

Министерство образования Республики Беларусь

Учреждение образования  
**БЕЛОРУССКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ  
ИНФОРМАТИКИ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ**

Факультет компьютерного проектирования

Кафедра электронной техники и технологии

**ПОЯСНИТЕЛЬНАЯ ЗАПИСКА**

к курсовому проекту  
на тему

**УНИВЕРСАЛЬНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ СИГНАЛА ЗВУКОВОЙ  
ЧАСТОТЫ**

Студент

Руководитель

В. А. Кузниченков

М. Ф. Федоринчек

Минск 2014

# 1 Разработка структурной схемы

## 1.1 Анализ технического задания

Выбор структурной схемы усилителя определяется рядом параметров и условиями эксплуатации. Количество каскадов определяется величиной входного и выходного сигналов, выбор источника питания, радиоэлементов и основ построения схемы производится с учетом предназначения устройства, требований к сложности, условий эксплуатации.

Исходные данные:

- $P_{\text{н}} = 8$  (Вт) – номинальная выходная мощность
- $R_{\text{н}} = 2$  (Ом) – сопротивление нагрузки
- $E_{\text{г}} = 45$  (мВ) – ЭДС источника сигнала
- $R_{\text{г}} = 10$  (кОм) – внутреннее сопротивление источника сигнала
- $K_{\text{г}} = 1$  (%) – допустимый коэффициент гармоник
- $f_{\text{н}} = 10$  (Гц) – нижняя предельная частота
- $f_{\text{в}} = 18$  (кГц) – верхняя предельная частота
- $M = 3$  (дБ) – неравномерность АЧХ в полосе
- $\Delta b_{\text{г}} = \pm 14$  (дБ) – пределы регулировки тембра
- $T_{\text{мах}}^{\circ} = 40$  ( $^{\circ}\text{C}$ ) – максимальное значение температуры окружающей среды
- Регулировка громкости – плавная
- Вид аппаратуры – автомобильная
- Группа сложности – 0

Структурная схема усилителя сигналов звуковой частоты:

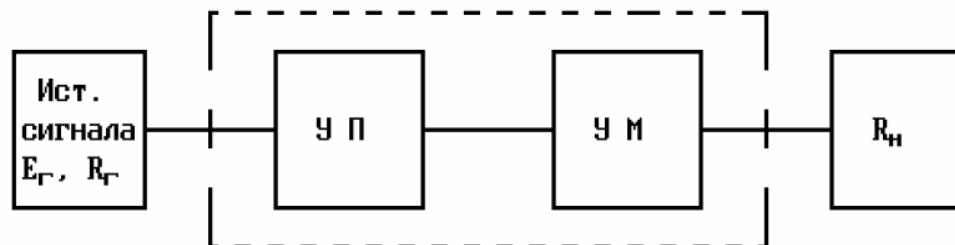


Рисунок 1.1 — Упрощенная структурная схема усилителя

Предварительный усилитель (УП) осуществляет усиление сигнала по напряжению до уровня, необходимого для работы усилителя мощности (УМ). Кроме того, в УП осуществляются оперативные регулировки уровня сигнала (громкости) и тембра (коррекция АЧХ).

Усилитель мощности обеспечивает основное усиление мощности до уровня, заданного в ТЗ.

## 1.2 Определение числа каскадов

### 1.2.1 Номинальный сквозной коэффициент передачи:

$$K_E = \frac{U_H}{E_T} = \frac{\sqrt{P_H R_H}}{E_T} \quad (1.1)$$

$$K_E = \frac{\sqrt{8 \cdot 2}}{0.045} = 88.889$$

### 1.2.2 Запас усиления для обеспечения заданных характеристик усилителя:

1) Запас на введение ООС, численно равный глубине обратной связи:

$$F \geq \frac{K_{Г\text{ок}}}{K_T} \quad (1.2)$$

$$F \geq \frac{0.15}{0.01} = 15.0$$

где  $K_{Г\text{ок}} = 15 \dots 20\%$  – коэффициент гармоник окончного двухтактного каскада без ООС.

2) Запас на регулировку тембра, определяемый коррекцией частотной характеристика:

$$m \geq 10^{|\Delta b_T|/20} \quad (1.3)$$

$$m \geq 10^{|\pm 14.0|/20} = 5.012$$

3) Технический запас, учитывающий разброс параметров компонентов:

$$K_3 = 1,5 \dots 2$$

### 1.2.3 Требуемый сквозной коэффициент усиления:

$$K_{\text{Е тр}} \geq K_{\text{Е}} \cdot F \cdot m \cdot K_3 \quad (1.4)$$

$$K_{\text{Е тр}} \geq 88,889 \cdot 14 \cdot 5,012 \cdot 2 \geq 13364,9$$

### 1.2.4 Определяем число каскадов усиления по напряжению

$$n \geq \frac{\lg(K_{\text{Е тр}})}{\lg(K_n)} \quad (1.5)$$

где  $K_n = 30 \dots 40$  – усредненный коэффициент усиления по напряжению для одного каскада.

$$n \geq \frac{\lg(13364,9)}{\lg(35)} \geq 2,67 \approx 3$$

### 1.2.5 Входное сопротивление каскада предварительного усилителя:

$$R_{\text{вх}} \geq (5 \dots 10) R_{\text{Г}} \quad (1.6)$$

$$R_{\text{вх}} \geq 7 \cdot 10 \cdot 10^3 = 70 \text{ кОм}$$

В связи с величиной  $R_{\text{вх}}$  на входе усилителя желательно включить дополнительный согласующих каскад по схеме с общим истоком.

