

**УЗБЕКСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ КОМИТЕТ СВЯЗИ И
ИНФОРМАТИЗАЦИИ РЕСПУБЛИКИ УЗБЕКИСТАН
ТАШКЕНТСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ ИНФОРМАЦИОННЫХ
ТЕХНОЛОГИЙ**

Курсовая работа
**«Расчет предварительного усилителя
телевизионной камеры»**

Выполнил:
Студент 3- курс
Группа 324-11
Ст:
Принял: Умаров.У

Ташкент 2014

План

Исходные данные	3
ВВЕДЕНИЕ.....	4
1 Выбор типа транзисторов.....	5
2 Определение величины сопротивления нагрузки.....	7
3 Расчет структурной схемы предварительного усилителя.....	8
4 Расчет принципиальной схемы ПУ	11
4.1 Расчет эмиттерного повторителя.....	11
4.2 Расчет усилительных каскадов на биполярном транзисторе.....	17
4.3 Расчет входного каскада предварительного усилителя	17
4.4 Коррекция частотных искажений входной цепи	21
Список литературы	28

Исходные данные

Номер вариант -10;

Тип передающей трубки ЛИ-407;

Искажения на f_{max} = 15%;

Уровень выходного сигнала = 0.8 В;

Ток сигнала передающей трубки = 0.06 мкА;

Выходная емкость трубки = 5 пФ;

Полоса частот, кГц- МГц= 50-4.5;

ВВЕДЕНИЕ

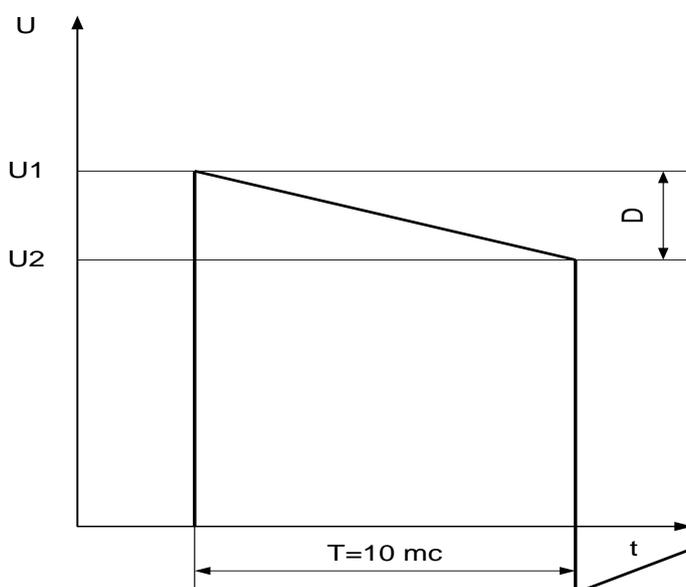
Когда выбрана подходящая антенна это не означает, что сигнал с неё будет достаточен для качественного просмотра. Существуют ещё потери сигнала в кабеле и элементах разводки (распределения сигнала на несколько потребителей). Поэтому, как правило, возникает необходимость в усилении этого сигнала.

Если сигнал/шум слишком мал, то никакое усиление не спасет вас от плохой картинки на экране. Ведь в этом случае вы усиливаете и сигнал, и шум одновременно. Незначительного улучшения качества сигнала можно добиться, применяя предварительные усилители, которые крепятся на мачте или в непосредственной близости от антенны.

1 Выбор типа транзисторов

Предварительный усилитель (ПУ) телевизионной передающей камеры является важным элементом тракта, существенно влияющим на качество изображения в телевизионном вещании. Усилитель должен работать в полосе частот от 50 Гц до 7.3 МГц. В прикладном телевидении эта полоса может быть иной. Особенностью ПУ является его способность усиливать слабые сигналы при наличии флуктуационных помех и различных наводок.

Для телевизионного вещания считается, что отношение сигнал/помеха (Ψ) более 33дБ дает отличное изображение, при $\Psi = 33\text{дБ}$ - хорошее, а при $\Psi = 27\text{дБ}$ - удовлетворительное.



$$D=(U_1-U_2)/U_1=0.05\dots 0.1$$

Рисунок 1

Передающие ТВ трубки с внутренним фотоэффектом создают ток сигнала в пределах $0.01 \div 0.06 \text{ мкА}$. При усилении столь малых сигналов следует, прежде всего, учитывать флуктуационные помехи (ФП). Основными источниками ФП являются передающая трубка и предварительный усилитель. ФП, возникающие в самих передающих трубках, невелики и поэтому считается, что результирующее отношение сигнал/помеха в основном определяется ПУ ТВ камеры. Таким образом, основным источником шумов будет нагрузка, с которой снимается сигнал, и первый каскад ПУ.

Найквист доказал теоретически, что сопротивление независимо от материала и от тока, протекающего по нему, создает на своих зажимах ЭДС шума, обусловленную тем, что электроны проводимости находятся в тепловом равновесии с атомами. Эти шумы создаются случайными флуктуациями и мощность их равномерно распределена в полосе частот. Эффективное напряжение этих шумов пропорциональна активной составляющей сопротивления и равна

$$U_{ш} = \sqrt{4kTR_n \Delta f_n}, \text{ (В) (1)}$$

где Δf_n - полоса пропускания устройства; R_n -величина сопротивления нагрузки

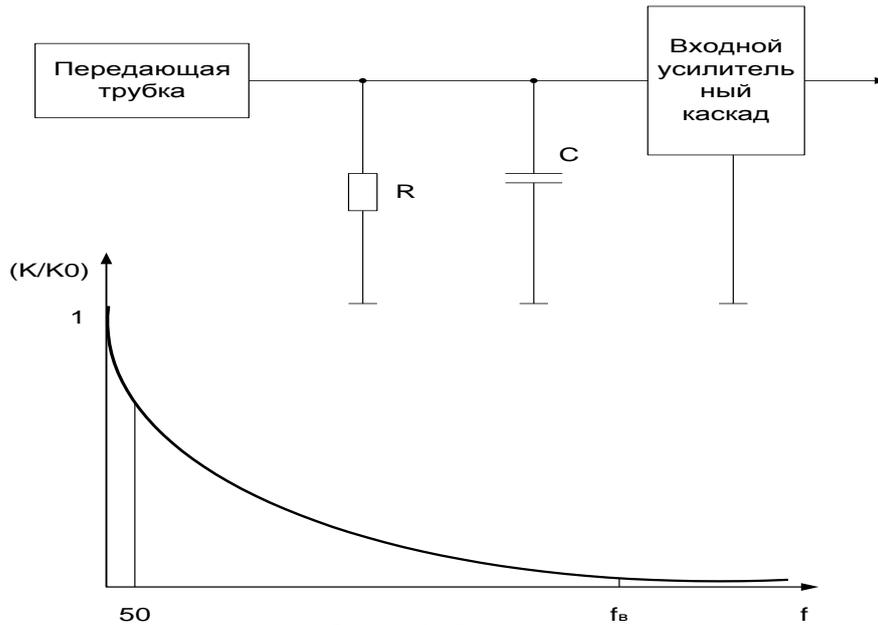


Рисунок 2 - Входная цепь

передающей ТВ трубки (ПТ), постоянная Больцмана $K=1.38 \cdot 10^{-23}$ Дж/град; Т-температура по шкале Кельвина. С другой стороны внутреннее сопротивление ПТ очень большое, порядка несколько десятков МОм. Поэтому при условии $R_n \ll R_i$ пт напряжение сигнала будет пропорциональна величине R_n , т.е. трубку можно рассматривать как генератор тока. Величина напряжения сигнала выделяемая на нем будет равна:

$$U_c = i_c \cdot R_n \quad (\text{В}) \quad (2)$$

Сравнение напряжения сигнала с напряжением шумов, создаваемым сопротивлением нагрузки, показывает, что с ростом R_n сигнал растет быстрее, чем шум, а, следовательно, увеличение R_n приводит к увеличению отношения сигнал/шум, (Ψ).

Но нагрузку R_n шунтирует емкость C_n (рисунок 2), состоящая из выходной емкости трубки - $C_{п.тр}$, емкости монтажа- C_m и входной динамической емкости первого транзисторного каскада усилителя - $C_{вх.тр}$, т.е.

$$C_n = C_{п.тр} + C_m + C_{вх.тр}$$

$$C_n = 7 + 7 + 5 = 19 \text{ пФ}$$

Заметим, что цепь нагрузки трубки $R_n C_n$ является входной цепью для предварительного усилителя.

С ростом R_n во входной цепи возникают значительные частотные искажения, определяемые формой

$$\left(\frac{K}{K_0} \right)_H = \frac{1}{\sqrt{1 + (2\pi f R_n C_n)^2}}, \quad (3)$$

$$(K/K_0)_H = 1/\sqrt{1 + (2 * 3,14 * 4.5 * 10^6 * 50 * 10^3 * 19 * 10^{-12})^2} = 0.04$$

где $(K/K_0)_H$ - относительный коэффициент передачи цепи нагрузки ПТ, а f - частота сигнала в рабочей полосе ПУ.

