

Пояснение к расчетной части лабораторной работы

“Исследование резисторного каскада на биполярном транзисторе”

Цепи питания биполярных транзисторов (схема с эмиттерной стабилизацией)

Расчет усилителя должен начинаться с расчета по постоянному току. Только после того, как в усилителе создан необходимый режим на постоянном токе (задано напряжение между управляющими электродами и установлено необходимое напряжение между выходными электродами), переменный сигнал может быть подан на вход усилителя, а усиленный сигнал снят с его выхода.

Состояние, в котором находится усилительный элемент ($УЭ$), в нашем случае *транзистор*, при отсутствии на его входе усиливаемого сигнала, называется **состоянием покоя**. Постоянные токи и напряжения в состоянии покоя определяют на входной и выходной статических характеристиках **точку покоя** [1,2] (или согласно [3] *исходную рабочую точку*). Положение точки покоя характеризует режим работы усилительного элемента по постоянному току.

Токи и напряжения покоя устанавливают подачей соответствующих постоянных напряжений (или токов) от источника питания. Требуемый режим работы обеспечивается с помощью специальных цепей, называемых цепями питания. Последние обычно состоят из резисторов, реже диодов и индуктивностей. Через элементы цепей питания протекают постоянные токи транзистора.

Цепи питания должны удовлетворять двум основным требованиям:

1. они должны обеспечивать получение определённого режима работы, выражаемого через координаты точек покоя на входной ($U_{об}$, $I_{об}$) и выходной ($U_{ок}$, $I_{ок}$) статических характеристиках (рис.1);
2. при воздействии дестабилизирующих факторов не допускать заметного отклонения от заданного режима работы.

К дестабилизирующим факторам относят в первую очередь:

- изменение температуры, поскольку транзистор представляет собой полупроводниковую структуру,
- технологический разброс параметров транзистора и резисторов, обеспечивающих его питание,
- изменение питающих напряжений.

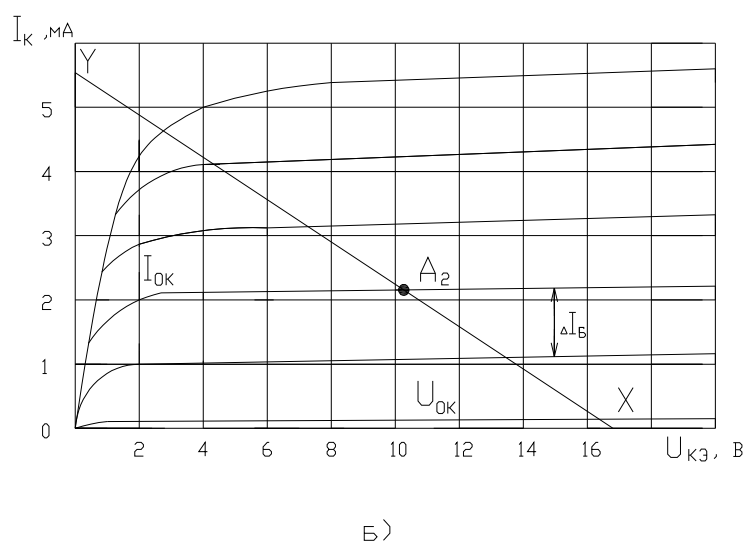
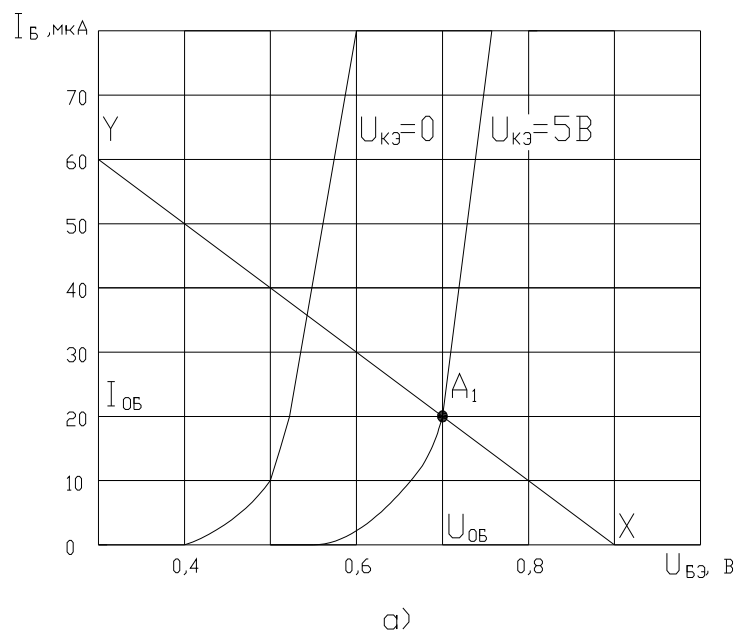


Рис.1. Точки покоя A_1 и A_2 определяют режим работы транзистора на входных а) и выходных б) статических характеристиках.

Необходимость сохранения режима работы вытекает из того, что при *значительном* изменении тока коллектора точка покоя может приблизиться к области отсечки или области насыщения, в результате чего возникают большие нелинейные искажения [4] при сколько-нибудь высоком уровне сигнала (рис.2). Более того, дело может дойти до потери работоспособности транзистора. При *небольших* отклонениях точки покоя от выбранного номинального значения отмеченные нежелательные явления минимальны.

В случае малого сигнала* уход точки покоя приводит лишь к изменению дифференциальных параметров транзистора в первую очередь $h_{21} = \frac{\partial I_{\kappa}}{\partial I_{\delta}} \big|_{U_{\kappa\delta} = const}$ и $h_{11} = \frac{\partial U_{\delta\delta}}{\partial I_{\delta}} \big|_{U_{\kappa\delta} = const}$. Это изменение может быть ослаблено с помощью обратной связи (ОС) на переменном токе.

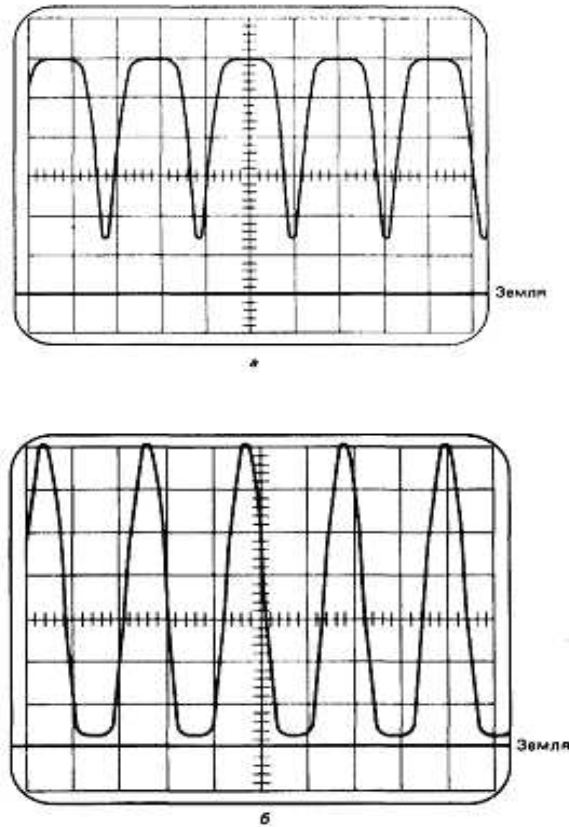


Рис. 2 Ограничение сигнала в режиме отсечки а) и в режиме насыщения б)

Известно немало схем цепей питания и стабилизации биполярных транзисторов. Одной из распространённых схем цепей питания является схема с эмиттерной стабилизацией (рис.3). Эта схема относится к классу схем с *автоматическим смещением*. Они отличаются от схем с *фиксированным смещением* тем, что в них при изменении тока коллектора ток базы (или напряжение на базе) автоматически регулируется так, чтобы поддерживать заданный режим.