На рис. 1.2 РУ – регулятор усиления; СК – согласующий каскад; КПУ – каскад предварительного усиления; РТ – регулятор тембра; ВК – входной каскад усилителя мощности (УМ); ПОК – предоконечный каскад УМ; ОК – окончательный каскад УМ; ООС – цепь обратной связи УМ; БП – блок питания; ФП – фильтр питания.

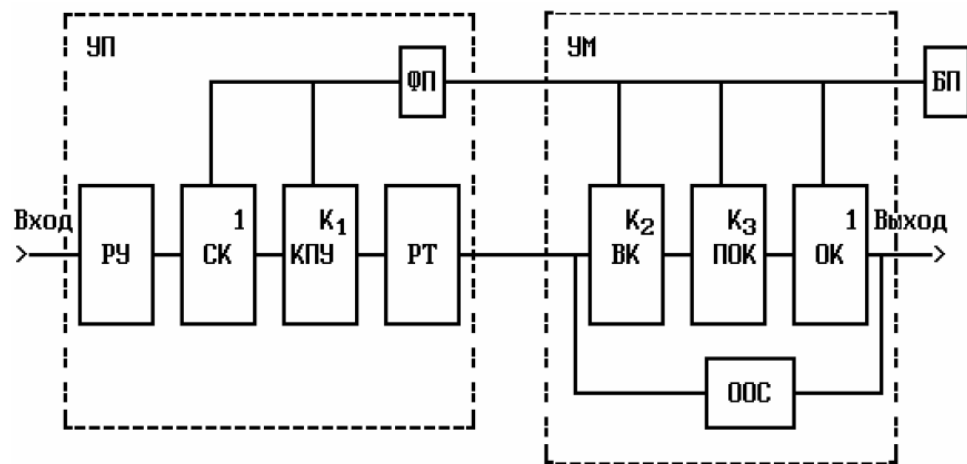


Рисунок 1.2 — Структурная схема усилителя сигналов звуковой частоты

## 2 Разработка принципиальной схемы усилителя мощности

### 2.1 Разработка и расчёт принципиальной схемы усилителя мощности

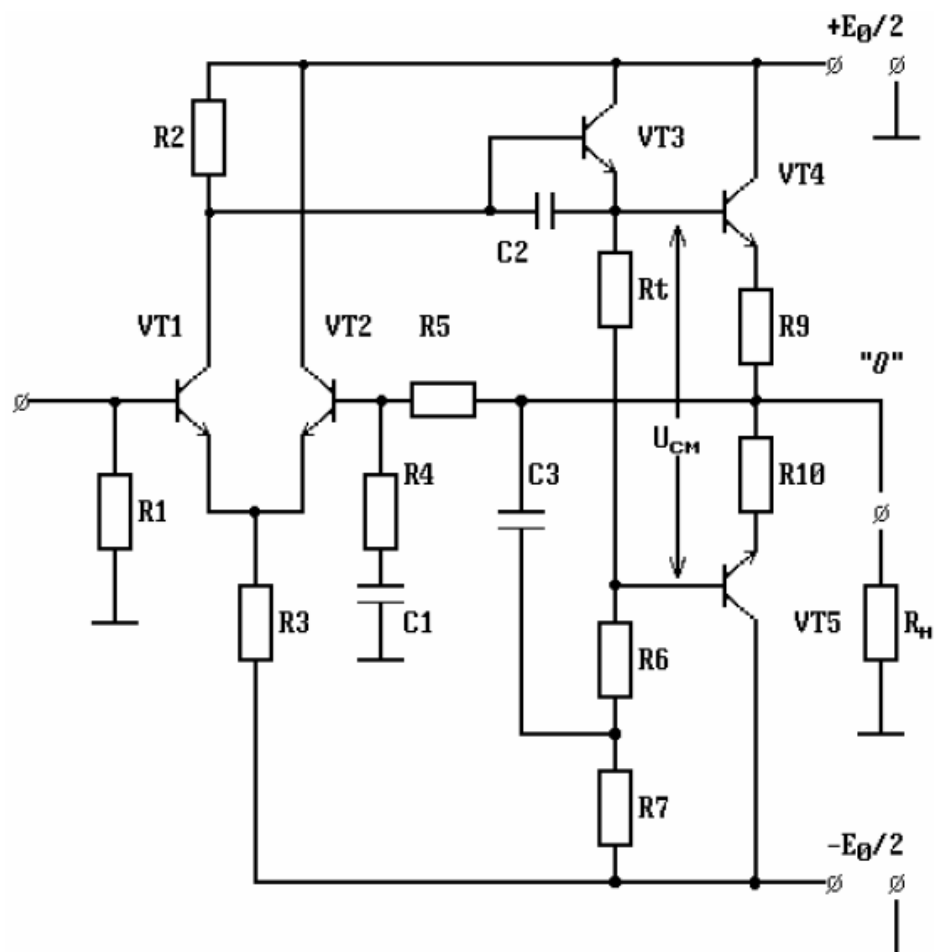


Рисунок 2.1 — Электрическая принципиальная схема усилителя

### 2.2 Выбор цепи термостабилизации

Цепь предназначена для создания начального смещения на базах транзисторов выходного каскада. В процессе нагрева их параметры существенно изменяются, что влечет за собой изменение режимов и нарушение работы всей схемы. Цепь термостабилизации в зависимости от температурного режима изменяет напряжение смещения так, чтобы компенсировать изменение параметров транзисторов.

Используем схему цепи термостабилизации, представленную на рисунке 2.2.

Диапазон рабочих температур  $-20 \dots + 50 \text{ }^{\circ}\text{C}$ .

### 2.3 Расчет оконечного каскада

#### 2.3.1 Определяем амплитуду напряжения и тока на нагрузке

$$U_{\text{нм}} = \sqrt{2P_{\text{н}}R_{\text{н}}} \quad (2.1)$$

$$U_{\text{нм}} = \sqrt{2 \cdot 8 \cdot 2} = 5.66 \text{ В}$$

$$I_{\text{км}} = I_{\text{нм}} = \frac{U_{\text{нм}}}{R_{\text{н}}} \quad (2.2)$$

$$I_{\text{км}} = I_{\text{нм}} = \frac{5.66}{2} = 2.83 \text{ А}$$

#### 2.3.2 Определяем напряжения источника питания:

$$E_0_{\text{расч}} > 2(U_{\text{нм}} + U_{\text{ост}}) \quad (2.3)$$

где  $U_{\text{ост}} = 1 \dots 3 \text{ В}$  – остаточное напряжение на полностью открытом транзисторе выходного.