Следовательно, входное сопротивление первого усилительного каскада должно быть хотя бы на порядок выше, т.е. $0.5 \div 1.5$ (МОм). Таким большим входным сопротивлением обладает только полевой транзистор. Если к тому же использовать в качестве первого усилительного каскада каскадную схему (общий исток - общая база), то хорошая развязка выхода каскада от его входа позволяет минимизировать C_H , которое в этом случае примерно равно проходной $C_{зи}$ полевого транзистора. Поэтому выбрать полевой транзистор следует по принципу:

- малых шумов ($R_{ш} \cong 0.7/S$);
- маломощный, высокочастотный с $f_{гр.тр.} \geq 10f_{max}$;
- минимальная емкость затвор-исток ($C_{зи}$).

Берем полевой транзистор КП313А.

2 Определение величины сопротивления нагрузки

Из выше сказанного видно, что повысить соотношение сигнал/шум Ψ можно увеличением нагрузочного сопротивления трубки R_H до значения практически в 1000, 10000 раз превышающего сопротивление, при котором еще обеспечивается равномерность АЧХ на верхних частотах полосы пропускания ПУ. Этот способ повышения Ψ называется простой противозумовой коррекцией, предложенного Г.В. Брауде.

При работе с трубками типа видикон R_H обычно не превышает 100 (кОм), у плюмбиконов внутреннее сопротивление больше, что позволяет использовать сопротивление нагрузки до 1 (МОм). С помощью простой противозумовой коррекции удастся значительно, на $20 \div 30$ (дБ) повысить отношение сигнал/шум, это определяет её широкое использование в ПУ. При использовании противозумовой коррекции величина отношения сигнал/шум может быть найдена следующим образом /2/:

$$\Psi = \frac{i_C \cdot R_H}{2 \sqrt{\kappa T \cdot f_{max} \left[R_H + R_{ш} \left(1 + \left(2\pi f_{max} R_H C_H \right)^2 / 3 \right) \right]}} \quad (4)$$

При комнатной температуре $T = 300^0$ (или 27^0 C) величина множителя $\kappa T = 4.14 \cdot 10^{-21}$

Из этого выражения, при заданном соотношении Ψ (в раз), находится значение R_H . Здесь $R_{ш}$ - эквивалентное сопротивление шумов первого каскада усиления. Его величина определяется через крутизну проходной характеристики полевого транзистора,

$$R_{ш} = 0.7 / S, (\text{Ом}); S = \Delta I_C / \Delta U_{3И}, (\text{мА} / \text{В}).$$

$i_C=15\text{мА}$. Полевой транзистор КП313А имеет крутизну проходной характеристики $S=10\text{ (мА/В)}$, а $R_{ш}=70\text{ (Ом)}$. Примем $R_H=50\text{ кОм}$.

3 Расчет структурной схемы предварительного усилителя

Структурная схема предварительного усилителя представлена на рисунке 3. Здесь же приведены диаграммы коэффициентов передачи каждого блока. Напряжение входного сигнала с нагрузки трубки R_H подается на блок широкополосного усилителя 1 с равномерной частотной характеристикой в пределах заданной рабочей полосы. Блок 1 может содержать несколько усилительных каскадов, при этом первый каскад выполняется на полевом транзисторе. Значительная неравномерность цепи нагрузки ПТ, из-за наличия шунтирующей емкости C_H , корректируется на блоке 2. Схема корректирующей цепи ослабляет сигнал на нижних частотах во столько же раз, во сколько сигнал ослабляется на высоких частотах цепью $R_H C_H$. После цепи коррекции величина сигнала не должна быть меньше входного, чтобы не ухудшилось отношение сигнал/шум. В блоке 3 обеспечивается равномерное усиление сигнала в рабочем диапазоне частот до необходимой величины $U_{\text{вых}}$, (В).

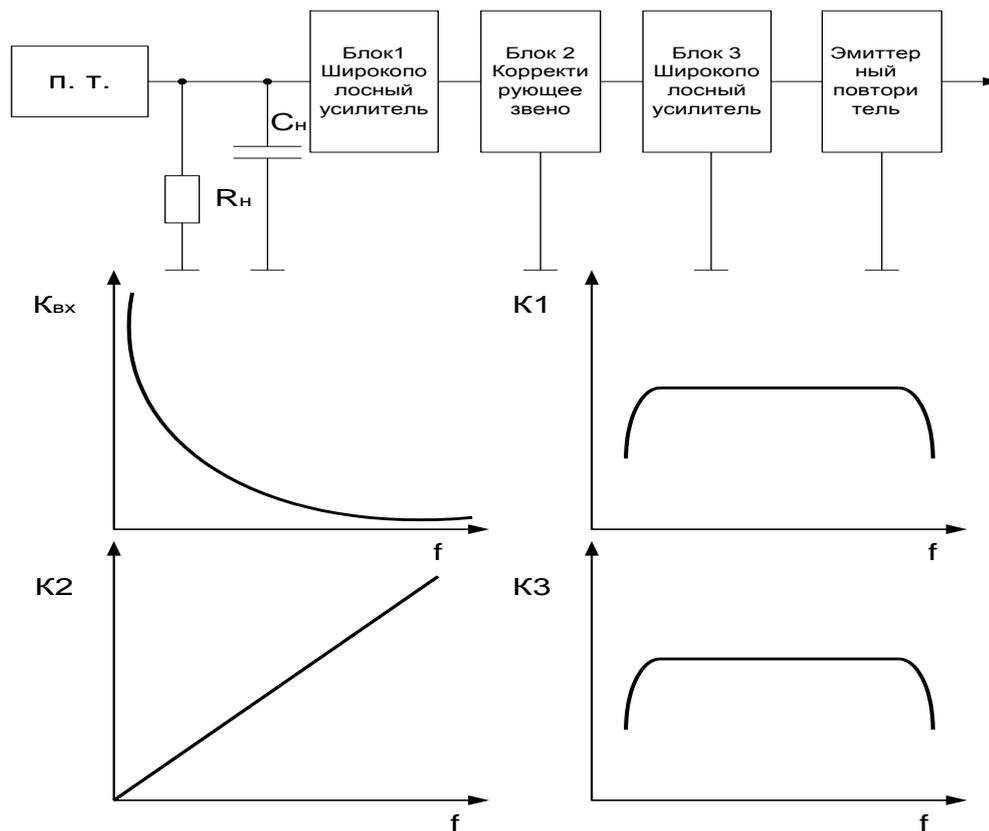


Рисунок 3 - Структурная схема усилителя

Обычно предварительный усилитель на выходе нагружен коаксиальным кабелем с волновым сопротивлением $Z_{\text{в}}=75\text{(Ом)}$, а выходное сопротивление ПУ составляет единицы кОм. Чтобы осуществить согласование и ослабить влияние последующих цепей на работу ПУ выходной каскад (блок 4) строится по схеме эмиттерного повторителя ЭП. Для согласования выходного сопротивления повторителя (оно в несколько раз меньше $Z_{\text{в}}$) и кабеля включают в схему согласующий резистор R_2 . Поэтому коэффициент передачи ЭП близок к $K_{\text{ЭП}} \cong 0.5$.

Как отмечалось, величина сигнала после корректирующей цепи не должна быть меньше входного, чтобы выдержать требуемое соотношение сигнал/шум. Обычно обеспечивается запас в два раза, т.е. коэффициент усиления сигнала блока 1 выбирается в два раза больше, чем это необходимо.

Итак, расчет структурной схемы предварительного усиления производится в следующей последовательности:

1. Находится коэффициент передачи цепи нагрузки ПТ на f_{\max} (коэффициент спада):

$$K_{СП} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega_{\max} \cdot R_H C_H)^2}} \quad (5)$$

$$K_{СП} = 1 / \sqrt{1 + (4.5 \cdot 10^6 \cdot 50 \cdot 10^3 \cdot 19 \cdot 10^{-12})^2} = 0.23$$

Коэффициент спада показывает, какую часть от $U_{вх}$ на $f = 1$ (МГц) составляет сигнал на частоте f_{\max} .

2. Определяется общий коэффициент усиления широкополосного усилителя, блок 1.

$$K_1 = \frac{2}{K_{СП} K_{КОР. \max}}, \quad (6) \quad K_1 = \frac{2}{0.23 \cdot 0.5} = 17.4$$

где $K_{кор. \max}$ - коэффициент передачи схемы коррекции входной цепи на частоте f_{\max} .