*Точного определения “малого сигнала” не существует. В [5] рекомендуется режимом малого сигнала называть режим, при котором вследствие изменения входного сигнала параметры УЭ меняются не более чем на 10%. Другим, менее строгим, но более наглядным признаком режима малого сигнала является тот факт, что амплитуды переменных составляющих токов и напряжений оказываются во много раз меньше постоянных составляющих этих же токов и напряжений. Приведенные соображения позволяют считать, что для расчета УЭ в режиме малого сигнала можно пользоваться дифференциальными параметрами, характеризующими УЭ в точке покоя (исходной рабочей точке).

Вследствие внешнего сходства расположения резисторов с буквой *H* (аш), в зарубежной литературе эта структура известна, как схема с *H*-смещением.

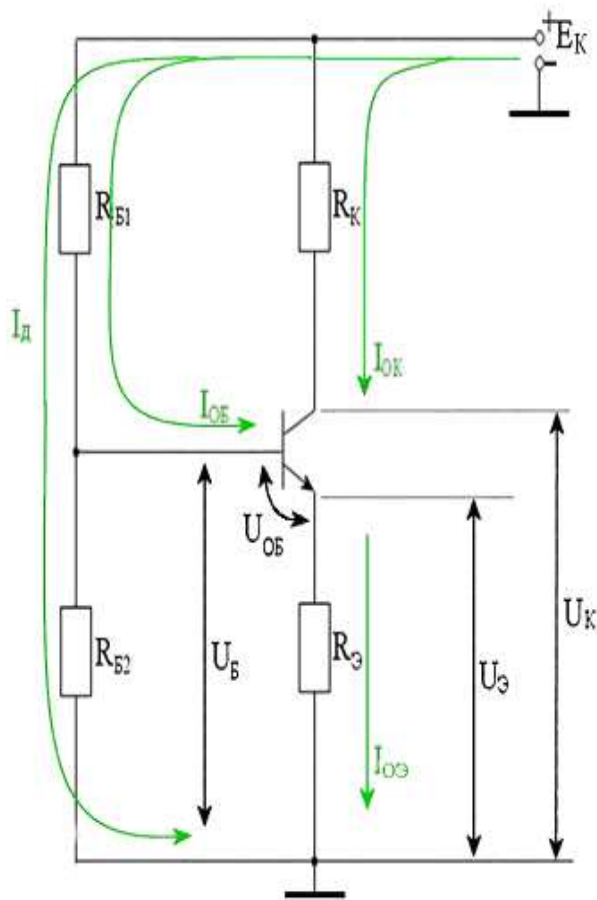


Рис.3 Схема цепи питания с эмиттерной стабилизацией

В исходном (статическом) режиме в схеме текут от плюса источника питания $+E_K$ к его минусу следующие постоянные токи:

ток покоя коллектора I_{OK} – через резистор R_K , через транзистор от коллектора к эмиттеру;

ток покоя базы I_{OB} – через резистор R_{B1} , переход база-эмиттер к эмиттеру.

Вытекая из эмиттера эти два тока, образуют *эмиттерный ток* $I_{OЭ} = I_{OK} + I_{OB}$. Кроме этих токов в схеме протекает постоянный ток через последовательно соединённые резисторы R_{B1} и R_{B2} . Этот ток принято называть *током делителя* I_D . Так как питание транзистора осуществляется от одного источника питания E_K , напряжение на базу транзистора подается с делителя напряжения на резисторах R_{B1} и R_{B2} , а именно с резистора R_{B2} .

Ток эмиттера $I_{OЭ}$, протекающий через резистор R_E , создаёт на нём падение напряжения $U_E = I_{OЭ} \cdot R_E$.

Ток делителя создаёт на сопротивлении $R_{Б2}$ падение напряжения $U_{R_{Б2}}=I_D \cdot R_{Б2}$. Это напряжение соответствует напряжению между базой и общим проводом U_B . В результате напряжение смещения база-эмиттер $U_{ОБ}=U_B - U_Э=I_D \cdot R_{Б2}-I_{ОЭ} \cdot R_Э$.

Необходимое напряжение смещения $U_{ОБ}$ получают за счёт выбора соответствующих элементов делителя и сопротивления резистора $R_Э$. Обычно выбором $R_{Б1}$ и $R_{Б2}$ устанавливают ток делителя $I_D \gg I_{ОБ}$. Ток $I_D=(5...10)I_{ОБ}$ даёт право считать напряжение на базе транзистора фиксированным $U_B=I_D \cdot R_{Б2}=\text{const}$.

Динамика процесса стабилизации в рассматриваемой схеме заключается в следующем.

Если под действием какого-либо дестабилизирующего фактора увеличивается ток коллектора $I_{ОК} \uparrow$, то он вызывает рост эмиттерного тока $I_{ОЭ} \uparrow$,

- ... это приводит к увеличению падения напряжения на резисторе $R_Э$.
 $U_Э \uparrow = I_{ОЭ} \uparrow \cdot R_Э$,
- ... увеличение напряжения на эмиттере $U_Э \uparrow$ до $U'_Э = U_Э + \Delta U_Э$ при неизменном напряжении U_B приводит к уменьшению смещения между базой и эмиттером $U_{ОБ} \downarrow = U_B - U'_Э = U_B - U_Э \uparrow$.
- ... уменьшение смещения на базе $U_{ОБ} \downarrow$ вызывает уменьшение базового тока $I_{ОБ} \downarrow$.
- ... уменьшение базового тока $I_{ОБ} \downarrow$ приводит к уменьшению тока коллектора $I_{ОК} \downarrow$.

Краткая запись такого процесса: $I_{ОК} \downarrow \rightarrow I_{ОЭ} \downarrow \rightarrow U_Э \downarrow \rightarrow U_{ОБ} \uparrow \rightarrow I_{ОБ} \uparrow \rightarrow I_{ОК} \uparrow$.

Здесь наблюдаются два воздействия на ток коллектора: прямое, от дестабилизирующих факторов, и обратное - по цепи ОС. Обратите внимание на направления стрелок при $I_{ОК}$. Происходит автоматическая стабилизация тока покоя коллектора $I_{ОК}$.

Высокая стабильность достигается при глубокой ОС. Для этого следует строить звено базового делителя с меньшим номинальным значением сопротивлений $R_{Б1}$ и $R_{Б2}$, а в эмиттерной цепи использовать сопротивления $R_Э$ с большими номинальными значениями. К сожалению, сопротивления базового делителя нельзя задавать слишком маленькой величины, так как это приведёт к уменьшению коэффициента усиления, входного сопротивления, и увеличению потребляемой мощности, а $R_Э$ нельзя выбирать слишком большой величины, так как на нём теряется часть напряжения источника питания. Известна рекомендация [4]

$$R_Б = R_Э \cdot h_{21}/10, \quad (1)$$

где $R_Б$ - параллельное соединение $R_{Б1}$ и $R_{Б2}$.