$$E_0_{\text{расч}} > 2(5.66 + 2) = 15.31 \text{ В}$$

Для обеспечения стабильности работы транзистора в неопределённом режиме работы, его основные параметры выбираются с запасом 10-30%.

$$E_0 \geq (1, 1 \dots 1, 2) \cdot E_0_{\text{расч}} \quad (2.4)$$

$$E_0 > (1, 1 \cdot 15.31) = 16.85 \approx 17 \text{ В}$$

### 2.3.3 Максимальная мощность, рассеиваемая на коллекторах выходных транзисторов:

$$P_{к\ 4,5} = \frac{E_0^2}{4\pi^2 R_{н}} \quad (2.5)$$

$$P_{к\ 17,0} = \frac{2^2}{4 \cdot 2 \cdot \pi^2} = 3.66 \text{ Вт}$$

### 2.3.4 Желаемый коэффициент усиления по току $h_{21}$ для выходных транзисторов:

$$h_{21\ 4,5} \geq \frac{P_{н}}{P_{п}} \quad (2.6)$$

где  $P_{п} = 10 \dots 20$  мВт – выходная мощность предоконечного каскада, работающего в режиме А.

$$h_{21\ 8,0} \geq \frac{8}{0,02} = 400$$

Для получения в транзисторе такого  $h_{21}$  используют составные транзисторы или транзисторы Дарлингтона, у которых  $h_{21}$  итоговый равен произведению каждого из них.

### 2.3.5 Выбираем транзисторы окончного каскада (VT4,VT5, см рис. 2.1) по следующим параметрам :

$$P_{к\ доп} \geq (1,1 \dots 1,2) P_{к\ 4,5} \quad (2.7)$$

$$P_{к\ доп} \geq 1,1 \cdot 3.66 = 4.026 \text{ Вт}$$

$$I_{к\ доп} \geq (1,1 \dots 1,3) I_{нм} \quad (2.8)$$

$$I_{к\ доп} \geq 1,1 \cdot 2.83 = 3.111 \text{ А}$$

$$U_{кэ\ доп} \geq (1,1 \dots 1,3) E_0 \quad (2.9)$$

$$U_{кэ\ доп} \geq 1,1 \cdot 17 = 18.7 \text{ В}$$



$$h_{21} \geq h_{21\ 4,5} = h_{21\ \text{треб}} \quad (2.10)$$

$$h_{ext218.0} \geq \frac{8}{0,02} = 400$$

$$f_{h_{21}} \geq (2 \dots 5) f_B \quad (2.11)$$

$$f_{h_{21}} \geq 2 \cdot 18000 = 36 \text{ кГц}$$

Таблица 2.1 — Характеристики выбранных транзисторов в ОК

	тип	$I_{KM}, A$	$U_{KЭ}, B$	$P_K, B\Gamma$	$h_{21min}$	$h_{21max}$	$f_{гр}, M\Gamma\text{ц}$
КТ972Б	n-p-n	4	45	8	750	-	250
КТ973Б	p-n-p	4	45	8	750	-	250

