

3. Пример расчета курсовой работы

Расчет производится по методике, изложенной в [5].

Исходные данные:

Выходная мощность в нагрузке: $P_h = 13 \text{ Вт}$;

Сопротивление нагрузки: $R_h = 10 \text{ Ом}$;

Внутреннее сопротивление источника сигнала: 2 кОм ;

Диапазон рабочих частот: $120 \div 35000 \text{ Гц}$;

Коэффициент температурной нестабильности: $S = 3$;

ЭДС источника сигнала: 10 мВ ;

Глубина регулировки усиления: $\pm 10 \text{ dB}$;

Диапазон температур: $\pm 50 \text{ }^{\circ}\text{C}$;

4. Выходной каскад усилителя

В качестве выходных каскадов (усилителей мощности) широкое применение получили как трансформаторные, так и бестрансформаторные усилители [1]. Современные усилители небольшой мощности выполняют по бестрансформаторной схеме, что позволяет уменьшить габариты, массу, стоимость и расширить полосу пропускания устройства (рис. 6).

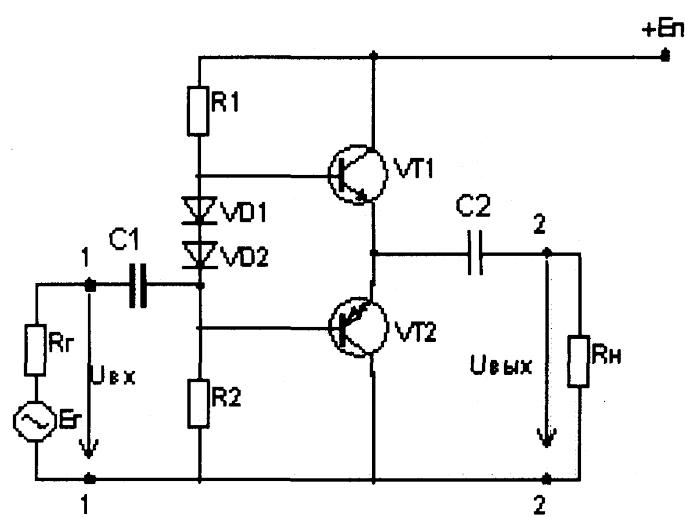


Рис. 6. Каскад по схеме с общим эмиттером (ОЭ)

Так как выходные каскады являются основными потребителями энергии источников питания, они работают в режиме класса В или класса АВ, обеспечивая высокий КПД. При этом для уменьшения нелинейных искажений применяют двухтактные схемы. Такие схемы выполняют на комплементарных транзисторах; схема представляет собой соединение двух эмиттерных повторителей, работающих на общую нагрузку R_h . Режим по постоянному току, соответствующий режиму работы класса АВ, обеспечивается делителем R_1 -VD- R_2 . Сопротивление диода создает необходимое напряжение по постоянному току между базами транзисторов VT1 и VT2, а также выполняет функции элемента схемы термокомпенсации.

Исходные данные:

$P_h=13 \text{ Bm}$, $R_h=10 \text{ Om}$. Транзисторы выбираются по допустимой мощности рассеяния на коллекторе P_{kdon} и максимальной амплитуде коллекторного тока I_{kmax} :

$$P_{kdon} \geq (0.25...0.3)P_h;$$

$$P_{kdon} \geq (3.25...3.9) \text{ Bm}.$$

$$I_{kmax} \geq \sqrt{\frac{2P_h}{R_h}};$$

$$I_{kmax} \geq 1.6 \text{ A}.$$

На основе этих условий выбираем комплементарную пару:

KT817B (Si n-p-n; $\beta = 25...45$; $I_{kmax} = 3 \text{ A}$; $P_{kmax} = 25 \text{ Bm}$);

KT816B (Si n-p-n; $\beta = 25...40$; $I_{kmax} = 3 \text{ A}$; $P_{kmax} = 25 \text{ Bm}$).

Напряжение источника питания находим из условий:

$$2U_{K\Theta max} \geq E_\Pi \geq 2(U_{naч} + U_{mh}); \quad U_{naч} = 1 \text{ B}; \quad U_{mh} = \sqrt{2P_h R_h} = 16 \text{ B};$$

$$120 \geq E_\Pi \geq 34.$$

Выбираем $E_n = 40 \text{ В}$.

На выходной характеристике транзистора построим нагрузочную прямую по двум точкам (рис. 7 а):

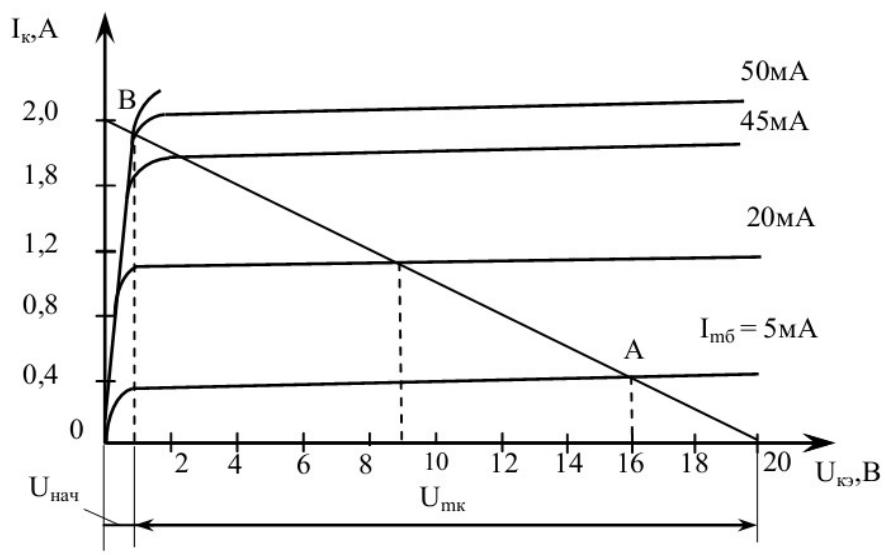
$$U_{K3} = E_{\pi} / 2 = 20 \text{ В}; \quad I_{mH} = E_{\pi} / 2R_h = 2 \text{ А.}$$

Из входной, выходной и сквозной характеристиках определяем следующие значения:

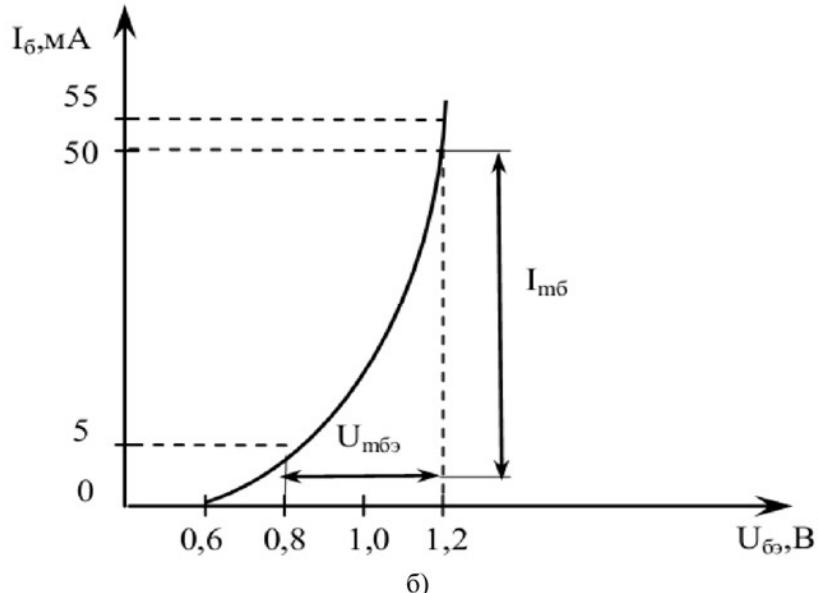
$$I_{6n} = 5 \text{ мА}, \quad U_{63n} = 0.83 \text{ В}, \quad I_l = 1.85 \text{ А} = I_{mH},$$

$$I_{kn} = 0.4 \text{ А}, \quad U_{m63} = 0.37 \text{ В}, \quad I_2 = 1.15 \text{ А.}$$