При использовании в качестве схемы коррекции входной цепи частотно-зависимого делителя, его коэффициент передачи на f_{\max} (как будет показано далее) равен

$$K_{кор. \max}(f_{\max}) = 0.5$$

Ранее уже отмечалось, что сигнал на выходе корректирующей цепи должен быть равен или превышать размах сигнала на входе ПУ, поэтому в числителе формулы (6) стоит множитель 2. Чтобы АЧХ после схемы коррекции была равномерной во всем рабочем диапазоне частот, схема коррекции должна ослаблять его в области нижних частот в $K_{сп}$ раз.

3. Рассчитывается коэффициент усиления широкополосного усилителя блок 3. Как отношение напряжения на входе эмиттерного повторителя к размаху видеосигнала на выходе корректирующей цепи ($U_{к.ц.}$). Если учесть, что коэффициент передачи по напряжению ЭП равен 0.5, тогда:

$$K_3 = U_{вх \text{ э.п.}} / U_{к.ц.} = 2U_{вых} / U_{кц} \quad (7)$$

$$U_{к.ц.} = 2U_C = 2i_C R_H; \quad K_3 = 2 \cdot 0.3 / (2 \cdot 50 \cdot 10^3 \cdot 0.3 \cdot 10^{-6}) = 20$$

4. Зная общие коэффициенты усиления блоков 1 и 2, теперь можно найти число транзисторных каскадов в каждом блоке. Здесь следует учесть:

-общее число каскадов $N_{тр}$, усиливающих сигнал должно быть нечетным, если сигнал на нагрузке трубки негативный, а на выходе ПУ он должен быть позитивным;

-при усилении видеосигнала коэффициент усиления одного каскада на биполярном транзисторе реально не превышает 10-15 раз.

Возьмем 3 транзисторных каскада.

5.Определение допуска на неравномерность АЧХ на f_{max} в каждом усилительном каскаде. Без учета эмиттерного повторителя, который практически не вносит искажений в АЧХ. В таблице №1 заданы искажения на f_{max} в процентах, т.е. задается ПУ допустимая неравномерность АЧХ на весь ПУ на верхней частоте рабочего диапазона – $M_{в}$ (%). Её можно априорно распределить равномерно по числу транзисторных каскадов в блоках 1 и 3:

$$M_{vi}(\%) = M_{в}(\%) / N_{ТР}, \quad (8)$$

$$M_{bi}(\%) = 15/3 = 5$$

где M_{vi} (%) - допустимая неравномерность АЧХ на f_{max} одного каскада; $N_{тр}$ - число усилительных каскадов в ПУ.

Поскольку определения основных элементов усилительных каскадов дается далее через относительный коэффициент усиления (К/К₀), а не через допустимую неравномерность $M_{в}$ (%),то связь между ними следующая:

$$(К/К_0) = 1 - M_{в}(\%) / 100$$

$$(К/К_0) = 1 - 15/100 = 0.85$$

Например: $M_{vi} \leq 10\%$, тогда $(К/К_0) \leq 0.9$; $M_{vi} \leq 2\%$, тогда $(К/К_0) \leq 0.98$.

6.Распределяются НЧ искажения, вызванные емкостями, связывающими отдельные каскады, если в усилителе используется резистивно - емкостная связь между каскадами. Максимальное число разделительных цепей равно общему числу каскадов усиления ПУ, включая эмиттерный повторитель. Искажения задаются допустимым сколом вершины симметричного прямоугольного импульса частоты 50 Гц, рисунок 1. Все другие виды импульсов, входящие в состав видеосигнала будут иметь меньшие НЧ искажения.

Допустимый скол плоской вершины импульса задан равным $\Delta \leq 5 \div 10\%$ на весь усилитель. Такая неравномерность яркости, обусловленная НЧ искажениями, глазом еще не замечается. Допуск на одну разделительную (емкость) цепь может быть найден простым соотношением:

$$\Delta_i \leq \frac{\Delta\%}{100 \cdot n_C}, \quad (9) \quad \Delta_i \leq \frac{10}{100 \cdot 4} = 0,025,$$

где n_c - число разделительных емкостей; Δ_i - допуск на скол плоской вершины в относительных единицах на одну разделительную емкость. Каскады, имеющие гальваническую связь, НЧ искажений не вносят.

Итак, расчет структурной схемы ПУ должен дать:

- общее число каскадов усиления;
- необходимый коэффициент усиления по напряжению каждого каскада;
- величину относительного коэффициента усиления каждого каскада на верхней частоте рабочего диапазона - $(K/K_0)i$;
- допуск на скол плоской вершины симметричного прямоугольного импульса частоты 50 Гц для каждой разделительной цепи - Δ_i .

4 Расчет принципиальной схемы ПУ

Расчет принципиальной схемы ПУ ведется также как и любых широкополосных усилителей, начиная с его выхода ко входу. Поэтому расчет должен начинаться с эмиттерного повторителя.

4.1 Расчет эмиттерного повторителя

Эмиттерный повторитель (рисунок 4) имеет большое входное сопротивление и малое выходное. Как правило, выходное сопротивление ЭП меньше волнового сопротивления коаксиального кабеля $Z_B = 75(\text{Ом})$. Это приводит к необходимости включать дополнительное согласующее сопротивление (R_2) и при расчетах учитывать резистивный делитель $Z_B/(R_2+Z_B)$. Тогда коэффициент передачи по напряжению ЭП можно записать так:

$$K_{\text{Э.П.}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} \cdot \frac{Z_B}{R_2 + Z_B} \quad (10)$$

Поэтому в предварительных расчетах следует полагать, что коэффициент передачи ЭП ~ 0.5 .

Прежде всего, задаются током ($I_{\text{э}}$) и напряжением ($U_{\text{хэ}}$) в рабочей точке, на статических характеристиках транзистора. Для этого вначале определяется размах тока видеосигнала на входе кабеля, рисунок 4.

$$I_{\text{к}\sim} = U_{\text{н}\sim} / Z_B, \text{ (mA)} \quad (11)$$

$$I_{\text{к}\sim} = 0,3/75 = 4 \text{ mA}$$

$U_{\text{н}\sim}$ - заданный размах напряжения сигнала в нагрузке ПУ. С учетом особенностей видеосигнала наличие средней составляющей задается током эмиттера в рабочей точке следующим образом:

$$I_{\text{э}0} \cong (1,3 \div 1,5) I_{\text{к}\sim}. \quad (12)$$

$$I_{\text{э}0} \cong 1,5 I_{\text{к}\sim} = 1,5 * 4 * 10^{-3} = 6 \text{ mA}.$$

Сопротивление в эмиттерной цепи ($R_{\text{э}}$) предохраняет транзистор от пробоя при отключении нагрузки, т.е. кабеля. Поэтому $R_{\text{э}} \gg R_2 // Z_B$ и обычно выбирается $300 \div 500$ (Ом). Тогда с учетом выражения (12) сопротивление будет равно:

$$R_2 = (0,3 \div 0,5) R_{\text{э}} - Z_B \quad (13)$$

$$R_2 = 0,4 * 400 - 75 = 85 \text{ Ом}$$

По выходным характеристикам транзистора находится значение напряжения в рабочей точке $U_{кэ0}$, учитывая: $I_{к0} \cong I_{э0} - I_{э0}/h_{21э}$. Где значение параметра $h_{21э}$ выбирается из справочников для заданного типа транзистора

$$h_{21э}=75. I_{к0} \cong 6 \cdot 10^{-3} - 6 \cdot 10^{-3}/75=5,92 \text{ мА.}$$

