки "А" определить токи и напряжения транзистора в режиме покоя (постоянные составляющие входных и выходных токов и напряжений): I_{B0} , I_{K0} , $U_{BЭ0}$, $U_{KЭ0}$ (рис. 3.4).

3.3. Расчёт усилительного каскада по переменному току

1. По построениям, проведенным в предыдущем разделе (рис. 3.4), определить пределы изменения амплитуд входного и выходных токов и напряжений (I_{Bm} , I_{Km} , $U_{BЭm}$, $U_{KЭm}$), с учётом того, что изменение переменной составляющей сигнала должно происходить между точками *a* и *b* соответствующих характеристик, а его нулевой уровень – точке *A* (рабочей точке).
2. Графически показать изменение токов и напряжений на построениях, сделанных в пункте 3.2, считая входное напряжение $u_{Вх}$ синусоидальным (т.к. целью работы является расчёт усилительного каскада, работающего в линейном режиме, то и все осталь-

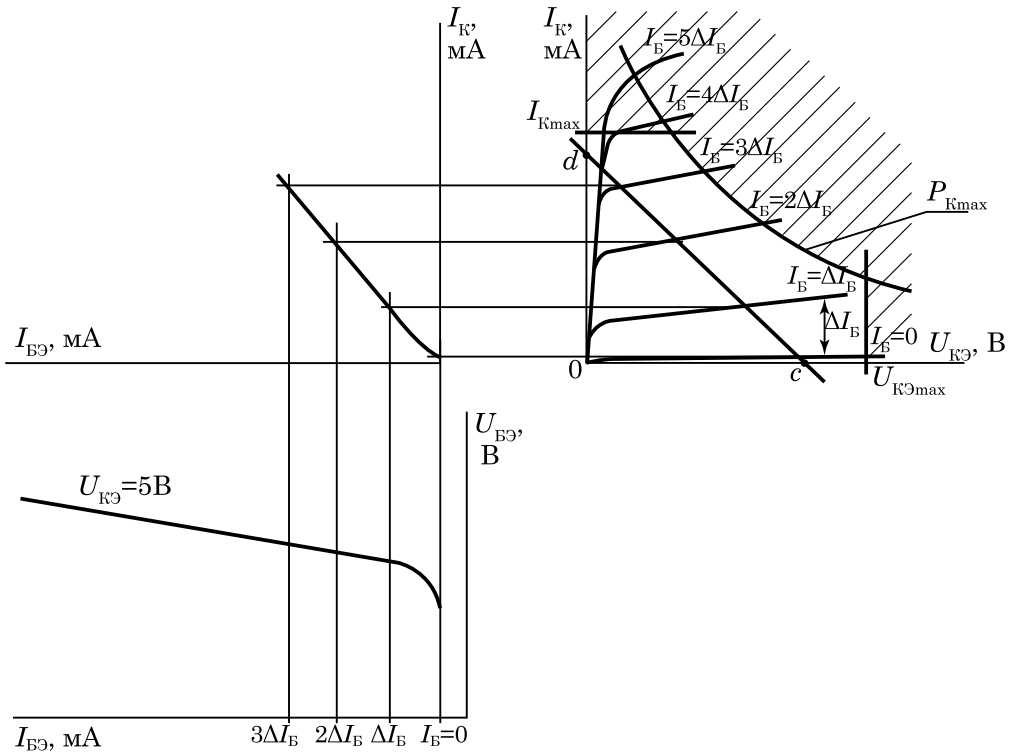


Рис. 3.3. Построение переходной характеристики

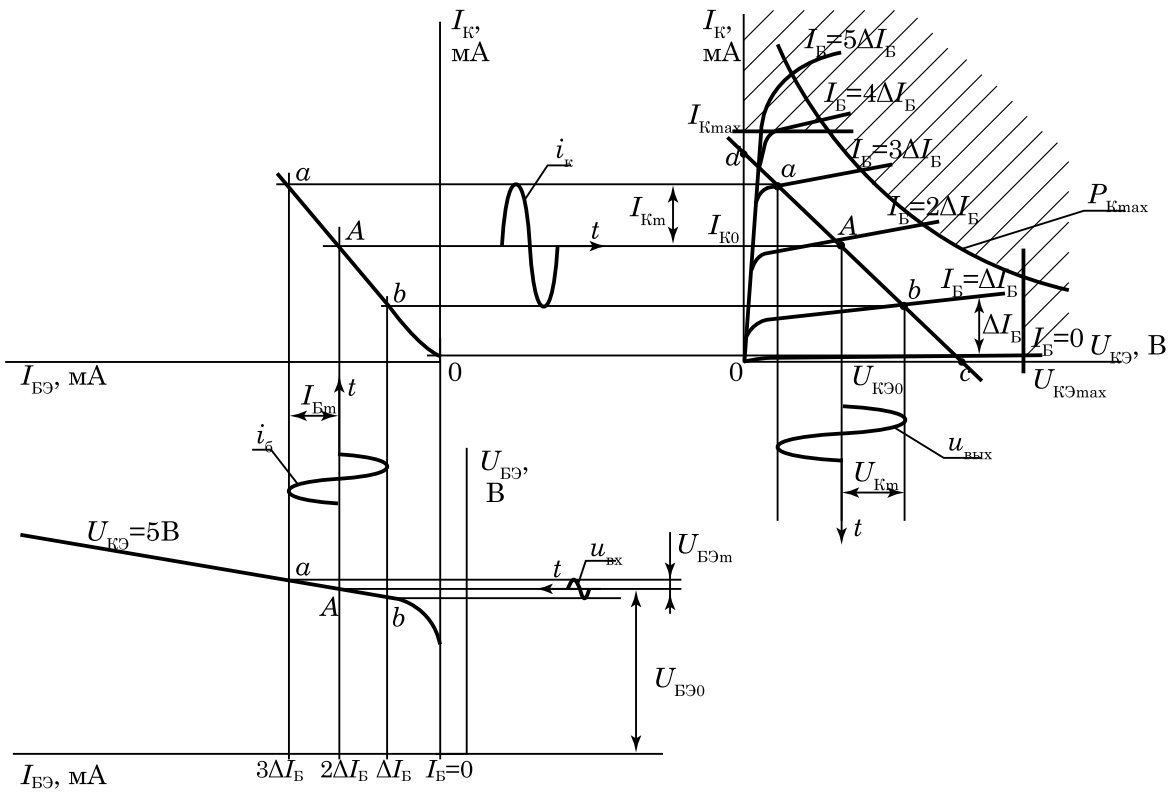


Рис. 3.4. Определение рабочей точки и постоянных составляющих входных и выходных токов и напряжений

ные токи и напряжения также должны меняться по закону синуса).

Записать выражения, соответствующие полученным зависимостям тока и напряжения от времени в следующем виде:

$$\begin{aligned} i_B &= I_{B0} + I_{Bm} \sin(\omega t) & u_{БЭ} &= U_{БЭ0} + U_{БЭm} \sin(\omega t) \\ i_K &= I_{K0} + I_{Km} \sin(\omega t) & u_{КЭ} &= U_{КЭ0} + U_{КЭm} \sin(\omega t) \end{aligned}$$

3.4. 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:

$$E_K = U_{КЭ0} + (R_K + R_{Э})I_{K0}$$