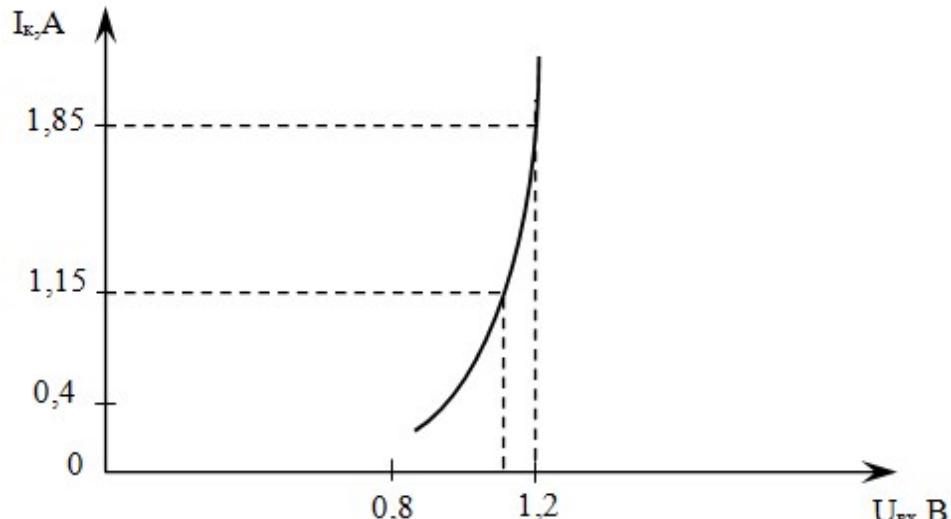
$$U_{K3n} = 16 \text{ В}, \quad I_{m6} = 45 \text{ мА},$$



a)



б)



в)

Рис. 7. Динамические характеристики
(а – выходная, б – входная, в – сквозная)

Глубина обратной связи:

$$F = 1 + g_{21}R_h = 1 + \frac{I_{mh}}{U_{m\bar{b}\bar{b}}} R_h = 51,$$

где g_{21} – усредненная крутизна характеристики транзистора, $g_{21} = \frac{I_{mh}}{U_{m\bar{b}\bar{b}}}$.

Сопротивления резисторов R_1 и R_2 принимают равными:

$$R_1 = R_2 = \frac{E_n - 2U_{\delta\varphi n}}{2I_D} = 767 \text{ } \Omega,$$

где $I_D \geq (2...5)I_{\delta n} = 25 \text{ mA}$ – ток делителя, определяемый по вольтамперной характеристике диода.

Выбираем резисторы из стандартного ряда: $R_1 = R_2 = 750 \text{ } \Omega$.

Входное сопротивление каскада:

$$R_{ex} = \frac{FR_D}{(F + g_{11}R_D)} = 199 \text{ } \Omega,$$

где $R_D = \frac{R_1}{2} = 375 \text{ } \Omega$ – сопротивление делителя по переменному току,

$$g_{11} = \frac{I_{m\delta}}{U_{m\delta\omega}} = 0.12 \frac{A}{B} - \text{усредненная входная проводимость транзистора.}$$

Амплитуда напряжения и тока входного сигнала каскада:

$$U_{m\delta x} = \frac{U_{mu}}{K_0} = 19.4 \text{ } B, I_{m\delta x} = \frac{U_{m\delta x}}{R_{\delta x}} = 97 \text{ } mA.$$

Коэффициент усиления напряжения выходного каскада:

$$K_0 = \frac{g_{21}R_H}{1 + g_{21}R_H} = 0.98.$$

Емкость разделительного конденсатора:

$$C_P = \frac{\sqrt{(M_H^2)^{-1} - 1}}{2\pi f_H R_H} = 132 \text{ } \mu\Phi,$$

где $M_H = 0.707$ – коэффициент частотных искажений.

5. Эмиттерный повторитель напряжения

Эмиттерный повторитель напряжения (ЭПН) представляет собой усилительный каскад (УК) на биполярном транзисторе (БПТ) с общим коллектором. ЭПН обладает малым выходным сопротивлением и высоким входным сопротивлением. В связи с этим такой каскад часто применяют в качестве согласующего, который включают между низкоомной нагрузкой, являющейся, например, выходным каскадом усилителя, и каскадом предварительного усилителя [2]. Базовая схема ЭПН и его эквивалентная схема приведены на рис. 8.

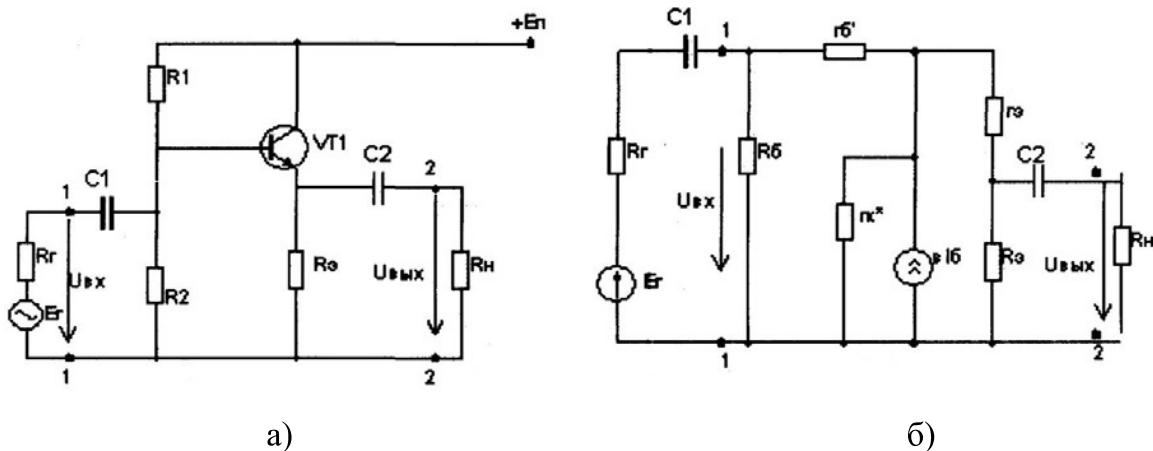


Рис. 8. Эмиттерный повторитель (а – принципиальная, б – эквивалентная схемы)

В схеме ЭПН выходное напряжение, снимаемое с эмиттера транзистора, близко по значению входному напряжению и совпадает с ним по фазе. Резистор R_g в схеме с ЭПН выполняет ту же функцию, что и резистор R_k в УК с общим эмиттером – создание изменяющегося напряжения в выходной цепи за счет протекания в ней тока, управляемого по выходной цепи базы. Конденсаторы C_1 и C_2 – разделительные, предназначены для пропускания переменной составляющей сигнала. Резисторы R_1 и R_2 предназначены для задания режима покоя каскада. Задаваемое смещение обеспечивает протекание коллекторного тока в течение полного периода входного сигнала. Резисторы R_1 и R_2 выбраны так, что в отсутствие входного сигнала потенциал базы равен примерно половине напряжения источника питания. Точку покоя устанавливают так, чтобы на выходе формировался максимально симметричный сигнал (без ограничений и срезов). Это зависит от соотношения сопротивления плеч делителя R_1-R_2 .

Высокое входное сопротивления является одним из важнейших преимуществ каскада с ЭПН. Высокое R_{ex} требуется в случае применения каскада в качестве согласующего звена при работе от источника входного сигнала, имеющего большое внутреннее сопротивление.

Исходные данные:

$$R_h = 199 \text{ } \Omega, U_{mn} = 8 \text{ } V, I_{mh} = 66 \text{ } mA.$$

Выбираем транзистор:

$$P_h = \frac{U_{\text{вых}}^2}{R_h} = 1.89 \text{ } Bm.$$

$$P_{kmax} \geq (0.25 \dots 0.3) P_h \geq (0.47 \dots 0.567) \text{ } Bm.$$

$$I_{kmax} \geq \sqrt{\frac{2P_h}{R_h}} \geq 138 \text{ } mA.$$

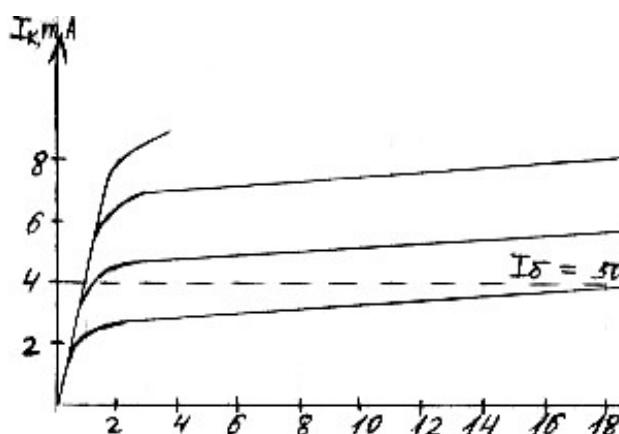
Выбор: KT503A (Si n-p-n $\beta = 40 \dots 120$, $I_{kmax} = 300 \text{ } mA$, $P_{kmax} = 0.5 \text{ } Bm$).

Точки покоя устанавливают так, чтобы на выходе формировался максимально симметричный сигнал (без ограничений и срезов). Это зависит от соотношения сопротивлений плеч делителя R_1-R_2 .