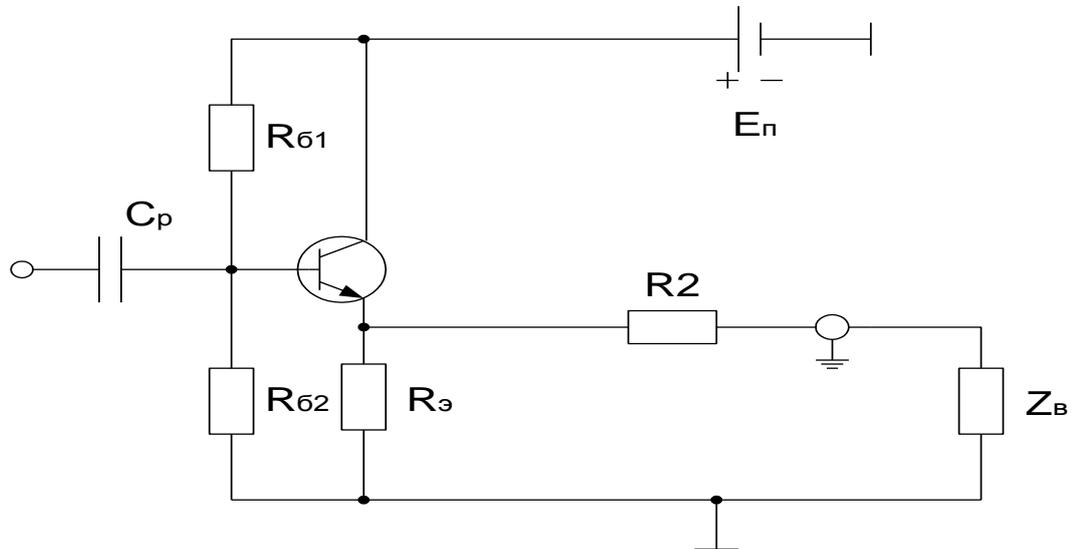


Рисунок 4 - Эмиттерный повторитель

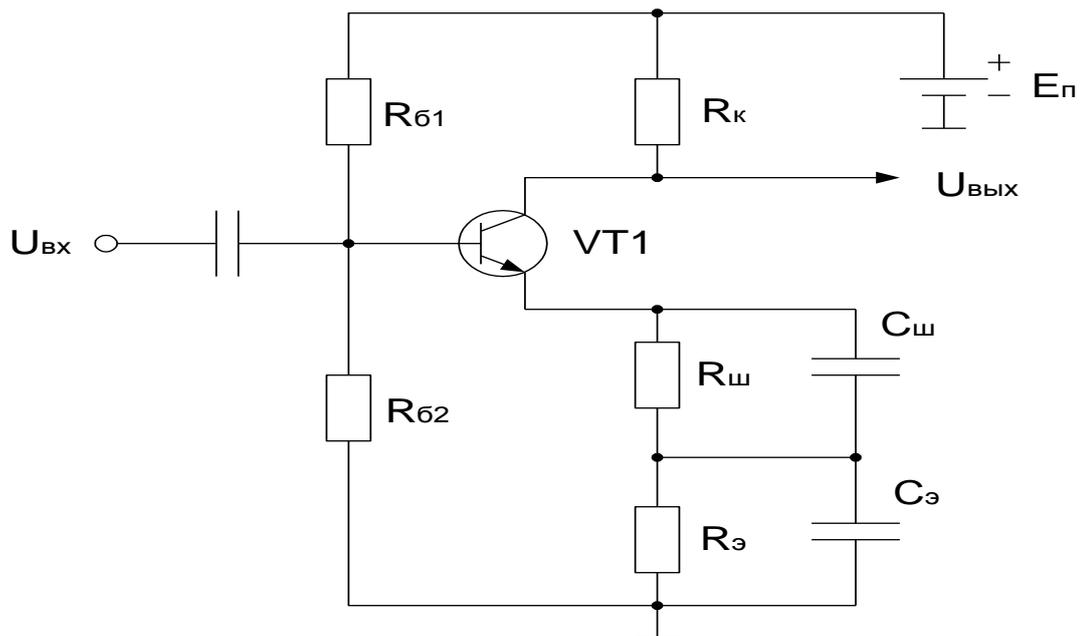


Рисунок 5 - Усилительный каскад на биполярном транзисторе

Для расчета делителя базы эмиттерного повторителя необходимо задаться током делителя базы. С целью обеспечения стабилизации рабочей точки в транзисторных каскадах полагают $I_{д} \geq (3 \div 10)I_{б0}$. Где значение $I_{б0}$ находится по входным характеристикам выбранного транзистора. $i_{б0}=0,2 \text{ мА}$; $U_{б0}=0,5 \text{ В}$, тогда $I_{д}=2 \text{ мА}$

$$R_{б2} = \frac{U_{б0} + I_{э0} \cdot \left(R_{э} \parallel \left(R_2 + Z_{в} \right) \right)}{I_{д}},$$

$$R_{\bar{\sigma}2} = \frac{0,5+6 \cdot 10^{-3} \cdot (400 \cdot (85+75) / (400+85+75))}{2 \cdot 10^{-3}} = 0,59 \text{ кОм}$$

$$R_{\bar{\sigma}1} = \frac{E_{\Pi} - U_{\bar{\sigma}0} - I_{\bar{\sigma}0} \cdot \left(R_{\bar{\sigma}} \parallel \left(R_2 + Z_{\bar{\sigma}} \right) \right)}{I_{\partial} + I_{\bar{\sigma}0}} \quad (14)$$

$$R_{\bar{\sigma}1} = \frac{12 - 0,5 - 6 \cdot 10^{-3} \cdot (400 \cdot (85+75) / (400+85+75))}{2 \cdot 10^{-3} + 0,2 \cdot 10^{-3}} = 4,91 \text{ кОм}$$

Теперь можно определить входное сопротивление эмиттерного повторителя

$$R_{BX} = r'_{\bar{\sigma}} + \left(r_{\bar{\sigma}} R_{\bar{\sigma}} \parallel \left(R_2 + Z_{\bar{\sigma}} \right) \right) (1 + h_{21\bar{\sigma}}), \quad (15)$$

$$R_{BX} = 30 + \left(4,4 \cdot 400 \cdot (85+75) / (4,4 \cdot 400 + 85+75) \right) (1+75) = 111,5 \text{ кОм}$$

где $r'_{\bar{\sigma}}$ - объемное сопротивление базы и может быть найдена из постоянной времени обратной связи $T_{\bar{\sigma}} = r'_{\bar{\sigma}} C_K$; C_K - емкость коллекторного перехода;

$T_{\bar{\sigma}} = 75 \text{ пс}$; $C_K = 2,5 \text{ пФ}$;

$$r'_{\bar{\sigma}} = 75 \cdot 10^{-12} \frac{1}{2,5 \cdot 10^{-12}} = 30 \text{ Ом}$$

$r'_{\bar{\sigma}} = 26 / I_{K0}$ (мА) - значение коллекторного тока в рабочей точке.

$$r'_{\bar{\sigma}} = 26 / 5,92 \cdot 10^{-3} = 4,4 \text{ Ом}$$

Тогда коэффициент передачи ЭП:

$$K_{VЭП} = \frac{\left(R_{\bar{\sigma}} \parallel \left(R_2 + Z_{\bar{\sigma}} \right) \right) (1 + h_{21\bar{\sigma}})}{r'_{\bar{\sigma}} + \left(r_{\bar{\sigma}} + R_1 \parallel \left(R_2 + Z_{\bar{\sigma}} \right) \right) (1 + h_{21\bar{\sigma}})} \quad (16)$$

$$K_{VЭП} = \frac{\left(\frac{400(85+75)}{400+85+75} \right) (1+75)}{30 + \left(4,4 + \frac{400(75+85)}{400+75+85} \right) (1+75)} = 0,96$$

4.2 Расчет усилительных каскадов на биполярном транзисторе

Все усилительные каскады ПУ выполняются на биполярных транзисторах, рисунок 5. Вначале по входным и выходным характеристикам определяется положение рабочей точки.

От выбора режима работы транзистора зависит:

- усиление;
- стабильность режима работы;
- экономичность;
- возможность подавления заметных нелинейных искажений.

При выборе рабочей точки сравнивают постоянную составляющую тока коллектора, рассчитываемого каскада, с переменной составляющей тока базы следующего каскада:

$$I_{K0 \min} = (2 \div 4) I_{B \max} \text{ сл (17)}$$

а коллекторное напряжение - с напряжением насыщения:

$$U_{K0 \min} = (2 \div 3) U_{K \text{ нас}} \text{ (18)}$$

Выбранное значение постоянного напряжения (U_{K0}) не должно превышать половины от максимально допустимого и нежелательно брать больше значения, при котором дан параметр $h_{21э}$. Но основным фактором, определяющим (I_{K0}) и (U_{K0}) является величина $h_{21э}$. Так как значение $h_{21э}$ в сильной степени зависит от выбранных значений (I_{K0}) и (U_{K0}). Особенно величина этого параметра зависит от коллекторного (эмиттерного) тока. И в меньшей степени от коллекторного напряжения. Вообще при расчете ПУ можно рекомендовать использование транзисторов при значениях коллекторного тока $I_{K0} = (0.3 \div 3)$ [мА] и напряжения U_{K0} не более 5 [В]. Возьмем $I_{K0} = 2$ мА, $U_{K0} = 5$ В

Зная ток и напряжение в рабочей точке, потенциал базы относительно земли находится так:

$$U_B = U_{Bэ} + (0.1 \div 0.3) E_{п} \text{ (19)}$$

$$U_B = 6 + 0,3 * 12 = 9,6 \text{ В}$$

Базовый делитель рассчитывается из условия: $I_d = 10 I_{B0}$, а величины R_{B1} и R_{B2} определяются из выражения (14). Сопротивления в цепи базы не должны заметно шунтировать вход транзистора для усиливаемых сигналов. Поэтому:

$$R_B = \sqrt{\frac{R_{B1} \cdot R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}}} \geq 10 \cdot R_{BX}$$

где R_{BX} - входное сопротивление биполярного транзистора.

$$R_{BX} = r'_B + \left(r_{э} + R_{э} \right) \left(1 + h_{21э} \right) \text{ (20)}$$

$$R_{BX} = 30 + (4,4 + 400) (1 + 75) = 30,76 \text{ кОм}$$

$$22,95 \geq 307,6$$

Данное условие не выполняется, поэтому значения R_{B1} и R_{B2} выберем самостоятельно. Пусть $R_{B1}=915$ кОм и $R_{B2}=110$ кОм.

