

## Содержание.

Введение .....	2
<b>Определение минимальной и максимальной частоты линейного спектра СП.....</b>	<b>3</b>
Выбор типа кабеля.....	3
Вычисление коэффициента затухания кабеля.....	3
Расчет количества промежуточных усилительных станций.....	3
Построение диаграммы уровней.....	4
Определение рабочего усиления усилителя.....	4
Расчет максимальной неискаженной мощности на выходе усилителя ПС.....	4
<b>Расчет выходного каскада группового усилителя аналоговых систем многоканальной электрической связи.....</b>	<b>5</b>
Выбор и обоснование схемы выходного каскада усилителя.....	5
Выбор транзистора.....	6
Выбор режима транзистора ВКУ.....	7
Расчет необходимой стабилизации режима работы транзистора ВКУ.....	8
Расчет выходного каскада усиления по переменному току.....	8
Построение сквозной динамической характеристики и оценка нелинейных искажений в ВКУ.....	9
Расчет выходной дифференциальной системы.....	10
<b>Выбор операционного усилителя и расчет принципиальной схемы.....</b>	<b>12</b>
Выбор операционного усилителя.....	12
Составление принципиальной схемы усилителя.....	13
Расчет элементов принципиальной схемы группового усилителя.....	14
Спецификация.....	16
Принципиальная схема группового усилителя.....	17
Заключение.....	18
Используемая литература.....	19

## Введение

В технике связи, радиоэлектронике, измерительной технике, системах автоматики, телемеханики и ряде других областей часто возникает необходимость в усилении электрических сигналов, т.е. в увеличении тока, напряжения или мощности этих сигналов. При передаче различных видов сообщений (телефонных, телевизионных и т.д.) по кабельным цепям для увеличения дальности связи включают усилительные устройства, которые компенсируют затухания, возникающие вследствие потерь в кабеле. Усилительное устройство радиотрансляционной сети увеличивает мощность звуковых сигналов радиоприемников до величины, обеспечивающей нормальную работу всех включенных в эту сеть громкоговорителей. В измерительной технике, когда измеряемые токи или напряжения настолько малы, что не могут привести в действие регистрирующее устройство, включают соответствующий усилитель. Таким образом, усилитель используется тогда, когда энергия сигнала на входе приемника недостаточна.

## Определение минимальной и максимальной частоты линейного спектра СП.

### Выбор типа кабеля.

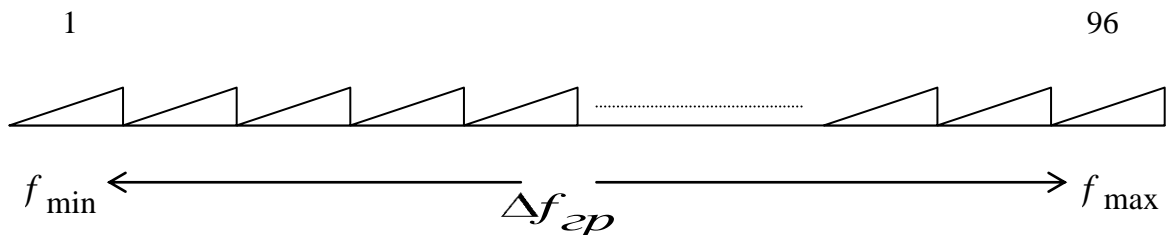
Определим фактическое число каналов.

Так как заданное количество каналов  $N$  отличается от стандартных значений, которые кратны 12, то выберем количество каналов кратных 12.

Так как задано количество каналов ТЧ кабельной СП равное 85, то возьмем  $N_{\phi} = 96$ .  $N_{\phi}$  – фактическое число каналов, которое далее будет учитываться при расчетах.

Ширина спектра группового сигнала определяется по числу  $N_{\phi}$ , т.е.:

$$\Delta f = 4 * N_{\phi} = 4 * 96 = 384 \text{ кГц.}$$



Выберем тип кабеля для проектируемой СП. В соответствии с заданными условиями выбираем коаксиальный кабель, т.к. ширина спектра  $\Delta f > 384$  кГц.

Определим минимальную и максимальную частоту линейного спектра:

$$f_{\min} = 60 \text{ кГц}$$

Минимальную частоту следует выбрать равной 60 кГц, т.к. для коаксиального кабеля  $f_n = 60$  кГц.

$$f_{\max} = f_{\min} + \Delta f = 60 + 384 = 444 \text{ кГц.}$$

### Вычисление коэффициента затухания кабеля.

Коэффициент затухания кабеля показывает, на сколько ослабляется сигнал при передаче по кабелю в 1 км.

Кабель МКТ-4 (коаксиальный кабель): выбираем коаксиальный кабель, так как симметричный кабель не подходит из-за узкой полосы частот.

Определение коэффициентов затухания кабеля:

$$T_{\max} = 36^\circ \text{C} \quad f_{\max} = 0,444 \text{ МГц.} \quad K_{\alpha} = 1 \quad \alpha_{\alpha} = 2 * 10^{-3}$$

$$\rho = R_n = 75 \text{ Ом.}$$

$$\alpha_{\text{норм}}(f_{\max}) = 0,065 + 5,259 * \sqrt{f_{\max} \text{ (МГц)}} + 0,017 * f_{\max} \text{ (МГц)} = \\ = 0,056 + 5,259 * \sqrt{0,444} + 0,017 * 0,444 = 3,54 \text{ дБ/км}$$

$$\alpha(f) = \alpha_{\text{норм}}(f_{\max}) * K_{\alpha} = 3,54 * 1,00 = 3,54$$

$$\alpha_{\text{темп}}(f) = \alpha(f) * [1 - (20 - T_{\max}) * \alpha_{\alpha}] = 3,54 * [1 - (20 - 36) * 2 * 10^{-3}] = 3,653 \text{ дБ/км}$$

### Расчет количества промежуточных усилительных станций.

Для усиления сигнала, в линиях связи через участки, обозначаемые как  $l_{\text{ном}}$ , включают усилительные станции. Количество промежуточных усилительных станций определяется как:

$$N_{\text{ПС}} = \frac{L_{\text{ОУП}}}{l_{\text{ном}}} - 1 = \frac{62}{5} - 1 = 11,4 \approx 12, \text{ где}$$

$L_{\text{ОУП}}$  – длина секции ОУП - ОУП,  $l_{\text{ном}}$  - номинальная длина усилительного участка.

Возьмем  $N_{ПС}=12$ , тогда  $I_{ук} = L_{ОУП} - N_{ПС} * I_{ном} = 62 - 12 * 5 = 2$  км.

Если  $I_{ук} < 0,5 I_{ном}$ , то берем один укороченный участок

### Построение диаграммы уровней.

Уровни передачи на приеме после номинальных и укороченных участков.

$$-P_{пр.ук.} = P_{пер} - \alpha_{темп}(f) * I_{ук} = -6 - 3,65 * 2 = -13,3 \text{ дБ.}$$

$$-P_{пр.ном.} = P_{пер} - \alpha_{темп}(f) * I_{ном} = -6 - 3,65 * 5 = -24,25 \text{ дБ.}$$

$P_{пер} = -6$  дБ – уровень передачи ОУП.