Используя это уравнение скорректировать выбранные в пункте 3.2 значение E_K или величину R_K .

- Определить емкость в цепи эмиттера $C_{Э}$ из условия $R_{Э} = (5 \dots 10)X_{Э}$, где $X_{Э}$ — емкостное сопротивление конденсатора $C_{Э}$.

Для расчёта ёмкости конденсатора $C_{Э}$ воспользуемся следующим выражением:

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

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

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

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

и ток делителя $I_D = (2 \dots 5) I_{Б0}$, что повышает температурную стабильность $U_{Б0}$. Исходя из этого определить сопротивления R_1 , R_2 и R_B будут равны:

$$R_2 = \frac{U_{Б0}}{I_D} = \frac{R_{Э} I_{К0} + U_{БЭ0}}{I_D};$$

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

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

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

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

а $R_{Вх} = R_B \parallel R_{ВхТр}$

3.5. 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 $R_{Вых}$:

$$R_{\text{Вых}} = \frac{R_{\text{К}}}{1 + h_{22}R_{\text{К}}} \approx R_{\text{К}}$$

4. Коэффициент усиления по напряжению K_u :

$$K_u = -\frac{U_{\text{maxВых}}}{U_{\text{maxВх}}} = -\frac{\beta R_{\text{К}}}{R_{\text{Вх}}}$$

5. Коэффициент усиления по мощности K_p :

$$K_p = K_i K_u$$

6. Полезная выходная мощность каскада:

$$P_{\text{Вых}} = 0,5 \frac{U_{\text{maxВых}}^2}{R_{\text{К}}}$$

7. Полная мощность, расходуемая источником питания:

$$P_{\text{ист}} = I_{\text{К0}}E_{\text{К}} + I_{\text{Д}}^2(R_1 + R_2) + I_{\text{Б0}}^2R_1$$