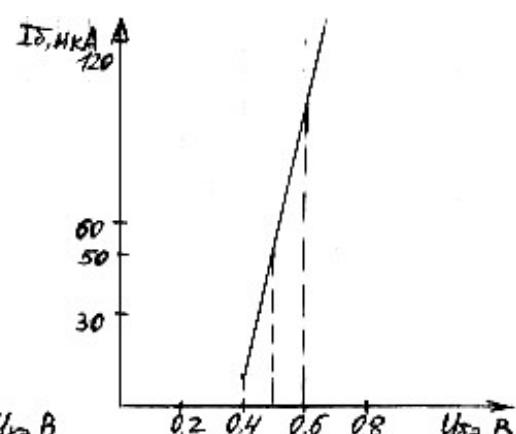
Из входной и выходной характеристик (рис. 9) определяем следующие значения:

$$I_{\delta n} = 50 \text{ } \mu A, I_{kn} = 4 \text{ } mA,$$

$$U_{\delta_{\text{вн}}} = 0.5 \text{ } V, U_{\text{вн}} = U_{\text{вх}} = 20 \text{ } V, \beta = 40.$$



a)



б)

Рис. 9. Выходная (а) и входная (б) характеристики транзистора KT503A

Сопротивление R_s :

$$R_s = \frac{U_{\text{en}}}{I_{kn}} = 5000 \text{ } \Omega.$$

Сопротивление входной цепи транзистора:

$$R_{\text{exvt}} = (1 + \beta) \frac{R_s R_n}{R_s + R_n} = 7847 \text{ } \Omega.$$

Сопротивления плеч делителя R_1 - R_2 найдем из следующих условий:

$$R_\delta = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = (5 \dots 10) R_{\text{exvt}} = 5 R_{\text{exvt}} = 39230 \text{ } \Omega;$$

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{U_{R1}}{U_{R2}} = 0.95,$$

где:

$$U_{R2} = U_{\text{en}} + U_{\delta\text{en}} = 20.5 \text{ } V,$$

$$U_{R1} = E_n - U_{R2} = 19.5 \text{ } V.$$

Получим:

$$R_2 = 80061 \text{ } \Omega,$$

$$R_1 = 76058 \text{ } \Omega.$$

Условие температурной стабилизации выполняется: $\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \ll \beta R_s$,

$$39.23 \text{ } k\Omega \ll 200 \text{ } k\Omega$$

Далее рассчитываем входное сопротивление каскада:

$$R_{\text{ex}} \approx \frac{R_1 R_2 R_{\text{exvt}}}{R_1 R_2 + R_2 R_{\text{exvt}} + R_1 R_{\text{exvt}}} = 6533 \text{ } \Omega.$$

Выходное сопротивление каскада несложно получить, рассматривая эквивалентную схему (рис. 8 б) со стороны выходных зажимов:

$$R_{\text{вых}} = [R_s \| r_s + (r_\delta' + R_r \| R_1 \| R_2)] / (1 + \beta) = R_s \| r_s.$$

Поскольку значение r_s невелико, то выходное сопротивление каскада мало. Это свойство ЭПН используют, когда необходимо согласовать выходную цепь усилителя с низкоомной нагрузкой.

Коэффициент усиления напряжения находится по выражению:

$$K = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{I_2(R_2 || R_n)}{IR_{\text{вх}}} = \frac{R_{\text{выхт}}}{R_e + R_{\text{вх}}} = 0.95;$$

$$R_T = 1500 \dots 2500 = 1700 \text{ Ом}.$$

Значения разделительных емкостей C_1 и C_2 [3]:

$$C_1 = \frac{M_{\kappa 1}}{2\pi f_u (R_e + R_{\text{вх}}) \sqrt{1 - M_{\kappa 1}^2}} = 3.3 \cdot 10^{-7} \Phi;$$

$$C_2 = \frac{M_{\kappa 2}}{2\pi f_u (R_2 + R_n) \sqrt{1 - M_{\kappa 2}^2}} = 5.3 \cdot 10^{-7} \Phi;$$

$$M_{\kappa 1} = M_{\kappa 2} = 0.80 \dots 0.97 = 0.9.$$

6. Расчет второго каскада предварительного усиления [4]

Усиливаемый сигнал от источника сигнала E_T (рис. 10) в базовую цепь транзистора подается через разделительный конденсатор C_1 .

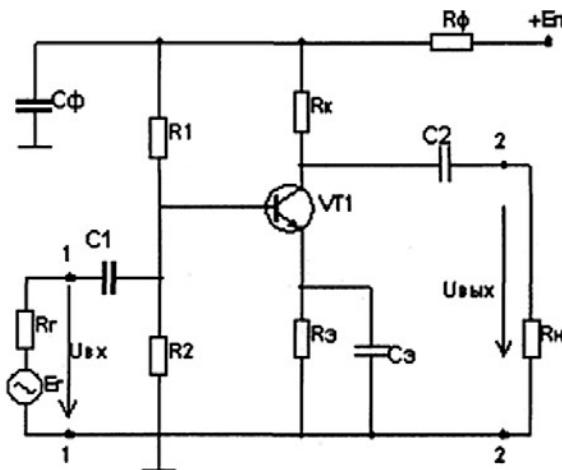


Рис. 10. Второй каскад предварительного усилителя

Сопротивление R_k является коллекторной нагрузкой. С него усиленное переменное напряжение через разделительный конденсатор C_2 подается в нагрузку R_n , (при последовательном включении УК нагрузкой является входное сопротивление следующего каскада).

Рассмотрим назначение элементов схемы УК.

Конденсаторы C_1 и C_2 – разделительные, назначение которых – отделить переменный усиливающий сигнал от постоянных напряжений и токов, действующих внутри схемы. Конденсатор C_1 исключает шунтирование входной цепи каскада цепью источника входного сигнала по постоянному току, что позволяет, во-первых, исключить протекание постоянного тока по цепи $E_n-R_r-R_l$ и, во-вторых, обеспечить независимость напряжения U_{6n} в режиме покоя от внутреннего сопротивления R_Γ источника E_Γ . Конденсатор C_2 не пропускает постоянную составляющую выходного сигнала в нагрузку.

Делитель напряжения R_1-R_2 предназначен для установления рабочей точки транзистора в состоянии покоя. Положение рабочей точки должно обеспечивать режим А работы УК. В зависимости от соотношения между плечами делителя R_1-R_2 на базу транзистора подает определенное напряжение $U_{6\Theta n}$ в состоянии покоя, которое в свою очередь определяет ток базы покоя I_{6n} .

Резистор R_3 осуществляет последовательную ООС по постоянному току, которая обеспечивает стабилизацию положения рабочей точки на вольтамперных характеристиках транзистора при воздействии на УК внешних дестабилизирующих факторов.

Расчет каскада по постоянному току

Расчет усилительного каскада производится раздельно по постоянному и переменному токам. Целью расчета по постоянному току является определение положения рабочей точки на характеристиках транзистора и ее температурную стабильность. Расчет по переменному току заключается в определении основных динамических параметров,

коэффициентов усиления напряжения, тока, мощности каскада и динамической крутизны. Поскольку характеристики транзистора нелинейные, то единой методики расчета УК не существует. Каскады, работающие при большом уровне сигнала, рассчитываются графоаналитическим методом с использованием вольт-амперной характеристики (ВАХ) транзистора, а УК с малым уровнем сигнала – аналитическим методом, который основан на использовании эквивалентных схем транзистора. Условно сигнал считается малым, если его амплитуда не превышает 15...20% постоянного значения напряжения в рабочей точке.

Исходные данные:

$$R_h = 6533 \text{ } \Omega, U_{mu} = 19 \text{ } V.$$

Пусть коэффициент усиления каскада $K = 40$.

Выбираем транзистор:

$$P_h = \frac{U_{mu}^2}{R_h} = 55 \text{ } mW;$$

$$I_{kndon} \geq (1.2 \dots 1.6) \frac{U_{mu}}{R_h} + (0.3 \dots 0.5) 10^{-3} \geq (0.0038 \dots 0.0052) \text{ } A.$$

Выбор: КТ503Б (Si n-p-n; $\beta = 80 \dots 240$; $I_{Kmax} = 300 \text{ mA}$; $P_{Kmax} = 0.5 \text{ W}$).