### 2.3.6 Расчет параметров радиатора:

В условиях мощных транзисторов, работающих с мощностями на коллекторе  $P_K \geq 1, 5$ , необходимо применение радиатора, обеспечивающий отвод тепла, выделяемого на коллекторном переходе, в окружающую среду.

$$R_{t\text{ кс}} = \frac{t_{Пм} - t_{Cм}}{P_K} - R_{t\text{ пк}} \quad (2.12)$$

$$S = \frac{1400}{R_{t\text{ кс}}} \quad (2.13)$$

$$\text{КТ972Б: } R_{t\text{ кс}} = \frac{135 - 40}{3.66} - 15,6 = 10.35 \text{ (C/Вт)}. S = 135 \text{ (см}^2\text{)} \quad (2.14)$$

$$\text{КТ97Б: } R_{t\text{ кс}} = \frac{150 - 40}{3.66} - 15,6 = 14.45 \text{ (C/Вт)}. S = 97 \text{ (см}^2\text{)} \quad (2.15)$$

### 2.3.7 Рабочие параметры транзистора:

$$I_0 = \frac{I_{HM}}{\pi} = \frac{2.83}{3.14} = 0.9 \text{ A} \quad (2.16)$$

$$P_0 = I_0 \cdot E_0 = 0.9 \cdot 17 = 15.3 \text{ Вт} \quad (2.17)$$

$$\eta = \frac{P_H}{P_0} = \frac{8}{15.31} = 52.27 \% \quad (2.18)$$

### 2.3.8 Входное сопротивление:

При протекании в эмиттерной цепи большого тока ( $I_0 = 0,9 \text{ A}$ ) входное сопротивление самого транзистора оказывается достаточно малым:

$$h_{11} = \frac{(1 + h_{21}) \cdot \psi_T}{I_0} = 11.13 \text{ Ом.} \quad (2.19)$$

Основной вклад во входное сопротивление вносит ООС:

$$R_{\text{вх}} = h_{11} + (1 + h_{21})R_{\text{н}} \quad (2.20)$$

При этом сопротивлениями  $R_9$  и  $R_{10}$  можно пренебречь ввиду их малости.

$$R_{\text{вх}} = (1 + h_{21})R_{\text{н}} = (1 + 400) \cdot 2 = 813.13 \text{ Ом.}$$

### 2.3.9 Выбор резисторов $R_9$ и $R_{10}$ :

Резисторы  $R_9$  и  $R_{10}$  обеспечивают местную обратную связь, за счет которой происходит выравнивание параметров транзистора оконечного каскада, увеличение полосы пропускания.

$$R_9 = R_{10} = (0.05 \dots 0.1)R_{\text{н}} \quad (2.21)$$

$$R_9 = R_{10} = 0.1 \cdot 2 = 0.200$$

При этом номинальные значения сопротивлений резисторов выбираются из справочника.

### 2.3.10 Расчет ёмкости конденсатора $C_{pn}$ :

$$C_{pn} = \frac{1}{2\pi f_{\text{н}} R_{\text{н}} \sqrt{M^2 - 1}} \quad (2.22)$$

$$C_{pn} = \frac{1}{2\pi \cdot 10 \cdot 2\sqrt{3^2 - 1}} = 7.893 \text{ мФ}$$

Таблица 2.2 — Параметры выбора транзистора

	тип	$P_K$ доп, Вт	$I_K$ доп, А	$U_K$ доп, В	$h_{21}$	$f_{h_{21}}$ , кГц
VT4	n-p-n	3.66	3.11	19	400	36.00
VT5	p-n-p	3.66	3.11	19	400	36.00

Таблица 2.3 — Режимы работы транзисторов

	тип	$P_K$ доп, Вт	$I_K$ доп, А	$U_K$ доп, В	$h_{21}$	$f_{h_{21}}$ , кГц
VT4	n-p-n	3.66	3.11	19	400	36.00
VT5	p-n-p	3.66	3.11	19	400	36.00

### 2.3.11 Итоговые данные транзисторов оконечного каскада:

В цепи оконечного каскада для устранения нелинейных искажений в выходном сигнале, на базы транзисторов VT4 и VT5 подается небольшое смещение. В результате чего транзистор приоткроется, и выходная характеристика делается более линейной.

Напряжение смещения определим:

$$U_{CM} = U_{БЭ4} + U_{БЭ5} = 1.2 \quad (2.23)$$

При изменении напряжения смещения базы при увеличении температуры, происходит изменение тока базы, который приведет к изменению тока коллектора, связанного с током базы через  $h_{21}$ . В результате рабочая точка дестабилизируется. Для стабилизации в цепь базы транзисторов VT4 и VT5 включает термозависимые элементы, которые с изменением смещения напряжения базы изменяют свою проводимость и тем самым происходит стабилизация рабочей точки.