Для анализа стабилизирующих свойств схемы (рис.3) вспомним теорему об эквивалентном генераторе. Заменим принципиальную схему эквивалентной, показанной на *рис.4*. В соответствии с теоремой Тевенина [6]

$$\begin{aligned} E_Б &= E_К \cdot R_{Б2} / (R_{Б1} + R_{Б2}), \\ R_Б &= R_{Б1} \cdot R_{Б2} / (R_{Б1} + R_{Б2}). \end{aligned} \quad (2)$$

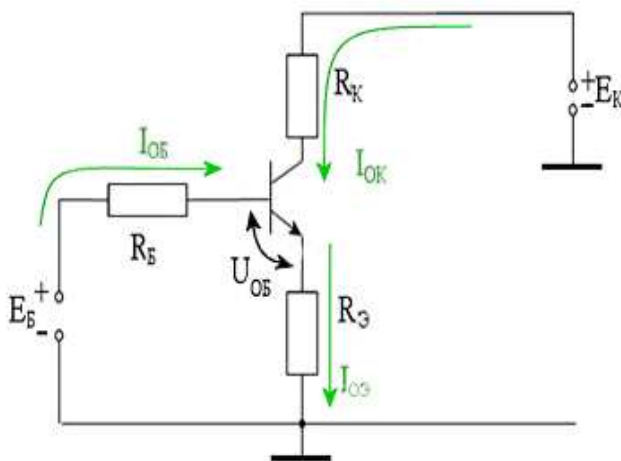


Рис.4 Схема с эмиттерной стабилизацией, преобразованная по Тевенину.

Для схемы, приведённой на *рис.4.*, можно написать равенство
 $E_B = I_{ОБ} \cdot R_B + U_{ОБ} + I_{ОЭ} \cdot R_E$.

При нормальной температуре в известном соотношении $i_K = i_B \cdot h_{21} + I_{КЭО}$ [7] можно пренебречь обратным током эмиттера $I_{КЭО}$. Тогда ток покоя коллектора $I_{ОК} = h_{21} \cdot I_{ОБ}$.

Выражая ток эмиттера через ток базы $I_{ОЭ} = I_{ОБ}(1 + h_{21})$, получаем

$$I_{ОБ} = (E_B - U_{ОБ}) / [R_B + (1 + h_{21}) \cdot R_E], \quad (3)$$

$$I_{ОК} = h_{21} (E_B - U_{ОБ}) / [R_B + (1 + h_{21}) R_E]. \quad (4)$$

Определение режима работы транзистора по значениям сопротивлений.

Существует два варианта анализа схемы автоматического смещения для определения положения точки покоя.

Вариант 1. Упрощённый метод анализа.

Он достаточно прост, проводится при минимальном использовании математического аппарата и знаний о параметрах транзистора, базируется только на представлении о напряжении база–эмиттер $U_{ОБ}$ (для кремниевых транзисторов 0,7В, для германиевых транзисторов 0,4В).

Пример 1

Для схемы *рис.5* определить значения токов покоя $I_{ОБ}$, $I_{ОК}$, $I_{ОЭ}$ и напряжение покоя коллектор–эмиттер $U_{ОК}$ при указанных на этом рисунке данных.

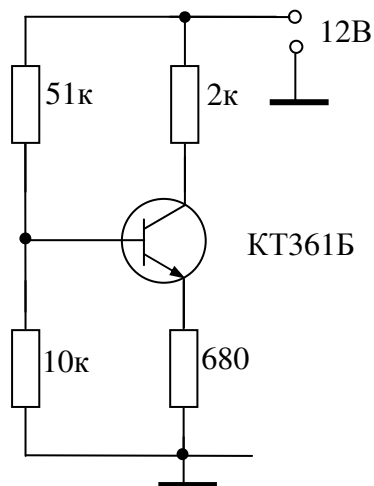


Рис.5 Схема к примерам 1,2.

Решение

Резисторы R_{B1} и R_{B2} образуют делитель напряжения питания E_K и определяют напряжение на базе U_B .

Без учета тока базы $U_B = E_K \cdot R_{B2} / (R_{B1} + R_{B2}) = 12V \cdot 10k\Omega / (51 + 10)k\Omega = 1,967V$,
Напряжение на эмиттере: $U_{\text{Э}} = U_B - U_{\text{ОБ}} = (1,967 - 0,7)V = 1,267V$.

Теперь можно найти токи $I_{\text{ОЭ}}$ и $I_{\text{ОК}}$:

$$I_{\text{ОЭ}} = U_{\text{Э}} / R_{\text{Э}} = 1,267V / 0,68k\Omega = 1,86mA,$$

$$I_{\text{ОЭ}} \approx I_{\text{ОК}} = 1,86mA.$$

Напряжение на коллекторе (относительно общего провода):

$$U_K = E_K - I_{\text{ОК}} R_K = 12V - 1,86mA \cdot 2k\Omega = 8,28V.$$

Напряжение между коллектором и эмиттером (рис. 3):

$$U_{\text{ОК}} = U_K - U_{\text{Э}} = 8,28V - 1,267V \approx 7V.$$

Вариант 2. Точный анализ.

Он базируется на уравнении Тевенина и более сложен, однако учитывает, что ток базы имеет место и создаёт падение напряжения на резисторе R_{B1} , а также то, что в схеме могут быть разные транзисторы с неодинаковыми параметрами h_{21} .

Пример 2.

Повторить анализ схемы *рис.5*, используя эквивалентную схему *рис.4* приняв $h_{21} = 100$

Решение:

Сначала применяем уравнения Тевенина (2) для цепи базы:

$$E_B = E_K R_{B2} / (R_{B1} + R_{B2}) = 12V \cdot 10k\Omega / (51 + 10)k\Omega = 1,967V,$$

$$R_B = R_{B1} \cdot R_{B2} / (R_{B1} + R_{B2}) = 51k\Omega \cdot 10k\Omega / (51 + 10)k\Omega = 8,36k\Omega.$$

Теперь можно провести анализ схемы, используя (3)

$$I_{OB} = (E_B - U_{OB}) / [R_B + (1 + h_{21}) R_E].$$

 При $h_{21}=100$

$$I_{OB} = (1,967 - 0,7) \text{ В} / [8,36 + (1+100) \cdot 0,68] \text{ кОм} = 16,44 \text{ мкА},$$

$$I_{OK} = I_{OB} \cdot h_{21} = 16,44 \text{ мкА} \cdot 100 = 1,644 \text{ мА},$$

$$U_{OK} = E_K - I_{OK} \cdot R_K - I_{OE} \cdot R_E = E_K - I_{OK} \cdot [R_K + R_E \cdot (1+h_{21})/h_{21}] =$$

$$= 12 \text{ В} - 1,644 \text{ мА} \cdot [2 + (101/100) \cdot 0,68] \text{ кОм} = 7,583 \text{ В}.$$

Определение сопротивлений цепей питания по заданной точке покоя

Этот расчёт производится в следующем порядке:

1. Выбираем напряжение источника питания E_K и сопротивление коллекторной нагрузки R_K .

2. Задаёмся напряжениями на эмиттере и коллекторе.