8. КПД каскада:

$$\eta = \frac{P_{\text{Вых}}}{P_{\text{ист}}} 100\%$$

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

на нижней частоте —

$$M_{\text{Н}} = \frac{K_0}{K_{\text{Н}}} = \sqrt{1 + \frac{1}{(\omega_{\text{Н}}\tau_{\text{Н}})^2}};$$

на верхней частоте —

$$M_{\text{В}} = \frac{K_0}{K_{\text{В}}} = \sqrt{1 + (\omega_{\text{В}}\tau_{\text{В}})^2}.$$

Обычно выбирается $M_{\text{Н}} = M_{\text{В}}$, тогда

$$\frac{1}{(\omega_{\text{Н}}\tau_{\text{Н}})^2} = (\omega_{\text{В}}\tau_{\text{В}})^2 = 1;$$

$$\tau_H \approx C_P(R_{Bx} + R_{B_{yx}});$$

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

где C_K — ёмкость коллекторного перехода.

Глава 4

Варианты домашнего задания

4.1. Определение номера варианта

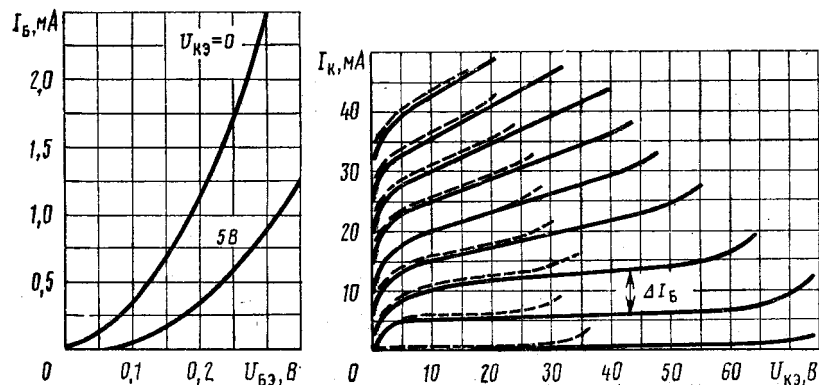
№ варианта	Тип транзистора	№ варианта	Тип транзистора
0	МП21Г	15	КТ201Г
1	МП21Д	16	КТ208А
2	МП39	17	КТ209Б
3	МП40	18	ГТ310А
4	МП41А	19	ГТ310Б
5	МП42А	20	П416
6	МП42Б	21	П416А
7	ГТ108Б	22	П416Б
8	ГТ108Г	23	КТ3107А
9	МП114	24	КТ3107Б
10	МП116	25	КТ3107К
11	КТ104А	26	КТ313А
12	КТ104Б	27	КТ313Б
13	КТ104В	28	КТ345А
14	КТ201Б	29	КТ345Б

Для определения номера варианта необходимо взять две последние цифры номера студенческого билета и определить номер варианта согласно следующей таблицы:

2 последние цифры билета	Способ вычисления варианта
от 00 до 29	Дополнительных действий не требуется
от 30 до 59	Вычесть из полученного числа 30
от 60 до 89	Вычесть из полученного числа 60
от 90 до 99	Вычесть из полученного числа 90