## 2.4 Расчет предоконечного каскада

Предоконечный каскад, как и входной, являются усилителями напряжения до уровня, необходимого в непосредственном усилителе мощности, выполненном на оконечном каскаде, а также для согласования входного

сигнала с входом оконечного каскада. Поэтому в предоконечном каскаде не ставится задача усиления мощности и он работает в режиме А, с КПД порядка 25%. В этом режиме ток в выходной цепи протекает в период всего действия сигнала. Режим А дает возможность получения максимальной амплитуды выходного сигнала с минимальными искажениями. Воздействие на низкоомную нагрузку  $R_H$  сигнала большой амплитуды приводит к значительному увеличению КПД усилителя и его мощности. За счет включения в коллекторную цепь предоконечного каскада, выполненного по схеме с общим эмиттером, динамической нагрузки получаем большой коэффициент усиления по напряжению.

Каскад охвачен местной положительной ОС, что дает возможность увеличения коэффициента усиления  $K$ , но уменьшения полосы пропускания.

Таким образом, основные особенности каскада предварительного усиления в том, что за счет работы в режиме А, он обеспечивает минимальные искажения, при достаточно усилении амплитуды сигнала. Включение в выходную цепь динамического сопротивления позволяет увеличить коэффициент усиления  $K$  в десятки раз.

#### 2.4.1 Ток покоя транзистора VT3:

$$I_{O\ K3} = (2 \dots 3) \cdot I_{B\ m4} = (2 \dots 3) \cdot I_{HM} / h_{21\ экв} \quad (2.24)$$

$$I_{O\ K3} = \frac{2.5 \cdot 2.83}{400} = 0.02$$

#### 2.4.2 Выбор резистора R7:

$$R_7 = (30 \dots 50) \cdot R = 40 \cdot 2 = 80 \text{ Ом} \quad (2.25)$$

Резистор R7 включается в цепь для того, чтобы не закорачивать источник питания конденсатором C3, обеспечивающим включение в выходную цепь транзистора динамической нагрузки R6. Основное усиление напряжения происходит за счет динамической нагрузки R6, потому резистор R7 выбирается малой величины.

### 2.4.3 Выбор резистора R6:

$$R_6 = (E_0 - U_{БЭ5} - I_{O\text{ КЗ}} \cdot R_7) / I_{O\text{ КЗ}} = (17 - 0.6 - 0.023 \cdot 80) / 0.02 = 728 \text{ Ом} \quad (2.26)$$

При прохождении сигнала динамическое сопротивление R6 будет определяться:

$$R_{6д} = \frac{R_6}{1 - K_{OK}} = 10 \cdot 728 = 7280 \text{ Ом} \quad (2.27)$$

Коэффициент усиления оконечного каскада  $K_{OK}$ , т.к. он является повторителем напряжения, близок к 1 и составляет более 0.9:  $K_{OK} = 0.9$ .

С обеих сторон резистора R6 потенциалы близки за счет того, что цепь термостабилизации не вносит особо падения напряжения и транзисторы VT4 и VT5 являются повторителями напряжения. Ввиду этого на обоих концах установятся близкие потенциалы, т.е. разность потенциалов будет очень мала и ток практически не будет протекать. Что эквивалентно включению большого сопротивления. За счет этого происходит увеличения коэффициента усиления.

### 2.4.4 Определение емкости C3:

Эта емкость устраняет протекание переменного тока по цепи R6 – R7 – земля и увеличивает коэффициент усиления каскада. Обеспечивает связь транзистора VT3 с нагрузкой R6 через оконечный каскад.

$$C_3 \geq \frac{5 \dots 10}{2\pi f_H(R_7 + R_H)} \geq \frac{5}{2\pi 10(80 + 2)} \geq 970 \text{ мкФ} \quad (2.28)$$

### 2.4.5 Параметры выбора транзистора VT3:

$$P_{к\text{ доп}} = (1.2 \dots 1.5)P_{к3} = (1.2 \dots 1.5) \cdot \frac{E_0 I_{O\text{ КЗ}}}{2} = 1.3 \cdot \frac{170.02}{2} = 0.221 \text{ Вт} \quad (2.29)$$

$$I_{к3м} = I_{O\text{ КЗ}} + \frac{I_{HM}}{h_{21}} = 0.013 + \frac{2.83}{400} = 0.020 \text{ А} \quad (2.30)$$

$$I_{\text{к доп}} = (1.2 \dots 1.5) I_{\text{к3м}} = 1.3 \cdot 0.020 = 0.026 \text{ А} \quad (2.31)$$

$$U_{\text{кз доп}} = (1.2 \dots 1.5) E_0 = 1.3 \cdot 17 = 22.100 \text{ В} \quad (2.32)$$

$$f_{h_{21}} = (2 \dots 3) f_{\text{в}} = 2.5 \cdot 18000 = 45 \text{ кГц} \quad (2.33)$$

Параметр  $h_{21}$  выбирается из максимально возможных по заданным параметрам.