Из входной и выходной характеристик транзистора (рис. 11) определяем следующие значения:

$$I_{\delta n} = 40 \text{ } \mu A, I_{kn} = 6 \text{ } mA,$$

$$U_{\delta n} = 0.6 \text{ } V, U_{kn} = 9 \text{ } V, \beta = 140.$$

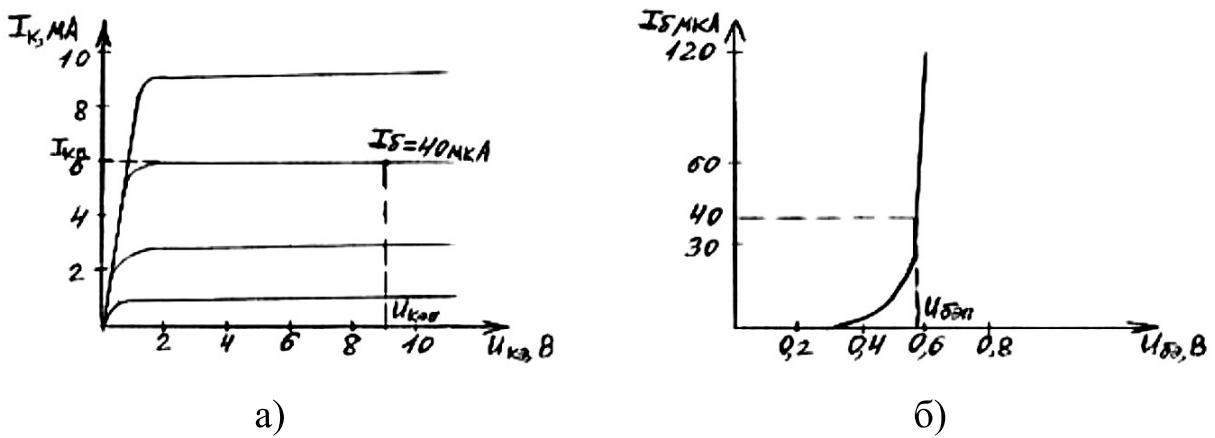


Рис. 11. Выходная (а) и входная (б) характеристики транзистора КТ503Б

Примем падение напряжения на сопротивлении фильтра:

$$U_{R\phi} = (0.1 \dots 0.2)E_n = 6 \text{ В},$$

где $E_n \geq \frac{2U_{kn}}{(0.8 \dots 1.0)} \geq 18$, $E_n = 40$.

Находим напряжение, подводимое к делителю:

$$U_\delta = E_n - U_{R\phi} = 34 \text{ В}.$$

Расчет элементов, обеспечивающих рабочий режим транзистора:

Коэффициент температурной нестабильности $S = 3$.

Сопротивление входной цепи транзистора:

$$R_{exvt} = r'_\delta + (1 + \beta)r_9 = (100 \dots 200) + (1 + \beta)\varphi_T / I_{kn} = 810 \text{ Ом},$$

где $\varphi_T = 0,026 \text{ В}$ – тепловой потенциал.

Найдем R_δ :

$$R_\delta = R_1 \parallel R_2 = (5 \dots 10)R_{exvt} = 6R_{exvt} = 4860 \text{ Ом}.$$

Определяем значение R_9 :

$$R_9 = \frac{R_\delta}{S-1} = 2430 \text{ Ом}.$$

Находим значения R_1 и R_2 :

$$R_1 = \frac{U_\delta R_\delta}{I_{kn} R_9} = 11333 \text{ Ом};$$

$$R_2 = \frac{R_l R_o}{R_l - R_o} = 8509 \text{ } Om.$$

Напряжение базы $U_{\delta n}$ в состоянии покоя:

$$U_{\delta n} = U_{\delta \vartheta n} + I_{\vartheta n} R_o \approx I_{kn} R_o \approx 14.58 \text{ } B.$$

Определяем ток в цепи делителя базы:

$$I_\delta = \frac{U_{\delta n}}{R_2} = 0.00017 \text{ } A.$$

Ток I_δ должен в (2...5) раз превышать $I_{\delta n}$.

Сопротивление R_ϕ фильтра находим по формуле:

$$R_\phi = \frac{U_{R_\phi}}{I_{kn} + I_\delta} = 972 \text{ } Om.$$

Для нахождения R_k применим 2-й закон Кирхгофа к выходной цепи коллектора:

$$R_k = \frac{(E_n - U_{R_\phi} - U_{\kappa \vartheta n} - I_{kn} R_o)}{I_{kn}} = 1323 \text{ } Om.$$

Расчет номинальных значений емкостей:

Емкость C_ϕ определяется из условия получения необходимой фильтрации питающего напряжения:

$$C_\phi = \frac{\Phi_n}{2\pi f_n R_\phi} = 8 \cdot 10^{-5} \Phi,$$

где $f_n = 100 \text{ Гц}$ – частота пульсаций.

Расчет значений емкостей C_1 , C_2 и C_o производится по формулам:

$$C_1 = \frac{M_{\kappa 1}}{2\pi f_n (R_e + R_{ex}) \sqrt{1 - M_{\kappa 1}^2}} = 1.3 \cdot 10^{-6} \Phi.$$

$$C_2 = \frac{M_{\kappa 2}}{2\pi f_n (R_k + R_\phi) \sqrt{1 - M_{\kappa 2}^2}} = 3.6 \cdot 10^{-7} \Phi.$$

$$C_o = \frac{(1 + \beta) M_{\kappa o}}{2\pi f_n (R_e + R_{ex}) \sqrt{1 - M_{\kappa o}^2}} = 1.8 \cdot 10^{-4} \Phi,$$

где $M_{\kappa_1} = M_{\kappa_2} = 0.80 \dots 0.97 = 0.9$

$$R_{ex} = \frac{R_1 R_2 R_{exvt}}{R_1 R_2 + R_2 R_{exvt} + R_1 R_{exvt}} = 694 \text{ Ом.}$$

$$R_e = 1500 \dots 2500 = 1700 \text{ Ом.}$$

7. Расчет динамических параметров усилительного каскада [5]

Эквивалентная схема замещения каскада представлена на рис. 12.

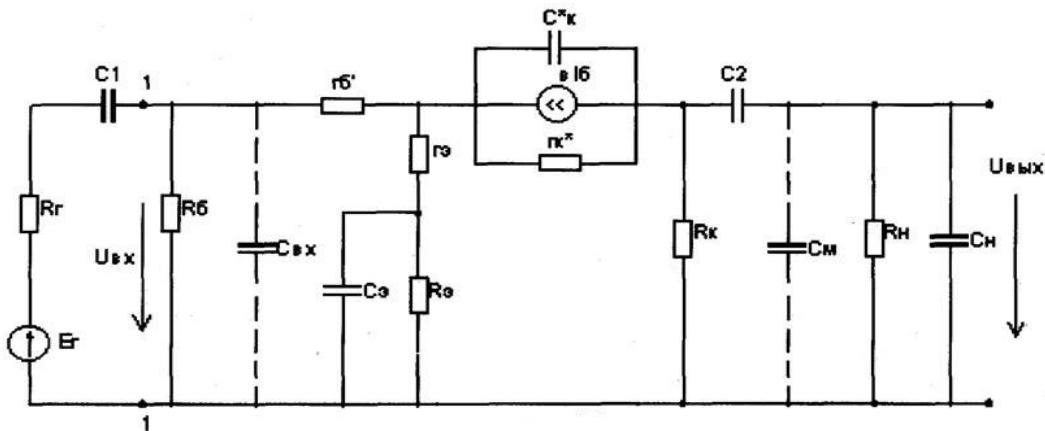


Рис. 12. Эквивалентная схема УК

Динамическими параметрами УК являются коэффициенты усиления напряжения, тока и мощности, входное и выходное сопротивления, крутизна усиления. Эти параметры рассматриваются на основе анализа эквивалентной схемы УК для переменных составляющих токов и напряжений. Полная эквивалентная схема замещения каскада содержит следующие элементы: C_{ex} – емкость входной цепи УК, C_m – емкость монтажа, C_h – емкость нагрузки, $R_6 = R_1 \parallel R_2$; транзистор замещен Т-образной схемой замещения (элементы r'_6 , r_3 , r_k^* , C_k^* и β_{I6}); зажимы «плюс» и «минус» источника питания E_n закорочены по переменной составляющей. Обычно емкость C_ϕ выбирается такой, чтобы ее сопротивление на самой низкой рабочей частоте было близко к нулю и закорачивало резистор R_ϕ . Поэтому цепочки $R_\phi - C_\phi$ на схеме нет.

Для упрощения анализа и расчетных соотношений принято рассматривать работу усилительного каскада раздельно в области средних, низких и высоких частот.

Анализ УК в области средних частот

На средних частотах (в центральной области полосы пропускания усилителя) сопротивление емкостей C_b , C_2 и C_3 близко к нулю, а сопротивление паразитных емкостей C_{ex} , C_m , а также емкостей C_k^* и C_h велико. Поэтому ветви схемы рис.12 с C_b , C_2 и C_3 могут быть закорочены, а ветви с C_{ex} , C_m , C_k^* и C_h – разомкнуты.