4.2. Характеристики транзисторов

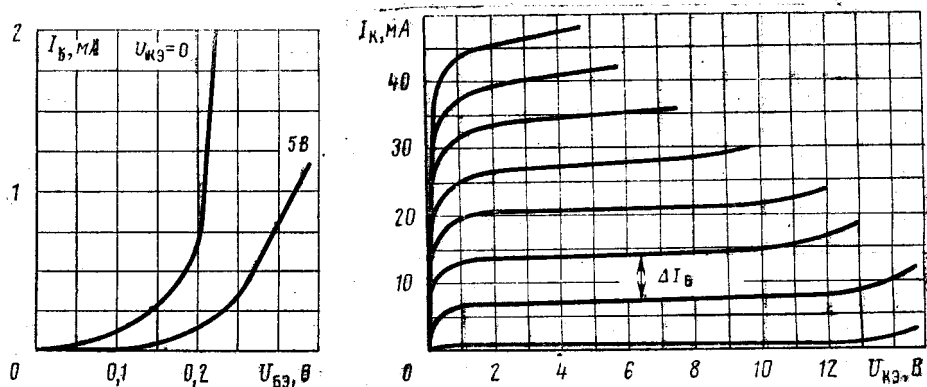
4.2.1. МП21Г, МП21Д



МП21Г:	ΔI_B	$U_{KЭmax}$	I_{Kmax}	P_{Kmax}	C_K
	40мкА	35В	50мА	150мВт	30пФ

МП21Д:	ΔI_B	$U_{KЭmax}$	I_{Kmax}	P_{Kmax}	C_K
	100мкА	35В	50мА	150мВт	30пФ

4.2.2. МП39, МП40, МП41А

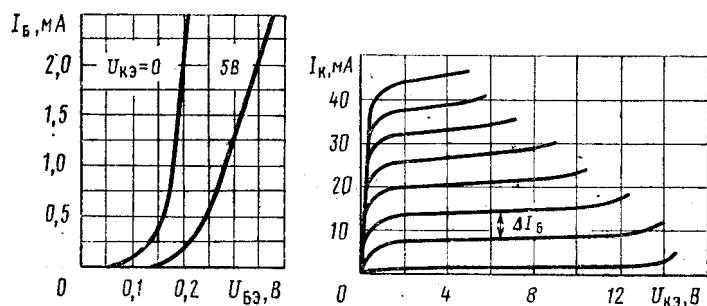


МП39:	ΔI_B	$U_{KЭmax}$	I_{Kmax}	P_{Kmax}	C_K
	400мкА	15В	20мА	150мВт	50пФ

МП40:	ΔI_B	$U_{KЭmax}$	I_{Kmax}	P_{Kmax}	C_K
	200мкА	15В	20мА	150мВт	50пФ

МП41А:	ΔI_B	$U_{KЭmax}$	I_{Kmax}	P_{Kmax}	C_K
	100мкА	15В	20мА	150мВт	50пФ

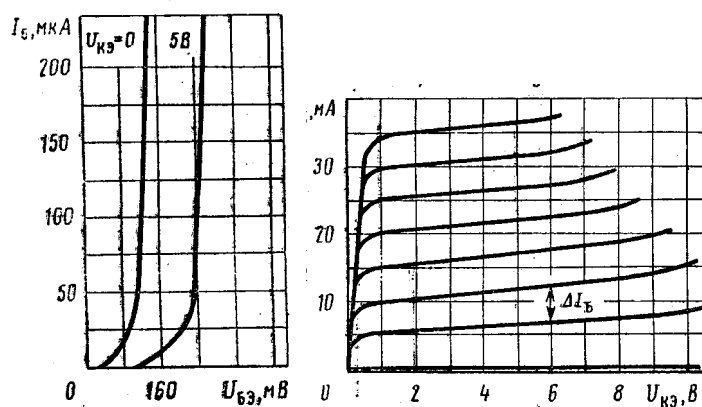
4.2.3. МП42А, МП42Б



МП42А:	ΔI_B	$U_{КЭmax}$	$I_{Кmax}$	$P_{Кmax}$	C_K
	100мкА	15В	150мА	200мВт	50пФ

МП42Б:	ΔI_B	$U_{КЭmax}$	$I_{Кmax}$	$P_{Кmax}$	C_K
	150мкА	15В	150мА	200мВт	50пФ

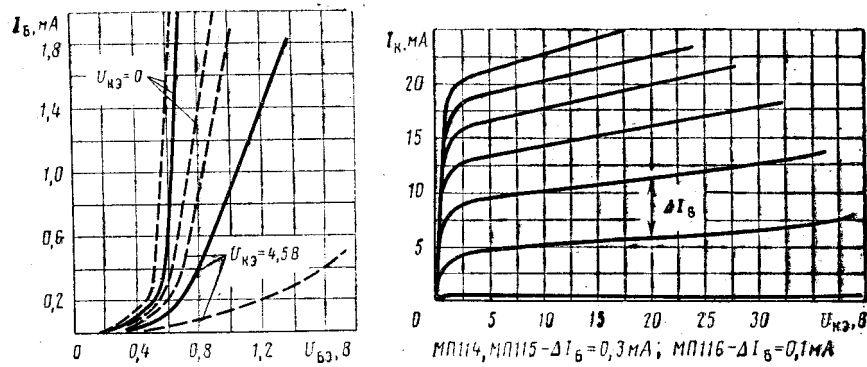