### Определение рабочего усиления усилителя

$$-A_3 = -P_{пр.ном.} + P_{ш} + A_{вх} = -96,75 + 1 = -95,75 \text{ дБ.}$$

$$S_{раб} = P_{пер} - P_{пр.ном.} = -6 + 24,25 + 2 = 20,25 \text{ дБ.}$$

$S_{раб}$  – рабочее усиление,  $A_3$  – уровень защищенности от помех.

### Расчет максимальной неискаженной мощности на выходе усилителя ПС.

$$P_{max} = P_{пер} + \Delta P_{max} + P_{ср} + \Delta P_{пер}$$

$$\Delta P_{пер} = 3 \text{ дБ.}$$

$$P_{ср} = -3 + 5 \lg N_{\phi} = -3 + 5 \lg 96 = 6,911 \text{ дБ.}$$

$$\Delta P_{max} = 10 + 10 \lg (1 + 15 / N_{\phi}) = 10 + 10 \lg (1 + 15 / 96) = 10,63 \text{ дБ.}$$

$$P_{max} = -6 + 6,911 + 3 + 10,63 = 14,541 \text{ дБ.}$$

Переведу  $P_{max}$ :

$$P_{max} = 10^{0,1 P_{max, дБ}} = 10^{14,541/10} = 28,45 \text{ мВт.}$$

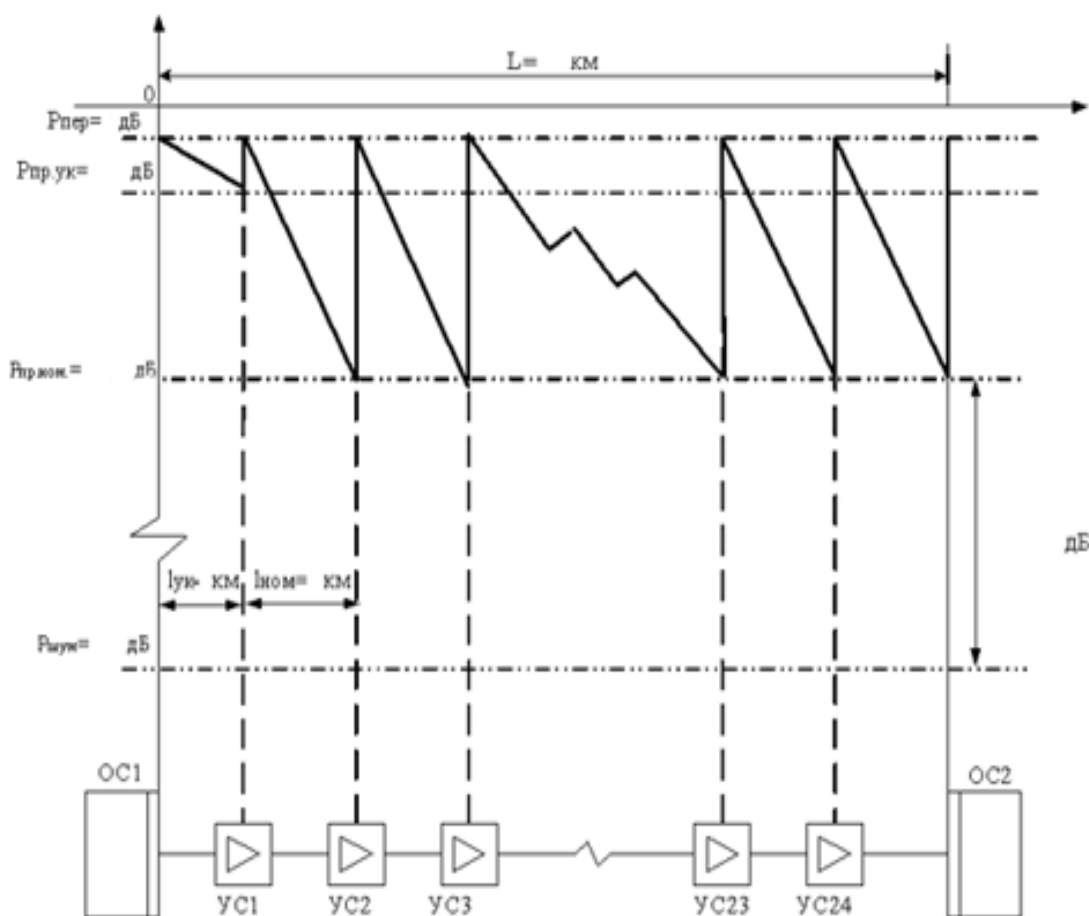


Диаграмма уровней СП.

# Расчет выходного каскада группового усилителя аналоговых систем многоканальной электрической связи.

## Выбор и обоснование схемы выходного каскада усилителя.

В ВКУ групповых усилителей при наивысшей частоте, не превышающей несколько мегагерц, целесообразно использовать схемы, выполненные по трансформаторной дифференциальной системе. С ее помощью можно сравнительно просто и эффективно реализовать комбинированную общую обратную связь мостового типа и получить необходимые стабильные значения входного и выходного сопротивлений с минимальными потерями полезной мощности, а также высшую степень защищенности усилителя от помех. Трансформатор, преобразуя эквивалентное сопротивление нагрузки, позволяет сделать его оптимальным, при котором транзистор обеспечивает получение заданной выходной мощности более экономичным способом при наименьших нелинейных искажениях.

Кроме преобразования нагрузки трансформатор исключает прохождение через нагрузку постоянной составляющей выходного тока транзистора, и обеспечивает более высокий коэффициент полезного действия, благодаря лучшему использованию напряжения источника питания.

Для сравнительно маломощных усилителей аппаратуры МСП вопросы экономии электрической энергии не играют решающей роли, поэтому предпочтение отдается однотактной схеме усилителя, которая может работать только в режиме А. В этом режиме проще обеспечить малые нелинейные искажения, причем уровень этих искажений несколько уменьшается при неполном использовании транзистора по току и напряжению, в том числе и при средних уровнях сигнала группового тракта систем МСП.

В настоящее время биполярные транзисторы по отдаваемой мощности, диапазонам рабочих частот и температур, линейности характеристик и усилению являются наиболее подходящими для ВКУ, хотя уже появились и достаточно мощные полевые транзисторы с хорошими частотными свойствами и линейными характеристиками.

Однотактная трансформаторная схема ВКУ на биполярном транзисторе приведена на рис. 1. Использование показанной на этом рисунке эмиттерной стабилизации при

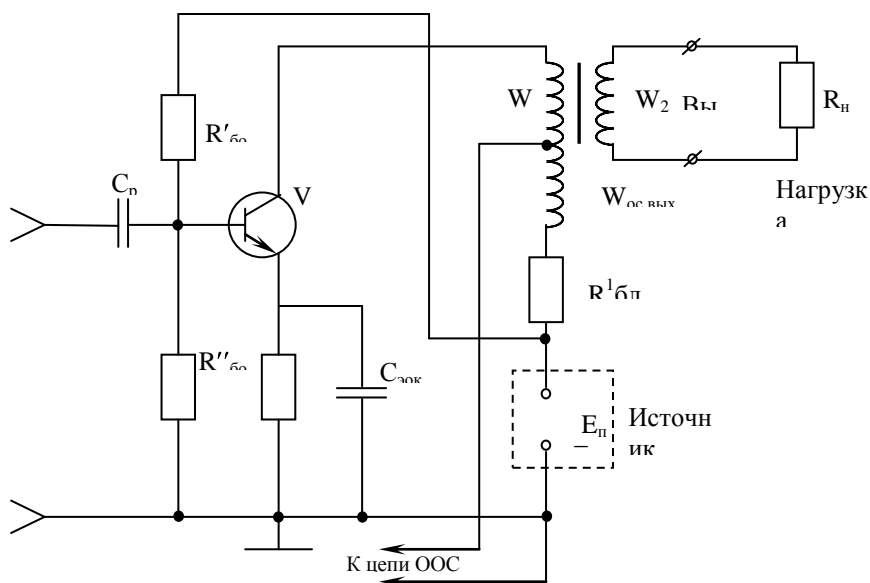


Рис. 1. Трансформаторная схема ВКУ на БТ.