Входное сопротивление каскада равно параллельному соединению R_{exvt} и R_δ :

$$R_{exvt} = R_{exvt} \parallel R_\delta = 694 \text{ } Om .$$

Выходное сопротивление каскада:

$$R_{вых} = \frac{U_{вых,xx}}{I_{вых,k3}} = R_k \parallel r_k^* \approx R_k \approx 1737 \text{ } Om .$$

Коэффициент усиления напряжения каскада найдем из формулы:

$$K_U = \frac{\beta\gamma_k R_{kh} R_{ex}}{(R_e + R_{ex}) R_{exvt}} = 69 ,$$

$$\text{где } R_{kh} = \frac{R_k R_u}{R_k + R_u} = 1372 \text{ } Om .$$

Коэффициент усиления тока и мощности:

$$K_I = \beta\gamma_k \frac{R_k}{R_k + R_u} \frac{R_e}{R_e + R_{ex}} = 17 ,$$

$$K_P = K_I K_U = 1173 .$$

Анализ УК в области низких частот

В области низких частот следует учесть влияние на параметры каскада разделительных конденсаторов C_l и C_2 и емкости в цепи

эмиттера C_3 . При правильном выборе параметров цепочки R_ϕ - C_ϕ ее влияние на частотную характеристику в области низких частот мало и в данном случае не рассматривается. Эквивалентная схема усилителя в области низких частот (НЧ) получается из схемы (рис. 12) путем включения емкостей C_1 , C_2 и C_3 и исключения емкости C_k *

При переходе к более низким частотам возрастают сопротивления емкостей C_1 , C_2 и C_3 , что приводит к уменьшению токов I_b и I_h и напряжения $U_{вых}$. Параметры каскада зависят от частоты. Проанализируем изменения лишь основного показателя коэффициента усиления. С целью упрощения расчетов влияние каждой из указанных выше емкостей рассмотрим отдельно.

Влияние емкости C_1 (положим $C_2 = C_3 = \infty$).

Коэффициент усиления каскада в комплексном виде составит:

$$K_{h1} = \beta\gamma_k \frac{R_{kh}}{(R_e + R_{ex})} \frac{1}{1 + 1/j\omega C_1} = \frac{K}{1 + 1/j\omega\tau_{h1}} = \frac{69}{1 + 1/j\omega\tau_{h1}},$$

где $\tau_{h1} = C_1(R_e + R_{ex}) = 3.1 \cdot 10^{-3} c$ – постоянная времени входной цепи.

Влияние емкости C_2 (положим $C_1 = C_3 = \infty$).

Коэффициент усиления каскада в комплексном виде составит:

$$K_{h2}(j\omega) = \frac{\dot{U}_{вых}}{\dot{E}_e} = \frac{\beta\gamma_k R_{kh}}{(R_e + R_{ex})[1 + 1/j\omega C_2(R_k + R_h)]} = \frac{K}{1 + 1/j\omega\tau_{h2}} = \frac{69}{1 + 1/j\omega\tau_{h2}},$$

где $\tau_{h2} = C_2(R_k + R_h) = 3 \cdot 10^{-3} c$ – постоянная времени выходной цепи.

Влияние емкости C_3 (положим $C_1 = C_2 = \infty$).

Коэффициент усиления каскада в комплексном виде составит:

$$K_{h3}(j\omega) = \frac{K}{1 + \frac{(1 + \beta\gamma_k)R_3}{j\omega C_3(R_e + R_{ex})}} = \frac{K}{1 + 1/j\omega\tau_{h3}} = \frac{69}{1 + 1/j\omega\tau_{h3}},$$

где $\tau_{h3} = \frac{C_3(R_e + R_{ex})}{(1 + \beta\gamma_k)} = 3.1 \cdot 10^{-3} c$ – постоянная времени эмиттерной цепи.

Таким образом, рассмотрев влияние конденсаторов C_1 , C_2 и C_3 раздельно, установили, что каждый уменьшает коэффициент усиления каскада с понижением частоты, причем структура формул одинакова.

При совместном действии рассмотренных емкостей структура формулы коэффициента усиления также не изменится:

$$K_{n3}(j\omega) = \frac{K}{1+1/j\omega\tau_n} = \frac{69}{1+1/j\omega\tau_n},$$

где τ_n – эквивалентная постоянная времени каскада в области низких частот:

$$\begin{aligned}\frac{1}{\tau_n} &= \frac{1}{\tau_{n1}} + \frac{1}{\tau_{n2}} + \frac{1}{\tau_{n3}}; \\ \tau_n &= \frac{\tau_{n1}\tau_{n2}\tau_{n3}}{\tau_{n1}\tau_{n2} + \tau_{n1}\tau_{n3} + \tau_{n2}\tau_{n3}} = 1.02 \cdot 10^{-3} \text{ с.}\end{aligned}$$

Эти соотношения позволяют записать выражение для модуля коэффициента усиления и его фазы, которые используются для построения амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) и фазо-частотной характеристики (ФЧХ) усилителя в области низких частот:

$$K_n(\omega) = \frac{K}{\sqrt{1+(1/\omega\tau_n)^2}} = \frac{69}{\sqrt{1+(1/\omega\tau_n)^2}},$$

$$\varphi_n(\omega) = \arctg(1/\omega\tau_n).$$

K_n уменьшается при понижении частоты. Это приводит к появлению частотных искажений. Для их количественной оценки используют коэффициент частотных искажений:

$$M_n = \frac{K_n(\omega)}{K} = \frac{1}{\sqrt{1+(1/\omega\tau_n)^2}}.$$

На нижней граничной частоте ω_n коэффициент K_n уменьшается в $\sqrt{2}$ раз по сравнению с K . На частоте ω_n $M_n = 0.707$, а $\omega_n \tau_n = 1$. Отсюда

можно определить ω_h по заданному значению τ_h :

$$\omega_h = \frac{1}{\tau_h} = 980 \text{ Гц}.$$

Анализ УК в области высоких частот:

Уменьшение коэффициента усиления каскада в области высоких частот (ВЧ) определяется инерционностью транзистора. Эквивалентная схема усилителя для области ВЧ следует из рис. 12, если в последней учесть конденсатор C_k^* .

Найдем постоянную времени каскада в области ВЧ из выражения

$$(f_6=15000 \text{ Гц}), \omega_h \tau_h = 1. \text{ Откуда } \tau_e = \frac{1}{2\pi f_6} = 4.5 \cdot 10^{-6} \text{ с}.$$

Получаем искомое выражение для коэффициента усиления в области высоких частот:

$$K_e(j\omega) = \frac{69}{1 + j\omega\tau_e}.$$

Запишем выражения для АЧХ и ФЧХ усилителя в области высоких частот:

$$K_e(\omega) = \frac{K}{\sqrt{1 + (\omega\tau_e)^2}} = \frac{69}{\sqrt{1 + (\omega\tau_e)^2}},$$

$$\varphi_e(\omega) = -\arctg(\omega\tau_e).$$

Для количественной оценки высокочастотных искажений вводится коэффициент частотных искажений:

$$M_e = \frac{K_e(\omega)}{K} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega\tau_e)^2}}.$$

На верхней граничной частоте ω_e коэффициент K уменьшается в $\sqrt{2}$ раз по сравнению с K . На частоте $\omega_e M_e = 0.707$, а $\omega_e \tau_e = 1$.

При одновременном анализе усилителя во всем частотном диапазоне, т.е. по полной эквивалентной схеме, может быть получено

следующее выражение для коэффициента усиления модуля и фазы коэффициента частотных искажений:

$$K(j\omega) = \frac{K}{1 + 1/j\omega\tau_n + j\omega\tau_e} = \frac{K}{1 - j(1/\omega\tau_n - \omega\tau_e)},$$

$$\phi(\omega) = \arctg(1/\omega\tau_n - \omega\tau_e).$$

$$K(\omega) = \frac{K}{\sqrt{1 + (1/\omega\tau_n - \omega\tau_e)^2}} = \frac{69}{\sqrt{1 + (1/\omega\tau_n - \omega\tau_e)^2}}.$$

$$M = \frac{K(\omega)}{K} = \frac{1}{\sqrt{1 + (1/\omega\tau_n - \omega\tau_e)^2}}.$$

Графики АЧХ и ФЧХ УК2 в области ВЧ и НЧ (рис. 13):