Напряжение на эмиттере обычно составляет 10–20% от E_K . Напряжение на коллекторе обычно выбирается равным $E_K/2$ или немного больше (например среднее значение между E_K и U_E). Падение напряжения на R_E должно быть больше возможных изменений напряжения U_{BE} , но не настолько большим, чтобы заметно уменьшить амплитуду выходного сигнала. Для напряжения на коллекторе имеет место условие $U_E < U_K < E_K$, в то время как при отсутствии R_E $U_K < E_K$.

3. Исходя из заданных значений, определяем R_E .

4. Выбираем приемлемое значение h_{21} транзистора.

5. Используя соотношение (2), определяем R_B и E_B .

6. Преобразовав выражения для R_B и E_B получаем $R_{B1} = R_B \cdot E_K / E_B$,
 $R_{B2} = R_B / (1 - E_B / E_K).$

Пример 3

Рассчитать схему с автоматическим смещением подобную схеме рис.5, если $E_K=12 \text{ В}$, $R_K=2 \text{ кОм}$, а $h_{21}=150$.

Решение:

Сначала определяем значение U_K . Допустим что, $U_K=9 \text{ В}$. Тогда падение напряжения на R_K равно $U_{RK} = E_K - U_K = 12 \text{ В} - 9 \text{ В} = 3 \text{ В}$.

Теперь проведём расчёт тока покоя коллектора:

$$I_{OK} = U_{RK} / R_K = 3 \text{ В} / 2 \text{ кОм} = 1,5 \text{ мА}.$$

Ток покоя эмиттера:

$$I_{OE} = I_{OK} \cdot (1+h_{21})/h_{21} = 1,5 \text{ мА} (101/100) = 1,515 \text{ мА}.$$

Ток покоя базы:

$$I_{OB} = I_{OK} / h_{21} = 1,5 \text{ мА} / 150 = 10 \text{ мкА}.$$

Выбрав напряжение эмиттера $U_{\text{Э}}=1,7\text{В}$, определяем напряжение покоя коллектор–эмиттер $U_{\text{ОК}}=U_{\text{К}}-U_{\text{Э}}=9\text{В}-1,7\text{В}=7,3\text{В}$ и сопротивление $R_{\text{Э}}=U_{\text{Э}}/I_{\text{ОЭ}}=1,7\text{В}/1,515\text{мА}=1,12\text{кОм}$.

Согласно рекомендациям (1) $R_{\text{Б}}=R_{\text{Э}}h_{21}/10=1,12\text{кОм} \cdot 150/10=16,8\text{кОм}$
 $E_{\text{Б}}=U_{\text{Э}} + U_{\text{ОБ}} + I_{\text{ОБ}}R_{\text{Б}}=1,7\text{В} + 0,7\text{В} + 10\text{мкА} \cdot 16,8\text{кОм} = 2,568\text{В}$,
 $R_{\text{Б1}}= R_{\text{Б}}E_{\text{К}}/E_{\text{Б}} = 16,8\text{кОм} \cdot 12\text{В}/2,568\text{В} = 56\text{кОм}$,
 $R_{\text{Б2}} = R_{\text{Б}}/ (1-E_{\text{Б}}/E_{\text{К}}) = 16,8\text{кОм}/ (1-2,568\text{В}/12\text{В}) = 13,2\text{кОм}$.

Точка покоя в плоскости входных статических характеристик $i_{\text{Б}}=f(u_{\text{Б}})$ определена. Её координаты $U_{\text{ОБ}} = 0,7\text{В}$, $I_{\text{ОБ}} = 10\text{мкА}$.

В плоскости выходных статических характеристик $i_{\text{К}}=f(u_{\text{К}})$ точка покоя имеет координаты $U_{\text{ОК}}=7,3\text{В}$, $I_{\text{ОК}}=1,5\text{мА}$.

Пример 4

Рассчитать схему с эмиттерной стабилизацией (рис.3) на заданную точку покоя ($U_{\text{ОК}}=6\text{В}$, $I_{\text{ОК}}=2\text{мА}$) при $E_{\text{К}}=12\text{В}$, $h_{21}=150$

Решение.

Выбираем напряжение эмиттера $U_{\text{Э}}=0,2E_{\text{К}}=0,2 \cdot 12=2,4\text{В}$
 Напряжение $U_{\text{К}}=U_{\text{Э}}+U_{\text{ОК}}=2,4+6=8,4\text{В}$,
 Напряжение $U_{\text{РК}}=E_{\text{К}} - U_{\text{К}}=12-8,4=3,6\text{В}$.
 Сопротивление $R_{\text{К}}=U_{\text{РК}}/I_{\text{ОК}}=3,6\text{В}/2\text{мА}=1,8 \text{ кОм}$,
 $R_{\text{Э}}=U_{\text{Э}}/I_{\text{ОЭ}} \approx U_{\text{Э}}/I_{\text{ОК}} \approx 2,4\text{В}/2\text{мА}=1,2\text{кОм}$.

Рассчитываем сопротивления базового делителя:
 $R_{\text{Б}}=R_{\text{Э}} \cdot h_{21}/10=1,2\text{кОм} \cdot 150/10=18\text{кОм}$,
 $I_{\text{ОБ}}=I_{\text{ОК}}/h_{21}=2\text{мА}/150=13\text{мкА}$,
 $E_{\text{Б}}=U_{\text{Э}}+U_{\text{ОБ}}+I_{\text{ОБ}}R_{\text{Б}}=2,4\text{В}+0,7\text{В}+13\text{мкА} \cdot 18\text{кОм}=3,34\text{В}$,
 $R_{\text{Б1}}=R_{\text{Б}} \cdot E_{\text{К}}/E_{\text{Б}}=18\text{кОм} \cdot 12\text{В}/3,34=64,67\text{кОм}$,
 $R_{\text{Б2}}=R_{\text{Б}}/(1-E_{\text{Б}}/E_{\text{К}})=18\text{кОм}/(1-3,34/12)=13\text{кОм}$,

Построение нагрузочных линий постоянному току.

На входных статических характеристиках нагрузочная линия строится по уравнению, полученному на основе закона Кирхгофа для базовой цепи (рис.4) $E_{\text{Б}} = I_{\text{Б}} \cdot [R_{\text{Б}} + (1 + h_{21}) \cdot R_{\text{Э}}] + U_{\text{Б}}$.

Представленное в виде

$$I_{\text{Б}} = -\frac{U_{\text{Б}}}{R_{\text{Б}} + (1 + h_{21})R_{\text{Э}}} + \frac{E_{\text{Б}}}{R_{\text{Б}} + (1 + h_{21})R_{\text{Э}}},$$

оно позволяет понять, что эта зависимость соответствует прямой линии вида $y=ax+b$. Для построения нагрузочной линии рекомендуется использовать два режима [8]: режим холостого хода $I_{\text{Б}}=0$ и режим короткого замыкания $U_{\text{Б}}=0$

При $I_B=0$ $U_B=E_B$, и координаты крайней правой точки **X** на нагрузочной линии (рис. 1,а) принимают значения (E_B ; 0)

При $U_B=0$ $I_{B(Y)}=E_B/[R_B+(1+h_{21})\cdot R_Э]$, тогда координаты крайней левой точки **Y** на нагрузочной линии (0; $I_{B(Y)}$).

Пример 5

Построить нагрузочную линию на входных статических характеристиках и указать на ней точку покоя по данным *примера 3*.