Далее необходимо определить сопротивление в цепи коллектора. Величину этого сопротивления можно найти зная требуемый коэффициент усиления по напряжению для данного каскада. Эта величина определяется на предыдущих этапах расчета ПУ.

$$K_V = h_{21} \cdot R_K / R_{VX} \quad (21)$$

$$K_V = 75 \cdot 2,5 \cdot 10^3 / 30,76 \cdot 10^3 = 0,61$$

Тогда относительный коэффициент усиления каскада на максимальной частоте рабочего диапазона ПУ находится из выражения:

$$\left(\frac{K}{K_0} \right)_i = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega_v \cdot R_{ЭКВ} \cdot C_0)^2}} \quad (22)$$

Здесь $(K/K_0)_i$ - относительный коэффициент передачи по напряжению на максимальной частоте рабочего диапазона ПУ для рассчитываемого каскада.

Эквивалентное сопротивление ($R_{ЭКВ}$) представляет собой параллельное включение сопротивлений:

$$R_{ЭКВ} = R_i // R_K // R_{д сл.} // R_{VX сл.} \quad (24)$$

Здесь R_i - выходное сопротивление усилительного каскада на биполярном транзисторе. Это сопротивление, как правило, значительно больше R_K . Поэтому: $R_{ЭКВ} \cong R_K // R_{усл} // R_{VX сл.}$, где $R_{VX сл.}$ - входное сопротивление транзистора следующего каскада, а $R_{усл} = R_{B1} // R_{B2} = 98,19$ кОм - сопротивление базового делителя того же транзистора.

$$R_{ЭКВ} \cong 2,26 \text{ кОм}$$

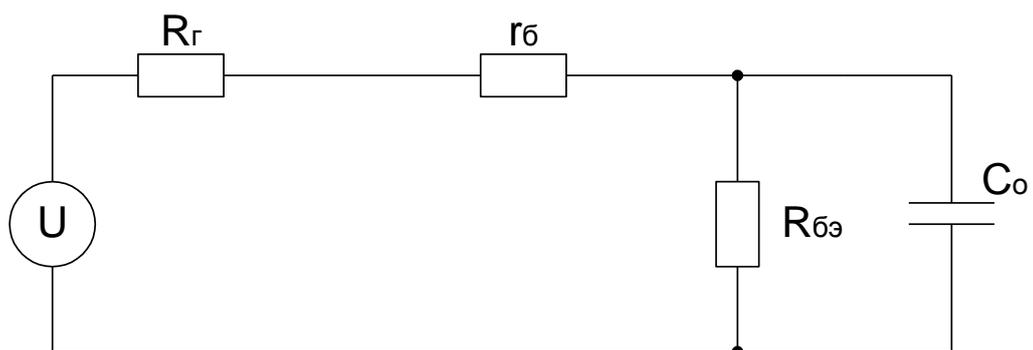
Величина динамической емкости C_0 определяется следующим образом:

$$C_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{Г} \cdot r_{э}} + C_K \cdot K_V \quad (23)$$

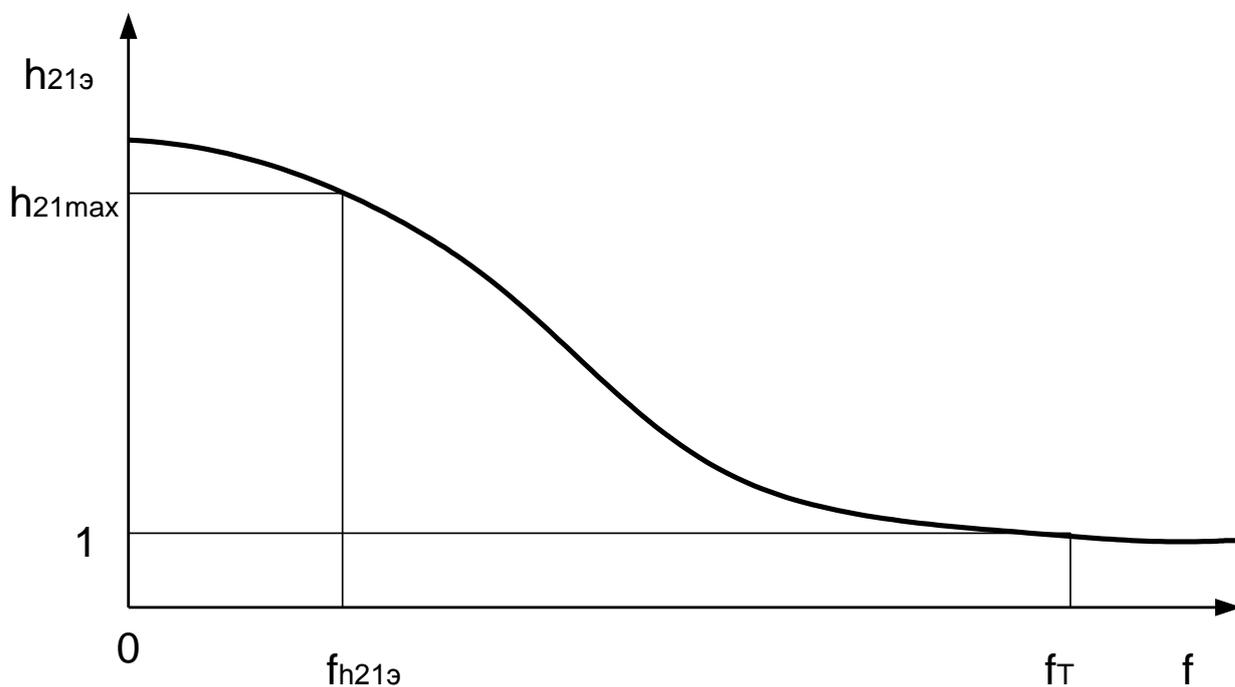
$$C_0 = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 250 \cdot 10^6 \cdot 4,4} + 2,5 \cdot 10^{-12} \cdot 0,61 = 146,23 \text{ пФ}$$

$$(K/K_0)_i = 1 / \sqrt{1 + (6,28 * 4,5 * 10^6 * 2,26 * 10^3 * 146,23 * 10^{-12})^2} = 0,11$$

Величины, входящие в выражение (23) имеют следующий смысл: $f_{Г}$ - граничная частота рабочего диапазона транзистора, рисунок 6; C_K , K_V - емкость коллекторного перехода и коэффициент усиления по напряжению следующего каскада.



а



б

Рисунок 6 - Эквивалентная схема каскада в области высоких частот

Выражение (22) будет определять частотные искажения, вносимые

$$f_{h21э} = 4.5 \cdot 10^6 / 1.01 \cdot 75 = 59.4 \text{ кГц}$$

$$A = 0.48 \cdot 10^6 / 59.4 \cdot 10^3 = 8.1$$

Корректирующее сопротивление в цепи эмиттера определяется так:

$$R_{\text{Э}} = \left[\frac{1}{1+h_{21\text{Э}}} \cdot (R_{\Gamma} + r'_{\text{б}}) + r_{\text{Э}} \right] \cdot (A-1) \quad (26)$$

Здесь $R_{\Gamma} = R_{\text{к пред}} // R_{\text{д пред}} // R_{\text{вых пред}}$, при расчетах можно полагать, что это сопротивление близко к выходному сопротивлению предыдущего каскада.

$$R_{\Gamma} = 2,5 \text{ кОм}$$

$$R_{\text{Э}} = \left[\frac{1}{1+75} \cdot (2,5 \cdot 10^3 + 30) + 4,4 \right] \cdot (8,1-1) = 236,8 \text{ Ом}$$

Величина корректирующей емкости находится из выражения:

$$C_{\text{Э}} = \frac{0,1}{A \cdot R_{\text{Э}} \cdot f_{h_{21\text{Э}}}} \quad (27)$$

$$C_{\text{Э}} = 0,1 / 8,1 \cdot 236,8 \cdot 59,4 = 877 \cdot 10^{-9} \text{ Ф}$$

4.3 Расчет входного каскада предварительного усилителя

В ПУ первый каскад выполняется на полевом транзисторе. Это позволяет получить малый уровень собственных шумов и высокое входное сопротивление, которое включается параллельно $R_{\text{н}}$ передающей трубки. Выше указывалось, что входная емкость ПУ должна быть по возможности минимальной. При включении полевого транзистора по схеме с общим истоком его входная емкость будет:

$$C_{\text{П}} = C_{\text{ЗИ}} + C_{\text{пр}} \left(1 + K_{\text{V}} \right) \quad (29)$$

Здесь $C_{\text{ЗИ}}$ - емкость перехода затвор-исток; $C_{\text{пр}}$ - проходная емкость (затвор-сток); K_{V} - коэффициент усиления каскада по напряжению.