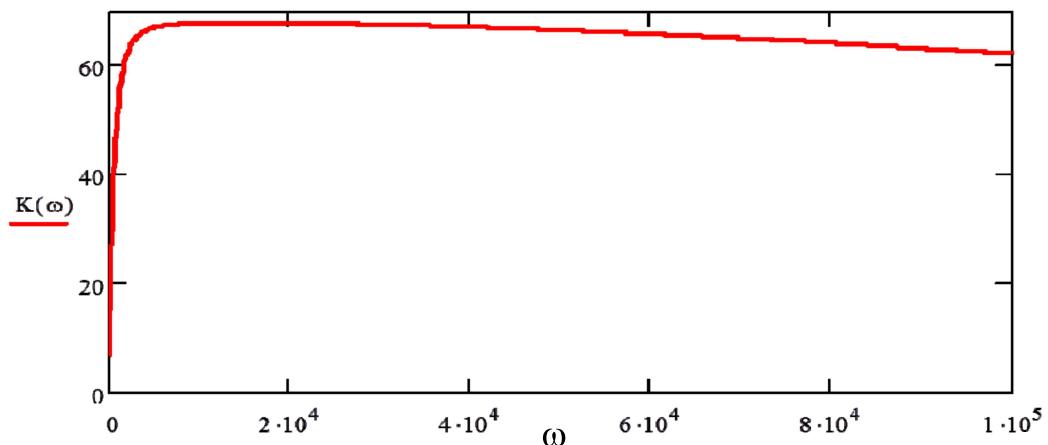


Рис. 13 а. График АЧХ в области ВЧ и НЧ УК2

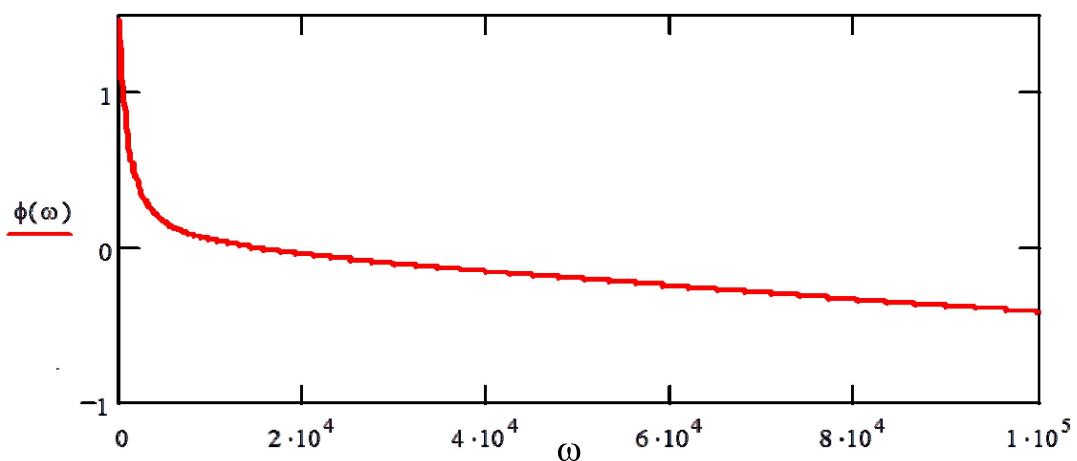


Рис. 13 б. График ФЧХ в области ВЧ и НЧ УК2

8. Расчет первого каскада предварительного усиления

Расчет каскада по постоянному току

Исходные данные:

$$R_h = 694 \text{ Ом},$$

$$U_{mn} = 0,3 \text{ В.}$$

Пусть коэффициент усиления каскада $K = 30$.

Выбираем транзистор:

$$P_n = \frac{U_{mn}^2}{R_h} = 0.13 \text{ мВт.}$$

$$I_{knodon} \geq (1.2 \dots 1.6) \frac{U_{mn}}{R_h} + (0.3 \dots 0.5) 10^{-3} \geq (0.0008 \dots 0.0012) \text{ А.}$$

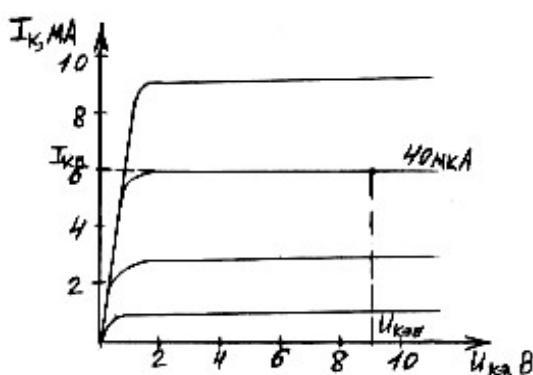
Выбор: КТ206Б (Si n-p-n, $\beta = 70 \dots 210$, $I_{Kmax} = 20 \text{ мА}$, $P_{Kmax} = 15 \text{ мВт}$).

Из входной и выходной характеристик транзистора (рис. 14) определяем следующие значения:

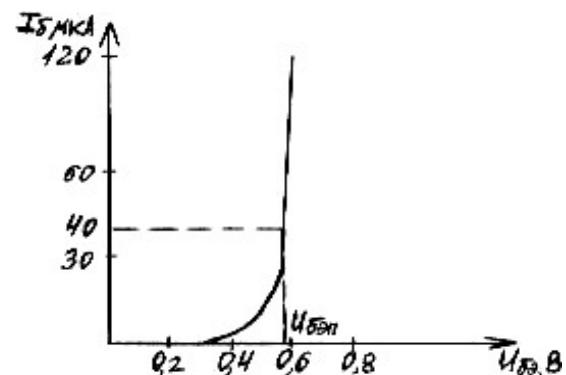
$$I_{bn} = 0.06 \text{ мА}, \quad U_{b\Theta n} = 0.55 \text{ В,}$$

$$I_{kn} = 5 \text{ мА}, \quad U_{k\Theta n} = 3.8 \text{ В.}$$

$$\beta = 85,$$



a)



б)

Рис. 14. Выходная (а) и входная (б) характеристики транзистора КТ206Б

Примем падение напряжения на сопротивлении фильтра:

$$U_{R\phi} = (0.1 \dots 0.2) E_n = 6 \text{ В}; \quad E_n = 40.$$

Находим напряжение, подводимое к делителю:

$$U_o = E_n - U_{R\phi} = 34 \text{ } B .$$

Расчет элементов, обеспечивающих рабочий режим транзистора:

Коэффициент температурной нестабильности $S = 3$.

Сопротивление входной цепи транзистора:

$$R_{exvt} = r_\delta + (1 + \beta) r_s = (100...200) + (1 + \beta) \frac{\varphi_m}{I_{kn}} = 630 \text{ } Om ,$$

где $\varphi_t = 0,026 \text{ } B$ – тепловой потенциал.

Найдем R_δ :

$$R_\delta = R_1 \parallel R_2 = (5...10) R_{exvt} = 7 R_{exvt} = 4410 \text{ } Om .$$

Определяем значение R_s :

$$R_s = \frac{R_\delta}{S - 1} = 2205 \text{ } Om .$$

Находим значения R_1 и R_2 :

$$R_1 = \frac{U_o R_\delta}{I_{kn} R_s} = 13600 \text{ } Om ,$$

$$R_2 = \frac{R_1 R_\delta}{R_1 - R_\delta} = 6526 \text{ } Om .$$

Напряжение базы $U_{\delta n}$ в состоянии покоя:

$$U_{\delta n} = U_{\delta\alpha n} + I_{\alpha n} R_s \approx I_{kn} R_s \approx 11.025 \text{ } B .$$

Определяем ток в цепи делителя базы:

$$I_o = \frac{U_{\delta n}}{R_2} = 0.0017 \text{ } A .$$

Ток I_o должен в (2...5) раз превышать $I_{\delta n}$.

Сопротивление R_ϕ фильтра находим по формуле:

$$R_\phi = \frac{U_{R_\phi}}{I_{kn} + I_\delta} = 896 \text{ } Om.$$

Для нахождения R_K применим 2-й закон Кирхгофа к выходной цепи коллектора:

$$R_K = \frac{E_n - U_{R_\phi} - U_{kn} - I_{kn} R_\phi}{I_{kn}} = 3835 \text{ } Om.$$

Расчет номинальных значений емкостей:

Емкость C_ϕ определяется из условия получения необходимой фильтрации питающего напряжения:

$$C_\phi = \frac{\Phi_n}{2\pi f_n R_\phi} = 8.9 \cdot 10^{-5} \text{ } \Phi,$$

где $f_n = 100 \text{ Гц}$ – основная частота пульсаций,

$\Phi_n = 20 \dots 75 = 50$ – коэффициент фильтрации, показывающий во сколько раз напряжение пульсаций ослабляется цепочкой фильтра $R_\phi - C_\phi$.

Расчет значений емкостей C_1 , C_2 и C_3 производятся по формулам:

$$R_{ex} = \frac{R_1 R_2 R_{exvt}}{R_1 R_2 + R_2 R_{exvt} + R_1 R_{exvt}} = 551 \text{ } Om;$$

$$C_1 = \frac{M_{\kappa 1}}{2\pi f_n (R_e + R_{ex}) \sqrt{1 - M_{\kappa 1}^2}} = 1.3 \cdot 10^{-6} \text{ } \Phi;$$

$$C_2 = \frac{M_{\kappa 2}}{2\pi f_n (R_\kappa + R_h) \sqrt{1 - M_{\kappa 2}^2}} = 6.6 \cdot 10^{-7} \text{ } \Phi;$$

$$C_3 = \frac{(1 + \beta) M_{\kappa 3}}{2\pi f_n (R_e + R_{ex}) \sqrt{1 - M_{\kappa 3}^2}} = 1.1 \cdot 10^{-4} \text{ } \Phi,$$

где $M_{\kappa 1} = M_{\kappa 2} = M_{\kappa 3} = 0.80 \dots 0.97 = 0.9$, $R_e = 1700 \text{ } Om$.