4.2.4. ГТ108Б, ГТ108Г



ГТ108Б:	ΔI_B	$U_{КЭmax}$	$I_{Кmax}$	$P_{Кmax}$	C_K
	100мкА	6В	50мА	75мВт	50пФ

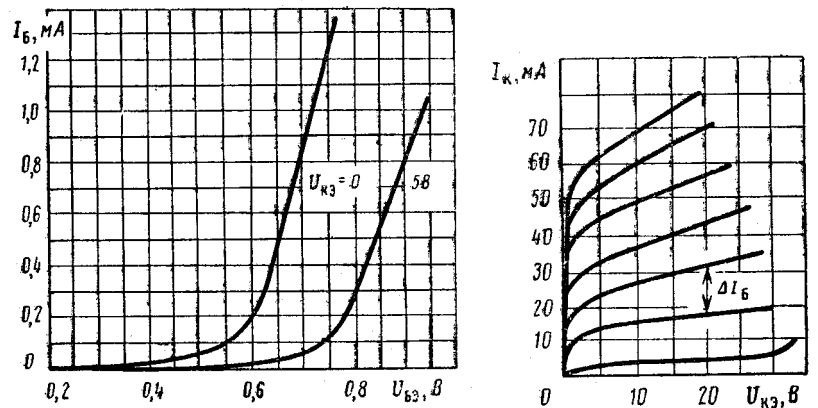
ГТ108Б:	ΔI_B	$U_{КЭmax}$	$I_{Кmax}$	$P_{Кmax}$	C_K
	50мкА	6В	50мА	75мВт	50пФ

4.2.5. МП114, МП115, МП116



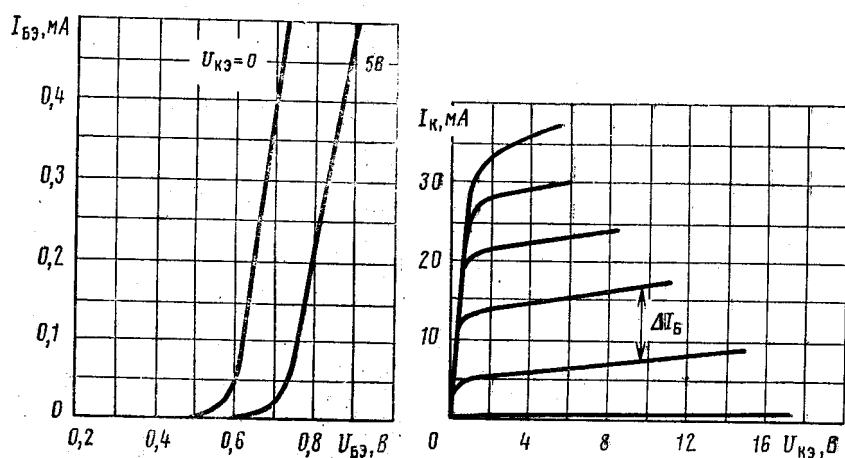
MP114:	ΔI_B	$U_{KЭmax}$	I_{Kmax}	P_{Kmax}	C_K
	0,3mA	60В	10mA	150мВт	50пФ
MP115:	ΔI_B	$U_{KЭmax}$	I_{Kmax}	P_{Kmax}	C_K
	0,3mA	30В	10mA	150мВт	50пФ
MP115:	ΔI_B	$U_{KЭmax}$	I_{Kmax}	P_{Kmax}	C_K
	0,1mA	15В	10mA	150мВт	50пФ

4.2.6. КТ104А, КТ104Б, КТ104В



КТ104А:	ΔI_B	$U_{KЭmax}$	I_{Kmax}	P_{Kmax}	C_K
	1,5mA	30В	50mA	150мВт	50пФ
КТ104Б:	ΔI_B	$U_{KЭmax}$	I_{Kmax}	P_{Kmax}	C_K
	0,4mA	15В	50mA	150мВт	50пФ
КТ104В:	ΔI_B	$U_{KЭmax}$	I_{Kmax}	P_{Kmax}	C_K
	0,2mA	15В	50mA	150мВт	50пФ