одном источнике питания является предпочтительным. Сопротивления  $R'_{б\text{ок}}$  и  $R''_{б\text{ок}}$  включаются при наличии на входе разделительной ёмкости, при непосредственной связи с предварительным каскадом усиления эти сопротивления не нужны.

На рисунке 2. показан один из способов комбинированного подключения цепи ООС к выходу группового усилителя. Напряжение ООС снимается с части витков первичной обмотки выходного трансформатора  $w_{ос.вых.}$  (ООС по напряжению) и с балансного сопротивления  $R^{1}_{бл.}$  (ООС по току).

### Выбор транзистора.

Биполярные транзисторы для ВКУ выбираются по допустимой мощности рассеивания и высшей граничной частоте. Чтобы обеспечить получение заданной выходной мощности, рассеиваемой в режиме класса А на транзисторе должна быть не меньше величины:

$$P_k = (2 * P_{отд}) / \xi^2, \text{ где } P_{отд} = (\lambda * P_n) / (\eta_{тр} * N)$$

$\lambda = 1,05 \div 1,2$  – потери в цепи обратной связи могут составлять от 5 до 20 %

$\eta_{тр} = 0,9 \div 0,94$  – коэффициент полезного действия выходного трансформатора.

$N = 1$  – число транзисторов.

Пусть  $\lambda = 1,1$ ;  $\eta_{тр} = 0,92$ , тогда  $P_{отд} = (\lambda * P_n) / (\eta_{тр} * N) = (1,1 * 28,45) / 0,92 = 34,01$  мВт.

$$P_k = (2 * P_{отд}) / \xi^2 = (2 * 34,01) / 0,49 = 138,81 \text{ мВт,}$$

где  $\xi = 0,7$  – коэффициент использования БТ по напряжению.

При выборе транзисторов также учитываются параметры:  $f_v$ ,  $T_{max}$ ,  $E_p$ .

При помощи ЭВМ в соответствии с вышеизложенными данными были выбраны следующие транзисторы:

Тип тр-ра.	$P_{k\text{max}}$ доп., мВт	$U_{k.\text{max.доп.}}$ , В	$T_{п.\text{max.доп.}}$ , °C	$R_{тп-с}$ (C/Вт)	$H_{21\text{max}}$	$I_{кб.0}$ , мкА
КТ3102А	250	50	125	400	250	0,05
КТ3102В	250	30	125	400	500	0,015
КТ3102Г	250	20	125	330	1000	0,015
КТ313А	300	50	125	330	120	0,5
КТ313Б	300	50	125	330	300	0,5

Из всех предложенных транзисторов желательно выбрать тот, который будет отвечать следующим условиям:

1. Меньший обратный ток коллекторного перехода  $I_{к0}$  ( $I_{кб0}$ ).
2. Малые тепловые сопротивления  $R_{тп.к.}$  и  $R_{т.ис.}$  и более высокую допустимую температуру перехода  $T_{п.\text{max.доп.}}$ .
3. Большие значения статических коэффициентов усиления  $h_{21}$  и меньший разброс этих параметров.
4. Максимально-допустимое мгновенное напряжение на коллекторе желательно иметь в пределах:  $U_{к.э.\text{max}} = (1 \div 1,5)E_p$ .

Из таблицы видно, что всем вышеперечисленным условиям отвечает БТ КТ3102В. К тому же он имеет наиболее горизонтальные выходные характеристики, по сравнению с остальными.

## Выбор режима транзистора ВКУ.

Для выбора режима используется семейство выходных характеристик транзистора для схемы с общим эмиттером, параметром которых является ток базы (рис. 3.). При одинаковом использовании транзисторов по току и напряжению значения коллекторного тока и коллекторного напряжения в точке покоя должны удовлетворять условиям

$$\begin{cases} U_{к0} \leq 0,45 * U_{к.маx}; U_{к0} \leq 0,45 * 100 = 45 \text{ В}; \\ I_{к0} \leq 0,45 * I_{к.маx}; I_{к0} \leq 0,45 * 600 = 31,5 \text{ мА}. \end{cases}$$

$I_{к.маx}$  – постоянный ток коллектора.

$U_{к.маx}$  – постоянное напряжение коллектора.

Через рабочую точку и точку  $E_{п=20}$  на координатной плоскости  $U_{кэ}$  проходит нагрузочная прямая по постоянному току ( $R_{н=}$ , рис.2.).

Рис 2 Входная и выходная характеристики транзистора

Критерием правильности выбора точки покоя является также максимальное значение температуры р-п перехода:

$T_{п.макс} = T_{окр.макс.} + (U_{к0} I_{к0}) * R_{т.пс} = 36 + (13,8 * 10^{-3}) * 400 = 91,2^{\circ} \text{C}$ , где  $R_{т.пс}$  – тепловое сопротивление переход – окружающая среда,  $R_{т.пс} = 400^{\circ} \text{C/Вт}$ , которая не должна превышать максимально-допустимое для данного транзистора значение  $T_{п.макс.доп.}$ , что является очевидным:  $91,2^{\circ} \text{C} < 125^{\circ} \text{C}$

Для дальнейших расчетов ВКУ определяются статические параметры транзистора:

- значение статического коэффициента усиления по току в точке покоя:

$$h_{21э.ср} = \Delta i_k / (i_b'' - i_b') = (10 * 10^{-3}) / ((45 - 15) * 10^{-6}) = 330$$

- выходное сопротивление транзистора в режиме насыщения:

$$r_{нас} = U_{нас} / I_{нас} = 2 / 18 * 10^{-3} = 111,1 \text{ Ом}$$

Когда величина  $i_{к0} > P_k / U_{к0}$ , фактический коэффициент использования транзистора получается меньше 0,7:

$$\xi_{\Phi} = \sqrt{(2 * P_{отд}) / (U_{к0} * i_{к0})} = \sqrt{(2 * 34,01 * 10^{-3}) / (10 * 13,8 * 10^{-3})} = 0,7 \leq 0,7.$$

### Расчет необходимой стабилизации режима работы транзистора ВКУ

Стабилизация режима работы транзистора ВКУ обеспечивается отрицательной обратной связью по постоянному току (ООСПТ). В схеме с эмиттерной стабилизацией ООСПТ является последовательной и создается включением в эмиттерную цепь достаточно большого сопротивления ( $R_{э.ок.}$ )

Целью стабилизации является обеспечение одинаковых условий работы транзистора при заданном разбросе  $h_{21э}$  и изменением температуры окружающей среды. Для транзистора ВКУ величина допустимого приращения тока  $i_{k0.доп.}$  определяется предельным положением точки покоя, при котором еще обеспечивается получение от транзистора требуемой выходной мощности. Это приращение коллекторного тока определяется соотношением:

$$\Delta i_{k0.доп.} = (U_{к0} * (1 - \xi_{\phi}) - (1 + \xi_{\phi}) * i_{k0} * r_{нас}) / (R_{н=} + r_{нас}).$$