Решение

Координаты крайней правой точки нагрузочной линии **X** (2,568В; 0мкА). При напряжении на базе $U_B = 0$ получаем ток $I_{B(Y)}=E_B/[R_B+(1+h_{21})\cdot R_Э]=2,568В/[16,8кОм+(1+100)\cdot 1,12кОм]=19,76мкА$.

Координаты точки **Y** (0В; 19,76мкА).

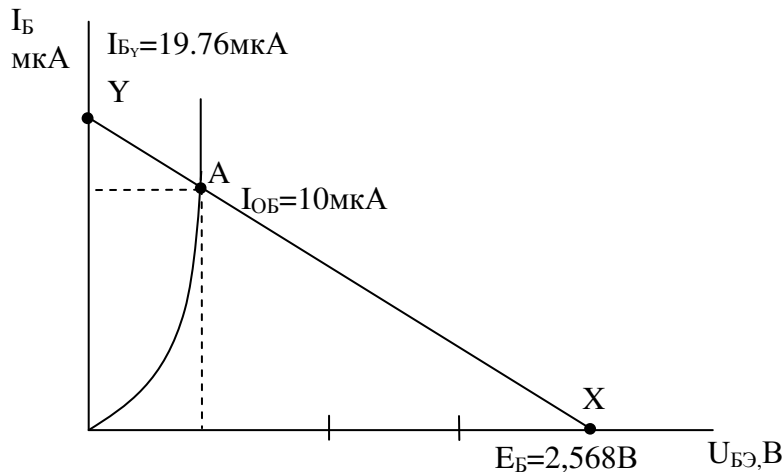


Рис.6 Нагрузочная линия на входных статических характеристиках.

Рисунок 6 иллюстрирует построение нагрузочной линии в плоскости входных статических характеристик. Точка пересечения нагрузочной прямой с входной характеристикой транзистора при заданном $U_{кэ}$ определяет ток базы и напряжение между базой и эмиттером что соответствует координатам точки покоя **A** (0,7В; 10мкА), полученным в *примере 3*.

Особенностью входных статических характеристик является то, что ток базы I_B слабо зависит от напряжения $U_{кэ}$. Это приводит к тому что семейство кривых $I_B=f(U_B)$ при $U_{кэ}\neq 0$ на практике сливается и превращается в одну линию [8]. В справочниках обычно приводят две кривые: при $U_{кэ}=0$ и при $U_{кэ}\neq 0$ (чаще всего это 5В). Естественно, для расчета усилительного каскада используется только одна из них, а именно при $U_{кэ}\neq 0$ (рис. 1,а).

Пример 6

Повторить *пример 5* для транзисторов с $h_{211}=75$ и $h_{212}=300$.

Решение:

1. $h_{211}=75$

При $U_B=0$ $I_{B(Y)} = 2,568\text{В} / [16,8\text{кОм} + (1+75)1,12\text{кОм}] = 25,2\text{мкА}$

Координаты точки **Y** (0В; 25,2мкА), координаты точки **X** (2,568В; 0мкА)

Определяем ток покоя базы $I_{OB} = (E_B - U_{OB}) / [R_B + R_{Э} \cdot (1 + h_{21})] =$
 $(2,568 - 0,7)\text{В} / [16,8\text{кОм} + (1+75) \cdot 1,12\text{кОм}] = 18,3\text{мкА}$.

Это даёт координаты точки покоя **A1** (0,7В; 18,3мкА).

2. $h_{212}=300$

Координаты точки **Y** (0В; 7,2мкА), координаты точки **X** (2,568В; 0мкА)

Координаты точки покоя **A2** (0,7В; 5,3мкА).

На *рис.7* изображены нагрузочные линии, построенные по данным *примеров 6 и 5*. Штрих - пунктирная линия повторяет нагрузочную линию из *рис.6*.

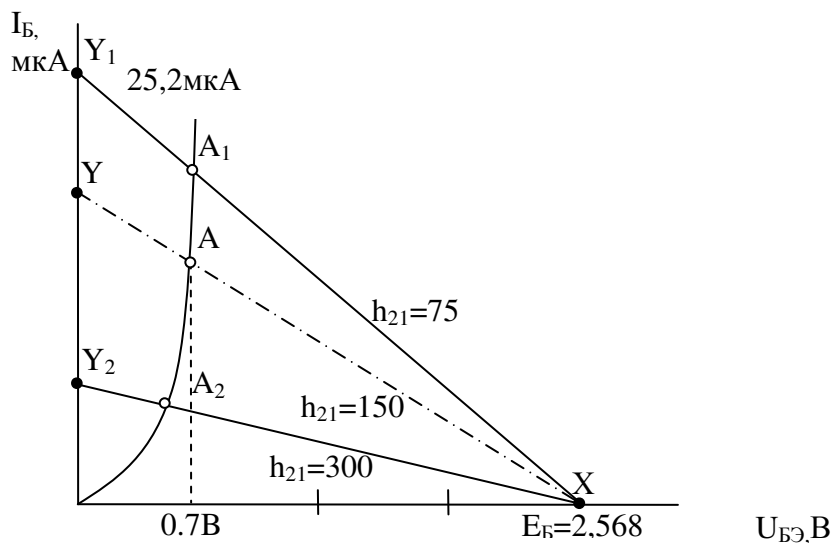


Рис. 7 Нагрузочные линии на входных статических характеристиках при различных h_{21}

В плоскости выходных статических характеристик (рис.1б) нагрузочная линия строится по уравнению, полученному на базе закона Кирхгофа для выходной цепи, $E_K = I_K \cdot R_K + U_{КЭ} + I_{Э} \cdot R_{Э}$. Можно показать, что это уравнение также соответствует прямой линии вида $y = ax + b$. Для определения крайних точек нагрузочной прямой запишем его в виде:

$$I_K = -U_{OK} / [R_K + R_{Э} \cdot (1 + h_{21}) / h_{21}] + E_K / [R_K + R_{Э} \cdot (1 + h_{21}) / h_{21}].$$

Координаты точки **X** (рис.1,а) определяются при $I_K=0$, тогда точка **X** получает координаты (E_K ; 0). Координаты левой крайней точки **Y** определяются при $U_{КЭ}=0$, и они равны (0; $I_K(Y)$), где

$$I_K(Y) = E_K / [R_K + R_{Э} \cdot (1 + h_{21}) / h_{21}].$$

Пример 7

Построить нагрузочную линию в плоскости выходных статических характеристик и указать на ней точку покоя по данным *примера 3*.

Решение

Координаты точки **X** (12В; 0мА).

Координаты точки **Y** (0В, $I_{K(Y)} = 12В / [2kO_M + 1,12kO_M \cdot 101/100] = 3,83мА$),

По данным *примера 3* координаты точки покоя **A** ($U_{OK}=7,3В$; $I_{OK}=1,5мА$).

