

Московский государственный технический университет  
имени Н.Э. Баумана

---

Факультет «Специальное машиностроение»

Кафедра «Подводные роботы и аппараты»

**Д.А. Шилкин**

# **Расчет усилителя низкой частоты на биполярных транзисторах**

**Электронное учебное издание**

Методические указания к домашнему заданию

по дисциплине «Электронные устройства мехатронных и робототехнических систем»

Москва

(С) 2013 МГТУ им. Н.Э. БАУМАНА

*Рецензент:* к.т.н., Виталий Владимирович Глазков

**Шилкин Д.А.**

Расчет усилителя низкой частоты на биполярных транзисторах. Электронное учебное издание. Методические указания к домашнему заданию по дисциплине «Электронные устройства мехатронных и робототехнических систем» - М.: МГТУ имени Н.Э. Баумана, 2013. 51 с.

Издание содержит методику расчета усилителя низкой частоты на биполярных транзисторах. Представлен краткий справочный материал, содержащий основные определения, иллюстрации и расчетные выражения. При изложении материала используются эквивалентные схемы как биполярного транзистора, так и функциональных узлов. Дан подробный пример выбора схемы и расчета усилителя по заданным исходным данным. Предлагаемая методика расчета направлена на получение усилительного каскада со стабильными и повторяемыми характеристиками, слабо зависящими от внешних факторов и разброса значений параметров биполярного транзистора.

Для студентов специальности «Мехатроника и робототехника»

Рекомендовано Учебно-методической комиссией НУК «Специальное машиностроение» МГТУ им. Н.Э. Баумана

**Шилкин Дмитрий Александрович**

**Расчет усилителя низкой частоты на биполярных транзисторах**

## Оглавление

Введение.....	4
1 Биполярный транзистор. Основные определения и обозначения .....	5
2 Статический режим работы биполярного транзистора.....	6
3 Рабочая точка биполярного транзистора .....	10
4 Динамический режим работы биполярного транзистора.....	12
4.1 Малосигнальная модель биполярного транзистора .....	12
4.2 Малосигнальные параметры биполярного транзистора.....	14
4.3 Емкости в биполярном транзисторе .....	16
4.4 Границы применимости малосигнальной модели.....	17
4.5 Составление эквивалентных схем транзисторных каскадов.....	18
5 Схемы включения транзистора.....	19
5.1 Характеристики схемы с общим эмиттером.....	21
5.2 Установка рабочей точки схемы с общим эмиттером .....	22
5.3 Характеристики схемы с общим коллектором .....	23
5.4 Установка рабочей точки в схеме с общим коллектором .....	24
5.5 Влияние внутреннего сопротивления источника сигнала и сопротивления нагрузки на усилительные свойства транзисторных каскадов .....	28
5.6 Принципы расчета многокаскадного усилителя .....	31
5.7 Расчет разделительных конденсаторов .....	31
5.8 Построение АЧХ усилительного каскада .....	33
6 Пример выбора схемы и расчета усилителя .....	35
7 Задание .....	45
8 Контрольные вопросы .....	46
9 Литература .....	48
Заключение .....	49
Приложение 1 .....	50

## Введение

Методические указания предназначены для самостоятельного освоения студентами методики выбора и расчета усилительного каскада низкой частоты по заданным исходным данным.

Основные требования, которые предъявляются к усилителям: неискаженное усиление сигнала, стабильность параметров (прежде всего коэффициента усиления) под действием внешних факторов, повторяемость при серийном производстве.

Если открыть справочник по биполярным транзисторам и посмотреть на данные, то первое что бросается в глаза, это большой разброс значений параметров (зачастую верхний и нижний предел какого-либо параметра отличаются в несколько раз). Даже два одинаковых транзистора, выполненных в едином технологическом цикле производства и расположенных рядом на одной подложке, будут иметь, может быть и незначительно, но отличающиеся параметры. Кроме того, параметры транзистора сильно зависят от температуры, протекающих токов и т.д. Это связано со свойствами полупроводниковых материалов и процессами, протекающими в них.

Следовательно, построение качественного и надежного усилителя сводится к минимизации зависимости характеристик самого усилителя от нестабильных параметров транзистора. В идеале характеристики усилителя должны зависеть только от внешних пассивных элементов.

Поэтому основная цель пособия – рассмотреть методику построения и расчета усилителя, обеспечивающую слабую зависимость характеристик усилителя от нестабильных параметров транзистора. Рассматриваемые приемы расчета могут быть полезны и при проектировании схем на транзисторах с другим назначением.

Приведенные в пособии расчетные математические модели являются приближенными, но при этом они дают высокую точность. Приближение модели основывается на том, что характерные сопротивления транзистора оказываются либо значительно меньше, либо значительно больше типичных величин пассивных сопротивлений схемы.

Для успешного освоения материала пособия читатель должен обладать базовыми знаниями по основам электротехники, по полупроводниковым материалам и протекающим в них физическим процессам, по характеристикам и принципу работы р-п перехода.

## [Оглавление](#)

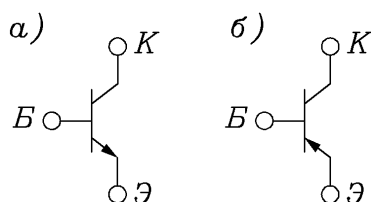
## 1 Биполярный транзистор. Основные определения и обозначения

**Биполярный транзистор** (БТ) – полупроводниковый элемент, состоящий из трех областей, образующих два встречновключенных взаимодействующих р-п перехода.

Основное назначение биполярного транзистора – усиление или переключение электрических сигналов.

В зависимости от чередования типов проводимости полупроводниковых областей различают р-п-р и н-р-п транзисторы. В дальнейшем мы будем рассматривать н-р-п транзисторы, если не будет указано иное.

Чередующиеся слои транзистора носят название: эмиттер (Э), база (Б) и коллектор (К). Условное графическое обозначение (УГО) показано на рисунке 1.



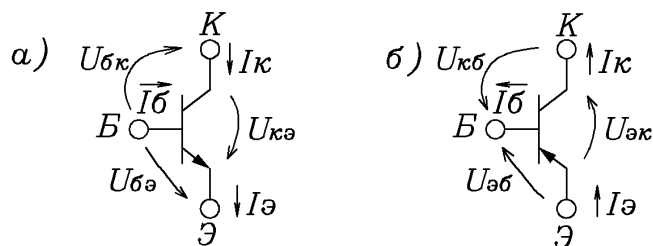
**Рис. 1.** УГО биполярного транзистора: (а) n-p-n, (б) p-n-p

**Эмиттер** (n+ или p+) – область с наибольшей степенью легирования (знак +), предназначенная для инжекции носителей (электронов в n-p-n транзисторе, дырок в p-n-p транзисторе) в базовую область. Р-п переход, прилегающий к эмиттеру, называют **эмиттерным**. В УГО транзистора эмиттер обозначен стрелкой, которая указывает направление протекающего через транзистор тока в активном состоянии.

**База**, расположенная между эмиттером и коллектором, предназначена для управления потоком носителей, инжектируемых эмиттером.

**Коллектор** предназначен для экстракции неосновных носителей из базы электрическим полем обратносмещенного р-п перехода. Р-п переход, прилегающий к коллектору, называется **коллекторным**.

На рисунке 2 показаны направления протекающих токов и отсчет напряжений в активном состоянии транзистора. Индексы при записи напряжения указывают направление отсчета напряжения: например, запись  $U_{БЭ}$  обозначает падение напряжения между базой и эмиттером транзистора,  $U_{ЭК}$  – падение напряжения между эмиттером и коллектором и т.д. Как видно из рисунка 2, для создания токов в n-p-n транзисторе потенциал базы и коллектора должен быть выше потенциала эмиттера, в p-n-p транзисторе потенциал эмиттера и базы должен быть выше потенциала коллектора.



**Рис. 2.** Направление токов и отсчет напряжений в биполярном транзисторе:

(а) n-p-n, (б) p-n-p

В активном состоянии для n-p-n транзистора должны выполняться условия  $U_{бэ} > 0$ ;  $U_{кэ} > 0$ ;  $U_{бк} < 0$ . Для p-n-p:  $U_{эб} > 0$ ;  $U_{эк} > 0$ ;  $U_{кб} < 0$ .

На основании рисунка 2 для n-p-n транзистора можно записать:

$$I_{э} = I_{к} + I_{б}, \quad (1, а)$$

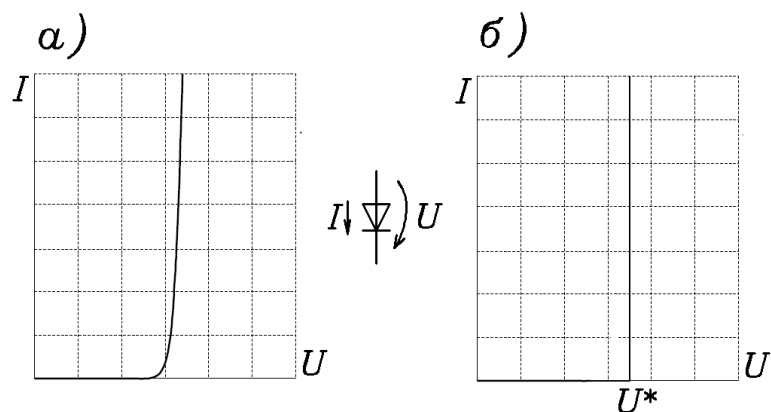
$$U_{кэ} = U_{бэ} - U_{бк}. \quad (1, б)$$

Выражение (1, а) указывает на отсутствие накопления заряда в транзисторе. Выражение (1, б) дает связь между падениями напряжения на транзисторе.

## 2 Статический режим работы биполярного транзистора

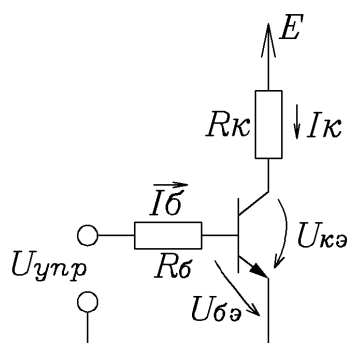
При статическом режиме через транзистор протекают постоянные токи и между его выводами действуют постоянные напряжения. Состояние транзистора определяется элементами схемы, в которую он включен.

В литературе статический режим работы транзистора описывается моделью Эберса-Молла [1]. Эта модель дает зависимость токов, протекающих через транзистор, от действующих на его выводах напряжений. Мы же воспользуемся упрощенной моделью, основанной на представлении p-n перехода в виде идеального ключа. При этом на ключе будет наблюдаться небольшое падение напряжения, которое слабо зависит от величины протекающего тока. Это напряжение в литературе называется **напряжением открытого p-n перехода** и обозначается  $U^*$ . Для кремниевого p-n перехода его величина составляет 0,6...0,7 В при комнатной температуре. Возможность использования такой модели вытекает из формы вольт-амперной характеристики (ВАХ) p-n перехода (рисунок 3).



**Рис. 3.** ВАХ p-n перехода (а) и ее аппроксимация характеристикой ключа (б)

Рассмотрим схему, показанную на рисунке 4. Изменяя напряжение управления  $U_{упр}$ , поданного через резистор  $R_b$  на базу транзистора, проследим за изменениями токов и напряжений в транзисторе (рисунок 5). Схема питается напряжением  $E$ . При этом  $E \gg U^*$ .



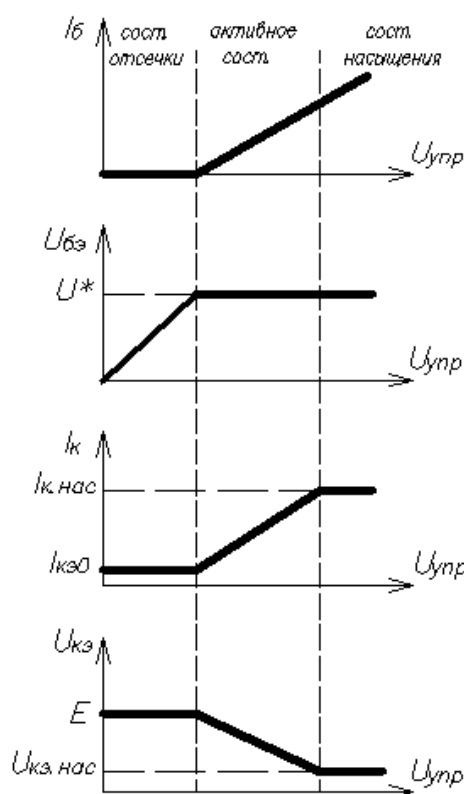
**Рис. 4.** Схема простейшего транзисторного каскада

Начнем рассуждение с момента, когда  $U_{упр} = 0$ . Работа транзистора определяется состоянием эмиттерного перехода.

Когда  $U_{упр} = 0$ , то эмиттерный переход закрыт, и ток через транзистор не течет. Транзистор находится в *состоянии отсечки*. В реальности же через транзистор протекает небольшой ток утечки  $I_{кэ0}$ , величина которого приводится в спецификации на транзистор.

Теперь начнем увеличивать управляющее напряжение. В силу того, что в этот момент ток базы очень мал, то напряжение  $U_{бэ}$  будет практически повторять управляющее напряжение  $U_{упр}$ . Это будет продолжаться до тех пор, пока напряжение  $U_{бэ}$  не достигнет значения  $U^*$ . Отметим, что напряжение  $U_{бэ}$  является справочным параметром. В свою очередь, в этот момент можно считать, что величина тока коллектора не изменяется и равна значению  $I_{кэ0}$ . Этот ток вызывает очень небольшое падение на-

пряжения на сопротивлении  $R_k$ , поэтому напряжение  $U_{кэ}$  практически равно напряжению питания  $E$ .



**Рис. 5.** Зависимость токов, протекающих через транзистор, и действующих между его выводами напряжений от  $U_{упр}$

Теперь, когда напряжение  $U_{бэ} = U^*$  и перестанет изменяться, то дальнейшее повышение управляющего напряжения вызовет рост тока базы. Это следует из второго закона Кирхгофа, записанного для цепи базы:

$$U_{упр} = I_б R_б + U_{бэ}; \quad U_{бэ} = U^* = \text{const},$$

откуда

$$I_б = \frac{U_{упр} - U^*}{R_б}. \quad (2)$$

Появление тока базы вызовет появление тока коллектора, поскольку они связаны соотношением [1]:

$$I_к = \beta I_б, \quad (3)$$

где  $\beta$  – коэффициент усиления по постоянному току. Приводится в спецификации на транзистор. Отметим, что в российских справочниках этот параметр обозначается  $h_{21}$ , в иностранных  $h_{FE}$ .



Если  $B \gg 1$ , то из формул (1, а) и 3 для активного состояния транзистора можно получить:

$$I_3 = \frac{B+1}{B} I_K \approx I_K.$$

В дальнейшем, для активного состояния будем принимать  $I_3 = I_K$ , поскольку у современных транзисторов значение коэффициента  $B$  составляет от нескольких десятков до нескольких сотен.