Для трансформаторного каскада усиления при КПД трансформатора близком к единице  $R_{н=} \cong R_{э.ок.} = (E_{п} - U_{к0}) / (i_{k0} + i_{\phi 0}) = (20 - 13) / ((0,3 + 32,5) * 10^{-3}) = 0,213 \text{ кОм}$ .

$$\Delta i_{k0.доп.} = (13,8 * (1 - 0,7) - (1 + 0,7) * 10 * 10^{-3} * 111,1) / (111,1 + 618,1) = 3,087 \text{ мА}.$$

При отсутствии стабилизации изменение постоянного тока может быть значительно больше допустимого. Когда выходной каскад отделен по постоянному току от предоконечного, максимально возможное положительное приращение коллекторного тока:

$$\Delta i_{k0.макс.} = i_{k0.макс.} - i_{k0}, \text{ где } i_{k0.макс.} = h_{21э.макс.} * i_{\phi 0} + (1 + h_{21э.макс.}) * I'_{k0.макс.}$$

$$i_{k0.макс.} = h_{21э.макс.} * i_{\phi 0} + (1 + h_{21э.макс.}) * I'_{k0.макс.} =$$

$$500 * 0,03 * 10^{-3} + (1 + 500) * 0,012 * 10^{-3} = 21,012 \text{ мА}.$$

$$\Delta i_{k0.макс.} = i_{k0.макс.} - i_{k0} = 156 - 10 = 146 \text{ мА}.$$

Необходимая глубина местной отрицательной обратной связи по постоянному току в выходном каскаде, позволяющая снизить изменение коллекторного тока до допустимой величины:

$$F_{посл.ок} = \Delta i_{k0.макс.} / \Delta i_{k0.доп.} = 146 / 3,087 = 47,295$$

### Расчет выходного каскада усиления по переменному току.

Расчет ВКУ по переменному току проводится для гармонического сигнала номинальной величины, при котором обеспечивается получение заданной выходной мощности в нагрузке. Абсолютные значения токов и напряжений транзистора связаны выходной и входной динамическими характеристиками, при чем за входную принимается характеристика при напряжении на коллекторе не равном нулю. Токи и напряжения на входе и выходе имеют постоянную и переменную составляющие. При усилении гармонических сигналов и не больших нелинейных искажений постоянные составляющие в режиме класса А мало отличаются от значений, определенных рабочей точкой. Оптимальное эквивалентное сопротивление нагрузки транзистора, обеспечивающее получение наибольшей выходной мощности при сравнительно малых искажениях  $R_{опт.} = U_{к0} / i_{k0} = 13 / 0,0325 = 1380 \text{ Ом}$ .

Номинальные амплитудные значения переменных составляющих выходного тока и напряжения (со стороны первичной обмотки выходного трансформатора):

$$U_{мк} = \xi_{\phi} * U_{к0} = 0,7 * 13,8 = 9,68 \text{ В}.$$

$$I_{мк} = \xi_{\phi} * i_{k0} = 0,7 * 10 = 7,02 \text{ мА}.$$

При номинальном значении выходной мощности используемый участок выходной характеристики лежит между точками А и Б.



В этих точках:

$$i_{кА} = i_{к0} + I_{мк} = 10 + 7,02 = 17,02 \text{ мА.}$$

$$i_{кБ} = i_{к0} - I_{мк} = 10 - 7,02 = 2,98 \text{ мА.}$$

$$U_{кА} = U_{к0} - U_{мк} = 13,8 - 9,68 = 4,12 \text{ В.}$$

$$U_{кБ} = U_{к0} + U_{мк} = 13,8 + 9,68 = 23,48 \text{ В}$$

Точка покоя вместе с точками А и Б определяют треугольники, площадь которых равна отдаваемой выходной мощности (рис.3.)

$$P_{отд} = U_{мк} * I_{мк} / 2 = 9,68 * 7,02 / 2 = 33,97 \text{ мВт}$$

Изменение входного тока относительно точки покоя в сторону увеличения и уменьшения, как видно из рисунка 4 должны быть неодинаковыми. Поэтому для дальнейших расчетов лучше использовать усредненные значения:

- амплитуды входного напряжения:

$$U_{мб.ок.} = (U_{бА} - U_{бБ}) / 2 = (0,67 - 0,5) / 2 = 0,06 \text{ В.}$$

- амплитуда входного тока:

$$I_{мб.ок.} = (I_{бА} - I_{бБ}) / 2 = (0,05 - 0,003) / 2 = 0,022 \text{ мА.}$$

- выходного сопротивления транзистора (между эмиттером и базой):

$$R_{вх.ок.ср.} = U_{мб.ок.} / I_{мб.ок.} = 0,06 / 0,022 * 10^{-3} = 2,727 \text{ кОм.}$$

Входная мощность, необходимая для получения номинальной мощности на выходе:

$$P_{вх.ок.} = (U_{мб.ок.} * I_{мб.ок.}) / 2 = 0,06 * 0,022 * 10^{-3} / 2 = 0,00066 \text{ мВт.}$$

Средние значения динамических коэффициентов усиления по току и напряжению:

$$K_{т.ок.ср.} = I_{мк.} / I_{мб.ок.} = 7,02 / 0,022 = 319,09$$

$$K_{н.ок.ср.} = U_{мк.} / U_{мб.ок.} = 9,68 / 0,06 = 161,33$$

$$K_{м.ср.} = P_{отд} / P_{вх.} = 34,01 * 10^{-3} / 0,00066 * 10^{-3} = 51,530$$

Для дальнейших расчетов необходимо также учитывать разброс параметров. Значения коэффициентов усиления и входных сопротивлений в ВКУ можно считать изменяющимися пропорционально статическому коэффициенту усиления транзистора по току. В частности:

$$K_{т.ок.мин.} = K_{т.ок.ср.} * h_{21эмин.} / h_{21эср.} = 319,09 * 200 / 330 = 193,38$$

$$K_{н.ок.мин.} = K_{н.ок.ср.} * h_{21эмин.} / h_{21эср.} = 161,33 * 200 / 330 = 107,55$$

$$R_{вх.ок.мин.} = R_{вх.ок.ср.} * h_{21эмин.} / h_{21эср.} = 2,727 * 200 / 330 = 1,652 \text{ кОм}$$

$$R_{вх.ок.макс.} = R_{вх.ок.ср.} * h_{21эмакс.} / h_{21эср.} = 2,727 * 500 / 330 = 4,131 \text{ кОм}$$

### Построение сквозной динамической характеристики и оценка нелинейных искажений в ВКУ.

Наибольшие нелинейные искажения возникают в выходном каскаде усиления, где уровни сигнала максимальны. Обусловлены эти искажения, главным образом, нелинейностью характеристик транзистора. Сквозная динамическая характеристика представляет собой зависимость коллекторного тока от эквивалентной ЭДС источника сигнала транзистора ВКУ:  $i_{к.ок.} = f(e_{ист.ок.})$ .