Рисунок 8 иллюстрирует результаты расчётов по *примерам 3 и 7*

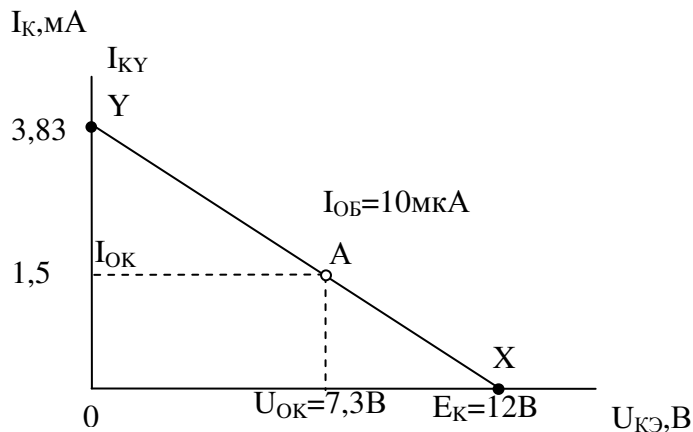


Рис.8 Нагрузочная линия в плоскости выходных статических характеристик.

Пример 8

Повторить *пример 7* для транзисторов с $h_{211}=75$ и $h_{212}=300$.

Решение:

1. $h_{211}=75$

Координаты точки **X** (12В; 0мА), координаты точки **Y** (0В; 3,83мА), так как $(1+h_{21})/h_{21} \approx 1$.

Координаты крайних точек нагрузочной линии практически совпадают с данными *примера 7*. Ток коллектора можно определять по выражению $I_{K(Y)} \approx E_K / (R_K + R_Э)$.

Координаты точки покоя связаны с током покоя базы $I_{ОБ1}=18,3мкА$ из *примера 6*.

$$I_{OK1} = I_{ОБ1} \cdot h_{211} = 18,3мкА \cdot 75 = 1,37мА,$$

$$I_{ОЭ1} = (1+h_{211})I_{OK1}/h_{211} = (1+75) \cdot 1,37мА/75 = 1,388мА,$$

$$U_{OK} = E_K - [R_K \cdot I_{OK1} + I_{ОЭ1}R_Э] = 12В - [2kO_M \cdot 1,37мА + 1,388мА \cdot 1,12kO_M] = 7,7В.$$

Точка покоя **A1** имеет координаты (7,7В ; 1,37мА).

2. $h_{212}=300$

Нагрузочная линия совпадает с другими. Определяем координаты точки покоя:

$$I_{OK2}=I_{OB2} \cdot h_{212}=5,3\text{мкА} \cdot 300=1,59\text{мА}.$$

При большом h_{21} $I_{OK} \approx I_{OЭ}$, тогда

$$U_{OK2} \approx E_K - I_{OK2} \cdot (R_K + R_{Э}) = 12\text{В} - 1,59\text{мА} (2\text{кОм} + 1,12\text{кОм}) \approx 7,04\text{В}.$$

Точка покоя **A2** имеет координаты (7,04В; 1,59мА).

На *рис.9* изображены нагрузочные линии в плоскости выходных статических характеристик с точками покоя при различных h_{21} из примеров 7 и 8.

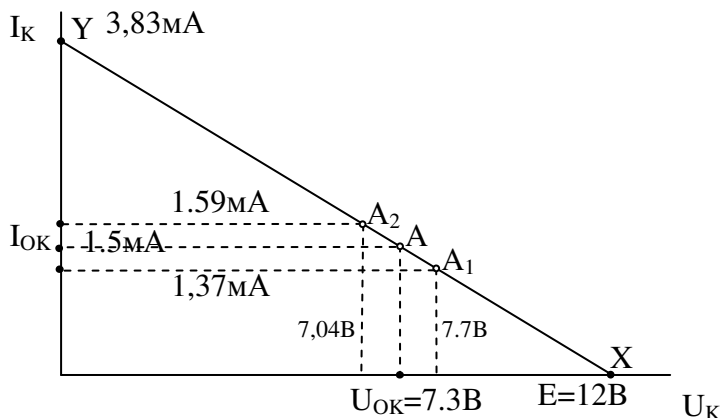


Рис.9 Нагрузочная линия и точки покоя по данным примеров 6 и 8.

*Рисунки 7 и 9 являются наглядной иллюстрацией автоматического смещения. Видно, почему при большом изменении параметра транзисторов h_{21} ток покоя коллектора I_{OK} меняется лишь на несколько процентов. В примере двукратное изменение h_{21} вызывает изменение тока покоя менее **10%**. Из *рис.7* видно, что увеличение h_{21} вызывает уменьшение тока базы, и это существенно препятствует пропорциональному h_{21} увеличению тока покоя коллектора. Одновременно с этим изменением тока базы изменяется и напряжение база-эмиттер, которое задаётся пересечением нагрузочной прямой с нелинейной статической характеристикой. В примерах расчётов это не было учтено и смещение везде было принято $U_{OB}=0,7\text{В}$.*

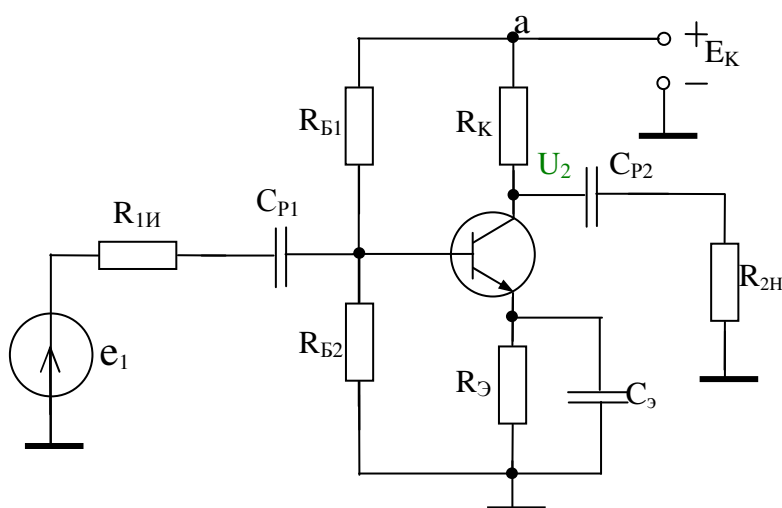
Нет никакой гарантии, что полученный в расчётах ток покоя I_{OB} , будет соответствовать на входной характеристике транзистора именно смещению в 0,7В. Корректнее было бы учитывать связь тока базы и напряжения на базе транзистора, используя формулу Эберса-Молла. Однако в этом случае не только усложняется математика, но, главное, требуется ещё не менее трёх параметров транзистора и зависимость h_{21} от тока базы. Получить необходимую информацию довольно трудно. Точность расчётов при этом возрастёт незначительно (если Вы не являетесь разработчиком интегральных микросхем). По этой причине можно считать используемую методику приемлемой в инженерной практике и учебном процессе. Правильность выбора U_{OB} и h_{21} легко проверить экспериментально.

Линия нагрузки для переменной составляющей

До сих пор мы строили линии нагрузки для постоянного тока. При подаче переменного сигнала на вход усилителя, кроме постоянного тока, через транзистор и элементы схемы протекает ещё и переменный ток. В подавляющем большинстве случаев пути прохождения переменного тока отличаются от путей прохождения постоянного тока. По этой причине нагрузка переменному току отличается от нагрузки постоянному току, а нагрузочная линия переменному току занимает иное положение, чем нагрузочная линия постоянному току.

Когда сигнал переменного напряжения подан на вход схемы, напряжения и токи изменяются по линии нагрузки для переменного тока. Линия нагрузки для переменного тока должна проходить через точку покоя А (U_{OK} ; I_{OK}), но её наклон определяется величиной сопротивления нагрузки переменному току $R_{H\sim}$.