Запишем второй закон Кирхгофа для коллекторной цепи:

$$E = I_K R_K + U_{KЭ}, \quad (4)$$

откуда выразим с учетом (3)

$$U_{KЭ} = E - B I_Б R_K \quad (5, а)$$

или с учетом (2) получим

$$U_{KЭ} = E + \frac{B R_K}{R_Б} U^* - \frac{B R_K}{R_Б} U_{упр}. \quad (5, б)$$

Выражения (5) показывают, что с ростом управляющего напряжения и тока коллектора напряжение  $U_{KЭ}$  будет уменьшаться. Это соответствует **активному состоянию** транзистора.

Отметим, несмотря на то, что коллекторный переход в активном состоянии находится под отрицательным напряжением, ток через него течет. Это объясняется тем, что электроны, инжектированные эмиттером в базу, являются для базы неосновными носителями (для  $n-p-n$  транзистора), поэтому поле обратносмещенного коллекторного  $p-n$  перехода является для них ускоряющим. Это поле вытягивает электроны из базы в коллектор, что способствует протеканию тока.

Уменьшение напряжения  $U_{KЭ}$  приводит к тому, что напряжение  $U_{БК}$  начинает расти (в соответствии с 1, б). Потенциальный барьер коллекторного перехода при этом уменьшается и в конечном итоге коллекторный переход открывается, а напряжение  $U_{БК}$  становится положительным и равным напряжению открытого  $p-n$  перехода. Этот момент соответствует переходу транзистора в **состояние насыщения**.

Теперь напряжения на переходах транзистора приблизительно равны:  $U_{БК} \approx U_{БЭ}$ , откуда  $U_{KЭ} \approx 0$ . Точного равенства нулю не будет, поскольку значения напряжения открытого перехода для эмиттерного и коллекторного переходов немного различаются из-за различной степени легирования примесями областей коллектора и эмиттера.

## [Оглавление](#)

Напряжение  $U_{кэ}$ , определяемое выражением (1,б) при открытом коллекторном переходе, называется **напряжением насыщения транзистора** и обозначается  $(U_{кэ})_{нас}$ . Значение напряжения насыщения приводится в справочнике. Тогда в соответствии с выражением (4):

$$(I_k)_{нас} = \frac{E - (U_{кэ})_{нас}}{R_k}. \quad (6)$$

Дальнейшее увеличение  $U_{упр}$  вызывает лишь рост тока базы. Отметим, что режим насыщения характеризуется минимальной рассеиваемой мощностью на транзисторе. Поэтому при использовании транзистора в качестве ключа в открытом состоянии его стараются перевести в режим насыщения.

### 3 Рабочая точка биполярного транзистора

Одно из назначений биполярного транзистора – усиление переменных сигналов. Как видно из рисунка 5, работа транзистора с переменными сигналами возможна только в активном состоянии. При этом параметры транзистора определяются рабочей точкой, а управление транзистором осуществляется переменными сигналами в окрестности этой точки.

**Рабочая точка** – это совокупность значений постоянных напряжений  $U_{кэ}^A$ ,  $U_{бэ}^A$  и постоянных токов  $I_k^A$ ,  $I_б^A$ , определяемых конфигурацией схемы, в которую включен транзистор. Верхний индекс A указывает, что это параметры рабочей точки. Знания этих четырех параметров достаточно, поскольку ток эмиттера и напряжение  $U_{бк}$  вычисляются по выражениям (1).

#### **Пример 1.**

Вычислить рабочую точку схемы, показанной на рисунке 6.  $U^*=0,67$  В,  $B=100$ . Напряжение питания схемы  $E=12$  В.

#### **Решение.**

Отметим, что на рисунке 6 номиналы сопротивлений записаны так, как это принято в радиотехнической литературе. Для упрощения отсутствует единица измерения (Ом), то есть запись 2к обозначает номинал 2 кОм, запись 100 означает номинал 100 Ом и т.п. При расчетах будем пользоваться представлением p-n перехода в качестве ключа, как описано выше в пункте 2.

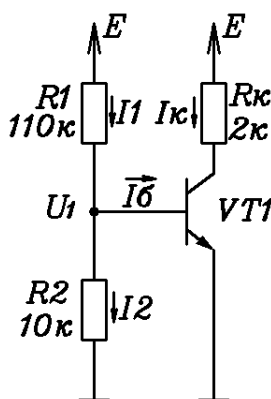


Рис. 6. Схема к примеру 1

Сначала определим, открыт эмиттерный переход или нет. Запишем 2-й закон Кирхгофа для сопротивлений, включенных в цепи базы:

$$E = I_1 R_1 + I_2 R_2.$$

Сначала предположим, что эмиттерный переход закрыт. Тогда примем, что  $I_{\text{б}} = 0$ , откуда  $I_1 = I_2$ . Откуда находим:

$$U_1 = I_2 R_2 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} E = \frac{10 \text{ кОм}}{110 \text{ кОм} + 10 \text{ кОм}} \cdot 12 \text{ В} = 1 \text{ В}.$$

Полученное значение больше заданного в условии задачи напряжения  $U^*$ . Следовательно, эмиттерный переход открыт и ранее сделанное предположение неверно. Учтем, что на открытом эмиттерном переходе падает напряжение  $U^*$ , тогда можем описать схему с помощью законов Кирхгофа.

Опишем цепь базы:

$$\text{1-й закон Кирхгофа: } I_1 = I_{\text{б}} + I_2;$$

$$\text{2-й закон Кирхгофа: } E = I_1 R_1 + I_2 R_2; \quad I_2 R_2 = U^*.$$

Из записанных уравнений определим:

$$I_2 = \frac{U^*}{R_2} = \frac{0,67 \text{ В}}{10 \text{ кОм}} = 67 \text{ мкА}; \quad I_1 = \frac{E - U^*}{R_1} = 103 \text{ мкА}; \quad I_{\text{б}} = I_1 - I_2 = 36 \text{ мкА}.$$

Далее воспользуемся формулой (3), которая связывает ток базы с током коллектора. Откуда вычислим ток коллектора:  $I_{\text{к}} = \beta I_{\text{б}} = 100 \cdot 36 \text{ мкА} = 3,6 \text{ мА}$ .

$$\text{2-й закон Кирхгофа для цепи коллектора: } E = I_{\text{к}} R_{\text{к}} + U_{\text{кэ}},$$

$$\text{откуда вычислим } U_{\text{кэ}} = E - I_{\text{к}} R_{\text{к}} = 12 \text{ В} - 3,6 \text{ мА} \cdot 2 \text{ кОм} = 4,8 \text{ В}.$$

Итак, мы вычислили рабочую точку транзистора:

$$U_{\text{кэ}}^{\text{А}} = 4,8 \text{ В}, \quad U_{\text{бэ}}^{\text{А}} = 0,67 \text{ В}, \quad I_{\text{б}}^{\text{А}} = 36 \text{ мкА}, \quad I_{\text{к}}^{\text{А}} = 3,6 \text{ мА}.$$

### [Оглавление](#)

## 4 Динамический режим работы биполярного транзистора

В динамическом режиме транзистор работает с переменными токами и напряжениями в окрестности рабочей точки. В данном случае статическая модель расчета неприменима, и на практике пользуются специальными малосигнальными моделями – *эквивалентными схемами*.

### 4.1 Малосигнальная модель биполярного транзистора

Допустим, что совместно с постоянными составляющими токов и напряжений действуют переменные составляющие. Тогда в общем виде можно записать:

$$\begin{aligned} U &= U^A + \Delta U \\ I &= I^A + \Delta I \end{aligned} \quad (7)$$

Здесь  $U^A, I^A$  – постоянные составляющие напряжений и токов (рабочая точка транзистора);

$\Delta U, \Delta I$  – переменные составляющие напряжений и токов, много меньше постоянных. В литературе часто называются *малыми приращениями*.

Постоянные и переменные составляющие анализируются отдельно. При анализе постоянных составляющих применяется модель Эберса-Молла. При анализе переменных составляющих модель Эберса-Молла теряет смысл, поскольку связь между малыми приращениями определяется не самими функциями, а их производными. Поэтому для анализа переменных составляющих пользуются специальными малосигнальными моделями – эквивалентными схемами.

В соответствии с моделью Эберса-Молла [1] в общем виде можно записать:

$$\begin{aligned} I_K &= f(U_{\bar{6}3}, U_{K3}) \\ I_{\bar{6}} &= f(U_{\bar{6}3}, U_{K3}) \end{aligned} \quad (8)$$

В соответствии с (8) малые приращения напряжений будут вызывать малые приращения токов. Тогда систему (8) можно записать в виде:

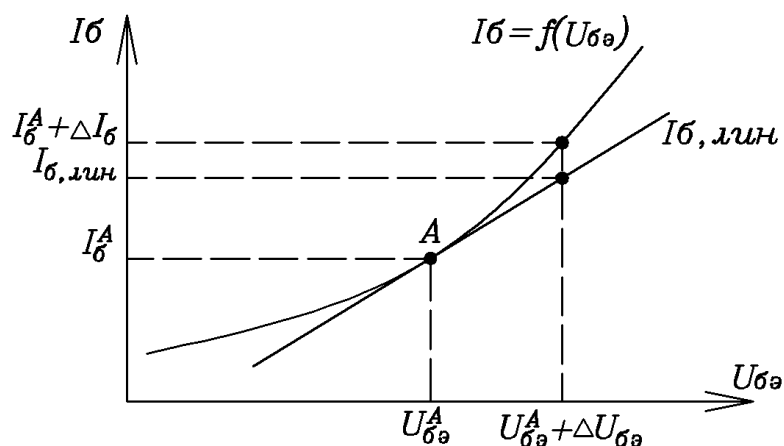
$$\begin{aligned} \Delta I_{\bar{6}} &= I_{\bar{6}}(U_{\bar{6}3}^A + \Delta U_{\bar{6}3}, U_{K3}^A + \Delta U_{K3}) - I_{\bar{6}}^A \\ \Delta I_K &= I_K(U_{\bar{6}3}^A + \Delta U_{\bar{6}3}, U_{K3}^A + \Delta U_{K3}) - I_K^A \end{aligned} \quad (9)$$

Далее разложим функции (9) в ряд Тейлора в окрестности рабочей точки и ограничим ряд линейными слагаемыми, тогда получим:

$$\begin{aligned} \Delta I_{\bar{6}} &= \frac{\partial I_{\bar{6}}}{\partial U_{\bar{6}\bar{3}}} \bigg|_A \Delta U_{\bar{6}\bar{3}} + \frac{\partial I_{\bar{6}}}{\partial U_{K\bar{3}}} \bigg|_A \Delta U_{K\bar{3}} \\ \Delta I_K &= \frac{\partial I_K}{\partial U_{\bar{6}\bar{3}}} \bigg|_A \Delta U_{\bar{6}\bar{3}} + \frac{\partial I_K}{\partial U_{K\bar{3}}} \bigg|_A \Delta U_{K\bar{3}} \end{aligned} \quad (10)$$

Ограничившись линейными слагаемыми ряда, мы произвели линеаризацию функции в окрестности рабочей точки. Рисунок 7 поясняет линеаризацию, где для наглядности показана зависимость тока базы только от напряжения  $U_{бэ}$ .

Отообразим область рабочей точки в увеличенном виде. Как известно, полный ряд Тейлора точно описывает функцию, а его линейные слагаемые (первая производная) – касательную к функции в точке разложения в ряд. Пусть появилось малое приращение  $\Delta U_{\bar{\phi}\bar{\omega}}$ , которое вызовет приращение тока базы  $\Delta I_{\bar{\phi}}$ . При малых изменениях напряжения  $U_{\bar{\phi}\bar{\omega}}$  в окрестности рабочей точки можно считать, что касательная совпадает с самой функцией, тогда  $I_{\bar{\phi}}^A + \Delta I_{\bar{\phi}} \approx I_{\bar{\phi}, \text{лин}}$ . Тем самым, оставив только линейные слагаемые, мы, по сути, заменили нелинейную функцию линейной.



**Рис. 7.** Пояснение к линеаризации

Значения частных производных в формулах (10) в рабочей точке называют **малосигнальными параметрами** биполярного транзистора.

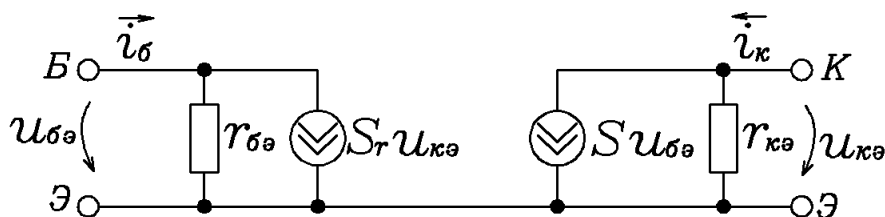
Пользуясь специальными обозначениями, запишем уравнения (10) в виде:

$$\begin{aligned}\Delta I_{\bar{6}} &= \frac{1}{r_{\bar{6}\bar{3}}} \Delta U_{\bar{6}\bar{3}} + S_r \Delta U_{K\bar{3}} \\ \Delta I_K &= S \Delta U_{\bar{6}\bar{3}} + \frac{1}{r_{K\bar{3}}} \Delta U_{K\bar{3}}\end{aligned}\quad (11)$$

Выражения (11) называются малосигнальной моделью биполярного транзистора. Выражения (11) – это, по сути, 1-й закон Кирхгофа для некоторого узла. Тогда по

## Оглавление

этой системе мы можем построить электрическую схему (рисунок 8). Чтобы отличить от параметров рабочей точки, в литературе принято малые приращения токов и напряжений обозначать строчными буквами  $\Delta I=i$ ;  $\Delta U=u$ . В дальнейшем мы будем придерживаться именно таких обозначений.



**Рис. 8.** Эквивалентная схема биполярного транзистора для динамического режима

Данная схема пригодна для расчета транзисторных каскадов в динамическом режиме на низких частотах (до 10 кГц). Поэтому эту схему также называют низкочастотной эквивалентной схемой БТ.

Преимущества линеаризации очевидны: вместо громоздких выражений мы получили линейную электрическую схему, которую можно описать и рассчитать с помощью законов Кирхгофа.

## 4.2 Малосигнальные параметры биполярного транзистора

Разберем подробнее малосигнальные параметры.

### *Дифференциальный коэффициент усиления по току.*

Поскольку в режиме малых сигналов используются приращения токов, то несколько изменяется суть коэффициента усиления по току.