Расчет динамических параметров усиленного каскада:

Анализ УК в области средних частот

На средних частотах (в центральной области полосы пропускания усилителя) сопротивление емкостей C_l , C_2 и C_3 близко к нулю, а сопротивление паразитных емкостей C_{ex} , C_m , а также емкостей C_k^* и C_h велико. Поэтому ветви схемы рис.12, с C_l , C_2 и C_3 могут быть закорочены, а ветви с C_{ex} , C_m , C_k^* и C_h разомкнуты.

Входное сопротивление каскада равно параллельному соединению R_{exvt} и R_δ :

$$R_{exvt} = R_{exvt} \parallel R_\delta = 551 \text{ Ом}.$$

Выходное сопротивление каскада:

$$R_{b_{bx}} = \frac{U_{b_{bx},xx}}{I_{b_{bx},kz}} = R_k \parallel r_k^* \approx R_k \approx 3835 \text{ Ом}.$$

Коэффициент усиления напряжения каскада найдем из формулы:

$$K_U = \frac{\beta\gamma_k R_{kh} R_{ex}}{(R_e + R_{ex}) R_{exvt}} = 19, \text{ где } \gamma_k = 1.$$

Коэффициент усиления тока и мощности:

$$K_I = \beta\gamma_k \frac{R_k}{R_k + R_h} \frac{R_e}{R_e + R_{ex}} = 54;$$

$$K_P = K_I K_U = 1026.$$

Анализ УК в области низких частот.

В области низких частот следует учесть влияние на параметры каскада разделительных конденсаторов C_l и C_2 и емкости в цепи эмиттера C_3 . При правильном выборе параметров цепочки R_ϕ - C_ϕ ее влияние на частотную характеристику в области НЧ мало и в данном случае не рассматривается. Эквивалентная схема усилителя в области НЧ получается из схемы (рис. 12) путем включения емкостей C_l , C_2 и C_3 и исключения емкости C_k^* .

При переходе к более низким частотам возрастают сопротивления емкостей C_1 , C_2 и C_3 , что приводит к уменьшению токов I_b и I_h и напряжения $U_{вых}$. Параметры каскада зависят от частоты. Проанализируем изменения лишь основного показателя коэффициента усиления. С целью упрощения расчетов влияние каждой из указанных выше емкостей рассмотрим отдельно.

Влияние емкости C_1 (положим $C_2 = C_3 = \infty$).

Коэффициент усиления каскада в комплексном виде составит:

$$K_{h1}(j\omega) = \frac{\beta\gamma_k R_{kh}}{(R_e + R_{ex})} \frac{1}{1 + 1/j\omega C_1} = \frac{K}{1 + 1/j\omega\tau_{h1}} = \frac{19}{1 + 1/j\omega\tau_{h1}},$$

где $\tau_{h1} = C_1(R_e + R_{ex}) = 2.9 \cdot 10^{-3} c$ – постоянная времени входной цепи.

Влияние емкости C_2 (положим $C_1 = C_3 = \infty$).

Коэффициент усиления каскада в комплексном виде составит:

$$K_{h2}(j\omega) = \frac{\dot{U}_{вых}}{\dot{E}_e} = \frac{\beta\gamma_k R_{kh}}{(R_e + R_{ex})[1 + 1/j\omega C_2(R_k + R_n)]} = \frac{K}{1 + 1/j\omega\tau_{h2}} = \frac{19}{1 + 1/j\omega\tau_{h2}},$$

где $\tau_{h2} = C_2(R_k + R_n) = 3 \cdot 10^{-3} c$ – постоянная времени выходной цепи.

Влияние емкости C_3 (положим $C_1 = C_2 = \infty$).

Коэффициент усиления каскада в комплексном виде составит:

$$K_{h3}(j\omega) = \frac{K}{1 + \frac{(1 + \beta\gamma_k)R_3}{j\omega C_3 R_3 (R_e + R_{ex})}} = \frac{K}{1 + 1/j\omega\tau_{h3}} = \frac{19}{1 + 1/j\omega\tau_{h3}},$$

где $\tau_{h3} = \frac{C_3(R_e + R_{ex})}{(1 + \beta\gamma_k)} = 2.9 \cdot 10^{-3} c$ – постоянная времени эмиттерной цепи.

Таким образом, рассмотрев влияние конденсаторов C_1 , C_2 и C_3 отдельно, установили, что каждый уменьшает коэффициент усиления каскада с понижением частоты, причем структура формул одинакова.

При совместном действии рассмотренных емкостей структура формулы коэффициента усиления также не изменится:

$$K_{n_2}(j\omega) = \frac{K}{1+1/j\omega\tau_n} = \frac{19}{1+1/j\omega\tau_n},$$

где τ_n – эквивалентная постоянная времени каскада в области низких частот:

$$\frac{1}{\tau_n} = \frac{1}{\tau_{n1}} + \frac{1}{\tau_{n2}} + \frac{1}{\tau_{n3}},$$

$$\tau_n = \frac{\tau_{n1}\tau_{n2}\tau_{n3}}{\tau_{n1}\tau_{n2} + \tau_{n1}\tau_{n3} + \tau_{n2}\tau_{n3}} = 0.98 \cdot 10^{-3} \text{ с.}$$

Эти соотношения позволяют записать выражение для модуля коэффициента АЧХ усиления и его фазы, которые используются для построения и ФЧХ усилителя в области низких частот:

$$K_n(\omega) = \frac{K}{\sqrt{1+(1/\omega\tau_n)^2}} = \frac{19}{\sqrt{1+(1/\omega\tau_n)^2}};$$

$$\varphi_n(\omega) = \arctg(1/\omega\tau_n).$$

K_n уменьшается при понижении частоты. Это приводит к появлению частотных искажений. Для их количественной оценки используют коэффициент частотных искажений:

$$M_n = \frac{K_n(\omega)}{K} = \frac{1}{\sqrt{1+(1/\omega\tau_n)^2}}.$$

На нижней граничной частоте ω_n коэффициент K_n уменьшается в $\sqrt{2}$ раз по сравнению с K . На частоте ω_n $M_n = 0.707$, а $\omega_n\tau_n = 1$. Отсюда можно определить ω_n по заданному значению τ_n :

$$\omega_n = \frac{1}{\tau_n} = 1020 \text{ Гц}.$$

Анализ УК в области высоких частот

Уменьшение коэффициента усиления каскада в области высоких частот определяется инерционностью транзистора. Эквивалентная схема

усилителя для области ВЧ следует из рис. 12, если в последней учесть конденсатор C_k *.

Найдем постоянную времени каскада в области ВЧ из выражения ($f_e = 15000 \text{ Гц}$):

$$\omega_e \tau_e = 1; \quad \tau_e = \frac{1}{2\pi f_e} = 4.5 \cdot 10^{-6} \text{ с.}$$

Получаем искомое выражение для коэффициента усиления в области высоких частот:

$$K_e(j\omega) = \frac{19}{1 + j\omega\tau_e}.$$

Запишем выражения для АЧХ и ФЧХ усилителя в области высоких частот:

$$K_e(\omega) = \frac{K}{\sqrt{1 + (\omega\tau_e)^2}} = \frac{19}{\sqrt{1 + (\omega\tau_e)^2}},$$

$$\varphi_e(\omega) = -\arctg(\omega\tau_e).$$

Для количественной оценки ВЧ искажений вводится коэффициент частотных искажений:

$$M_e = \frac{K_e(\omega)}{K} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega\tau_e)^2}}.$$

На верхней граничной частоте ω_e коэффициент K_e уменьшается в $\sqrt{2}$ раз по сравнению с K . На частоте $\omega_e M_e = 0.707$, а $\omega_e \tau_e = 1$.

При одновременном анализе усилителя во всем частотном диапазоне, т.е. по полной эквивалентной схеме, может быть получено следующее выражение для коэффициента усиления усилителя, модуля и фазы коэффициента частотных искажений:

$$K(j\omega) = \frac{K}{1 + 1/j\omega\tau_n + j\omega\tau_e} = \frac{K}{1 - j(1/\omega\tau_n - \omega\tau_e)}, \quad \phi(\omega) = \arctg(1/\omega\tau_n - \omega\tau_e).$$

$$K(\omega) = \frac{K}{\sqrt{1 + (1/\omega\tau_n - \omega\tau_e)^2}} = \frac{19}{\sqrt{1 + (1/\omega\tau_n - \omega\tau_e)^2}}.$$

$$M(\omega) = \frac{K(\omega)}{K} = \frac{1}{\sqrt{1 + (1/\omega\tau_n - \omega\tau_e)^2}}.$$

Графики АЧХ и ФЧХ УК1 в области ВЧ и НЧ представлены на рис. 15.