Значение ЭДС источника ВКУ для каждой точки определяются соотношением:

$$e_{ист.ок.} = i_{б.ок.} * R_{ист.ок.} + U_{б.ок.}$$

Для оценки нелинейных искажений целесообразно принять:

$$R_{ист.ок.} = 5 * R_{вх.ок.ср.} = 5 * 2,727 = 13,63 \text{ кОм.}$$

$i_{б, мкА}$	15	30	45	60
$I_{к, мА}$	5	10	14	18
$U_{б, В}$	0,61	0,64	0,66	0,68
$e_{ист.ок.}$	0,8	1	1,15	1,5

$$\Delta i_{к1} = \Delta i_{к2} = 0,1 * i_{к0} = 0,1 * 10 * 10^{-3} = 1 \text{ мА}$$

Амплитуда полезного сигнала (первая гармоника), а также второй и третьей гармоники определяются:

$$I_{m1} = [(i_{\max} - i_{\min}) + (i_1 - i_2)]/3 = [(16 - 4,3) \cdot 10^{-3} + (13,5 - 6,8) \cdot 10^{-3}]/3 = 6,13 \text{ мА.}$$

$$I_{m2} = [(i_{\max} + i_{\min}) - 2 \cdot i_{k0}]/4 = [(16 + 4,3) \cdot 10^{-3} - 2 \cdot 10 \cdot 10^{-3}]/4 = 0,075 \text{ мА.}$$

$$I_{m3} = [(i_{\max} - i_{\min}) - 2 \cdot (i_1 - i_2)]/6 = [(16 - 4,3) \cdot 10^{-3} - 2 \cdot (13,5 - 6,8) \cdot 10^{-3}]/6 = -0,3 \text{ мА.}$$

Данные значения высших гармоник соответствуют отдаваемой мощности:

$$P'_{\text{отд}} = (I_{m1}^2 \cdot R_{\text{опт}})/2 = [(6,13 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 1380]/2 = 25,928 \text{ Вт.}$$

Коэффициенты гармоник и соответствующие им затухания нелинейности:

$$K_{r2} = I_{m2}/I_{m1} = 0,075 \cdot 10^{-3} / 6,13 \cdot 10^{-3} = 0,012$$

$$K_{r3} = I_{m3}/I_{m1} = -0,3 \cdot 10^{-3} / 6,13 \cdot 10^{-3} = -0,048$$

$$a_{r2} = 20 \cdot \lg(1/K_{r2}) = 38,416 \text{ дБ.}$$

$$a_{r3} = 20 \cdot \lg(1/K_{r3}) = 26,375 \text{ дБ.}$$

Видно, что затухания нелинейности больше 20 дБ, значит ООС эффективно снижает нелинейные искажения.

Рисунок 3. Сквозная динамическая характеристика

### **Расчет выходной дифференциальной системы.**

В групповых усилителях МСП обычно применяют комбинированную общую отрицательную обратную связь по переменному току мостового типа, поскольку с её помощью можно получить необходимые стабильные значения входного и выходного сопротивлений с минимальными потерями полезной мощности и помехозащищённости усилителя. На рис.4 приведена схема комбинированной ООС с использованием дифференциальной системы на трансформаторе на входе и выходе усилителя.

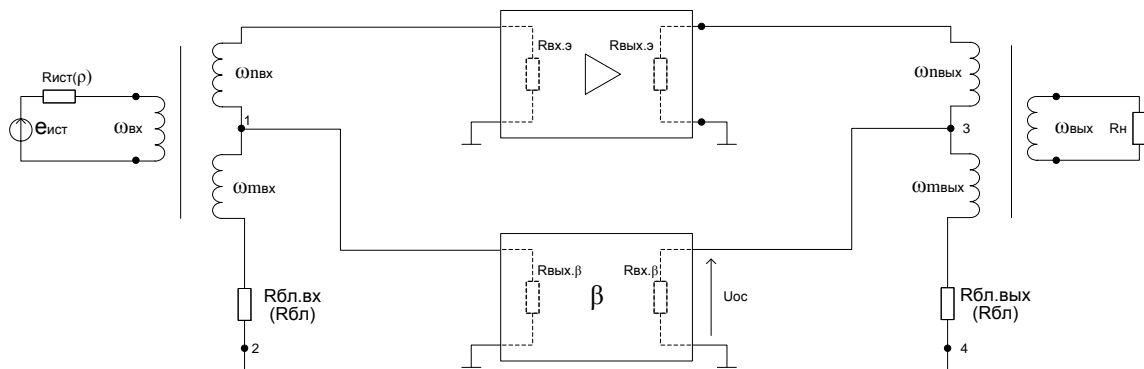


Рисунок 4. Эквивалентная схема комбинированной общей ОС по переменному току.

Выходная ДС (как и входная) образует мостовую схему. На рис.5 приведена эквивалентная схема выходной ДС, показана в виде моста, где  $R_{\text{вых.э}}$  – выходное сопротивление усилительного элемента,  $\omega_{\text{п.вых}}$  и  $\omega_{\text{м.вых}}$  – соответственно первичная обмотка выходного трансформатора и обмотка обратной связи.

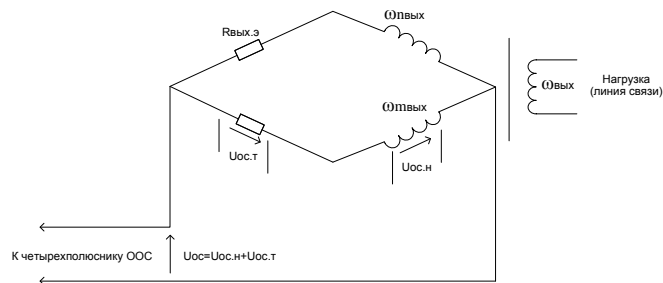


Рисунок 5. Эквивалентная схема выходной дифференциальной системы.

Баланс моста выполняется, если  $R_{\text{вых.э}} \cdot \omega_{\text{м.вых}} = R_{\text{бл}}^1 \cdot \omega_{\text{п.вых}}$ . Напряжение ОС, действующее на входе четырёхполюсника ОС, содержит две составляющие – пропорциональные выходному току –  $U_{\text{ос.т}}$  и выходному напряжению –  $U_{\text{ос.н}}$ . Величины напряжений составляющих регулируются соответственно изменениям сопротивления  $R_{\text{бл.вых}}$  ( $R_{\text{бл}}$ ) и числа витков обмотки ОС –  $\omega_{\text{м.вых}}$ .

Вначале, определяем коэффициент асимметрии

$$\sigma' = \frac{\eta}{1 - \eta_{\text{тр}}} = \frac{0,92}{1 - 0,92} = 11,5,$$

где к.п.д. трансформатора принимается из диапазона  $\eta_{\text{тр}} = 0,9 - 0,94$ . Величина  $\sigma'$  не должна превышать 10-15.