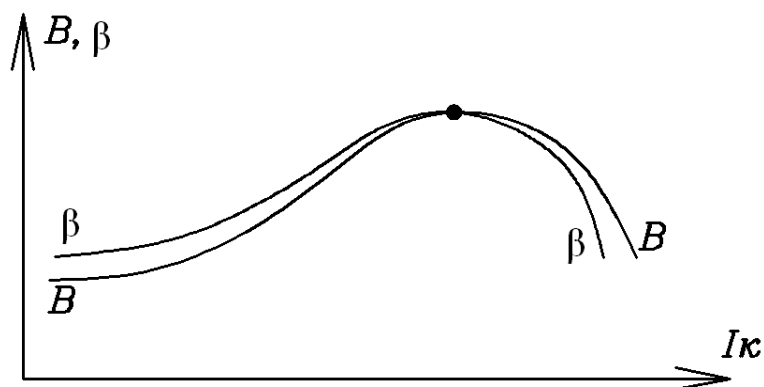
По определению дифференциальный коэффициент усиления по току:

$$\beta = \left. \frac{dI_K}{dI_B} \right|_{U_{кэ}=\text{const}}. \quad (12)$$

Преобразуем выражение (12) с помощью (3):

$$\beta = \frac{dI_K}{d\left(\frac{I_K}{B(I_K)}\right)} = \frac{B^2 dI_K}{dI_K B - I_K dB} = \frac{B}{1 - \frac{I_K}{B} \frac{dB}{dI_K}}. \quad (13)$$

Рисунок 9 показывает зависимость между коэффициентами  $B$  и  $\beta$ . Равенство между  $B$  и  $\beta$  наступает при  $\frac{dB}{dI_K} = 0$ , то есть в точке, где  $B$  достигает своего максимума.



**Рис. 9.** Типовая зависимость между коэффициентами  $B$  и  $\beta$

В дальнейшем при расчетах нужно будет знать значение  $\beta$ . В справочниках это значение, как правило, не приводится. Тогда на практике берут  $\beta=B$ . Так можно поступить, поскольку, как видно из рисунка 9, диапазон значений  $\beta$  не выходит за диапазон значений  $B$ .

#### ***Крутизна.***

Крутизна  $S$  описывает изменение тока коллектора при изменении напряжения  $U_{бэ}$  в рабочей точке. По определению:

$$S = \left. \frac{\partial I_k}{\partial U_{бэ}} \right|_A. \quad (14)$$

Приведем расчетную формулу для  $S$ , применяющуюся на практике [1]:

$$S = \frac{I_k^A}{\varphi_T}. \quad (15)$$

$\varphi_T$  – температурный потенциал. При комнатной температуре составляет 25 мВ.

При другой температуре можно вычислить по формуле:

$$\varphi_T = \frac{kT}{q}, \quad (16)$$

здесь  $k$  – постоянная Больцмана,  $q$  – элементарный заряд.

#### ***Входное сопротивление.***

Входное сопротивление  $r_{бэ}$  показывает зависимость отклонения напряжения  $U_{бэ}$  от изменения тока базы в рабочей точке. По определению:

$$r_{бэ} = \left. \frac{\partial U_{бэ}}{\partial I_{бэ}} \right|_A = \left. \frac{\partial U_{бэ}}{\partial I_k} \right|_A \cdot \left. \frac{\partial I_k}{\partial I_{бэ}} \right|_A = \frac{\beta}{S}. \quad (17)$$

**Обратная крутизна.**

Обратная крутизна  $S_r$  представляет зависимость изменения тока базы от изменения напряжения  $U_{кэ}$ . По определению:

$$S_r = \left. \frac{\partial I_{\bar{б}}}{\partial U_{кэ}} \right|_A. \quad (18)$$

Обратная крутизна является пренебрежимо малой величиной (типовые значения  $10^{-3} \dots 10^{-5}$ ). При расчетах обратной крутизной обычно пренебрегают.

**Выходное сопротивление.**

Выходное сопротивление  $r_{кэ}$  описывает зависимость изменения напряжения  $U_{кэ}$  от изменения тока коллектора. По определению:

$$r_{кэ} = \left. \frac{\partial U_{кэ}}{\partial I_{к}} \right|_A. \quad (19)$$

Обычно  $r_{кэ}$  составляет несколько десятков кОм.

**4.3 Емкости в биполярном транзисторе**

Как и в случае с обычным диодом, переходы транзистора обладают барьерной и диффузионной емкостью. Принципы их определения и поведение аналогичны емкостям диода. Поэтому в общем случае рассматривают две емкости (они же приводятся и в справочниках).

– Емкость коллекторного перехода:

$$C_k = C_{\bar{б}к} + C_{дк}, \quad (20)$$

которая, в общем случае, складывается из барьерной и диффузионной емкостей коллекторного перехода.

– Емкость эмиттерного перехода:

$$C_{э} = C_{\bar{б}э} + C_{дэ}, \quad (21)$$

которая в общем случае складывается из барьерной и диффузионной емкостей эмиттерного перехода.

Учет емкостей позволяет получить высокочастотную эквивалентную схему биполярного транзистора (рисунок 10). Поскольку при расчетах обратной крутизной пренебрегают, то соответствующий источник тока из эквивалентной схемы убран.



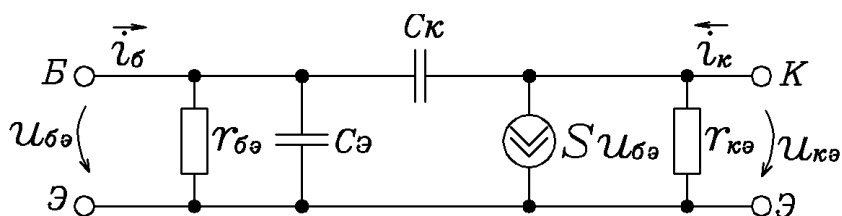


Рис. 10. Высокочастотная эквивалентная схема БТ

Высокочастотная эквивалентная схема БТ позволяет анализировать транзисторные каскады во всем диапазоне частот.

#### 4.4 Границы применимости малосигнальной модели

Обсуждая малосигнальную модель, уместно задаться вопросом, насколько при данном режиме могут быть велики управляющие сигналы в рабочей точке. Универсального ответа на этот вопрос не существует. С математической точки зрения эквивалентная схема применима только в случае бесконечно малых приращений токов и напряжений. На практике все определяют возникающие в случае сигналов конечной амплитуды нелинейные искажения, которые не должны выходить за пределы, указанные для конкретного применения. Такие предельные значения часто задают в виде максимально допустимого коэффициента нелинейных искажений [1]:

$$k = \frac{u_{бэ}}{4\phi_T}. \quad (22)$$

Например, если задано  $k = 5\%$ , то максимально допустимая амплитуда напряжения  $u_{бэ}$  будет 5 мВ. Как мы увидим ниже, расчетное выражение для коэффициента нелинейных искажений зависит от конфигурации схемы, в которую включен транзистор.

Как известно, внесение нелинейных искажений приводит к появлению в полезном сигнале паразитных составляющих с частотами, кратными основной частоте. Чем больше искажения, соответственно тем больше будет амплитуда паразитных составляющих.

Приведем типовые значения коэффициента нелинейных искажений и соответствующие этим значениям формы сигнала на выходе нелинейной схемы (при гармоническом входном сигнале): 0 % — синусоида; 3 % — форма, близкая к синусоидальной; 5 % — форма, приближенная к синусоидальной (отклонения формы уже заметны на глаз); до 21 % — сигнал трапецеидальной или ступенчатой формы; 43 % — сигнал прямоугольной формы.

#### 4.5 Составление эквивалентных схем транзисторных каскадов

По эквивалентной схеме можно вычислить характеристики каскада: входное и выходное сопротивление, коэффициент усиления и др. Составление эквивалентной схемы рассмотрим на конкретном примере.

##### Пример 2.

Для схемы, показанной на рисунке, составить эквивалентную схему.

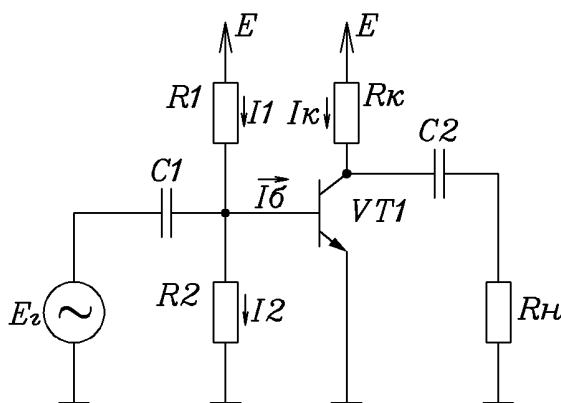


Рис. 11. Схема к примеру 2

Конденсаторы  $C1$  и  $C2$  предназначены для развязки по постоянному току транзистора и его обвязки от источника сигнала и нагрузки, поэтому они называются разделительными. Это необходимо, чтобы источник сигнала и нагрузка не влияли на рабочую точку транзистора. Номиналы  $C1$  и  $C2$  выбираются таким образом, чтобы они не оказывали влияния на проходящий переменный сигнал. Расчет номиналов разделительных конденсаторов будет показан ниже (см п.5.7). Поэтому разделительные конденсаторы исключаются из эквивалентной схемы (или, как говорят, «закорачиваются»).

Запишем 2-ой закон Кирхгофа для цепи базы транзистора:

$$E = I_1 R_1 + I_2 R_2; \quad I_2 R_2 = U_{бэ}.$$

Чтобы перейти к эквивалентной схеме, нужно величины токов и напряжений заменить малыми приращениями (дифференциалами). Для этого продифференцируем предыдущие выражения:

$$dE = dI_1 R_1 + dI_2 R_2; \quad dI_2 R_2 = dU_{бэ}.$$

Поскольку напряжение питания схемы  $E$  есть величина постоянная, то  $dE = 0$ . Последняя запись означает, что источник постоянного напряжения в эквивалентной схеме также «закорачивается».

Перепишем в терминах малых приращений:

$$i_1 R_1 = -i_2 R_2; \quad i_2 R_2 = u_{бэ}.$$

#### [Оглавление](#)

Знак минус в формуле показывает, что если ток  $I_1$  увеличивается, то ток  $I_2$  будет уменьшаться. При этом видно, что в эквивалентной схеме сопротивления  $R_1$  и  $R_2$  будут включены параллельно.

Запишем 2-ой закон Кирхгофа для цепи коллектора транзистора:

$$E = I_K R_K + U_{КЭ}.$$

Откуда  $i_K R_K = -u_{КЭ}$ . Знак минус показывает, что если ток коллектора растет, то напряжение  $U_{КЭ}$  будет уменьшаться. Следовательно, сопротивление  $R_K$  в эквивалентной схеме будет подключено между выводами коллектора и эмиттера транзистора.

Учитывая вышеизложенные рассуждения и выводы, добавив на вход схемы источник переменного напряжения, получим эквивалентную схему каскада (рисунок 12). При построении эквивалентной схемы за основу берем уже полученную ранее низкочастотную эквивалентную схему биполярного транзистора, а затем добавляем в нее внешние элементы.

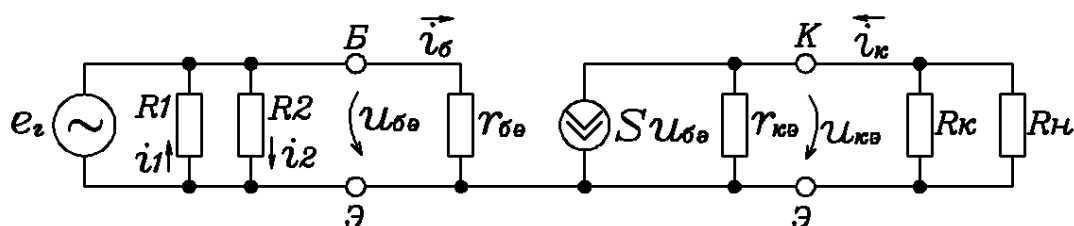


Рис. 12. Составленная эквивалентная схема

Эквивалентная схема позволяет анализировать транзисторный каскад только по переменным токам и напряжениям. При этом рабочая точка в явном виде удаляется из схемы. Связь с рабочей точкой заложена в малосигнальных параметрах транзистора.

## 5 Схемы включения транзистора

В зависимости от того, какой электрод транзистора является общим для входного и выходного сигналов, различают три схемы включения транзистора: с общей базой (ОБ), общим эмиттером (ОЭ) и общим коллектором (ОК). На рисунке 13 показаны простейшие каскады.

В электронике принято определять три характеристики каскада: коэффициент усиления холостого хода  $A$ , входное сопротивление  $r_{вх}$  и выходное сопротивление  $r_{вых}$  (рисунок 14). Зная эти три параметра, транзисторный каскад можно заменить

«черным ящиком». Такое представление облегчает расчет схем, состоящих из нескольких каскадов.

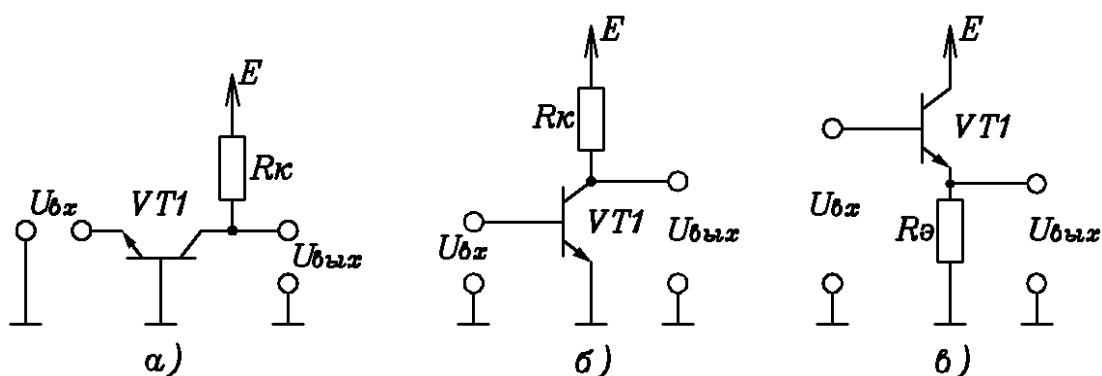


Рис. 13. Включение транзистора:

а) ОБ, б) ОЭ, в) ОК

По определению, *коэффициент усиления холостого хода* – это отношение напряжения на выходе каскада к напряжению на его входе при отсутствии нагрузки на выходе и идеальном источнике сигнала (с нулевым внутренним сопротивлением). Или в соответствии с рисунком 14:

$$A = \frac{U_{\text{ВЫХ.ХХ}}}{U_{\text{ВХ}}}.$$

*Входное сопротивление* каскада показывает изменение напряжения на входе каскада при изменении входного тока. Или

$$r_{\text{ВХ}} = \frac{U_{\text{ВХ}}}{i_{\text{ВХ}}}.$$

*Выходное сопротивление* каскада показывает изменение напряжения на выходе каскада при изменении тока нагрузки. Или

$$r_{\text{ВЫХ}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{i_{\text{Н}}}.$$

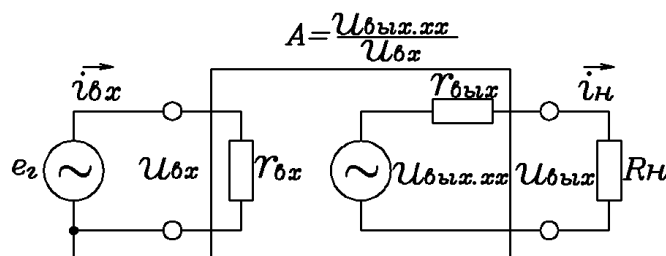


Рис. 14. Характеристики каскада

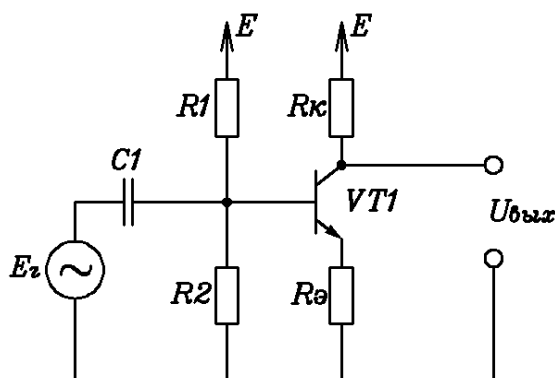
Теперь, в случае многокаскадного усилителя, предыдущий каскад будет служить источником сигнала (со своим внутренним сопротивлением) для следующего каскада. А входное сопротивление следующего каскада будет нагрузкой для предыдущего.