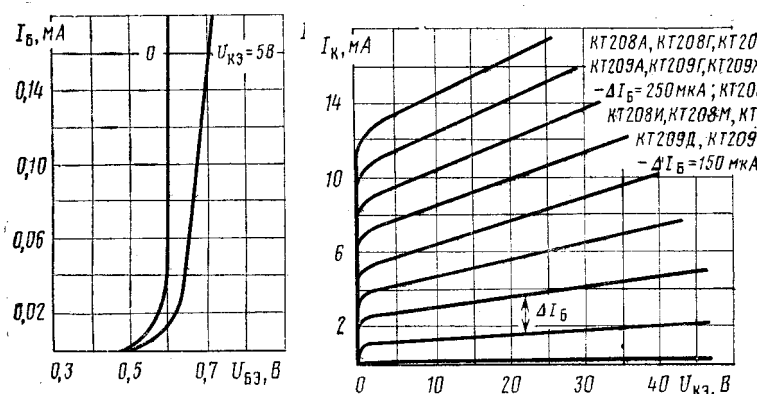
4.2.7. КТ201Б, КТ201Г



КТ201Б:	ΔI_B	$U_{KЭmax}$	I_{Kmax}	P_{Kmax}	C_K
	0,1мА	20В	30мА	150мВт	20пФ

КТ201Г:	ΔI_B	$U_{KЭmax}$	I_{Kmax}	P_{Kmax}	C_K
	0,05мА	10В	30мА	150мВт	20пФ

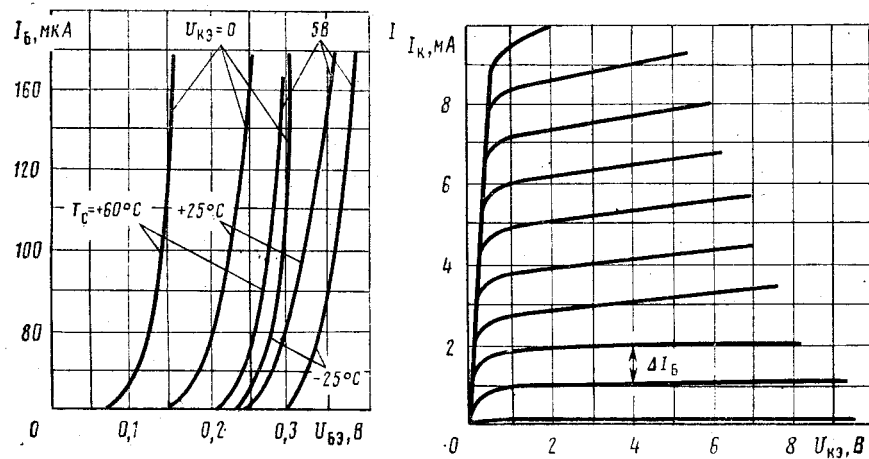
4.2.8. КТ208Б, КТ209Б



КТ208А:	ΔI_B	$U_{KЭmax}$	I_{Kmax}	P_{Kmax}	C_K
	150мА	15В	300мА	200мВт	20пФ

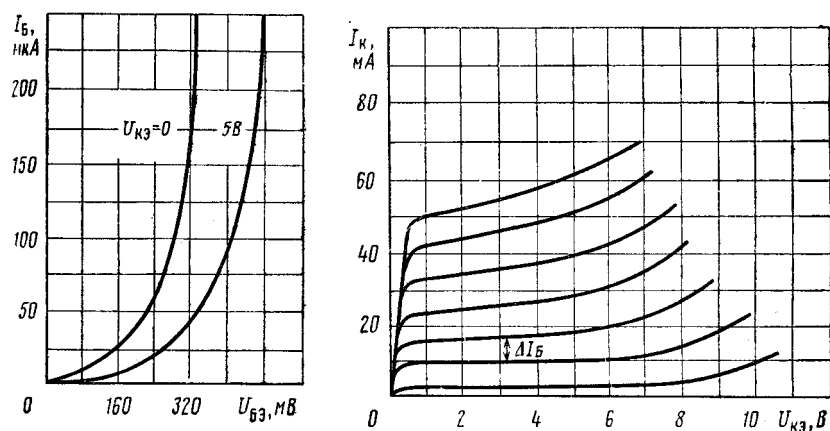
КТ209Б:	ΔI_B	$U_{KЭmax}$	I_{Kmax}	P_{Kmax}	C_K
	250мА	15В	300мА	200мВт	20пФ