При этом емкость $C_{\text{П}}$ может быть значительной. Кроме того, возможно самовозбуждение каскада, из-за обратной связи через проходную емкость. При включении полевого транзистора по схеме с общим стоком, входная емкость будет небольшой, но возрастает значение шумового сопротивления $R_{\text{ш}}$. Отмеченные недостатки устраняются в каскадной схеме, рисунок 7.

Здесь нагрузкой полевого транзистора является входное сопротивление каскада на биполярном транзисторе, включенного по схеме с общей базой. Это сопротивление весьма мало и составляет единицы Ом.

Поэтому величина коэффициента усиления по напряжению полевого транзистора будет ничтожно малой:

$$S_{\text{ПТ}} = 10 \text{ мА/В.}$$

$$K_{\text{V1}} = S_{\text{ПТ}} \cdot R_{\text{ВХ.БТ.}}$$

$$R_{ВХ.БТ.} = r_{Э} + r'_{б} \left(\frac{1-h_{21Э}}{1+h_{21Э}} \right)$$

$$R_{ВХ.БТ.} = 172,99 + 30 \left(\frac{1-h_{21Э}}{1+h_{21Э}} \right) = 143,78 \text{ Ом}$$

$$K_{V1} = 10 \cdot 10^{-3} \cdot 143,78 = 1,44$$

Следовательно, входная емкость каскада (29) будет определяться так:
 $C_{П} \approx C_{зи} + C_{спр}$.

$$C_{П} = 5 \cdot 10^{-12} + 0,9 \cdot 10^{-12} = 5,9 \text{ пФ}$$

Из-за малого сопротивления нагрузки полевого транзистора на его стоке переменное напряжение будет на несколько порядков меньше, чем в обычной схеме, что снижает опасность самовозбуждения через проходную емкость. С другой стороны, ток коллектора второго транзистора будет почти равен току эмиттера:

$$I_{к} = I_{э} \frac{h_{21Э}}{1+h_{21Э}}$$

$$I_{к} = 6 \cdot 10^{-3} \cdot 75 / (1+75) = 5,92 \text{ мА}$$

Следовательно, коэффициент усиления по напряжению каскадной схемы будет равен

$$K_{к.с.} = S_{п.т} R_{к} \quad (30)$$

$$K_{к.с.} = 10 \cdot 10^{-3} \cdot 2,5 \cdot 10^3 = 25$$

При расчете следует, как и прежде, выбрать рабочую точку полевого и биполярного транзисторов. В данном случае величина входного сигнала очень маленькая, поэтому нелинейность входного сигнала и выходных характеристик транзисторов большой роли не играет. Следует выбирать $I_{к0} = I_{с0} = (2-4) \text{ (мА)}$; $U_{кэ} = U_{си} \geq (2-5) \text{ (В)}$ (возьмем $I_{к0} = I_{с0} = 4 \text{ мА}$, $U_{кэ} = U_{си} = 10 \text{ В}$); а напряжение питания распределяется между транзисторами поровну. По входным характеристикам полевого транзистора выбирают $I_{с0}$, $U_{зи0}$, а по выходным $U_{си0}$.

$$I_{с0} = 4 \text{ мА}, U_{зи0} = -0,8 \text{ В}, U_{си0} = 10 \text{ В}.$$

В нашем случае $U_{зи0} < 0$, значит следует подать отрицательное смещение на затвор. Если подать на исток некоторый положительный потенциал, то затвор окажется под отрицательным напряжением (относительно истока). Это можно сделать, поставив в цепь истока сопротивление

$$R_{и} \neq 0.$$

$$R_{и} = U_{зи0} / I_{си0} \quad (31); R_{и} = 0,8 / 4 \cdot 10^{-3} = 200 \text{ Ом}$$

Сопротивление истока ($R_{и}$) следует зашунтировать емкостью $C_{и}$, чтобы не было частотно-зависимой обратной связи

$$\frac{1}{\omega_H C_I} \cong \frac{R_I}{(10 \div 20)}$$

$$C_I = 318,47 \text{ мкФ}$$

Для заданных частотных искажений в каскодной схеме из выражения (31) определяется величина нагрузочного сопротивления в цепи коллектора R_k .

Из входных и выходных характеристик биполярного транзистора находим рабочую точку, т.е. $I_{B0} = 0,2 \text{ мА}$, $U_{Bэ} = 0,6 \text{ В}$, $I_{K0} = 50 \text{ мА}$, $U_{Kэ} = 0,15 \text{ В}$. Тогда потенциал базы транзистора относительно земли будет выражаться так:

$$U_B = U_{Bэ} + E_n / 2 = U_{Bэ} + E_{си} = 0,6 + 10/2 = 5,6 \text{ В}$$

Сопротивления делителя базы транзистора находятся из следующих выражений:

$$R_{B1} = \frac{E_{II} - U_B}{(\varepsilon + 1) I_{B0}}; R_{B2} = \frac{U_B}{\varepsilon \cdot I_{B0}}, \quad (32)$$

$$R_{B1} = \frac{12 - 5,6}{(4 + 1) 0,2 \cdot 10^{-3}} = 6,4 \text{ кОм}; R_{B2} = \frac{5,6}{4 \cdot 0,2 \cdot 10^{-3}} = 7 \text{ кОм},$$

где $\varepsilon = (4-5)$. Сопротивление шунтируется емкостью C_1 , величина которой определяется так:

$$\frac{1}{\omega_H C_1} \cong \left(\frac{R_3 \cdot R_4}{R_3 + R_4} \right) / (10 \div 20)$$

Практически эта емкость равна (10-20) пФ. $C_1 = 20 \text{ пФ}$.