## 5.1 Характеристики схемы с общим эмиттером

Основное практическое назначение схемы с общим эмиттером – усиление переменных сигналов.

На рисунке 15 показана наиболее часто применяемая на практике схема с общим эмиттером. Здесь резисторы  $R1$  и  $R2$  предназначены для установки рабочей точки, сопротивление  $Rэ$  реализует отрицательную обратную связь по току [1], сопротивление  $Rк$  является нагрузочным.

Введение отрицательной обратной связи по току является вынужденной мерой. Во-первых, известно, что параметры транзистора имеют сильный технологический разброс, во-вторых, их значения сильно зависят от температуры и от параметров рабочей точки (обычно в справочниках дается зависимость от величины постоянного тока коллектора). Помимо этого, выражение (22) для коэффициента нелинейных искажений получено применительно к схеме с общим эмиттером без обратной связи. Как можно заметить из (22), сигналы даже с очень небольшой амплитудой будут усиливаться уже с сильными нелинейными искажениями.



**Рис. 15.** Применяемая на практике схема с общим эмиттером

Следовательно, назначение обратной связи – уменьшить до приемлемых величин влияние на усилительный каскад разброса параметров транзистора, снизить температурную зависимость усилительного каскада (в первую очередь коэффициента усиления), а также сделать характеристики усилительного каскада более линейными.

Расчетные выражения для параметров  $A$ ,  $r_{вх}$  и  $r_{вых}$  схемы с общим эмиттером представлены ниже [1]:

$$A = -\frac{SR_k}{1 + SR_э}, \quad (23, а)$$

$$r_{вх} = R1 \parallel R2 \parallel (r_{бэ} + (\beta + 1)R_э), \quad (23, б)$$

$$r_{\text{ВЫХ}} = R_K \cdot \quad (23, \text{в})$$

Знак минус в формуле (23, а) показывает, что каскад инвертирует входной сигнал. Выражение (23, б) есть упрощенная запись параллельного соединения трех сопротивлений:  $R_1$ ,  $R_2$  и  $r_{\text{бэ}} + (\beta + 1)R_3$ .

Приведем расчетную формулу для коэффициента нелинейных искажений [1]:

$$k = \frac{e_T}{4\phi_T(1 + SR_3)^2} \cdot \quad (24)$$

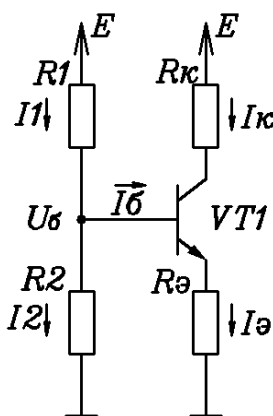
Сравнивая выражения (24) и (22) видим, что линейность схемы существенно повысилась.

## 5.2 Установка рабочей точки схемы с общим эмиттером

На практике применяется метод установки рабочей точки схемы с общим эмиттером, который называется эмиттерной стабилизацией. Рассмотрим схему, показанную на рисунке 16 (для простоты источник сигнала не показан).

Суть эмиттерной стабилизации заключается в том, чтобы сделать потенциал базы не зависящим от нестабильного тока базы. Для этого в цепь базы включается резистивный делитель напряжения, при этом ток через резисторы выбирается в несколько раз больше (обычно в 10 и более раз) максимально возможного в заданных условиях тока базы. Тогда можно записать  $I_1 = I_2 \gg I_{\text{б}}$  и вычислить потенциал базы по известной формуле идеального резистивного делителя:

$$U_{\text{б}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} E.$$



**Рис. 16.** Установка рабочей точки в схеме с ОЭ

Затем запишем 2-ой закон Кирхгофа для цепи базы:

$$U_{\bar{6}} = U_{\bar{6}\bar{3}} + I_{\bar{3}} R_{\bar{3}},$$

откуда получаем выражение для расчета тока коллектора (поскольку  $I_{\bar{3}} \approx I_K$ ):

$$I_K = \frac{U_{\bar{6}} - U_{\bar{6}\bar{3}}}{R_{\bar{3}}}. \quad (25)$$

Теперь дрейф тока коллектора будет зависеть главным образом от изменения напряжения  $U_{\bar{6}\bar{3}}$ . Напомним, что напряжение  $U_{\bar{6}\bar{3}}$  уменьшается на 2 мВ при росте температуры на один градус. Соответственно, из выражения (25) видно, что чем больше сопротивление  $R_{\bar{3}}$ , тем стабильнее будет ток коллектора.

Установка рабочей точки для схемы с общим эмиттером описывается в примере 4 (пункт б).

### 5.3 Характеристики схемы с общим коллектором

Применяемая на практике схема с общим коллектором показана на рисунке 17. Здесь резистор  $R1$  предназначен для установки рабочей точки, выходной сигнал снимается с эмиттера транзистора.

Основное применение схемы с общим коллектором – это согласование источника сигнала и нагрузки. Как мы увидим дальше, схема с общим коллектором не обладает усилением, но имеет высокое входное сопротивление и очень низкое выходное. Как эти свойства применяются на практике, будет понятно из дальнейшего изложения.

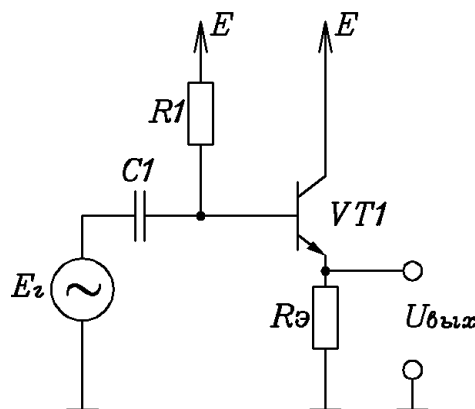


Рис. 17. Схема с общим коллектором

Расчетные выражения для параметров  $A$ ,  $r_{BX}$  и  $r_{ВЫХ}$  схемы с общим коллектором представлены ниже [1]:

$$A = \frac{SR_{\bar{3}}}{1 + SR_{\bar{3}}}, \quad (26, a)$$

$$r_{BX} = R1 \parallel (r_{\bar{\sigma}\bar{\sigma}} + (\beta + 1)R_3), \quad (26, б)$$

$$r_{ВЫХ} = \frac{1}{S}. \quad (26, в)$$

Как видно из выражения (26, а) при любых условиях  $A < 1$ . На практике параметры каскада выбирают таким образом, чтобы выполнялось условие  $SR_3 \gg 1$ . Тогда при расчетах можно принять  $A = 1$ .

Если номинал резистора  $R_3$  выбрать несколько кОм, то вместе с большим коэффициентом  $\beta$  можно получить входное сопротивление каскада величиной несколько сотен кОм.

Как видно из выражения (26, в) схема с общим коллектором имеет достаточно малое выходное сопротивление, на практике можно получить несколько десятков Ом.

Приведем расчетную формулу для коэффициента нелинейных искажений [1]:

$$k = \frac{e_T}{4\varphi_T(1 + SR_3)^2} \quad (27)$$

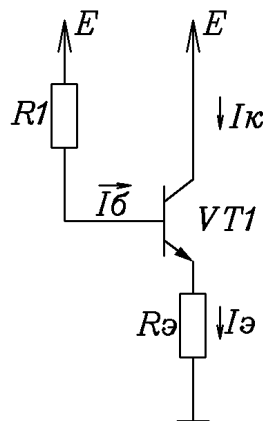
Как видим, она совпадает с выражением (24).

#### 5.4 Установка рабочей точки в схеме с общим коллектором

Установку рабочей точки рассмотрим на конкретном примере.

##### *Пример 3.*

На вход схемы с общим коллектором (рисунок 18) подан сигнал, максимальная амплитуда которого составляет  $u_{BX} = 1$  В. Требуется обеспечить величину коэффициента нелинейных искажений не более 0,1%. Используется транзистор 2Т312В [4]. Напряжение питания схемы  $E = 12$  В.



**Рис. 18.** Схема с общим коллектором к примеру 3



**Решение.**

Воспользуемся выражением (27):  $k = \frac{u_{BX}}{4\phi_T(1+SR_3)^2}$ .

Из него выразим с помощью (15)  $I_3 R_3 \geq \phi_T \left( \sqrt{\frac{u_{BX}}{4\phi_T k}} - 1 \right) = 2,5 \text{ В}$ .

Важным условием работы схемы является отсутствие ситуации, когда транзистор заходит в состояние насыщения или отсечки.

Условие отсутствия насыщения найдем из второго закона Кирхгофа, записанного для цепи коллектора:

$$U_{K3} = E - I_3 R_3 - u_{BX} \geq U_{K3.\text{нас}}$$

Из справочника для транзистора 2Т312В находим, что максимально возможное значение  $U_{K3.\text{нас}}$  составляет 0,8 В. Тогда получим следующее условие:

$$I_3 R_3 \leq E - u_{BX} - U_{K3.\text{нас}} = 12 - 1 - 0,8 = 10,2 \text{ В}.$$

Условие отсутствия отсечки можно сформулировать следующим образом:

$$I_3 R_3 - u_{BX} > 0.$$

Действительно, при правильно установленной рабочей точке потенциал базы равен  $U_6 = I_3 R_3 + U_{63}$ . По приходу положительной полуволны сигнала потенциал базы растет, следовательно, транзистор закрыться не может. По приходу отрицательной полуволны потенциал базы будет уменьшаться и достигнет минимального значения  $U_6 = I_3 R_3 + U^* - u_{BX}$ . Чтобы транзистор гарантированно был открыт, необходимо, чтобы  $U_6 \geq U^*$ . Откуда следует вышеуказанное условие.

Следовательно,  $I_3 R_3 > u_{BX} = 1 \text{ В}$ .

Поскольку ранее получили, что  $I_3 R_3 \geq 2,5 \text{ В}$ , то имеем двустороннее ограничение на потенциал эмиттера:

$$2,5 \text{ В} \leq I_3 R_3 \leq 10,2 \text{ В} \quad (*)$$

Также важным условием является то, что ток коллектора в рабочей точке должен быть по своей величине много больше обратного тока коллектора. Из справочника находим, что обратный ток коллектора для транзистора КТ312В не более 10 мкА. Тогда ток коллектора в рабочей точке зададим в 100 раз больше максимального обратного тока коллектора. Следовательно,  $I_K \geq 1 \text{ мА}$ . Как мы уже делали раньше, примем  $I_3 = I_K$ .

Теперь запишем 2-ой закон Кирхгофа для цепи базы:

### [Оглавление](#)

$$E = I_3 R_1 + U_{\text{бэ}} + I_3 R_3,$$

и воспользуемся выражением (3):

$$E = I_3 \left( R_3 + \frac{R_1}{\beta} \right) + U_{\text{бэ}},$$

откуда

$$I_3 = \frac{E - U_{\text{бэ}}}{R_3 + \frac{R_1}{\beta}}.$$

Выразим:

$$R_3 + \frac{R_1}{\beta} = \frac{E - U_{\text{бэ}}}{I_3}.$$

Из справочника находим, что максимально возможное напряжение  $U_{\text{бэ}}$  составляет 1,1 В. Поскольку  $I_3 \geq 1 \text{ мА}$ , то получаем еще одно ограничение:

$$R_3 + \frac{R_1}{\beta} \leq \frac{12 - 1,1 \text{ В}}{1 \text{ мА}} = 10,9 \text{ кОм}. \quad (**)$$

Зададимся целью выбрать номиналы резисторов  $R_3$  и  $R_1$  таким образом, чтобы в заданных условиях достичь максимально возможного входного сопротивления схемы. Для этого воспользуемся формулой (26, б):

$$r_{\text{вх}} = R_1 \parallel (r_{\text{бэ}} + (\beta + 1) R_3).$$

Проведем преобразования:

$$r_{\text{вх}} = R_1 \parallel (r_{\text{бэ}} + (\beta + 1) R_3) = R_1 \parallel \left( \frac{\beta}{S} + (\beta + 1) R_3 \right) \approx R_1 \parallel \left[ \beta \left( \frac{1}{S} + R_3 \right) \right] \approx R_1 \parallel \beta R_3.$$

При преобразованиях мы учли, что  $\beta \gg 1$  и  $R_3 \gg \frac{1}{S}$ . Последние допущения справедливы, так как для транзистора КТ312В в справочнике находим, что  $\beta = 50..250$ , ограничение (\*\*) дает для сопротивления  $R_3$  порядок кОм, тогда как порядок отношения  $\frac{1}{S}$  составляет десятки Ом. Примем, что  $\beta \approx \beta$  (см. пункт 4.2), тогда получим:

$$r_{\text{вх}} \approx \frac{R_1 \cdot \beta R_3}{R_1 + \beta R_3}.$$

Из условия (\*\*) выразим  $R_1$ :

$$R_1 = (10,9 \text{ кОм} - R_3) \cdot \beta.$$

Тогда

$$r_{BX} = \frac{B(10,9 \text{ кОм} - R_3)R_3}{10,9 \text{ кОм}}.$$

Теперь нужно найти номинал резистора  $R_3$ , при котором функция  $r_{BX}$  имеет максимальное значение. Возьмем производную по  $R_3$ :

$$r'_{BX} = \frac{B}{10,9 \text{ кОм}} (10,9 \text{ кОм} - 2R_3).$$

Приравниваем значение производной к нулю и находим, что экстремум функции  $r_{BX}$  будет при  $R_3 = \frac{10,9 \text{ кОм}}{2} = 5,45 \text{ кОм}$ .

Берем вторую производную:  $r''_{BX} = -\frac{2B}{10,9 \text{ кОм}}$ . Поскольку вторая производная меньше нуля, то имеем локальный максимум.