Таблица 2.4 — Характеристики выбранного транзистора в ПОК

	тип	$P_{\text{к доп}}$ , Вт	$I_{\text{к доп}}$ , А	$U_{\text{к доп}}$ , В	$h_{21}$	$f_{h_{21}}$ , кГц
VT4	n-p-n	3.66	3.11	19	400	36.00
VT5	p-n-p	3.66	3.11	19	400	36.00

#### 2.4.6 Расчет цепи смещения:

Схема цепи смещения на транзисторах представлена на рисунке 2.4. Находим ток делителя:

$$I_{\text{д}} = (0.1 \dots 0.3) I_{0\text{кз}} = 0.2 \cdot 0.02 = 0.04 \text{ А} \quad (2.34)$$

Выбор VTt практически определяется допустимым током

$$I_{\text{к доп}} = (1.1 \dots 1.3) I_{\text{к3max}} = 1.2 \cdot 0.024 = 0.029 \text{ А} \quad (2.35)$$

Определяем  $R_{\text{бт}}$  ( $U_{\text{бт}} \approx 0,5 - 0,6 \text{ В}$ )

$$R_{\text{бт}} = U_{\text{бт}} / I_{\text{д}} = 0.5 / 0.029 = 17 \text{ Ом} \quad (2.36)$$

Сопротивление подстроечного резистора

$$R_{\text{П}} = 2(U_{\text{СМ}} - nU_{\text{Д}}) / I_{0\text{кз}} = 2(1.2 - 0.5) / 0.04 = 35 \text{ Ом} \quad (2.37)$$

#### 2.4.7 Входное сопротивление предоконечного каскада:

Рассчитаем  $R_{BX3}$  и  $r_{э3}$

$$R_{BX3} = h_{11 VT3} = (1 + h_{21 VT3})\psi_T / I_{0 \text{ э3}} = (1 + 80) \cdot 25/40 = 51 \text{ Ом} \quad (2.38)$$

$$r_{э3} = \psi_T / I_{0 \text{ э3}} = 25/40 = 0.625 \text{ Ом} \quad (2.39)$$

Что соответствует значению входного сопротивления в схеме с общим эмиттером, которое имеет небольшое значение и определяется сопротивлением прямо смещенного эмиттерного перехода, имеющем незначительную величину, в пересчете на малый входной ток базы.

#### 2.4.8 Коэффициент усиления каскада по напряжению:

Предоконечный каскад имеет большое усиление по напряжению за счет того, что в коллекторной цепи включена динамическая нагрузка.

$$K = \frac{R_{KH3}}{r_{э3}} = \frac{R_{BX4}(R_{6Д} + r_7)}{r_{э3}} = \frac{h_{21}R}{r_{э3}} \quad (2.40)$$

$$K = (400 \cdot 2)/0.625 = 1280$$

Входное сопротивление окончных каскадов состоит из малого входного сопротивления транзистора по схеме с общим эмиттером и сопротивлением, учитывающим влияние местной ООС, тем самым увеличивая входное сопротивление. Влияние  $R9$  и  $R10$ , ввиду их малости, можно не учитывать.

#### 2.4.9 Итоговые данные предоконечного каскада:

Таблица 2.5 — Параметры выбора транзистора

	тип	$P_K$ доп, Вт	$I_K$ доп, А	$U_K$ доп, В	$h_{21}$	$f_{h_{21}}$ , кГц
VT4	n-p-n	3.66	3.11	19	400	36.00
VT5	p-n-p	3.66	3.11	19	400	36.00

Таблица 2.6 — Режимы работы транзистора

	тип	$P_K$ доп, Вт	$I_K$ доп, А	$U_K$ доп, В	$h_{21}$	$f_{h_{21}}$ , кГц
VT4	n-p-n	3.66	3.11	19	400	36.00
VT5	p-n-p	3.66	3.11	19	400	36.00

## 2.5 Расчет входного каскада

Входной каскад выполнен на дифференциальном каскаде. Дифференциальный каскад характеризуется тем, что усиление по напряжению при симметричном съеме сигнала равен коэффициенту усиления в схеме с общим эмиттером. Как и предоконечный каскад, входной является усилителем по напряжению. Однако из-за ограниченного сопротивления в коллекторной цепи коэффициент усиления по напряжению дифференциального сигнала не будет достигать больших значений. При этом синфазный сигнал подавляется значительно, что является уменьшением синфазных помех. За счет отсутствия местной обратной связи в дифференциальном каскаде достигается большое увеличение по напряжению. Что непосредственно влияет на петлю ООС в усилителе мощности, увеличивая коэффициент усиления в петле ООС. Транзисторы VT1 и VT2 работают в режиме А, который обеспечивает усиление по напряжению, но не дает большого КПД.