Коэффициенты трансформации первой обмотки трансформатора  $n_{\text{вых}}$  и обмотки ОС:

$$n_{\text{вых}} = \sqrt{\frac{R_{\text{опт}}}{R_{\text{н}}} \cdot \frac{\sigma'}{1 + \sigma'}} = \sqrt{\frac{1389}{75} \cdot \frac{11,5}{12,5}} = 4,114,$$

$$m_{\text{вых}} = \frac{n_{\text{вых}}}{\sigma'} = \frac{4,114}{11,5} = 0,357,$$

Балансовое сопротивление находится по формуле:

$$R_{\text{бл.вых}} = \frac{R_{\text{вых.э}}}{\sigma'} = \frac{1380}{11,5} = 120 \text{ Ом},$$

Входное сопротивление четырёхполюсника ОС (см.рис.6):

$$R_{\text{вх.β}} = \frac{R_{\text{вых.э}}}{1 + \sigma'} = \frac{1380}{12,5} = 110,4 \text{ Ом}$$

Затухание ДС в направлении нагрузки:

$$A_n = 10 \lg \frac{P_{отд}}{P_n} = 10 \lg \left(1 + \frac{1}{\sigma'}\right) = 10 \lg \left(1 + \frac{1}{11,5}\right) = 0,361 \text{ дБ}$$

и в направлении цепи ОС:

$$A_{ос} = 10 \lg \frac{P_{отд}}{P_{вх, \beta}} = 10 \lg (1 + \sigma') = 10 \lg (1 + 11,5) = 10,969 \text{ дБ.}$$

Затухание  $A_n$  ограничивается возможным коэффициентом асимметрии

## Выбор операционного усилителя и расчет принципиальной схемы.

### Исходные данные, необходимые для выбора ОУ.

- величина ЭДС эквивалентного источника сигнала группового усилителя

$$e_r = 2 \sqrt{(P_n \cdot \rho) / K_{м.раб.}},$$

где  $P_n = 28,45 \text{ мВт}$  – уровень передачи по мощности группового усилителя;  $\rho = 75 \text{ Ом}$  – волновое сопротивление СК СП;

$$K_{м.раб.} = 10^{0,1 S_{раб}} = 10^{0,1 \cdot 20,25} = 105,92 - \text{необходимое рабочее усиление.}$$

$$e_r = 2 \sqrt{(P_n \cdot \rho) / K_{м.раб.}} = 2 \sqrt{28,45 \cdot 10^{-3} \cdot 75 / 105,92} = 27,5 \text{ мВ}$$

- номинальное напряжение сигнала на входе операционного усилителя:

$$U_{вх.оу.ном.} = 0,5 \cdot n_{вх} \cdot \eta_{тр} \cdot e_r, \quad \text{где } n_{вх} = 5; \eta_{тр} = 0,95;$$

$$U_{вх.оу.ном.} = 0,5 \cdot 5 \cdot 0,95 \cdot 0,0284 = 68,75 \text{ мВ.}$$

необходимый коэффициент усиления ОУ, с учетом запаса на введение общей ООС в групповом усилителе:

$$S_{необх.} = 20 \lg (U_{вых.оу.} / (U_{вх.оу.ном.} \cdot \sqrt{2})) + A_{необх.}, \quad \text{где } U_{вых.оу.} = U_{тб.ср} = 0,075 \text{ В.}$$

$A_{необх.}$  - необходимая глубина общей ООС группового усилителя находится из условий:

$$\begin{cases} A_{необх2.} \geq A_{г02} - (A_{г2} + P_n) \\ A_{необх3.} \geq A_{г03} - (A_{г3} + 2P_n) \\ A_{необх.} \geq A_{необх2.}; A_{необх.} \geq A_{необх3.} \end{cases}$$

$A_{г02}$ ,  $A_{г03}$  – заданные затухания нелинейности второй и третьей гармоник.

$$A_{г02} = 62 \text{ дБ}, A_{г03} = 65 \text{ дБ}, A_{г2} = 38,416 \text{ дБ}, A_{г3} = 26,375 \text{ дБ.}$$

$$A_{необх2.} = 62 - (38,416 + 14,541) = 9,04 \text{ дБ.}$$

$$A_{необх3.} = 65 - (26,375 + 2 \cdot 14,541) = 9,54 \text{ дБ}$$

$A_{необх.}$  выбирается большим из двух найденных значений, тогда  $A_{необх.} = 25 \text{ дБ.}$

Следовательно

$$S_{необх.} = 20 \lg (U_{вых.оу.} / (U_{вх.оу.ном.} \cdot \sqrt{2})) + A_{необх.} = 20 \lg (0,06 / (0,0687 \cdot 1,41)) + 25 = 20,81 \text{ дБ.}$$

Допустимое значение спектральной плотности ЭДС белого шума на входе ОУ:

$$e_{по} \leq U_{вх.оу.ном.} / (400 \sqrt{f_b}) = 0,0687 / (400 \sqrt{444 \cdot 1000}) = 257 \text{ нВ} / \sqrt{\text{Гц}} > 200 \text{ нВ} / \sqrt{\text{Гц}}$$

### Выбор операционного усилителя.

Выбранный ОУ должен обеспечивать достаточное по величине и равномерное по спектру (до  $F_v$ ) усиление, максимальную устойчивость и надежность работы. Для

проверки более полного соответствия этим требованиям выберем несколько типов ОУ. Все выбранные ОУ удовлетворяют требованию:

$$f_{1\text{мин}} > 10 \cdot f_{\text{верх}} = 10 \cdot 444 \cdot 10^3 = 4,4 \text{ МГц.}$$

#### Основные параметры ОУ.

Тип ОУ	f <sub>1</sub> (МГц)			S(дБ)		±U <sub>п</sub> (В)		I <sub>п</sub> (мА)		корр.	V <sub>спад</sub>	S <sub>пред</sub> дБ	S <sub>Ф</sub> дБ
	Мин	тип	среза	Мин	Тип	Пределы		макс	тип				
LF-157	10	20	-	94	106	5	20	7	5	ВН	23	22	38,03
574УД1Б	10	15	-	94	100	6	18	8	5,5	ВШ	20	10	30,57
544УД2	15	35	6,3	80	90	6,5	16	7	4,5	ВШ	20	22	37,93
140УД23	10	10	10	88	106	5	18	10	4	ВН	25	20	33,81
ОР27	5	8	8	117	126	7	38	-	2,4	ВН	20	12	25,51

Расчет усиления для всех предварительно отображенных ОУ при введенной ООС и любым типом коррекции, выполняются аналитически:

$S_F = V_{\text{спад}}(\lg(f_{1\text{тип}}/f_B))$ , расчет заносим в таблицу 3.

Окончательное предпочтение отдаем 140УД23, поскольку он имеет запасы:

по устойчивости :  $S_F - S_{\text{пред}} = 33,81 - 20 = 13,81$  дБ.

по усилению :  $S_F - S_{\text{необх}} = 33,81 - 21 = 12,81$  дБ.

Последняя разница удовлетворяет условию ( от 10 до 15 ) дБ

- выбор режима работы ВКУ

ОУ используется более эффективно, если источник питания имеет среднюю точку относительно которой напряжение должно иметь  $\pm E_{\text{п}}/2$ .

Тогда  $U_{\text{п}} \approx 0,4 E_{\text{п}} = 0,4 \cdot 20 = 8\text{В}$ .

Среднее значение потребляемого тока

$$I_{\text{потр.ср.}} \geq 2 I_{\text{мб.ок.макс.}} = I_{\text{мбср}} \cdot h_{21\text{.макс.}}/h_{21\text{э.ср.}} = 0,022 \cdot 10^{-3} \cdot 500/330 = 0,0333 \text{ мА.}$$

#### Составление принципиальной схемы усилителя.

На рис.6 приведена принципиальная схема группового усилителя с использованием LF-156.