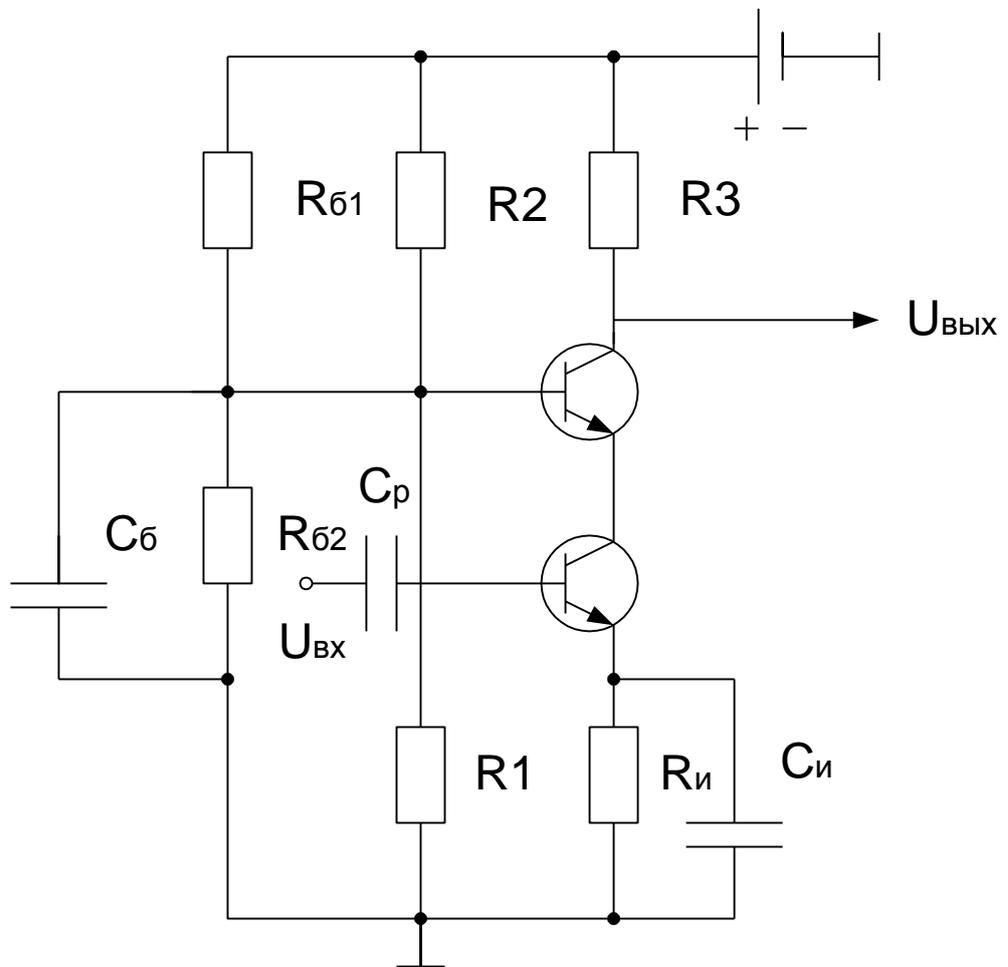


Рисунок 7 - Каскодная схема

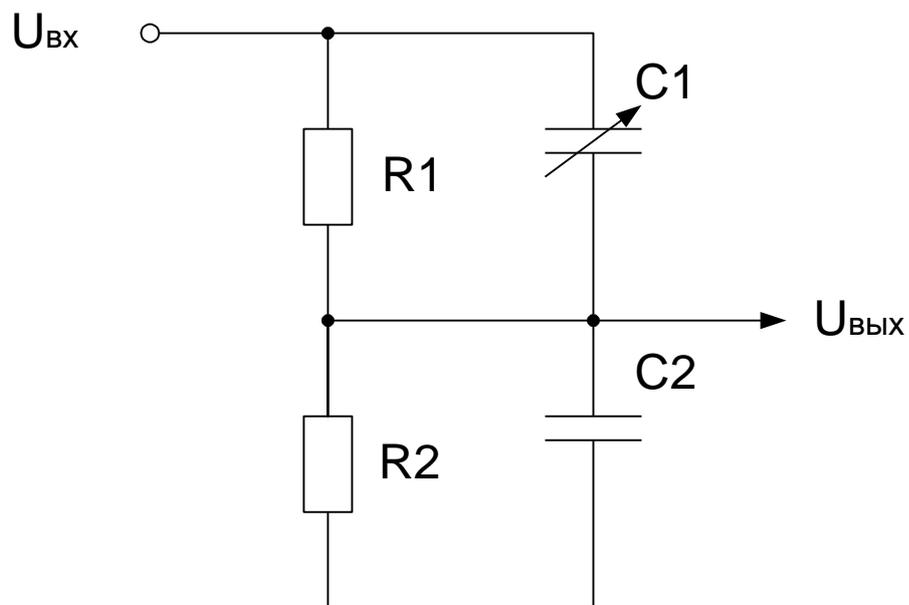


Рисунок 8 - Цепь коррекции

4.4 Коррекция частотных искажений входной цепи

Существует несколько способов коррекции частотных искажений входной цепи предварительного усилителя. Наиболее часто это осуществляется с помощью частотно-зависимого делителя, рисунок 8. Для низких частот сопротивление емкостей C_1 и C_2 велико, коэффициент передачи делителя определяется соотношением сопротивлений:

$$R_2/(R_1+R_2)$$

На высоких частотах коэффициент передачи будет определяться соотношением емкостей и при условии, что $C_1 = C_2$ равен -0.5 .

Условием коррекции искажений нагрузочной цепи ПТ является равенство

$R_n C_n = R_1 C_1$, тогда соотношение сопротивлений делителя находится из выражения :

$$R_2 = R_1 \cdot \frac{K_{ВХ.Ц.}(\omega_{max}) / K_0}{2 - K_{ВХ.Ц.}(\omega_{max}) / K_0} \quad (33)$$

при условии, что $C_1 = C_2$.

$$R_1 = 50 \cdot 10^3 \cdot 19 \cdot 10^{-12} / 20 \cdot 10^{-12} = 47.5 \text{ кОм}$$

Следует учесть, что величина емкости C_2 обычно выбирается равной динамической входной емкости биполярного транзистора следующего каскада.

Другой способ коррекции с помощью частотно-зависимой обратной связи в цепи эмиттера, рисунок 9. Из-за наличия ООС на низких частотах коэффициент передачи будет мал. Величина сопротивления $R_э$ определяется так:

$$\left(\frac{K_{ВХ.Ц.}(\omega_{max})}{K_0} \right) = \frac{1}{1 + S \cdot R_э} \quad , (34)$$

$$(K_{ВХ.Ц.} * (\omega_{max}) / K_0) = 1 / (1 + 10 * 10^{-3} * 236.8) = 0.29$$

тогда

усилительным каскадом на максимальной частоте, т.е. относительный коэффициент усиления не должен быть меньше заданного. В противном случае не будут выдержаны требования по частотным искажениям, вносимым ПУ в целом.

Так как ПУ работает в широком диапазоне частот, то для обеспечения допустимой неравномерности коэффициента усиления вводится эмиттерная коррекция (рисунок 5, элементы $R_э$, $C_э$). Расчет элементов коррекции проводится следующим образом.

Определяется требуемая верхняя частота среза, при заданной неравномерности частотной характеристики:

$$f_{h_{21N}} = \frac{f_{\theta}}{\sqrt{\frac{1}{\left(\frac{K}{K_0}\right)_i^2} - 1}} \quad (25)$$

$$f_{h_{21N}} = 6 * 10^6 / \sqrt{1/(0.11)^2 - 1} = 0.66 \text{ МГц}$$

Затем определяется необходимая глубина обратной связи для расширения полосы частот до необходимой величины:

$$A = \frac{f_{h_{21N}}}{f_{h_{21Э}}}, \quad f_{h_{21Э}} = \frac{f_T}{\xi \cdot h_{21Э}},$$

$$\xi = \frac{C_0}{C_0 (\text{при } K_V = 0)}$$

Здесь коэффициент ξ учитывает влияние динамической емкости, которая определяется из выражения (23).

$$\xi = \frac{146,23 \cdot 10^{-12}}{144,7 \cdot 10^{-12}} = 1,01$$

$$R_2 = 47.5 * 10^3 / (0.29 / (2 - 0.29)) = 280 \text{ кОМ}$$

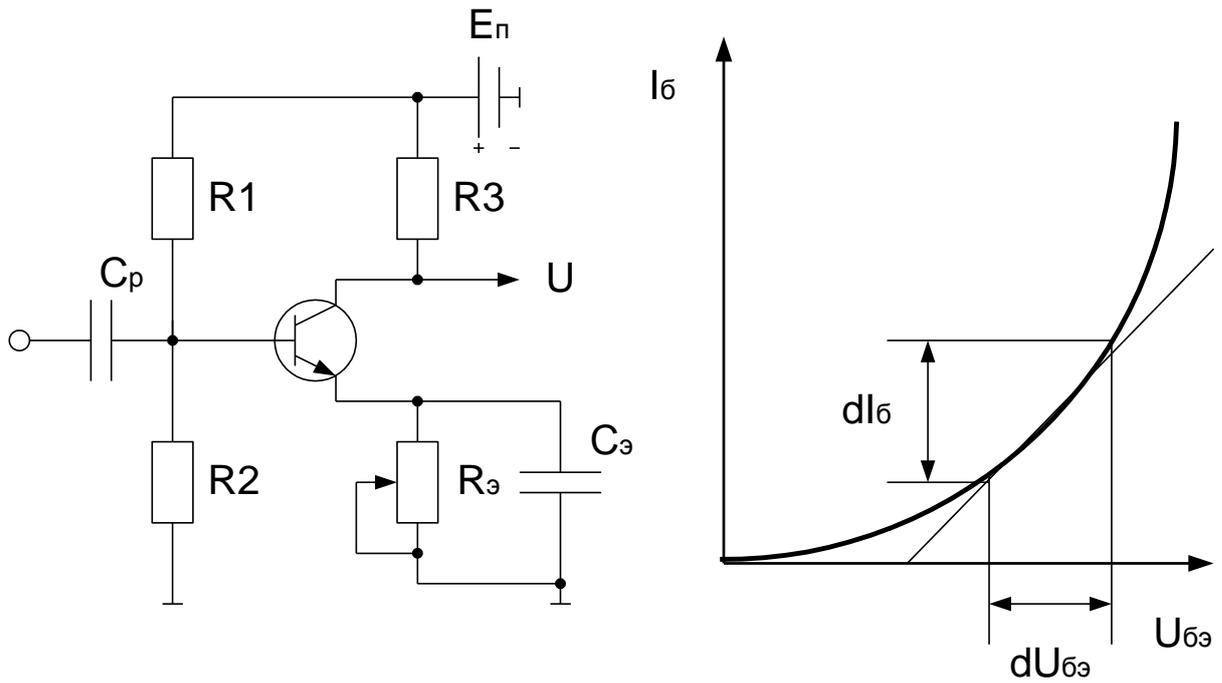
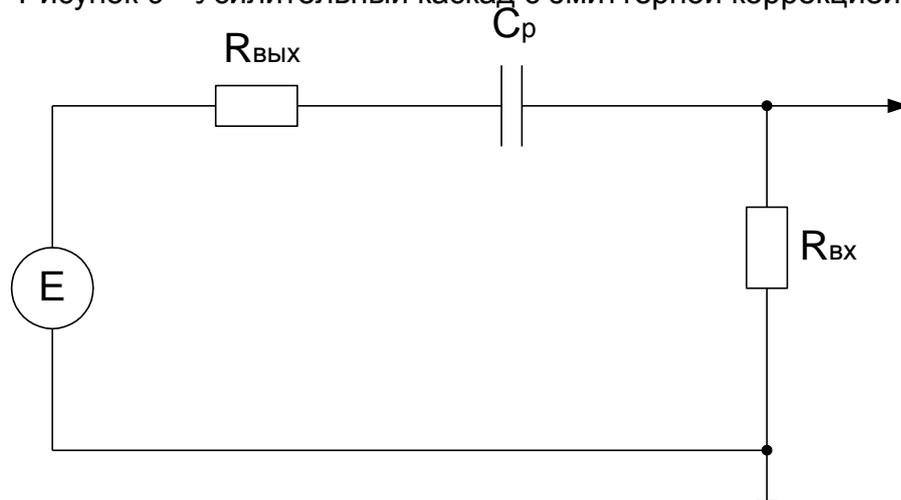