Из ряда E24 (см. Приложение 1) выбираем ближайший номинал  $R_3 = 5,1 \text{ кОм}$ . Берем номинал чуть меньше расчетного, чтобы выполнялось условие (\*\*).

$$\text{Тогда из условия (**) находим: } \frac{R1}{B} \leq 10,9 \text{ кОм} - R_3 = 5,8 \text{ кОм}.$$

Для выполнения последнего неравенства вычисляем номинал  $R1$  при минимальном значении  $B=50$ :

$$R1 = 5,8 \text{ кОм} \cdot 50 = 290 \text{ кОм}.$$

Из ряда E24 выбираем ближайший номинал  $R1 = 270 \text{ кОм}$ . Нужно выбрать номинал меньше расчетного, чтобы выполнялось вышеуказанное условие.

Теперь осталось рассчитать параметры каскада.

Вычислим ток эмиттера. Для напряжения  $U_{бэ}$  возьмем типовое значение 0,7 В, потому что в справочнике приведено максимальное значение для насыщения транзистора.

$$\text{При } B = 50: I_3 = \frac{E - U_{бэ}}{R_3 + \frac{R1}{B}} = \frac{12 - 0,7}{5,6 \text{ кОм} + \frac{270 \text{ кОм}}{50}} = \frac{11,3}{11 \text{ кОм}} = 1,03 \text{ мА}.$$

$$\text{При } B = 250: I_3 = \frac{E - U_{бэ}}{R_3 + \frac{R1}{B}} = \frac{12 - 0,7}{5,6 \text{ кОм} + \frac{270 \text{ кОм}}{250}} = \frac{11,3}{6,7 \text{ кОм}} = 1,68 \text{ мА}.$$

Вычислим коэффициент усиления по напряжению холостого хода.

При  $I_3 = 1,03 \text{ мА}$ :

$$A = \frac{SR_3}{1+SR_3} = \frac{I_3 R_3}{\varphi_T + I_3 R_3} = \frac{1,03 \text{ мА} \cdot 5,6 \text{ кОм}}{0,025 \text{ В} + 1,03 \text{ мА} \cdot 5,6 \text{ кОм}} = \frac{5,768}{5,793} = 0,996.$$

$I_3 = 1,68 \text{ мА}$  :

$$A = \frac{SR_3}{1+SR_3} = \frac{I_3 R_3}{\varphi_T + I_3 R_3} = \frac{1,68 \text{ мА} \cdot 5,6 \text{ кОм}}{0,025 \text{ В} + 1,68 \text{ мА} \cdot 5,6 \text{ кОм}} = \frac{9,408}{9,433} = 0,997.$$

Результат вычислений записан с такой точностью, чтобы показать, что, во-первых,  $A$  очень близко к 1, во-вторых, практически не зависит от разброса величины тока эмиттера. В дальнейшем такая точность не требуется и можно принять  $A = 1$ .

Вычислим входное сопротивление схемы:

При  $B = 50$ :

$$r_{\text{вх}} \approx \frac{R1 \cdot BR_3}{R1 + BR_3} = \frac{270 \text{ кОм} \cdot 50 \cdot 5,6 \text{ кОм}}{270 \text{ кОм} + 50 \cdot 5,6 \text{ кОм}} = \frac{75600}{550} \text{ кОм} = 137 \text{ кОм}.$$

При  $B = 250$ :

$$r_{\text{вх}} \approx \frac{R1 \cdot BR_3}{R1 + BR_3} = \frac{270 \text{ кОм} \cdot 250 \cdot 5,6 \text{ кОм}}{270 \text{ кОм} + 250 \cdot 5,6 \text{ кОм}} = \frac{378000}{1670} \text{ кОм} = 226 \text{ кОм}.$$

Как видим, входное сопротивление схемы имеет большой разброс, вызванный разбросом значений коэффициента  $B$ .

Вычислим выходное сопротивление схемы.

При  $I_3 = 1,03 \text{ мА}$  :

$$r_{\text{вых}} = \frac{1}{S} = \frac{\varphi_T}{I_K} = \frac{0,025 \text{ В}}{1,03 \text{ мА}} = \frac{25}{1,03} \text{ Ом} = 24,3 \text{ Ом}.$$

$I_3 = 1,68 \text{ мА}$  :

$$r_{\text{вых}} = \frac{\varphi_T}{I_K} = \frac{0,025 \text{ В}}{1,68 \text{ мА}} = \frac{25}{1,68} \text{ Ом} = 14,9 \text{ Ом}.$$

Как видим, выходное сопротивление очень маленькое.

Итак, ответ по выполненному расчету:  $A = 1$ , входное сопротивление схемы не менее 137 кОм, выходное сопротивление схемы не более 24,3 Ом.

## 5.5 Влияние внутреннего сопротивления источника сигнала и сопротивления нагрузки на усилительные свойства транзисторных каскадов

До сих пор мы рассматривали каскады, подключенные к идеальному источнику напряжения (напомним, что у идеального источника напряжения внутреннее сопротив-

ление равно нулю), и при отсутствии нагрузки на выходе. Такой режим в электронике называется холостым ходом.

Теперь допустим, что к транзисторному каскаду с известными параметрами  $A$ ,  $r_{BX}$  и  $r_{ВЫХ}$  через разделительные конденсаторы подключены источник сигнала с внутренним сопротивлением  $R_{\Gamma}$  и резистивная нагрузка  $R_H$  (рисунок 19). Разделительные конденсаторы на рисунке не показаны, поскольку здесь, по сути, представлена мало-сигнальная эквивалентная схема, следовательно, как мы уже говорили выше, эти конденсаторы «закорачиваются».

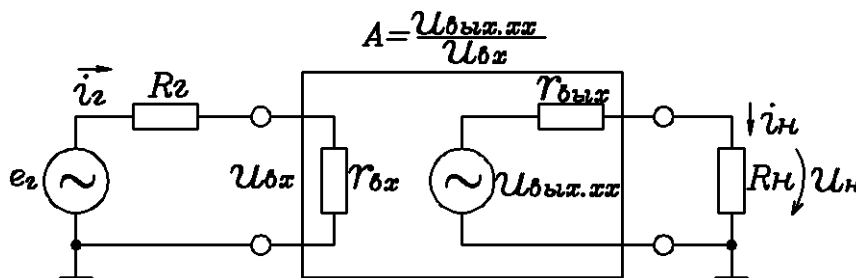


Рис. 19. Транзисторный каскад в виде «черного ящика»

Зададимся целью определить, как напряжение, падающее на нагрузке, будет зависеть от напряжения источника сигнала. Для этого вводится **коэффициент усиления по напряжению**  $K_u$ .

Коэффициент усиления по напряжению – это отношение амплитуды сигнала, выделяемого на нагрузке, к амплитуде сигнала источника напряжения с конечным внутренним сопротивлением. Или в математическом виде:

$$K_u = \frac{u_H}{e_{\Gamma}}. \quad (28)$$

Запишем для входной цепи:

$$e_{\Gamma} = i_{\Gamma}(R_{\Gamma} + r_{BX}); \quad u_{BX} = i_{\Gamma}r_{BX},$$

откуда

$$e_{\Gamma} = \frac{R_{\Gamma} + r_{BX}}{r_{BX}} u_{BX}. \quad (29)$$

Запишем для выходной цепи:

$$u_{ВЫХ.ХХ} = i_H(R_H + r_{ВЫХ}); \quad u_H = i_H R_H,$$

откуда

$$u_H = \frac{R_H}{R_H + r_{ВЫХ}} u_{ВЫХ.ХХ}. \quad (30)$$

Подставив (29) и (30) в (28), а также учтя, что по определению  $A = \frac{u_{\text{ВЫХ.ХХ}}}{u_{\text{ВХ}}}$ ,

получим:

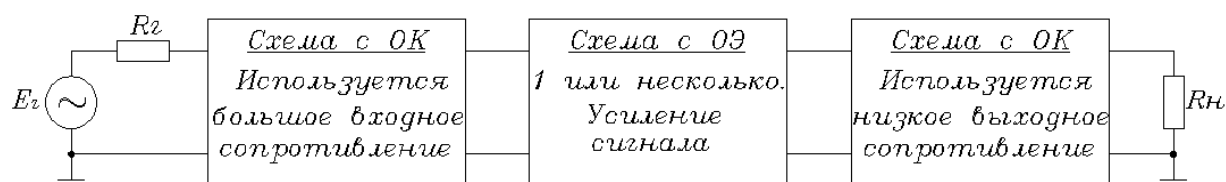
$$K_u = \frac{r_{\text{ВХ}}}{R_{\Gamma} + r_{\text{ВХ}}} A \frac{R_{\text{Н}}}{R_{\text{Н}} + r_{\text{ВЫХ}}} \quad (31)$$

Из последнего выражения можно сделать ряд важных и интересных выводов.

Мы видим, что коэффициент усиления по напряжению зависит от внутреннего сопротивления источника сигнала и сопротивления нагрузки. На практике часто эти величины неизвестны или имеют существенный разброс. Следовательно, нестабильным будет и коэффициент усиления. Поэтому при проектировании усилительного каскада указанную зависимость стараются снижать. Для этого необходимо, чтобы  $r_{\text{ВХ}} \gg R_{\Gamma}$  и  $r_{\text{ВЫХ}} \ll R_{\text{Н}}$ . Тогда при соблюдении вышеуказанных условий можно считать, что  $K_u = A$ .

Иными словами, мы пришли к определению того, что качественный усилитель должен обладать как можно большим входным и как можно меньшим выходным сопротивлениями. Указанному критерию соответствует схема с общим коллектором, но она не усиливает напряжение ( $A \approx 1$ ). Поэтому на практике проектируют усилитель, состоящий из несколько последовательно включенных каскадов (рисунок 20).

Обратим внимание на немаловажный факт. Как известно, схема с общим эмиттером инвертирует входной сигнал (см. п. 5.1). В случае гармонических сигналов это эквивалентно задержке на половину периода колебаний. Если же усиливаемый сигнал имеет сложную несимметричную форму, то при инверсии мы получим на выходе совсем другой сигнал. В этом случае необходимо использовать в усилительном каскаде четное число схем с общим эмиттером.



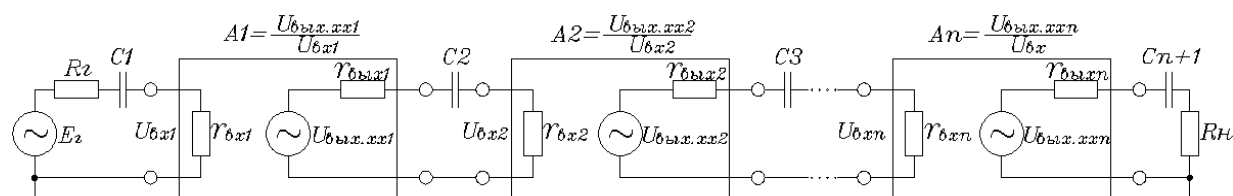
**Рис. 20.** Многокаскадный усилитель

Отметим, что схема с общей базой в усилительных каскадах применяется редко из-за очень маленького входного сопротивления.

## 5.6 Принципы расчета многокаскадного усилителя

Зная входное и выходное сопротивление каскада, а также коэффициент усиления по напряжению холостого хода, каждый каскад можно заменить своеобразным «черным ящиком», который характеризуется вышеуказанными параметрами. Тогда последовательное соединение нескольких каскадов в этом случае будет иметь вид, показанный на рисунке 21.

При этом немаловажно отметить, что при таком представлении, характеристики каждого каскада выбираются и рассчитываются независимо от других каскадов. Также, например, для изменения параметров всей усилительной схемы можно изменять параметры одного или нескольких каскадов независимо друг от друга, что значительно уменьшает объем требующихся расчетов.



**Рис. 21.** Последовательное соединение каскадов

Можно получить выражение для расчета коэффициента усиления по напряжению в общем виде для  $n$  последовательно соединенных каскадов [1]:

$$K_u = \frac{r_{bx1}}{R_{\Gamma} + r_{bx1}} \cdot \frac{R_n}{R_n + r_{вых.n}} \cdot \prod_{i=1}^n A_i \cdot \prod_{i=1}^{n-1} \frac{r_{bx.i+1}}{r_{вых.i} + r_{bx.i+1}}. \quad (32)$$

В [1] показано, что в случае многокаскадного усилителя значение коэффициента нелинейных искажений есть сумма коэффициентов нелинейных искажений каждого из каскадов. То есть

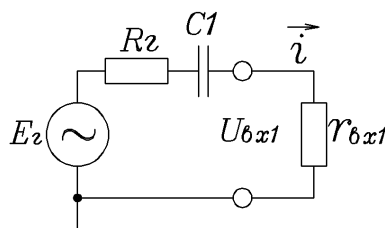
$$K = K_1 + K_2 + \dots + K_n. \quad (33)$$

## 5.7 Расчет разделительных конденсаторов

Рассмотрим межкаскадные соединения, показанные на рисунке 21. По своей структуре они одинаковы, поэтому выделим соединение источника сигнала с первым каскадом, а для остальных заимствуем полученный результат.

Выделенная цепочка показана на рисунке 22. Она представляет собой стандартную RC-цепочку, которая является фильтром верхних частот. Она хорошо пропускает высокие частоты и плохо – низкие. Известно, что разделительные конденсаторы выби-

раются таким образом, чтобы не влиять на переменный сигнал. Поэтому для их расчета нужно вычислить амплитудно-частотную характеристику (АЧХ) цепочки.



**Рис. 22.** – Схема для расчета разделительных емкостей

Запишем передаточную характеристику схемы:

$$K(j\omega) = \frac{U_{BX1}(j\omega)}{E_{\Gamma}(j\omega)}.$$

Выберем опорный ток  $i$ , тогда

$$U_{BX1}(j\omega) = i \cdot r_{BX1};$$

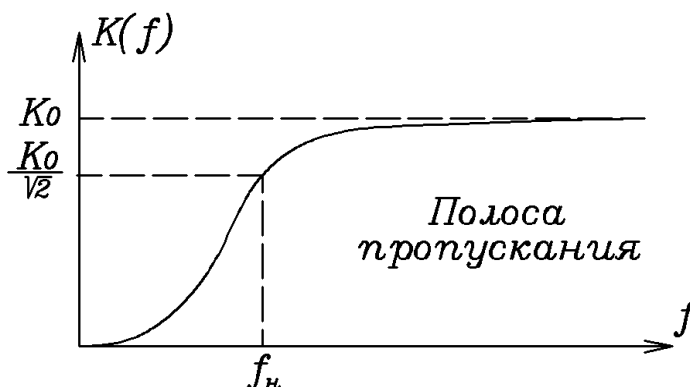
$$E_{\Gamma}(j\omega) = i \cdot (R_{\Gamma} + r_{BX1} + \frac{1}{j\omega C1}).$$

Откуда

$$K(j\omega) = \frac{r_{BX1}}{R_{\Gamma} + r_{BX1}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega C1(R_{\Gamma} + r_{BX1})}}.$$

Обозначим  $K_0 = \frac{r_{BX1}}{R_{\Gamma} + r_{BX1}}.$

Тогда модуль передаточной характеристики даст АЧХ схемы. Представленная на рисунке 22 схема называется фильтром верхних частот [2, 3]. Качественный вид АЧХ фильтра верхних частот показан на рисунке 23.