Связь усилителя с источником сигнала и нагрузкой осуществляется с помощью трансформаторов с дополнительными обмотками обратной связи:  $\omega'_{\text{ос}}$ . Особенностью схемы является применение общей комбинированной ООС. ОУ охвачен местной ООС ( $R_1$  и  $R_2$ ). Чтобы эти цепи ОС были отрицательными и взаимонезависимыми сигналы ОС подаются на разные входы ОУ:

- с выхода ОУ сигнал местный ОС подается на инвертирующий вход, а с выхода группового усилителя сигнал общей ОС – на не инвертирующий вход: на этот же вход, через трансформатор подается сигнал с линии связи. Чтобы общая ОС бала отрицательной, транзистор выходного каскада необходимо включить с общим эмиттером.

Входное сопротивление ОУ велико ( $R_{\text{вход.}} \rightarrow \infty$ ) и , чтобы исключить его работу в режиме холостого хода, вторичная и вход ОУ шунтируются относительно небольшим резистором шунта  $R_{\text{ш}}$ . Для повышения устойчивости группового усилителя в области высоких частот используются емкости высокочастотного обхода  $C_a$ .

Развязку цепей по постоянному току осуществляют разделительные емкости  $C_{p1}, C_{p2}, C_{p3}$ ,  $R_{\text{бл}}$  и  $R'_{\text{бл}}$  – балансные сопротивления дифференциальной системы. Особенностью выходного каскада является наличие местной последовательной по входу ООС, поскольку  $R_{\text{эф}}$ , не шунтируется емкостью. Эта ОС позволяет повысить входное сопротивление выходного каскада, уменьшить дополнительно нелинейные, частотные искажения и помехи.

### Расчет элементов принципиальной схемы группового усилителя.

Расчет сопротивления шунта  $R_{ш}$ . Величина  $R_{ш}$  находится из условия согласования входного сопротивления трансформатора  $R_{вх.тр}$  с волновым сопротивлением линии связи.

$R_{вх.тр} = R_{ш}/n^2\eta_{тр}$ , следовательно  $R_{ш} = R_{вх.тр} * n^2\eta_{тр}$ , где  $R_{вх.тр} = \rho = 75 \text{ Ом}$ .

$R_{ш} = 75 * 25 * 0,95 = 1781 \text{ Ом}$ . В соответствии со стандартом  $R_{ш} = 1,8 \text{ кОм}$

Расчет цепи местной ООС ОУ.

Глубина местной ООС в ОУ:

$A_{оу} = S_{тип} - S_F = 106 - 33,81 = 72,19 \text{ дБ.}$ ,

где  $S_F = 20 * \lg(K_F)$ , величина,  $K_F$  - коэффициент усиления ОУ с учетом местной ООС.

При глубокой ООС:

$K_F = K/F_{оу} = K/(1+\beta_k) \approx K/\beta = R_2/R_1$ .

$K_F = 10^{0,05 * S_F} = 10^{0,05 * 33,81} = 49,03$

$K_{оу} = 10^{0,05 * A_{оу}} = 10^{0,05 * 72,16} = 4069,11$

Величина резистора находится из условия устойчивости работы ОУ:

$R_1 \leq 1/(2 * \pi * C_{вх.ОУ} * 2 * f_{л.тип}) = 1/(6,28 * 3 * 10^{-12} * 2 * 10 * 10^6) = 2,65 \text{ кОм}$ .

$C_{вх.ОУ} = 3 \div 4 \text{ пФ}$  – входная емкость ОУ с учетом монтажной схемы усилителя. Тогда сопротивление  $R_2 = K_F * R_1 = 49,03 * 2,65 = 129,9 \text{ кОм}$ .

В соответствии со стандартами  $R_1 = 2,4 \text{ кОм}$ ,  $R_2 = 120 \text{ кОм}$ .

Проверим условие  $R_2 \geq 10 * R_{вх.э.ок.ср.} = 27,27 \text{ кОм}$ . (Выполняется)

Цепи питания ОУ.

Для развязки по цепям питания в схеме группового усилителя предусмотрены RC-фильтры.

$R_{\phi} = (E_{п}/2 - U_{п})/I_{пот.тип.} = (20/2 - 8)/4 * 10^{-3} = 500 \text{ Ом}$ .

$C_{\phi} \geq 100/(2 * \pi * f_{п} * R_{\phi}) = 100/(6,28 * 100 * 500) = 0,318 \text{ мФ}$ , где  $f_{п} = 2 * f_c = 100 \text{ Гц}$  – частота пульсации сети.

В соответствии со стандартом:  $R_{\phi} = 0,51 \text{ кОм}$ ;  $C_{\phi} = 330 \text{ мкФ}$ .

Расчет местной ООС в выходном каскаде.

Вводится при условии, что  $S_F > S_{необх.}$ . Для последовательной по входу местной ООС включается в эмиттерную цепь транзистора ВКУ небольшой по величине и не шунтированный емкостью резистор  $R_{эF}$ :

$A_{м.ок.} = S_F - S_{необх.} = 33,81 - 21 = 12,81 \text{ дБ}$ .

$F_{м.ок.} = 10^{0,05 * A_{м.ок.}} = 10^{0,05 * 12,81} = 4,37 = 1 + S_3 R_3$ .

Крутизна тока эмиттера транзистора ВКУ при условии, что  $R_{вых.ОУ} \approx 0$ :

$S_3 = (1 + h_{21э.ср.})/R_{вх.э.ок.ср.} = (1 + 330)/2727 = 0,121$ .

$R_{эF} = (F_{м.ок.} - 1)/S_3 = (4,37 - 1)/0,121 = 27,85 \text{ Ом}$ .

В соответствии со стандартом  $R_{эF} = 27 \text{ Ом}$ .

Расчет элементов эмиттерной стабилизации в ВКУ.

Резистор в цепи эмиттера при наличии местной ООС равен:

$R_{э.ок.} = (E_{п} - U_{ко.ок.})/(i_{ко.ок.} + i_{бо.ок.}) - R_{эF} = (20 - 13,8)/(10 + 0,03) * 10^{-3} - 27,85 = 590,29 \text{ Ом}$ .

Для расчета резисторов в цепи базы выбирают ток делителя:

$i_{дел.} = (5 \div 10) i_{бо.ок.} = 5 i_{бо.ок.} = 5 * 0,03 * 10^{-3} = 0,15 \text{ мА}$ .

Тогда  $R''_6 = (E_{п} - U_{ко.ок.} + U_{бо.ок.})/i_{дел.} = (20 - 13,8 + 0,64)/0,15 * 10^{-3} = 45,6 \text{ кОм}$ .

$R'_6 = (E_{п} - i_{дел.} * R''_6)/(i_{дел.} + i_{бо.ок.}) = (20 - 0,155 * 10^{-3} * 45,6 * 10^3)/(0,15 + 0,03) * 10^{-3} = 73,11 \text{ кОм}$ .

Поскольку  $R_6 = (R'_6 * R''_6)/(R''_6 + R'_6) = 28,08 \text{ кОм}$ .

В соответствии со стандартом:  $R'_6 = 75 \text{ кОм}$ ,  $R''_6 = 43 \text{ кОм}$ .