4.2.9. ГТ310А, ГТ310Б



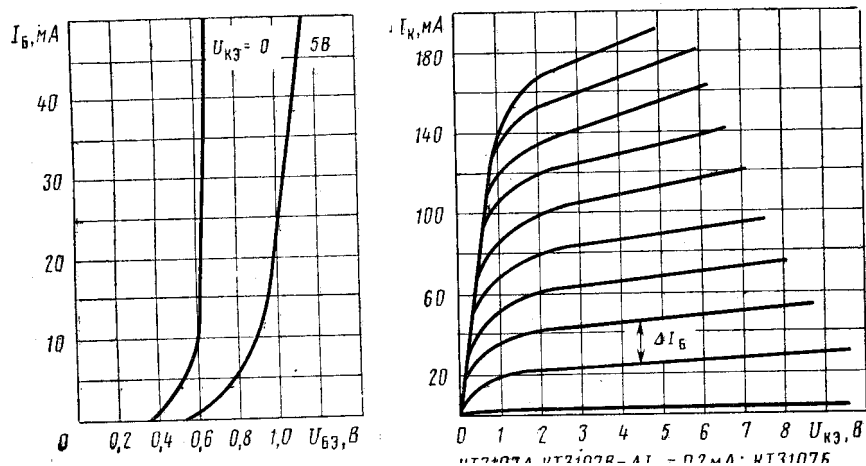
	ΔI_B	$U_{KЭmax}$	I_{Kmax}	P_{Kmax}	C_K
ГТ310А:	20мА	при $R_B = 10\text{кОм} - 10\text{В}$ при $R_B = 200\text{кОм} - 6\text{В}$	300мА	200мВт	20пФ
	ΔI_B	$U_{KЭmax}$	I_{Kmax}	P_{Kmax}	C_K
ГТ310Б:	10мА	при $R_B = 10\text{кОм} - 10\text{В}$ при $R_B = 200\text{кОм} - 6\text{В}$	300мА	200мВт	20пФ

4.2.10. П416, П416А, П416Б



	ΔI_B	$U_{KЭmax}$	I_{Kmax}	P_{Kmax}	C_K
П416:	0,1мА	при $R_B = 0\text{кОм} - 15В$ при $R_B \leq 1\text{кОм} - 12В$	25мА	100мВт	20пФ
	ΔI_B	$U_{KЭmax}$	I_{Kmax}	P_{Kmax}	C_K
П416А:	0,05мА	при $R_B = 0\text{кОм} - 15В$ при $R_B \leq 1\text{кОм} - 12В$	25мА	100мВт	20пФ
	ΔI_B	$U_{KЭmax}$	I_{Kmax}	P_{Kmax}	C_K
П416Б:	0,03мА	при $R_B = 0\text{кОм} - 15В$ при $R_B \leq 1\text{кОм} - 12В$	25мА	100мВт	20пФ