**Рис. 23.** Качественный вид АЧХ фильтра верхних частот



Полоса пропускания такой схемы будет лежать в пределах от  $f_H$  до бесконечности. Поэтому при проектировании усилителя с такой схемой каскада важно знать нижнюю частоту спектра усиливаемого сигнала. Напомним, что  $f = \frac{\omega}{2\pi}$ .

В теории фильтров полосу пропускания схемы принято считать от уровня  $\frac{K_0}{\sqrt{2}}$  (или 3 дБ). Тогда

$$\frac{K_0}{\sqrt{2}} = \frac{K_0}{\sqrt{1 + \frac{1}{[\omega C_1(R_\Gamma + r_{BX1})]^2}}},$$

откуда

$$C_1 = \frac{1}{\omega(R_\Gamma + r_{BX1})} = \frac{1}{2\pi f_H(R_\Gamma + r_{BX1})}. \quad (34)$$

Формулу (34) легко применить для расчета остальных разделительных конденсаторов. На практике для снижения искажений рассчитанные значения увеличивают минимум в 2..3 раза.

## 5.8 Построение АЧХ усилительного каскада

Для схемы с общим эмиттером *без обратной связи* АЧХ каскада находится из передаточной функции каскада [1]:

$$K_u(j\omega) = \frac{K_{u0}}{1 + j\omega T}, \quad (35)$$

где

$$K_{u0} = -\frac{r_{BX}}{r_{BX} + R_\Gamma} \cdot S_{R_k} \cdot \frac{R_H}{R_H + R_k};$$

$$T = (C_\varepsilon + C_k \cdot [1 + S(R_k \parallel R_H)]) \cdot (r_{BX} \parallel R_\Gamma).$$

Здесь  $C_\varepsilon$  и  $C_k$  – емкость эмиттерного и коллекторного переходов соответственно, их значения берутся из спецификации на транзистор.

Проведем преобразование:

$$T = (C_\varepsilon + C_k \cdot [1 + |K_{u0}| \cdot (1 + \frac{R_\Gamma}{r_{BX}})]) \cdot \frac{R_\Gamma \cdot r_{BX}}{R_\Gamma + r_{BX}}.$$

Если  $r_{BX} \gg R_\Gamma$ , то формула для  $T$  запишется в виде:

### [Оглавление](#)

$$T=(C_{\text{э}}+C_{\text{к}} \cdot [1+|K_{\text{у0}}|]) \cdot R_{\Gamma}.$$

В литературе вводится понятие *емкости Миллера*  $C_{\text{М}}$ .

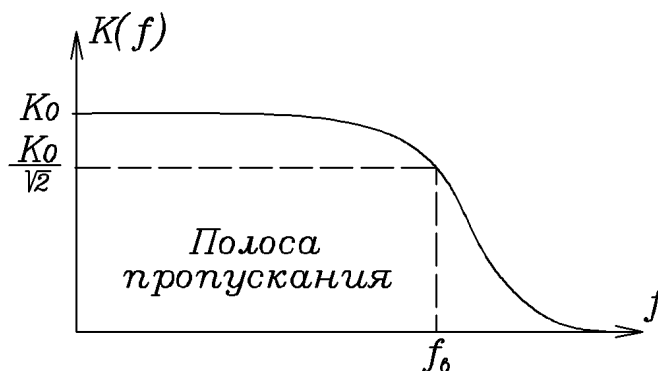
$$C_{\text{М}} = C_{\text{к}} \cdot (1+|K_{\text{у0}}|)$$

Емкость Миллера показывает, что емкость коллекторного перехода влияет на частотную характеристику каскада в  $1+|K_{\text{у0}}|$  раз сильнее, чем емкость эмиттерного перехода. Это явление в литературе называется *эффектом Миллера*.

По определению АЧХ есть модуль передаточной функции. Тогда

$$K_{\text{у}}(\omega)=|K_{\text{у}}(j\omega)|=\frac{K_{\text{у0}}}{\sqrt{1+(\omega T)^2}}. \quad (36)$$

Формула (36) представляет собой АЧХ фильтра нижних частот [2]. Качественный вид АЧХ фильтра нижних частот (ФНЧ) показан на рисунке 24.



**Рис. 24.** Качественный вид АЧХ фильтра нижних частот

Чтобы получить АЧХ каскада схемы с общим эмиттером с обратной связью в выражение (35) нужно подставить:

– вместо  $S$  нужно подставить  $S' = \frac{S}{1+SR_{\text{э}}}$ ;

– вместо  $C_{\text{э}}$  нужно подставить  $C'_{\text{э}} = \frac{C_{\text{э}}}{1+SR_{\text{э}}}$ .

Для схемы с общим коллектором АЧХ каскада находится из передаточной функции [1]:

$$K_{\text{у}}(j\omega)=\frac{1}{1+j\omega T}, \quad (37)$$

где

$$T=R_{\Gamma} \cdot (C_{\text{к}} + \frac{C_{\text{э}}}{SR_{\text{э}} \parallel R_{\text{н}}}).$$

Тогда

$$K_u(\omega) = |K_u(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega T)^2}}. \quad (38)$$

Полоса пропускания схемы определяется так: на графике АЧХ определяется точка, в которой коэффициент усиления по напряжению  $K_u(\omega)$  уменьшается в  $\sqrt{2}$  раз (или на 3 дБ) по отношению к  $K_u(0)$ . Этот же расчет можно выполнить и в аналитической форме. Отметим, что  $K_u(0) = K_{u0}$ . Затем вычисляется верхняя граничная частота по формуле:  $f_B = \frac{\omega_B}{2\pi}$ . Диапазон частот  $(0 \dots f_B)$  и будет полосой пропускания. В случае многокаскадного усилителя определяются верхние частоты для всех каскадов, а результирующая полоса определяется по минимальному значению из этих частот.

## 6 Пример выбора схемы и расчета усилителя

Рассмотрим пример выбора схемы и расчета усилителя.

### **Пример 4.**

Сигнал с максимальной амплитудой 10 мВ и нижней частотой 25 Гц от источника сигнала с внутренним сопротивлением не более 10 кОм необходимо усилить до амплитуды 300 мВ и подать на нагрузку сопротивлением не менее 10 кОм. Обеспечить коэффициент нелинейных искажений не более 1%. В схеме используется транзистор 2Т312В. Напряжение питания схемы 12В. Схема должна работать в диапазоне температур  $-40 \dots +80$  °С.

### **Решение.**

#### **Выбор схемы усиления.**

В условии задачи ничего не сказано о форме усиливаемого сигнала. Поэтому, чтобы избежать инверсии сигнала, будем использовать двухкаскадный усилитель на основе схемы с общим эмиттером (рисунок 25).

При расчетах пренебрежем изменением сопротивлений резисторов под действием температуры. Будем считать, что используются резисторы с малым ТКС ( $< 100$  ppm) и допуском на номинал 1% (см. Приложение 1). Тогда конечный разброс номиналов сопротивлений не превысит 2% в заданном диапазоне рабочих температур. Это ниже погрешности применяемых расчетных формул.

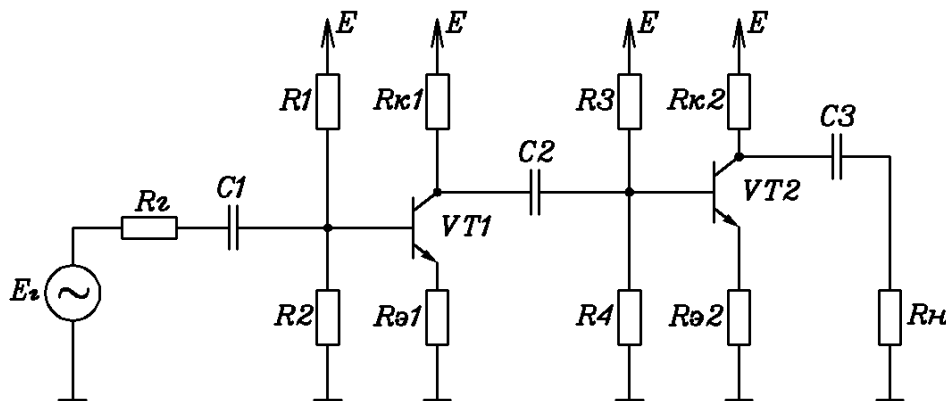


Рис. 25. Двухкаскадный усилитель

По выражению (32) запишем формулу для расчета коэффициента усиления:

$$K_u = \frac{r_{BX1}}{R_{\Gamma} + r_{BX1}} \cdot \frac{R_H}{R_H + r_{ВЫХ2}} \cdot A_1 \cdot A_2 \cdot \frac{r_{BX2}}{r_{ВЫХ1} + r_{BX2}}. \quad (*)$$

Как видим, коэффициент усиления зависит от множества величин, большинство из которых неизвестно. Для удобства выберем оба усилительных каскада одинаковыми. Тогда  $R_1 = R_3$ ;  $R_2 = R_4$ ;  $R_{k1} = R_{k2} = R_k$ ;  $R_{э1} = R_{э2} = R_{э}$ .

Запишем формулу (23, а) в виде:

$$A = -\frac{SR_k}{1 + SR_{э}} = -\frac{I_k R_k}{\varphi_T + I_k R_{э}}.$$

Произведение  $I_k R_{э}$  есть, по сути, падение напряжения на резисторе  $R_{э}$ . Попробуем это падение напряжения задать таким образом, чтобы значение  $A$  не зависело от тока коллектора. Для этого нужно обеспечить выполнение условия  $I_k R_{э} \gg \varphi_T$ . Для практического выполнения этого условия берут  $I_k R_{э} \geq 10\varphi_T$ .

Выберем  $I_k R_{э} \geq 20\varphi_T \geq 0,5 \text{ В}$ . Тогда  $A \approx -\frac{R_k}{R_{э}}$ .

Теперь определимся с током коллектора в рабочей точке. Он должен быть во много раз больше обратного тока коллектора. Из справочника находим, что максимальное значение обратного тока коллектора составляет 10 мкА. Тогда выберем ток коллектора в рабочей точке  $I_k \geq 1 \text{ мА}$ . Отсюда из ряда E24 выбираем сопротивление  $R_{э} = 510 \text{ Ом}$ .

#### **Установка рабочей точки.**

Воспользуемся описанным выше методом эмиттерной стабилизации. Для правильной установки рабочей точки нужно знать зависимость напряжения  $U_{бэ}$  от темпе-

ратуры. В справочнике нет данных на этот счет, поэтому примем при  $25^{\circ}\text{C}$   $U_{\text{бэ}}=0,7\text{ В}$ . Известно, что напряжение  $U_{\text{бэ}}$  уменьшается на 2 мВ при росте температуры на один градус. Тогда

$$\text{при } t = -40^{\circ}\text{C}: U_{\text{бэ}}=0,7\text{ В}+(-40-25)\cdot(-2)\text{ мВ}=0,83\text{ В};$$

$$\text{при } t = +80^{\circ}\text{C}: U_{\text{бэ}}=0,7\text{ В}+(80-25)\cdot(-2)\text{ мВ}=0,59\text{ В}.$$

Отсюда выбираем потенциал базы:

$$U_{\text{б}} \geq I_{\text{э}}R_{\text{э}}+U_{\text{бэ.мах}}=1\text{ мА}\cdot 510\text{ Ом}+0,83\text{ В}=1,34\text{ В}.$$

При вычислении потенциала базы нужно брать максимальное значение напряжения  $U_{\text{бэ}}$ , чтобы обеспечить выбранный ток коллектора во всем диапазоне рабочих температур.

Для расчета резистивного делителя цепи базы вычислим ток базы при известном токе коллектора. Из справочника находим, что для транзистора 2Т312В коэффициент усиления по постоянному току  $\beta = 50\dots 250$ . Максимально возможный ток базы будет при  $\beta = 50$ :  $I_{\text{б}}=\frac{I_{\text{к}}}{\beta}=\frac{1\text{ мА}}{50}=20\text{ мкА}$ . Тогда в соответствии с принципом эмиттерной стабилизации выбираем ток через делитель много больше тока базы. Выберем ток через делитель  $I = 0,5\text{ мА}$ .

$$\text{Тогда } R_2=\frac{U_{\text{б}}}{I}=\frac{1,34\text{ В}}{0,5\text{ мА}}=2,68\text{ кОм}.$$

Из ряда Е24 берем ближайший номинал  $R_2 = 2,7\text{ кОм}$ .

Запишем 2-ой закон Кирхгофа для делителя:  $E=I(R_1+R_2)$ . Откуда

$$R_1=\frac{E}{I}-R_2=24\text{ кОм}-2,7\text{ кОм}=21,3\text{ кОм}.$$

Из ряда Е24 берем ближайший номинал  $R_1 = 20\text{ кОм}$ . Выбираем номинал меньше расчетного, чтобы обеспечить заданный потенциал базы.

Вычисляем получившийся потенциал базы по формуле идеального резистивного делителя. Это нужно сделать, поскольку мы округлили номиналы резисторов.

$$U_{\text{б}}=E\frac{R_2}{R_1+R_2}=12\text{ В}\cdot\frac{2,7}{20+2,7}=1,43\text{ В}.$$

Получившееся значение удовлетворяет заданным условиям.

Теперь вычислим получившийся дрейф тока коллектора. Для этого воспользуемся формулой (24):

$$\text{при } t = -40^{\circ}\text{C: } I_K = \frac{U_{\bar{6}} - U_{\bar{6}\bar{3}}}{R_9} = \frac{1,43 - 0,83}{0,51} \text{ мА} = \frac{0,6}{0,51} = 1,18 \text{ мА};$$

$$\text{при } t = +80^{\circ}\text{C: } I_K = \frac{U_{\bar{6}} - U_{\bar{6}\bar{3}}}{R_9} = \frac{1,43 - 0,59}{0,51} \text{ мА} = \frac{0,84}{0,51} = 1,65 \text{ мА}.$$

Как видим, дрейф тока коллектора незначительный.

Оценим получившийся коэффициент нелинейных искажений. Для этого воспользуемся выражением

$$k = \frac{U_{BX}}{4\varphi_T(1+SR_9)^2} = \frac{U_{BX} \cdot \varphi_T}{4(\varphi_T + I_K R_9)^2}.$$

Поскольку определить амплитуду сигнала на входе второго каскада достаточно трудно, то для оценки воспользуемся заданной амплитудой сигнала для нагрузки. Тогда

$$k = \frac{300 \text{ мВ} \cdot 25 \text{ мВ}}{4(25 \text{ мВ} + 1,18 \text{ мА} \cdot 510 \text{ Ом})^2} = 0,0048.$$

Или  $k = 0,48\%$ . Поскольку мы взяли максимальную амплитуду, то на практике коэффициент нелинейных искажений будет в несколько раз меньше. Для первого усилительного каскада коэффициент нелинейных искажений будет в 30 раз меньше. Таким образом, условие задачи выполняется.