На *рис.10* показана принципиальная схема каскада транзисторного усилителя с автоматическим смещением и эмиттерной стабилизацией.



Элемент $R_{1и}$ отражает внутреннее сопротивление источника сигнала e_1 , R_{2H} – сопротивление внешней нагрузки.

Рис.10 Принципиальная схема усилительного каскада с ОЭ.

Входной переменный сигнал e_1 поступает на базу транзистора через разделительный конденсатор C_{P1} , а выходной сигнал U_2 поступает в нагрузку через разделительный конденсатор C_{P2} , который не пропускает постоянную составляющую в R_{2H} . Конденсатор большой емкости $C_э$ шунтирует эмиттерный резистор для того, чтобы на эмиттере не появилось переменное напряжение. Без $C_э$ коэффициент усиления упадет из-за отрицательной ОС, поскольку переменное напряжение на резисторе $R_э$ вычитается из входного сигнала и на вход транзистора б-э поступает меньшее напряжение $U_{б-э} = U_б - U_э$.

Для анализа усилителей на переменном токе используются эквивалентные схемы, в которых все точки, имеющие неизменяемый потенциал по постоянному току, рассматриваются как имеющие нулевой потенциал для переменной составляющей. В области средних частот, на которых и принято строить нагрузочную линию переменному току, влияние конденсаторов на работу схемы можно не учитывать, т.е. можно считать, что все конденсаторы имеют большую ёмкость, являются идеальными и для переменной составляющей представляют короткозамкнутую цепь, а для постоянной составляющей – разомкнутую. Вследствие этого на эквивалентной схеме для переменного тока (рис.11а) $R_{1и}$ соединен с базой, а $R_{2н}$ – с коллектором транзистора, эмиттер соединён с общим проводом (заземлён) благодаря конденсатору $C_э$, который имеет большую величину ёмкости, а следовательно, практически нулевое сопротивление переменному току.

Источники питания постоянного тока обычно обладают большой ёмкостью, которая для переменного сигнала представляет короткозамкнутую цепь. Вследствие нулевого сопротивления источника питания E_k переменному току, точка “а” соединяется с общим проводом.

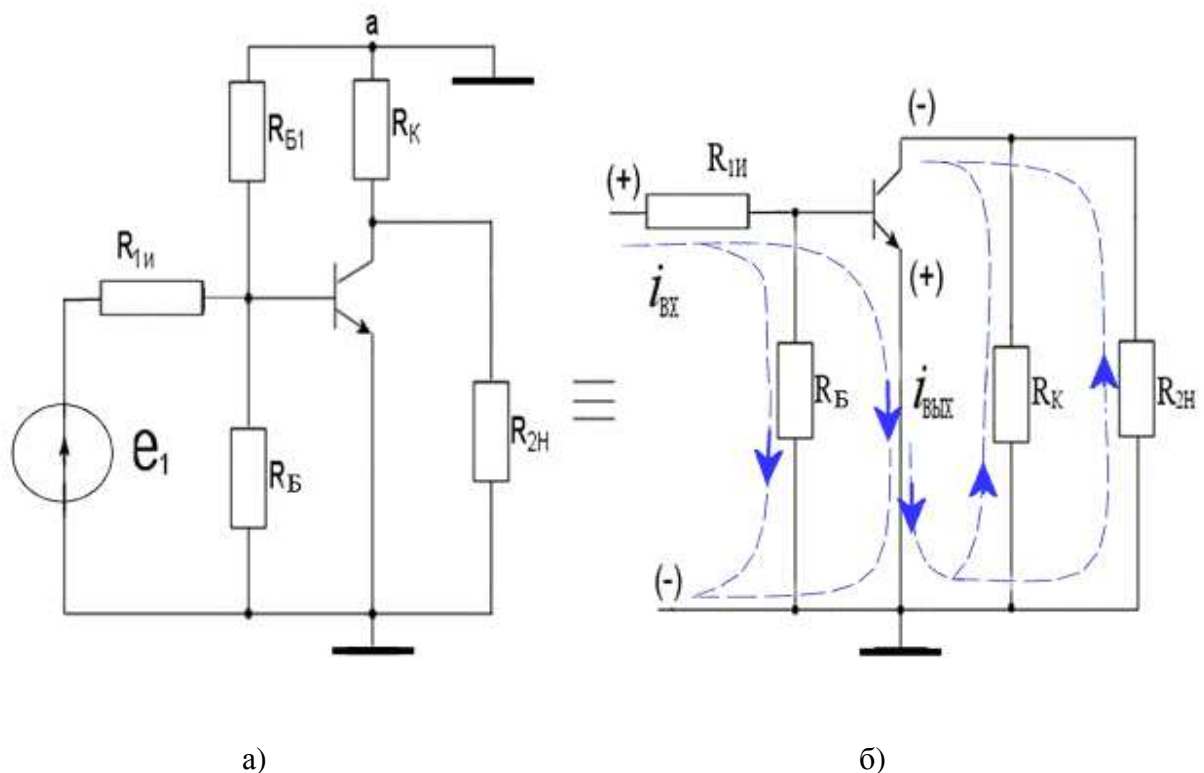


Рис.11 Эквивалентная схема для переменного тока усилителя с ОЭ, выполненного по схеме рис.10

На эквивалентной схеме рис.11б показаны пути прохождения входного переменного тока $i_{вх}$ и пути прохождения выходного переменного тока

вых. В выходной цепи переменная составляющая коллекторного тока проходит через сопротивление R_k и сопротивление внешней нагрузки R_{2H} . Эти сопротивления включены параллельно и образуют эквивалентное сопротивление нагрузки переменному току $R_{H\sim} = R_k \cdot R_{2H} / (R_k + R_{2H})$. Оно и определяет наклон нагрузочной линии переменному току. Поскольку сопротивление нагрузки переменному току $R_{H\sim}$ меньше сопротивления нагрузки постоянному току $R_{H\equiv} = R_k + R_{2H}$, нагрузочная линия переменному току пройдет через точку покоя с большей крутизной, чем нагрузочная линия постоянному току.

Уравнение для нагрузочной линии переменному току может быть получено из алгебраического выражения для наклонной линии вида $y - y_1 = m(x - x_1)$, где x_1, y_1 – точки на линии, а m – её наклон. Для схемы на биполярном транзисторе это уравнение удобно представить в виде $I_{OK} - i_{k1} = (U_{OK} - u_{k1}) / R_{H\sim}$.

Через приращение тока коллектора $\Delta i_k = I_{OK} - i_{k1}$ выражаем приращение напряжения $\Delta u_k = U_{OK} - u_{k1}$ и получаем уравнение нагрузочной линии переменному току $\Delta i_k R_{H\sim} = -\Delta u_k$.

Пример 9

На рис.8 изображена нагрузочная линия постоянному току при $R_k = 2 \text{ кОм}$, $R_{2H} = 1,12 \text{ кОм}$ и указана точка покоя А с координатами $U_{OK} = 7,3 \text{ В}$, $I_{OK} = 1,5 \text{ мА}$. Построить нагрузочную линию для переменного тока при сопротивлении внешней нагрузки $R_{2H} = 3 \text{ кОм}$.

Решение:

Определяем эквивалентное сопротивление нагрузки выходному переменному току $R_{H\sim} = R_k \cdot R_{2H} / (R_k + R_{2H}) = 2 \text{ кОм} \cdot 3 \text{ кОм} / (2 + 3) \text{ кОм} = 1,2 \text{ кОм}$. Линия нагрузки переменному току должна проходить через точку покоя А и иметь наклон $\Delta i_k / \Delta u_k = -1 / R_{H\sim}$.