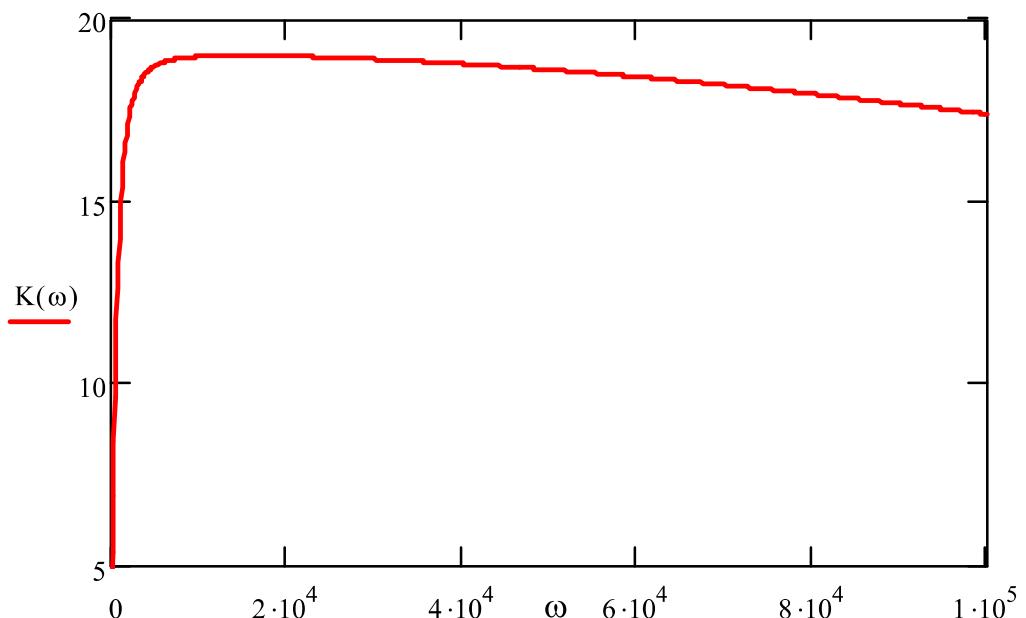


Рис. 15 а. График АЧХ на НЧ и ВЧ УК1

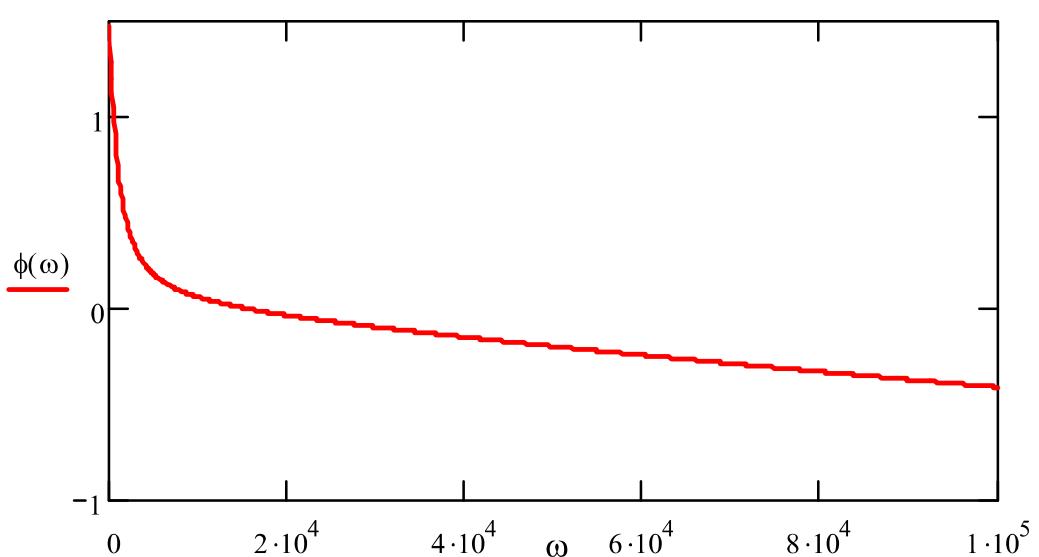


Рис. 15 б. График ФЧХ на НЧ и ВЧ УК1

Принципиальная схема усилителя изображена на рис. 16.

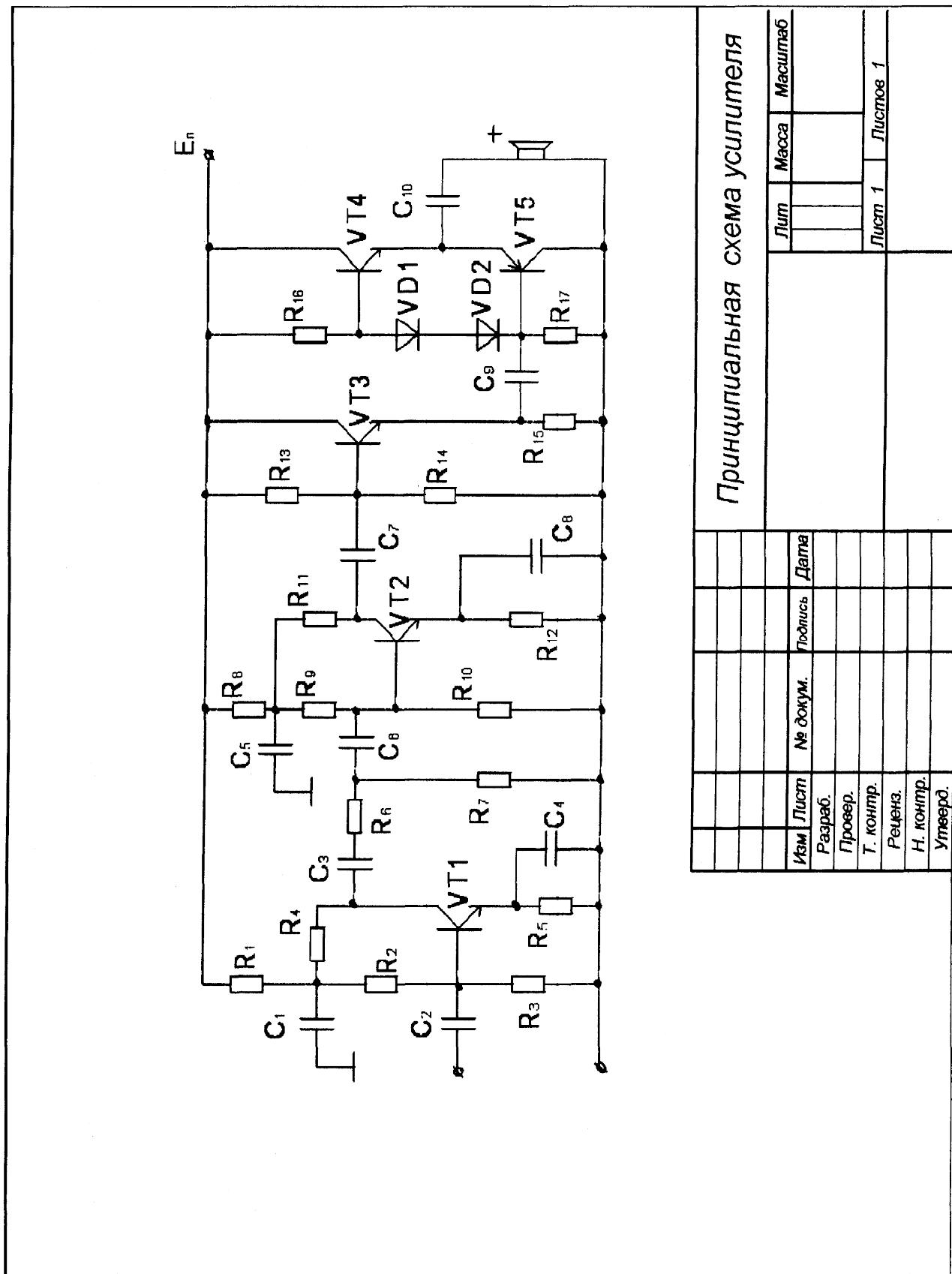


Рис. 16. Принципиальная схема усилителя

Заключение

В методических указаниях рассмотрен принцип работы многокаскадного усилителя на БПТ с расчетом каждого каскада и построением выходных и входных характеристик для каждого транзистора всех каскадов усилителя. Определены амплитудно-частотные характеристики каждого каскада. В связи с отсутствием в схеме усилителя частотно-зависимых элементов цепи обратной связи, можно вводить глубокую отрицательную обратную связь, что способствует значительному улучшению характеристик усилителя.