4.2.11. КТ3107А, КТ3107Б, КТ3107К

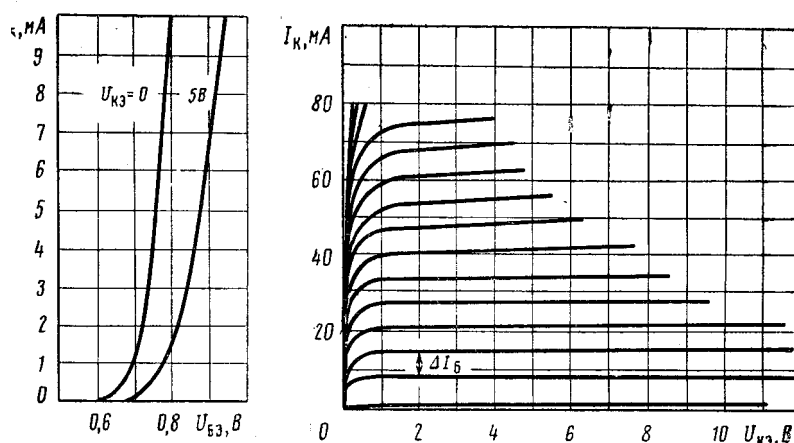


КТ3107А:	ΔI_B	U_{K3max}	I_{Kmax}	P_{Kmax}	C_K
	0, 2мА	45В	100мА	300мВт	12пФ

КТ3107Б:	ΔI_B	U_{K3max}	I_{Kmax}	P_{Kmax}	C_K
	0, 1мА	45В	100мА	300мВт	12пФ

КТ3107Г:	ΔI_B	U_{K3max}	I_{Kmax}	P_{Kmax}	C_K
	0, 04мА	25В	100мА	300мВт	12пФ

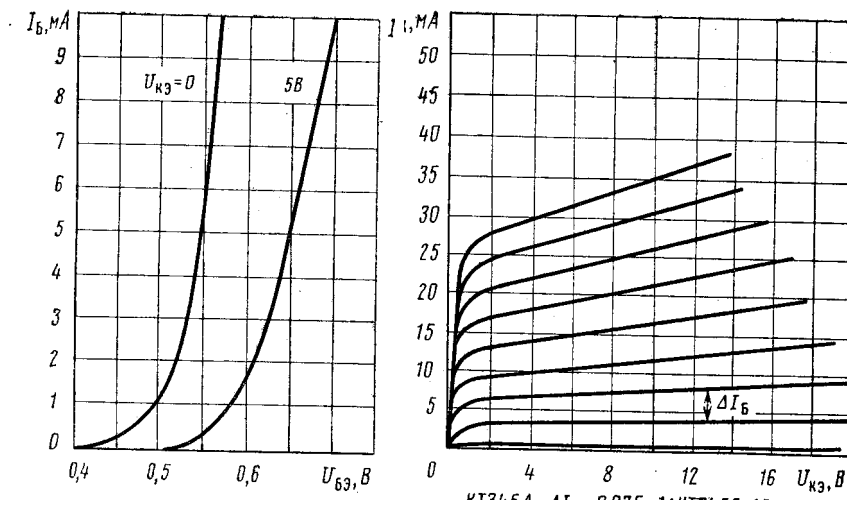
4.2.12. КТ313А, КТ313Б



КТ3113А:	ΔI_B	U_{K3max}	I_{Kmax}	P_{Kmax}	C_K
	0, 1мА	50В	350мА	300мВт	12пФ

КТ3113А:	ΔI_B	U_{K3max}	I_{Kmax}	P_{Kmax}	C_K
	0, 05мА	50В	350мА	300мВт	12пФ

4.2.13. КТ345А, КТ345Б



КТ345А:	ΔI_B	$U_{KЭmax}$	I_{Kmax}	P_{Kmax}	C_K
	0,075мА	20В	200мА	150мВт	50пФ

КТ345Б:	ΔI_B	$U_{KЭmax}$	I_{Kmax}	P_{Kmax}	C_K
	0,05мА	20В	200мА	150мВт	50пФ

Предметный указатель

- Каскад усилительный, 13
- Коэффициент
 - усиления, 14
 - частотных искажений, 14
- Малосигнальный режим, 9
- Обратная связь, 24
 - отрицательная, 24
 - паразитная, 25
 - положительная, 24
- Полоса пропускания, 15
- Рабочая точка, 19
- Самовозбуждение, 25
- Сигнал
 - переменный, 20
 - пульсирующий, 20
- Согласованный режим работы цепи, 14
- Транзистор
 - биполярный, 6
 - характеристики
 - входные, 7
 - выходные, 7, 8
- Усилитель, 13
 - высокой частоты, 15
 - звуковой частоты, 15
 - избирательный, 16
 - класса
 - А, 19
 - АВ, 21
 - В, 20
 - С, 21
 - Д, 21
 - медленно изменяющихся сигналов, 15
 - низкой частоты, 15
 - постоянного тока, 15
 - узкополосный, 16
 - широкополосный, 16
- Усилительный элемент, 13
- Характеристика
 - амплитудная, 16
 - амплитудно-частотная, 14
 - нагрузочная
 - статическая, 17
- Частота
 - граничная
 - верхняя, 14
 - нижняя, 14
- Четырёхполюсник, 9
- Широтно-импульсная модуляция, 21

Литература

- [1] Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники. - М.: Высшая школа, 1973
- [2] Электротехника и электроника. Кн. 3. Электрические измерения и основы электроники. - под ред. В.Г. Герасимова.-М.:Энергоатомиздат,1998.-432с.
- [3] Транзисторы для аппаратуры широкого применения: Справочник / К.М. Брежнева, Е.И. Гантман, Т.И. Давыдова и др. Под редакцией Б.Л. Перельмана. — М.: Радио и связь, 1981. — 656с., ил.
- [4] Гусев В.Г., Гусев В.М. Электроника: Учеб. пособие для приборостроит. спец. вузов. — 2-е изд., перераб и доп. —М.: Высшая школа 1991 — 622с.: ил.
- [5] Атабеков Г.И. Основы теории цепей: Учебник, 2-е изд., испр. — СПб.: Издательство «Лань», 2006.— 432с.:ил.

ЛР № 020418 от 08 октября 1997г.
Подписано к печати _____2008г. Формат 60x84 1/16.
Объём 3 п.л. Тираж 100 экз. Заказ № _____

**Московский государственный университет
приборостроения и информатики**
107996, Москва, ул. Стромынка, 20