Рисунок 9 - Усилительный каскад с эмиттерной коррекцией



$R_{\text{вых}}$ - выходное сопротивление предыдущего каскада

$R_{\text{вх}}$ - входное сопротивление следующего каскада

Рисунок 10 - Эквивалентная схема межкаскадной связи

где S - крутизна входной характеристики транзистора. Значение этого параметра можно найти из построений по входным характеристикам, рисунок 9,б.

$$S = h_{21Э} \cdot \frac{\Delta I_B}{\Delta U_{БЭ}} = \frac{\Delta I_K}{\Delta U_{БЭ}} \quad (35)$$

Тогда емкость будет равна: $C_э = R_n C_n / R_э$. При малом значении коэффициента передачи входной цепи $R_э$ соизмерима с R_k . Поэтому коэффициент передачи корректирующей схемы будет близок к единице.

3.4.1 Коррекция низкочастотных искажений

Низкочастотные искажения при непосредственной связи между каскадами отсутствуют. Коррекция НЧ искажений необходима при резистивно-емкостной связи между каскадами. Эквивалентная схема для двух соседних каскадов, связанных через разделительную емкость, приведена на рисунке 10.

В телевизионном тракте НЧ искажения принято оценивать по их влиянию на форму прямоугольных импульсов, рисунок 1.

Уравнение переходной характеристики схемы (рисунок 10) будет таким:

$$F(t) = e^{-\alpha t} = e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (36)$$

Разложим показательную степень в ряд и ограничимся двумя членами (поскольку $\alpha \cdot t \ll 1$).

$$F(t) \approx 1 - \alpha t$$

Откуда получается простая формула расчета скола вершины импульсов (Δ).

$$\Delta = \frac{T}{\tau} \quad (37)$$

где T – длительность импульса; $\tau = C_p(R_{вых} + R_{вх}) = 21 \cdot 10^{-12} \cdot (111,5 + 143,78) = 5,4$ мкс.

Если в усилителе имеется несколько разделительных емкостей, то результирующие искажения определяются как:

$$\Delta_{рез} = \Delta_{C1} + \Delta_{C2} + \dots + \Delta_{Cn}$$

Величина разделительной емкости находится из выражения (37)

$$C_p = \frac{T}{R_{\Sigma} \cdot \Delta_{Ci}}, \quad R_{\Sigma} = R_{ВЫХ} + R_{ВХ}$$

$$C_p = \frac{10 \cdot 10^{-6}}{(111,5 + 143,78) \cdot 10^3 \cdot 10} = 3,91 \text{ мкФ}$$

Для уменьшения величины C_p используют специальные схемы коррекции НЧ искажений (рисунок 10,б). Для этой схемы имеем:

$$\alpha = \frac{1}{C_1(R_1 + R_H)} \quad \text{и} \quad \beta = \frac{1}{R_{\Phi} \cdot C_{\Phi}}$$

При $\alpha = \beta$ уравнение переходной характеристики будет таким:

$$F(t) = e^{-\alpha t} (1 + \alpha t)$$

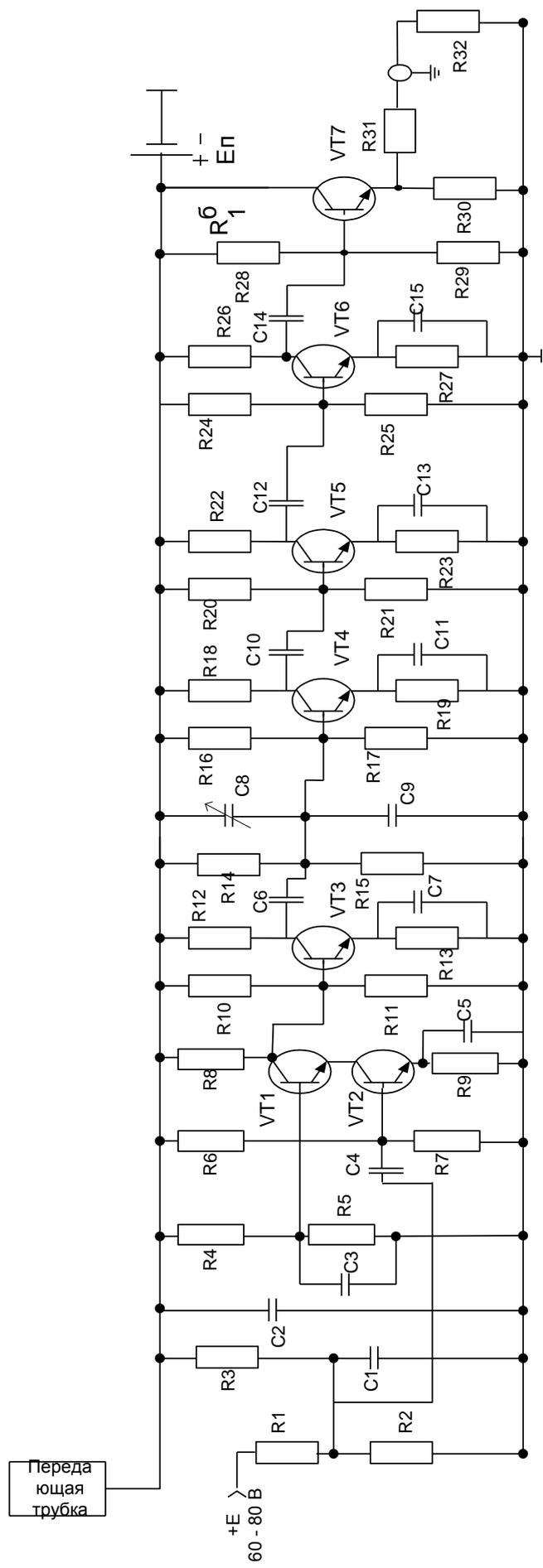
Разлагая, как и прежде показательную функцию в ряд получим для скола вершины импульса выражение:

$$\Delta = \left(\frac{T}{\tau} \right)^2$$

Если $\alpha \neq \beta$, то переходная характеристика будет иметь вид:

$$F(t) = \frac{\left(\alpha \cdot e^{-\beta t} - \beta \cdot e^{-\alpha t} \right)}{(\alpha - \beta)}$$

Дополнительные сведения по НЧ коррекции имеются в /3 , 4/. Другая возможность уменьшения НЧ искажений ПУ основана на применении гальванической связи между каскадами.



Принципиальная схема усилителя телевизионной камеры

Спецификация элементов принципиальной схемы

Позиционное Обозначение	Наименование	Кол.	Примечание
	Конденсаторы		
С	К10-7В-5	5шт.	
С	КЛС-1Е-а-Н70-1,5	4шт.	
С	КЛС-1Е-а-Н70-5	3шт.	
С	КЛС-1Е-а-Н70-8,2	3шт.	
	Резисторы		
R	МЛТ-0,25-1,1 кОм	5шт.	
R	МЛТ-0,25-300 кОм	8шт.	
R	МЛТ-0,25-2,2 кОм	6шт.	
R	МЛТ-0,25-0,1 кОм	4шт.	
R	МЛТ-0,25-0,1 кОм	3шт.	
R	МЛТ-0,25-6,2 кОм	4шт.	
R	МЛТ-0,25-680 Ом	3шт.	
	Транзисторы		
VT	КП313А	1шт.	
VT	ГТ311Е	6шт.	

Список литературы

- Приложение А Библиография А.А. Ищук, .М. Барабанова. Расчет предварительного усилителя телевизионной камеры.
- Полупроводниковые приборы:транзисторы: Справочник / под ред. Н.Н. Горюнова – М.:Энергоатомиздат, 1985.- 904с