VT1 и VT2 – дифференциальный каскад. R1 – сопротивление базового делителя. Ограничивает входное сопротивление каскада. R3 – сопротивление эмиттерной цепи. R2 – сопротивление коллекторной цепи. Задаёт нагрузку каскада. R5, R4 и C1 – цепь обратной связи. По постоянному току 100%, по переменному определяется сопротивлением резистора R4.

### 2.5.1 Ток покоя коллектора VT1 и VT2:

$$I_{0K1} = (5 \dots 10) I_{Bm3} / h_{213} = 7 \cdot 0.024 / 80 = 2.1 \text{ мА} \quad (2.41)$$



### 2.5.2 Параметры выбора транзисторов:

$$I_{K1} = (1.1 \dots 1.3) I_{0K1} = 1.1 \cdot 0.002 = 2.3 \text{ мА} \quad (2.42)$$

$$f_{h21} = (5 \dots 10) f_B = 8 \cdot 18000 = 144 \text{ кГц} \quad (2.43)$$

тут типо таблица ,но я их не умею делать априори

### 2.5.3 Выбор сопротивления $R_2$ :

$$R_2 = U_{БЭ3} / (I_{0K1} - I_{0Б3}) = (0.6 \dots 0.7) / (0.0021 - 0.002/50) = 338 \text{ Ом} \quad (2.44)$$

### 2.5.4 Выбор сопротивления $R_3$ :

$$R_3 = \frac{E_0 - U_{БЭ}}{2 \cdot I_{0Э1}} = \frac{E_0 - U_{БЭ1}}{2 \cdot (I_{0K1} + I_{0K1}/h_{21})} \quad (2.45)$$
$$R_3 = \frac{17 - 0.7}{2 \cdot (0.0021 + 0.0021/50)} = 3.80 \text{ кОм}$$

### 2.5.5 Цепь обратной связи :

По обратной связи сигнал с выхода усилителя (точка соединения RН) подается на переход БЭ первого транзистора. При этом следует учитывать, что внутреннее сопротивление дифференциального каскада равно  $2h_{11}$ . Передача сигнала по ООС будет производиться по цепи обратной связи R5, R4 и C1.

$$\beta = \left[ \frac{R_{ЭКВ}}{R_5 + R_{ЭКВ}} \right] \cdot \left[ \frac{r_{БЭ1}}{R} \right] = 306 / (5000 + 306) \cdot (600 / 3356) = 0.0103 \quad (2.46)$$

$$R = 2 \cdot h_{11} + R_{ЭГ} = 2 \cdot h_{11} + R_1 \cdot 2 \cdot h_{11} + \frac{R_1 \cdot R_{\Gamma}}{(R_1 + R_{\Theta})} = 2 \cdot h_{11} + R_{ЭГ} \quad (2.47)$$

$$R = 2 \cdot 11 + 3333 = 3356 \text{ Ом}$$

Сопروتивление  $R_{ЭГ}$  является сопротивлением между базой транзистора VT1-VT2 и землей по переменному току. При расчете  $R_{ЭГ}$  необходимо руководствоваться следующими соображениями:

$$R_{ЭГ} = \frac{R_1 \cdot R_{Г}}{R_1 + R_{Г}} = 5000 \cdot 10000 / (5000 + 10000) = 3333 \text{ Ом} \quad (2.48)$$

При этом  $R_{Г}$  – выходное сопротивление каскада предварительного усиления, выполненного по схеме эмиттерного повторителя. Входное сопротивление этого усилителя имеет большую величину, выходное относительно малую порядка сотен Ом и зависит от сопротивления выходного регулятора тембра, который имеет большое входное сопротивление, порядка тысяч Ом. Для того чтобы сопротивление  $R_1$ , включенное параллельно  $R_{Г}$ , существенно не влияло на сопротивление генератора, примем его равным порядка кила Ом:

$$R_1 = 5 \text{ кОм и } R_{Г} = 3000 \text{ Ом} \quad (2.49)$$

$$h_{11} = \frac{(1 + h_{21}) \cdot \Psi_T}{I_{0 \text{ Э1}}} = (1 + 50) \cdot 0.025 / 0.002 = 607 \text{ Ом} \quad (2.50)$$

$$R_{ЭКВ} = R_4 \cdot R / (R_4 + R) = 336 \cdot 3356 / (336 + 3356) = 306 \text{ Ом} \quad (2.51)$$

Для сохранения идентичности режимов VT1 и VT2 сопротивление  $R_1$  выбирается равным  $R_5$ .  $R_5$  выбираем из ряда:

$$R_5 = (20 \dots 100) \cdot R_H = 100 \cdot 2 = 200 \text{ Ом} \quad (2.52)$$

$$R_5 = 5000 \text{ Ом} \quad (2.53)$$

$$R_4 = \frac{(F - 1) \cdot R \cdot R_5}{h_{21} \cdot R_{KH1} \cdot K_{ПОК} - (F - 1) \cdot (R + R_5)} \quad (2.54)$$

$$R_4 = 24 \cdot 3356 \cdot 5000 / (50 \cdot 44 \cdot 631 - 24 \cdot 8356) = 336 \text{ Ом}$$

$$R_{KH1} = \frac{R_2 \cdot R_{BX3}}{R_2 + R_{BX3}} = 338 \cdot 51 / (338 + 51) = 44 \text{ Ом} \quad (2.55)$$