Глубина ООС по постоянному току, обеспечивающая стабилизацию режима работы:

$$F_{\text{посл.ок.}} = 1 + [(1 + h_{21\text{э.ср.}}) * (R_{\text{э.ок.}} + R_{\text{э.ф.}}) / (R_{\text{вх.ок.ср.}} * F_{\text{м.ок.}})] = 1 + [(1 + 330) * (590,29 + 27,85) / (2,727 * 4,37)] = 52,835$$

Поскольку  $F_{\text{посл.ок.}} > F_{\text{посл.необх}}$  ( $52,835 > 47,295$ ), то глубина ООС будет достаточной.

Разделительная емкость на входе ВКУ при  $M_{\text{нр}} \leq 0,5 \text{ дБ}$  и предположении, что  $R_{\text{выхОУ}} \approx 0$ , равна  $C_p \geq 1 / (2,18 * f_{\text{н}} * R_{\text{вх.ок.}})$ , где

$$R_{\text{вх.ок.}} = [(1/R'_6) + (1/R''_6) + (1/R_{\text{вх.э.ок.ср.}} * F_{\text{м.ок.}})]^{-1} = [(1/73,11 * 10^3) + (1/45,6 * 10^3) + (1/2,727 * 4,37)]^{-1} = 8,366 \text{ кОм},$$

тогда  $C_p = 0,548 \text{ мкФ}$

Емкость в цепи эмиттера при  $M_{\text{нр}} \leq 0,5 \text{ дБ}$  равна:

$$C_{\text{э}} \geq (1 + h_{21\text{э.ср.}}) / (2,18 * f_{\text{н}} * R_{\text{вх.э.ок.ср.}} * F_{\text{м.ок.}}) = (1 + 330) / (2,18 * 100 * 2,727 * 4,37) = 0,127 \text{ мФ}.$$

В соответствии со стандартом:

$$R_{\text{э.ок.}} = 620 \text{ Ом}, C_{\text{э}} = 150 \text{ мкФ}, C_p = 1 \text{ мкФ}$$

## Спецификация.

Поз. обозначение.	Наименование	Количество	Примечание
Резисторы.			
$R_{ш}$	1,8 кОм $\pm 10\%$ МЛТ-0,25	1	
$R_1$	2,4 кОм $\pm 10\%$ МЛТ-0,25	1	
$R_2$	120 кОм $\pm 10\%$ МЛТ-0,25	1	
$R_{\phi}$	0,51 кОм $\pm 10\%$ МЛТ-0,25	2	
$R_{ЭФ}$	27 Ом $\pm 10\%$ МЛТ-0,25	1	
$R_{э.ок}$	620 Ом $\pm 5\%$ МЛТ-0,25	1	
$R''_6$	43 кОм $\pm 5\%$ МЛТ-0,25	1	
$R'_6$	75 кОм $\pm 5\%$ МЛТ-0,25	1	
Конденсаторы			
$C_{\phi}$	330 $\pm 10\%$ мкФ К50-16	2	
$C_p$	1 $\pm 10\%$ мкФ К53-1	3	
$C_э$	150 $\pm 10\%$ мкФ К50-16	1	
Микросхемы			
D1	140УД23	1	
Транзисторы			
VT	КТ 3102В	1	



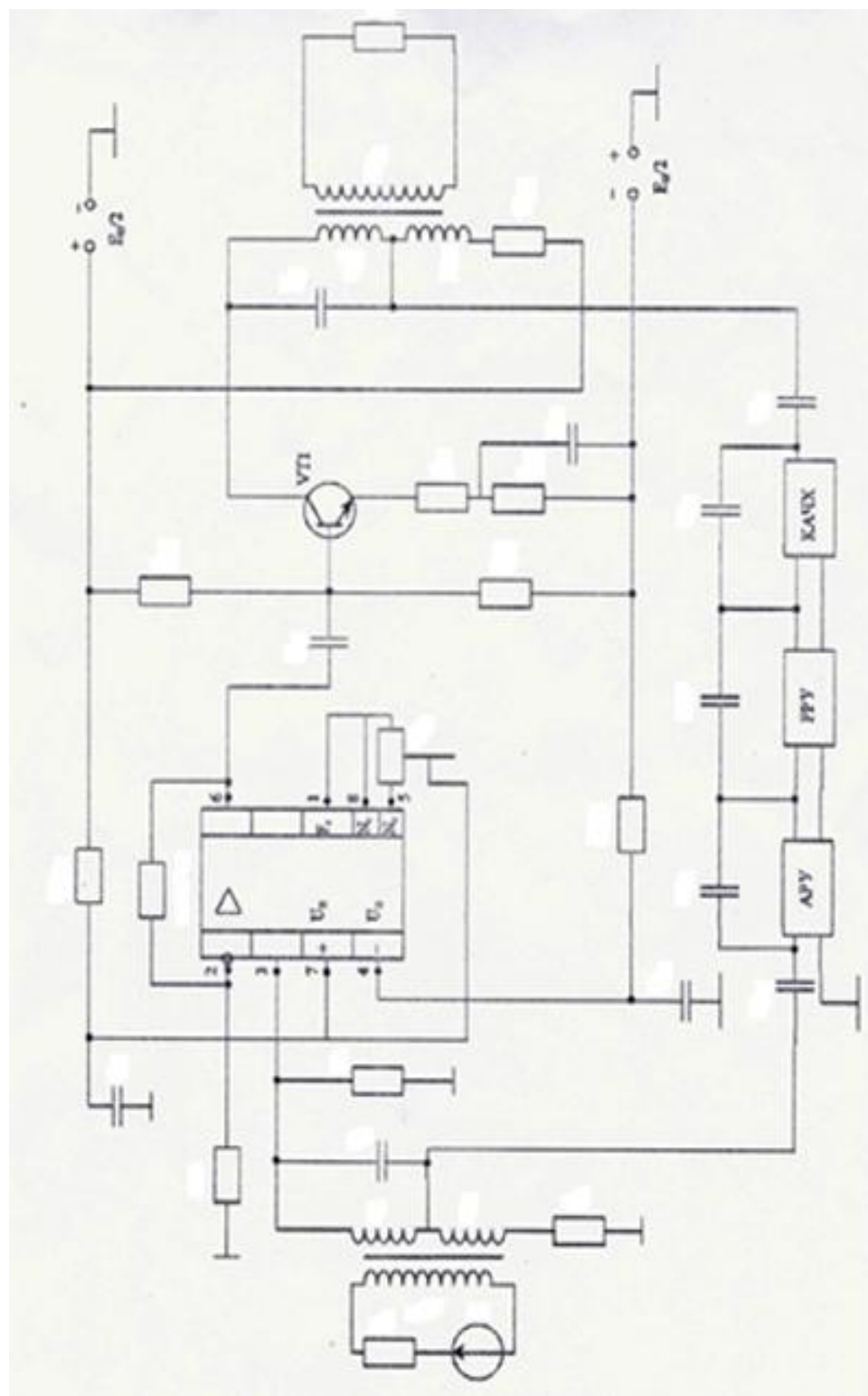


Рис. 6

### **Заключение**

В данной курсовой работе был разработан групповой усилитель систем передачи. Оконечный каскад усиления построен на биполярном транзисторе КТ3102В. В качестве предварительного каскада использовали ОУ типа 143УД23.

### **Используемая литература**

1. Конспект лекций по курсу МСП Матвеев В.А..
2. Методическое указание: « Расчет ВКУГУ аналоговых систем МЭС»; Матвеев В.А, Демин Э.А.
3. Методическое указание: «Использование ИМ в ГУ систем передачи с ЧРК»; Матвеев В.А, Демин Э.А.