#### ***Расчет усиления.***

Оценим входное сопротивление каскадов. Воспользуемся выражением (23, б):

$$r_{BX} = R1 \parallel R2 \parallel (r_{\bar{6}\bar{3}} + (\beta+1)R_9) \approx R1 \parallel R2 \parallel BR_9.$$

$$\text{При } B = 50: r_{BX} = 2,7 \parallel 20 \parallel 25,5 \text{ кОм} = 2,2 \text{ кОм}.$$

$$\text{При } B = 250: r_{BX} = 2,7 \parallel 20 \parallel 127,5 \text{ кОм} = 2,4 \text{ кОм}.$$

Как видим, входное сопротивление схемы очень маленькое. При этом слабо зависит от коэффициента усиления по постоянному току. Обычно на практике входное сопротивление принимают равным сопротивлению резистора  $R2$ . Примем  $r_{BX} = 2,7 \text{ кОм}$ .

Запишем 2-ой закон Кирхгофа для цепи коллектора:

$$E = I_K(R_K + R_9) + U_{K\bar{3}}.$$

Для отсутствия насыщения транзистора  $U_{K\bar{3}} \geq U_{K\bar{3}.нас}$ . Из справочника для транзистора 2Т312В находим, что максимальное значение  $U_{K\bar{3}.нас} = 0,8 \text{ В}$ . Также учтем максимальную амплитуду сигнала. Тогда

$$U_{K\bar{3}} = E - I_K(R_K + R_9) - U_{с.мах} \geq U_{K\bar{3}.нас},$$

#### [Оглавление](#)

откуда

$$I_K(R_K + R_3) \leq E - U_{c.max} - U_{кэ.нас} = 12 - 0,3 - 0,8 = 10,9 \text{ В}$$

или

$$I_K R_3 \left( \frac{R_K}{R_3} + 1 \right) \leq 10,9 \text{ В.}$$

Используя максимальное значение тока коллектора в рабочей точке, рассчитанное выше, мы сможем найти максимально возможное для данных условий отношение  $\frac{R_K}{R_3}$ . При этом для данных условий мы сможем по выражению (\*) определить максимальный коэффициент усиления. Если получившийся коэффициент усиления больше требуемого по условию задачи, то мы уменьшим сопротивление  $R_K$  в нужное число раз. Тогда

$$\max \left( \frac{R_K}{R_3} \right) = \frac{10,9 \text{ В}}{1,65 \text{ мА} \cdot 0,51 \text{ кОм}} - 1 = 12.$$

Отсюда  $R_K = 12R_3 = 12 \cdot 0,51 \text{ кОм} = 6,12 \text{ кОм}$ .

Из ряда E24 выбираем ближайший номинал 5,6 кОм. Нужно выбрать меньше расчетного значения, чтобы выполнялись полученные выше условия.

Преобразуем выражение (\*) к виду:

$$K_u = \frac{r_{вх1}}{R_{Г} + r_{вх1}} \cdot \frac{R_H}{R_H + r_{вых2}} \cdot \left( \frac{R_K}{R_3} \right)^2 \cdot \frac{r_{вых2}}{r_{вых1} + r_{вых2}}.$$

Теперь у нас есть все данные для расчета коэффициента усиления:

$$r_{вх1} = r_{вх2} = 2,7 \text{ кОм}; r_{вых1} = r_{вых2} = R_K = 5,6 \text{ кОм}.$$

$$K_u = \frac{2,7}{10 + 2,7} \cdot \frac{10}{10 + 5,6} \cdot \left( \frac{5,6}{0,51} \right)^2 \cdot \frac{2,7}{5,6 + 2,7} = 0,21 \cdot 0,64 \cdot 120,57 \cdot 0,33 = 5,35.$$

Оценим полученный результат. Такое низкое усиление получилось из-за маленького входного сопротивления каскада. На практике рекомендуется добавить на вход и выход усилителя схему с общим коллектором (см. пункт 5.5).

Добавим в каскад схему, рассчитанную в примере 3. Получим усилительный каскад, показанный на рисунке 26. Обе добавленные схемы имеют коэффициент нелинейных искажений меньше 0,1%. Следовательно, суммарный коэффициент нелинейных искажений будет меньше 1%.

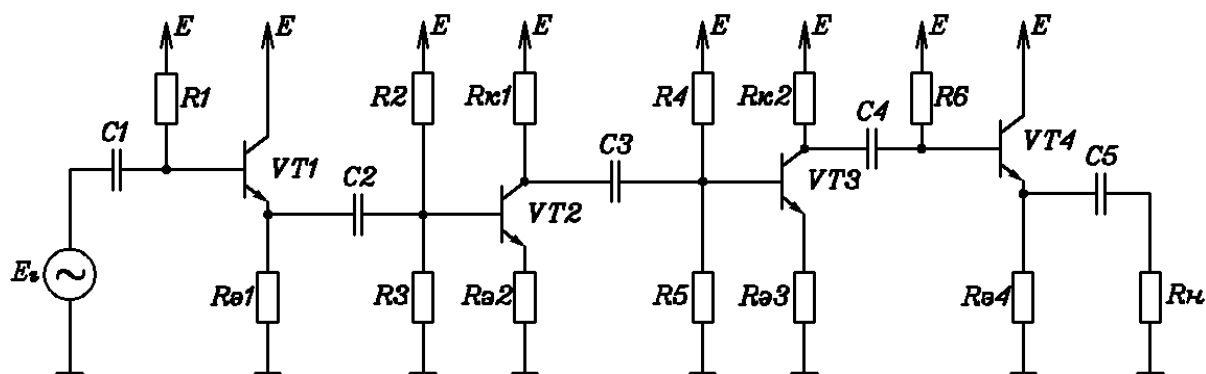


Рис. 26. Усилительный каскад с добавленными на вход и выход схемами с общим коллектором

Имеем новые характеристики усилителя:

$$r_{BX1}=r_{BX4}=137 \text{ кОм}; r_{ВЫХ1}=r_{ВЫХ4}=24,3 \text{ Ом};$$

$$r_{BX2}=r_{BX3}=2,7 \text{ кОм}; r_{ВЫХ2}=r_{ВЫХ3}=R_K=5,6 \text{ кОм}.$$

Здесь мы берем наихудшие параметры схемы с общим коллектором, поскольку важно обеспечить выполнение неравенств (\*\*) при наихудшем случае (см. ниже).

По выражению (32) запишем формулу для расчета коэффициента усиления по напряжению:

$$K_u = \frac{r_{BX1}}{R_{\Gamma} + r_{BX1}} \cdot \frac{R_H}{R_H + r_{ВЫХ4}} \cdot \left( \frac{R_K}{R_{\Xi}} \right)^2 \cdot \frac{r_{BX2}}{r_{ВЫХ1} + r_{BX2}} \cdot \frac{r_{BX3}}{r_{ВЫХ2} + r_{BX3}} \cdot \frac{r_{BX4}}{r_{ВЫХ3} + r_{BX4}}.$$

При сравнении данных видим, что выполняются условия (на практике считается, что условия справедливы, если отношение входящих в него величин составляет 10 и более раз):

$$r_{BX1} \gg R_{\Gamma}, r_{ВЫХ4} \ll R_H, r_{BX2} \gg r_{ВЫХ1}, r_{ВЫХ3} \ll r_{ВЫХ4}, \quad (**)$$

тогда коэффициент усиления можно вычислить по формуле:

$$K_u = \left( \frac{R_K}{R_{\Xi}} \right)^2 \cdot \frac{r_{BX3}}{r_{ВЫХ2} + r_{BX3}}.$$

Как видим, коэффициент усиления зависит практически только от внешних пассивных элементов (напомним, что  $r_{ВЫХ2}=R_K$ ,  $r_{BX3}=R_5$ ). Следовательно, его значение практически не зависит ни от температуры, ни от параметров применяемого транзистора (мы добились цели, поставленной в начале методических указаний). Откуда

$$K_u = \left( \frac{5,6}{0,51} \right)^2 \cdot \frac{2,7}{5,6+2,7} = 120,57 \cdot 0,33 = 39,8.$$



Изменим номинал  $R_K$ :

$$R_K = 5,6 \text{ кОм} \cdot \sqrt{\frac{K_{\text{н.заданное}}}{K_{\text{н.рассчитанное}}}} = 5,6 \text{ кОм} \cdot \sqrt{\frac{30}{39,8}} = 4,86 \text{ кОм}.$$

Из ряда E24 выбираем ближайший номинал 5,1 кОм.

Итак, мы вычислили все номиналы сопротивлений в схеме:

$$R_1 = R_6 = 270 \text{ кОм}; R_2 = R_4 = 20 \text{ кОм}; R_3 = R_5 = 2,7 \text{ кОм};$$

$$R_{\text{э1}} = R_{\text{э4}} = R_{\text{к1}} = R_{\text{к2}} = 5,1 \text{ кОм}; R_{\text{э2}} = R_{\text{э3}} = 510 \text{ Ом}.$$

### ***Расчет разделительных емкостей.***

Для расчета разделительных емкостей воспользуемся выражением (34).

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_H (R_{\Gamma} + r_{\text{вх1}})} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 25 \cdot (10 \text{ кОм} + 137 \text{ кОм})} = 0,04 \text{ мкФ};$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_H (r_{\text{вых1}} + r_{\text{вх2}})} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 25 \cdot (25 \text{ Ом} + 2,7 \text{ кОм})} = 2,4 \text{ мкФ};$$

$$C_3 = \frac{1}{2\pi f_H (r_{\text{вых2}} + r_{\text{вх3}})} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 25 \cdot (5,1 \text{ кОм} + 2,7 \text{ кОм})} = 0,81 \text{ мкФ};$$

$$C_4 = \frac{1}{2\pi f_H (r_{\text{вых3}} + r_{\text{вх4}})} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 25 \cdot (2,7 \text{ кОм} + 137 \text{ кОм})} = 0,04 \text{ мкФ};$$

$$C_5 = \frac{1}{2\pi f_H (r_{\text{вых4}} + R_{\text{н}})} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 25 \cdot (25 \text{ Ом} + 10 \text{ кОм})} = 0,64 \text{ мкФ}.$$

На практике рассчитанные значения рекомендуется увеличить в несколько раз.

Тогда из ряда E24 выберем следующие номиналы:

$$C_1 = C_4 = 0,1 \text{ мкФ}; C_2 = 10 \text{ мкФ}; C_3 = C_5 = 2 \text{ мкФ}.$$

### ***Вычисление полосы пропускания усилителя.***

Найдем аналитические выражения для вычисления полосы пропускания. Получившаяся усилительная схема имеет два каскада с общим эмиттером и два каскада с общим коллектором.

Из справочника берем значения:  $C_{\text{э}} = 20 \text{ пФ}$ ;  $C_{\text{к}} = 5 \text{ пФ}$ .

Вычислим АЧХ каскадов с общим эмиттером. Для этого воспользуемся выражением (36).

*2-й каскад.*

Передаточная функция каскада:

$$K_{u2}(\omega) = |K_{u2}(j\omega)| = \frac{K_{u02}}{\sqrt{1+(\omega T2)^2}}.$$

Запишем выражение для  $K_{u02}$  и  $T2$ :

$$K_{u02} = -\frac{r_{BX2}}{r_{BX2} + r_{ВЫХ1}} \cdot \frac{SR_k}{1 + SR_{\vartheta}} \cdot \frac{r_{BX3}}{r_{BX3} + r_{ВЫХ2}};$$

$$T2 = \left( \frac{C_{\vartheta}}{1 + SR_{\vartheta}} + C_k \cdot [1 + |K_{u02}| \cdot \left( 1 + \frac{r_{ВЫХ1}}{r_{BX2}} \right)] \right) \cdot \frac{r_{ВЫХ1} \cdot r_{BX2}}{r_{ВЫХ1} + r_{BX2}}.$$

Поскольку выполняются условия  $SR_{\vartheta} \gg 1$  и  $r_{BX2} \gg r_{ВЫХ1}$ , то последние выражения можно упростить:

$$K_{u02} = -\frac{R_k}{R_{\vartheta}} \cdot \frac{r_{BX3}}{r_{BX3} + r_{ВЫХ2}} = -\frac{5,1 \text{ кОм}}{0,51 \text{ кОм}} \cdot \frac{2,7 \text{ кОм}}{2,7 \text{ кОм} + 5,1 \text{ кОм}} = -3,5;$$

$$T2 = C_k \cdot (1 + |K_{u02}|) \cdot r_{ВЫХ1} = 5 \cdot 10^{-12} \cdot 4,5 \cdot 24 = 0,54 \cdot 10^{-9} \text{ с.}$$

Тогда, согласно теории, чтобы найти верхнюю частоту, нужно найти точку, в которой АЧХ уменьшится в  $\sqrt{2}$  раз. Т.е,  $K_{u2}(\omega_B) = \frac{K_{u02}}{\sqrt{2}}$ .

Откуда получаем верхнюю частоту для второго каскада

$$f_{B2} = \frac{\omega_{B2}}{2\pi} = \frac{1}{2\pi T2} = \frac{1}{6,28 \cdot 0,54 \cdot 10^{-9}} = 295 \text{ МГц.}$$

3-й каскад.

Передаточная функция каскада:

$$K_{u3}(\omega) = |K_{u3}(j\omega)| = \frac{K_{u03}}{\sqrt{1+(\omega T3)^2}}.$$

Запишем выражение для  $K_{u03}$  и  $T3$ :

$$K_{u03} = -\frac{r_{BX3}}{r_{BX3} + r_{ВЫХ2}} \cdot \frac{SR_k}{1 + SR_{\vartheta}} \cdot \frac{r_{BX4}}{r_{BX4} + r_{ВЫХ3}};$$

$$T3 = \left( \frac{C_{\vartheta}}{1 + SR_{\vartheta}} + C_k \cdot [1 + |K_{u03}| \cdot \left( 1 + \frac{r_{ВЫХ2}}{r_{BX3}} \right)] \right) \cdot \frac{r_{ВЫХ2} \cdot r_{BX3}}{r_{ВЫХ2} + r_{BX3}}.$$

Поскольку выполняются условия  $SR_{\vartheta} \gg 1$  и  $r_{BX4} \gg r_{ВЫХ3}$ , то последние выражения можно упростить:

$$K_{u02} = -\frac{R_k}{R_9} \cdot \frac{r_{BX3}}{r_{BX3} + r_{ВЫХ2}} = -\frac{5,1 \text{ кОм}}{0,51 \text{ кОм}} \cdot \frac{2,7 \text{ кОм}}{2,7 \text{ кОм} + 5,1 \text{ кОм}} = -3,5;$$

$$T3 = (C_k \cdot [1 + |K_{u03}| \cdot \left(1 + \frac{r_{ВЫХ2}}{r_{BX3}}\right)]) \cdot \frac{r_{ВЫХ2} \cdot r_{BX3}}{r_{ВЫХ2} + r_{BX3}}.$$

Откуда вычислим T3:

$$T3 = (5 \cdot 10^{-12} \cdot [1 + 3,5 \cdot (1 + \frac{5,1 \text{ кОм}}{2,7 \text{ кОм}})]) \cdot \frac{5,1 \text{ кОм} \cdot 2,7 \text{ кОм}}{5,1 \text{ кОм} + 2,7 \text{ кОм}} = 10^{-7} \text{ с.}$$

По аналогии со вторым каскадом вычисляем верхнюю частоту для третьего каскада:

$$f_{B3} = \frac{\omega_{B3}}{2\pi} = \frac{1}{2\pi T3} = \frac{1}{6,28 \cdot 10^{-7}} = 1,6 \text{ МГц.}$$

Вычислим АЧХ каскадов с общим коллектором. Для этого воспользуемся выражением (37).