Выбирая Δi_k или Δu_k найдём координаты другой точки, через которую пройдет нагрузочная линия переменному току.

Расчет:

Вариант 1. Задаем приращение тока коллектора.

Пусть $\Delta i_k = 1 \text{ мА}$, тогда $\Delta u_k = -\Delta i_k \cdot R_{H\sim} = -1 \text{ мА} \cdot 1,2 \text{ кОм} = -1,2 \text{ В}$

Координаты точки А' на нагрузочной линии переменному току:

$I'_k = I_{OK} + \Delta i_k = 1,5 \text{ мА} + 1 \text{ мА} = 2,5 \text{ мА}$,

$U'_k = U_{OK} + \Delta u_k = 7,3 \text{ В} - 1,2 \text{ В} = 6,1 \text{ В}$.

Вариант 2. Задаем приращение коллекторного напряжения.

Пусть $\Delta U_K = 1,2\text{В}$, тогда $\Delta I_K = -\Delta U_K / R_{H\sim} = -1,2\text{В} / 1,2\text{кОм} = -1\text{мА}$.

Координаты точки **A''**:

$U''_K = U_{OK} + \Delta U_K = 7,3\text{В} + 1,2\text{В} = 8,5\text{В}$; $I''_K = I_{OK} + \Delta I_K = 1,5\text{мА} - 1,0\text{мА} = 0,5\text{мА}$.

Нагрузочную линию переменному току можно провести через точку покоя **A** и любую из двух других **A'** или **A''**.

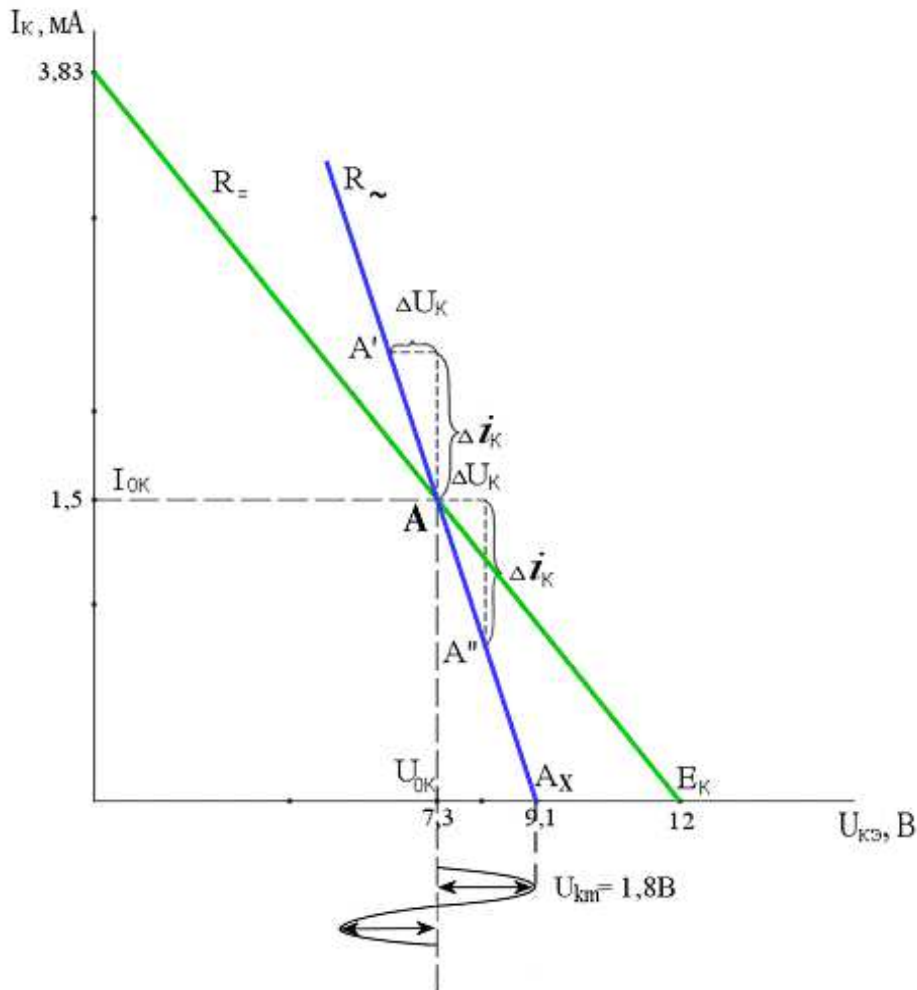


Рис.12 Линии нагрузки для постоянного и переменного тока по данным *примеров 5,6,9*.

Построение:

Таким образом, если ток i_K увеличится на 1 мА и будет равен 2,5мА, то U_K уменьшится на 1,2В и будет равно 6,1В. Точка **A'** с координатами $U_K = 6,1\text{В}$, $i_K = 2,5\text{мА}$ является одной из точек, принадлежащих линии нагрузки для переменного тока. Соединив эту точку с точкой покоя **A**, получим нагрузочную линию для переменного тока (*рис.12*).

Нагрузочную линию переменному току можно построить также соединив точку покоя **A** с точкой **A''** с координатами ($U_K = 8,5\text{В}$; $I_K = 0,5\text{мА}$).

Заметим, что линия нагрузки переменному току задаёт размах наибольшего переменного напряжения на коллекторе транзистора. Точка **Ах** имеет координаты:

$$U_{k(x)} = U_{ок} + \Delta U_k = U_{ок} + \Delta I_{ок} \cdot R_{н\sim} = 7,3В + 1,5мА \cdot 1,2кОм = 9,1В ; I_k = 0.$$

Размах сигнала $U_{km} = U_{кх} - U_{ок} = 9,1 - 7,3 = 1,8В$. В данном случае ограничение амплитуды сигнала произойдет в точке **Ах**. При малой величине напряжения покоя $U_{ок}$ на коллекторе транзистора ограничение может возникать слева (при $U_k = 0$). При проектировании оконечных каскадов приходится решать задачу выбора точки покоя, чтобы получить максимальное неискажённое напряжение сигнала (слева и справа).

Литература

1. Войшвилло Г.В. Усилительные устройства: Учебник для вузов – М.: Радио и связь. 1983
2. Головин О.В., Кубицкий А.А. Электронные усилители: Учебник для техникумов связи. – М.: Радио и связь, 1983
3. Павлов В.Н., Ногин В.Н. Схемотехника аналоговых электронных устройств : Учебник для вузов – М.: Горячая линия – Телеком, 2001
4. Гринфилд Дж. Транзисторы и линейные ИС: Руководство по анализу и расчёту: пер. с английского – М.: Мир. 1992
5. Мурадян А.Г и др. Усилительные устройства – М.: Связь, 1976
6. Валенко В.С. Полупроводниковые приборы и основы схемотехники электронных устройств /Под ред. А.А.Ровдо – М.: Издательский дом «Додека XXI» 2001
7. Бойко В.И и др. Схемотехника электронных систем : Аналоговые и импульсные устройства – СПб.: БХВ-Петербург. 2004
8. Захаров И.А. Электроника в технике почтовой связи: Учебник для вузов – М.: Радио и связь, 1995