*1-й каскад.*

Передаточная функция каскада:

$$K_{u1}(\omega) = |K_u(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega T1)^2}},$$

где

$$T1 = R_T \cdot \left( C_k + C_9 \cdot \frac{R_{91} + r_{BX2}}{S \cdot R_{91} \cdot r_{BX2}} \right).$$

Для вычисления T1 нам нужно знать крутизну S. Нужные данные возьмем из примера 3. Нам нужно знать минимально возможную полосу пропускания каскада, следовательно, нужно взять минимальный ток коллектора (чтобы второе слагаемое было максимальным). Тогда из примера 3 берем  $I_K = 1,03 \text{ мА}$ .

Вычисляем крутизну по выражению (15):

$$S = \frac{I_K}{\varphi_T} = \frac{1,03 \text{ мА}}{25 \text{ мВ}} = 40 \frac{\text{мА}}{\text{В}}.$$

Теперь можем вычислить T1:

$$T1 = 10 \text{ кОм} \cdot (5 \cdot 10^{-12} + 20 \cdot 10^{-12} \cdot \frac{5,1 \text{ кОм} + 2,7 \text{ кОм}}{40 \cdot 5,1 \cdot 2,7 \text{ кОм}}) = 53 \cdot 10^{-9} \text{ с.}$$

Откуда находим:

$$f_{B1} = \frac{\omega_{B1}}{2\pi} = \frac{1}{2\pi T1} = \frac{1}{53 \cdot 10^{-9}} = 18,9 \text{ МГц.}$$

### [Оглавление](#)

4-й каскад.

Передаточная функция каскада:

$$K_{u4}(\omega) = |K_u(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega T4)^2}};$$

$$T4 = r_{\text{вых}3} \cdot \left( C_k + C_{\text{э}} \cdot \frac{R_{\text{э}4} + R_H}{S \cdot R_{\text{э}4} \cdot R_H} \right).$$

Вычисляем T4:

$$T4 = 5,1 \text{ кОм} \cdot (5 \cdot 10^{-12} + 20 \cdot 10^{-12} \cdot \frac{5,1 \text{ кОм} + 10 \text{ кОм}}{40 \cdot 5,1 \cdot 10 \text{ кОм}}) = 26 \cdot 10^{-9} \text{ с.}$$

Откуда находим:

$$f_{\text{в}4} = \frac{\omega_{\text{в}4}}{2\pi} = \frac{1}{2\pi T4} = \frac{1}{26 \cdot 10^{-9}} = 38,5 \text{ МГц}.$$

Для определения полосы пропускания берем наименьшую верхнюю частоту из рассчитанных. Это будет верхняя частота третьего каскада. Тогда получаем ответ: полоса пропускания усилителя (0... 1,6 МГц).

## 7 Задание

Сигнал с амплитудой  $u_C$  от источника с внутренним сопротивлением  $R_C$  должен быть усилен до амплитуды  $u_H$  и подан на нагрузку сопротивлением  $R_H$ . Требуется обеспечить неискаженное прохождение сигнала с нижней частотой  $f_H$  и коэффициентом нелинейных искажений  $k$ . Построить амплитудно-частотную характеристику схемы (или ее отдельных каскадов в случае многокаскадного усилителя) и вычислить полосу пропускания схемы. Схема питается напряжением  $E$ . Рабочий диапазон температур  $-40\text{ }^{\circ}\text{C} \dots +70\text{ }^{\circ}\text{C}$ .

**Табл. 1.** Варианты заданий и исходные данные

№ вар.	$u_C$ , мВ	$R_C$ , кОм	$u_H$ , мВ	$R_H$ , кОм	$f_H$ , Гц	$K$ , не более	$E$ , В	Тип транзистора
1	25	1.5	500	$> 5$	30	0,01	12	КТ312Б
2	40	3..7	800	$> 10$	50	0,01	12	КТ342А
3	40	$< 5$	400	$> 10$	50	0,01	15	КТ373А
4	20	$< 5$	400	$> 5$	50	0,01	12	КТ315Б
5	50	3..6	1000	$> 7$	40	0,01	12	КТ301Ж
6	25	3..8	500	$> 5$	30	0,01	15	КТ375Б
7	40	4..7	800	$> 5$	40	0,01	12	КТ3102А
8	40	$< 5$	800	$> 3$	60	0,01	12	КТ630Б
9	20	$< 5$	600	$> 5$	30	0,01	15	КТ315Ж
10	40	3..10	400	$> 5$	20	0,01	15	КТ373Б
11	20	$< 10$	200	$> 10$	30	0,01	15	КТ301Е
12	20	$< 5$	300	$> 6$	15	0,01	12	КТ342Б
13	30	1..5	600	$> 10$	20	0,01	15	КТ369Б
14	25	4..6	500	$> 3$	10	0,01	15	КТ3102Б
15	15	1..3	450	$> 8$	20	0,01	12	КТ630Д
16	20	5..10	600	$> 10$	50	0,01	15	КТ358В
17	35	3..10	700	$> 10$	20	0,01	15	КТ373В
18	50	$< 3$	1000	$> 8$	20	0,01	12	КТ630Е
19	50	$< 5$	500	$> 5$	70	0,01	12	КТ3102Г
20	20	2..8	400	$> 7$	50	0,01	12	КТ342В
21	35	3..10	700	$> 5$	30	0,01	15	КТ315Г
22	25	$< 3$	500	$> 3$	20	0,01	12	КТ630А
23	30	$< 5$	450	$> 5$	30	0,01	15	КТ373Г
24	20	3..10	600	$> 5$	50	0,01	12	КТ369Г
25	30	$< 3$	600	$> 7$	40	0,01	15	КТ317В-1

## 8 Контрольные вопросы

1. Дайте определение биполярного транзистора. Какие бывают типы биполярных транзисторов. Нарисуйте условное графическое обозначение биполярного транзистора.
2. Укажите, какие токи, и в каком направлении они протекают через биполярный транзистор в активном режиме. Как они взаимосвязаны?
3. Укажите отсчет напряжений, действующих между выводами биполярного транзистора. Как они взаимосвязаны?
4. Дайте определение статического режима работы биполярного транзистора.
5. Какой упрощенной моделью можно описать поведение р-п перехода?
6. Расскажите, как происходит управление работой биполярного транзистора. Как при этом ведут себя р-п переходы?
7. Как связаны между собой ток коллектора и ток базы?
8. В каком состоянии должен находиться биполярный транзистор, чтобы его выходное напряжение (напряжение коллектор-эмиттер) зависело от напряжения управления?
9. Докажите, что при активном состоянии транзистора можно принять ток коллектора равным току эмиттера.
10. Дайте определение рабочей точки биполярного транзистора.
11. Расскажите, как строится малосигнальная модель биполярного транзистора. Нарисуйте низкочастотную эквивалентную схему биполярного транзистора.
12. Какие параметры имеет малосигнальная модель биполярного транзистора. Приведите для них расчетные выражения и характерные значения.
13. Какие емкости присутствуют в биполярном транзисторе. Нарисуйте высокочастотную эквивалентную схему биполярного транзистора.
14. Расскажите, по каким принципам составляются эквивалентные схемы транзисторных каскадов.
15. Какие параметры принято определять для транзисторных каскадов? Как они используются на практике?
16. Нарисуйте типовую схему с общим эмиттером. Какое она имеет назначение?
17. Расскажите назначение отрицательной обратной связи по току в схеме с общим эмиттером.

18. В чем суть эмиттерной стабилизации при установке рабочей точки в схеме с общим эмиттером?
19. Нарисуйте типовую схему с общим коллектором. Какое она имеет назначение?
20. Как влияют внутреннее сопротивление источника сигнала и сопротивление нагрузки на усилительные свойства транзисторных каскадов?
21. Каким требованиям должны соответствовать входное и выходное сопротивление усилителя? Какая схема соответствует этим требованиям?
22. Расскажите, по каким принципам рассчитывается многокаскадный усилитель.
23. Какое назначение имеют разделительные конденсаторы? Расскажите, как вычисляется их номинал.
24. Нарисуйте качественный вид амплитудно-частотной характеристики усилительного каскада. Как определить полосу пропускания усилительного каскада?
25. Укажите суть эффекта Миллера.

## 9 Литература

1. Титце, У., Шенк, К. Полупроводниковая схемотехника, 12-е изд. в 2 т.: пер. с нем. – М.: Додэка-XXI, 2008. – 832 с, 942 с.
2. Хоровиц, П., Хилл, У. Искусство схемотехники, 5-е изд., перераб. – М.: Мир, 1998. – 704 с.
3. Титце, У., Шенк, К. Полупроводниковая схемотехника: справочное руководство. Пер. с нем. – М.: Мир, 1982. – 512 с.
4. Полупроводниковые приборы: транзисторы. Справочник. Под общей редакцией Н. Н. Горюнова, 2-е изд., перераб. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 904 с.
5. Гендин, Г.С. Все о резисторах. Справочник. – М.: Горячая линия – Телеком, 1999. – 192 с.
6. Аксенов, А. И., Нефедов, А.В. Элементы схем бытовой радиоаппаратуры. Конденсаторы. Резисторы: Справочник. — М.: Радио и связь, 1995. — 272 с.



## Заключение

В методических указаниях рассмотрен способ выбора схемы и расчета усилителя низкой частоты по заданным исходным данным. Для качественного построения усилителя даны применяющиеся на практике схемотехнические конфигурации усилительных каскадов и математический аппарат для расчета их параметров.

При построении усилителя основной упор сделан на повторяемость его параметров от экземпляра к экземпляру и слабую зависимость от внешних факторов и разброса параметров его основы – биполярного транзистора. Для достижения поставленной цели очень часто применялся прием: значение одной величины выбиралось много больше значения другой (на практике, как правило, достаточно, чтобы две величины различались хотя бы на порядок). Такой подход часто помогает упростить расчетные формулы, не внося в конечный результат серьезных погрешностей. Кроме того, данный подход очень часто помогал нивелировать влияние нестабильного параметра на результат вычислений. Например, возьмем параллельное соединение двух сопротивлений. Пусть одно сопротивление слабо зависит от температуры, а другое сильно. Следовательно, общее сопротивление такой цепи будет также зависеть от температуры. Пусть мы знаем, что при любых условиях номинал сопротивления, слабо зависящего от температуры, намного меньше номинала второго сопротивления. Тогда общее сопротивление цепи будет практически равным маленькому сопротивлению, а, следовательно, будет слабо зависеть от температуры.

Другим, также немаловажным подходом, часто применяемым на практике, является нахождение гарантированных границ изменения какой-либо величины или параметра. В зависимости от условий и практического назначения искомой величины обычно находят гарантированную нижнюю или верхнюю границу ее значения. Такой подход применялся в примере 3 при нахождении входного и выходного сопротивления схемы с общим коллектором.

Естественно, приведенная методика расчета не претендует на абсолютную полноту. При расчетах не учитывался допуск на номиналы пассивных элементов, их зависимость от температуры. Также не рассматривалось поведение усилителя при емкостной нагрузке на выходе и многое другое. Эти и многие другие вопросы являются основой для дальнейшего, более углубленного изучения данной тематики.

## Приложение 1

Для постоянных резисторов и конденсаторов установлены стандартные ряды номинальных значений: E6, E12, E24, E48, E96, E192. Число после E указывает количество значений для десятичного порядка.

**Табл. П.1.** Наиболее распространенные ряды сопротивлений и емкостей.

<b>E6</b>	<b>E12</b>	<b>E24</b>
1,0	1,0	1,0
		1,1
	1,2	1,2
		1,3
1,5	1,5	1,5
		1,6
	1,8	1,8
		2,0
2,2	2,2	2,2
		2,4
	2,7	2,7
		3,0
3,3	3,3	3,3
		3,6
	3,9	3,9
		4,3
4,7	4,7	4,7
		5,1
	5,6	5,6
		6,2
6,8	6,8	6,8
		7,5
	8,2	8,2
		9,1

Номинал элемента образуется умножением числа, приведенного в таблице ряда, на  $10^n$ , где  $n$  – целое число.

### Пример П1

Возьмем число 2,0. При  $n = 0$  получаем номинал 2 Ом; при  $n = 1$  получаем номинал 20 Ом; при  $n = 3$  получаем номинал 2 кОм и т.д.

Современная промышленность выпускает сопротивления номиналами от 0,001 Ом до 100 МОм.

Основные характеристики резисторов:

### [Оглавление](#)

- допуск номинала: 20 %, 10 %, 5 %, и т. д. вплоть до 0,01 %;
- номинальная рассеиваемая мощность: 0.01, 0.025, 0.05, 0.062, 0.125, 0.5, 1 и более, Ватт;
- рабочее напряжение: зависит от марки резистора;
- максимально допустимое напряжение: зависит от марки резистора;
- диапазон рабочих температур: зависит от марки резистора;
- температурный коэффициент сопротивления (ТКС): измеряется в ppm/°C (одна миллионная часть).  $1 \text{ ppm/}^{\circ}\text{C} = 10^{-6} 1/^{\circ}\text{C}$ .

Зависимость сопротивления от температуры практически линейная и выражается законом:

$$R=R_0(1+\text{ppm} \cdot (t-t_0)) \quad (\text{П.1})$$

где  $R_0$  – сопротивление при температуре  $t_0$ . Обычно  $t_0=0^{\circ}\text{C}$ . У современных резисторов ТКС может быть меньше 100 ppm.

Например, резистор с ТКС, равным 100 ppm, при изменении температуры на 100 градусов даст изменение номинала всего 1%.

Современная промышленность выпускает конденсаторы номиналами: от 0,5 пФ до 9100 пФ и от 0,01 мкФ до нескольких десятков тысяч мкФ.

#### Пример П2

Возьмем число 2,0. Для емкостей получение номиналов выглядит немного иначе. В промышленности принято емкости измерять в двух диапазонах (см. выше), тогда для  $n = 0$  получим 2 пФ или 2 мкФ;  $n = 1$  получим 20 пФ или 20 мкФ и т.д.

Основные характеристики конденсаторов:

- допуск номинала: большой разброс, зависит от типа конденсатора;
- рабочее напряжение: зависит от марки конденсатора;
- диапазон рабочих температур: зависит от марки конденсатора;
- температурный коэффициент емкости (ТКС): измеряется в ppm/°C.

Зависимость емкости от температуры выражается также формулой (П1), только вместо сопротивления нужно подставить емкость.

Подробно конденсаторы и резисторы описаны в [5, 6].