Отношение  $R_4$  к  $R_5$  характеризует ООС по переменному току. За счет сопротивления  $R_4$  по переменному току обратная связь не 100%, но за счет малости  $R_4$  имеет величину порядка 95%. Значение  $F$  выбирается из предварительного расчета:  $F = 25$  Коэффициент петлевого усиления:

$$K_{\Pi} = \beta \cdot K_{BK} \cdot K_{\text{ПОК}} \cdot K_{\text{ОК}} = 0.0103 \cdot 3.7 \cdot 631 \cdot 1 = 24 \quad (2.56)$$

$$K_{BK} = S_1 \cdot R_{KH1} = \frac{R_{KH1}}{r_{\Theta}} = 44 \cdot 0.0021 / 0.0025 = 3.7 \quad (2.57)$$

$$K_{\text{ОК}} = 1 \quad (2.58)$$

Входное сопротивление усилителя:

$$R_{\text{ВХВК}} = \frac{R_1 \cdot (2h_{11} + R_4) \cdot F}{R_1 + (2 \cdot h_{11} + R_4) \cdot F} \quad (2.59)$$

$$R_{\text{ВХВК}} = 5000 \cdot (2 \cdot 607 + 336) \cdot 25 / (5000 + (2 \cdot 607 + 336) \cdot 25) = 4429 \text{ Ом}$$

Конденсатор С2 служит для устранения возможности самовозбуждения на высоких частотах:

$$C_2 = \frac{R_2 + R_{\text{ВХЗ}}}{2 \cdot \pi f_{\text{В}} K_{\text{ПОК}} \cdot R_2 \cdot R_3} = (338 + 51) / (2 \cdot 3.142 \cdot 18000 \cdot 631 \cdot 4 \cdot 338) = 83 \text{ пФ} \quad (2.60)$$

### 2.5.6 Выбор емкости С1:

Эта емкость устраняет 100% обратную связь по переменному току.

$$C_1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{\text{Н}} \cdot R_4 \cdot \sqrt{M^2 - 1}} = 1 / [2 \cdot 3.14 \cdot 10 \cdot 336 \cdot \sqrt{3.00^2 - 1}] = 16.7 \text{ мкФ} \quad (2.61)$$

### 2.5.7 Коэффициент требуемого усиления по напряжению рассчитанного усилителя мощности:

$$K_{\text{УМ}} = \frac{1}{\beta} = 1 / 0.0056 = 178.5 \quad (2.62)$$

Также усиление по напряжению каскада усиления мощности можно определить через глубину обратной связи:

$$K_{\text{УМ}} = \frac{K_{\text{Е}}}{K_{\text{УМ}}} = 3.46 / 171 = 0.02 \text{ В} \quad (2.63)$$

### **2.5.8 Требуемое входное напряжение при номинальной выходной мощности:**

$$U_{\text{ВХВК}} = \frac{U_{\text{Н}}}{K_{\text{УМ}}} = 3.641/171 = 0.02 \text{ В} \quad (2.64)$$

Сопротивление дифференциального каскада ограничивается сопротивлениями базового делителя R1 и сопротивление источника сигнала, каковым для него является КПУ 2, выполненный по схеме с ОК, выходное сопротивление которого имеет меньшую величину.

### **2.5.9 Итоговые данные предоконечного каскада:**

### 3 Расчёт узлов предварительного усиления

#### 3.1 Расчет мостового регулятора тембра

Регулятор тембра служит для коррекций частотной характеристики всей схемы, а также приданию звуку желаемой окраски.

Цепочка R1, R2, R3 и C1, C2 – регулятор низких частот.

Цепочка R5, C3, C4 – регулятор высоких частот. Входной каскад усилителя мощности имеет малое входное сопротивление, ограниченное R1. Особенностью пассивного регулятора тембра является то, что эти регуляторы требуют низкого выходного сопротивления предшествующего им каскада и высокого входного сопротивления последующего. По этой причине входной каскад УМ и регулятор тембра РТ отделяют каскадом предварительного усиления, выполненного по схеме с общим коллектором, входное сопротивление которого имеет большую величину, а выходное – малую. Это обеспечивает их совместимость и не потерю сигнала. Нагрузкой для регулятора тембра является входное сопротивление каскада предварительного усиления.

##### 3.1.1 Коэффициент коррекции:

$$m \geq 10^{|\Delta b_r|/20} \quad (3.1)$$
$$m \geq 10^{|\pm 14.0|/20} = 5.012$$

##### 3.1.2 Частота раздела определяется:

$$f_0 = \sqrt{f_n \cdot f_v} = \sqrt{10 \cdot 18000} = 424 \text{ Гц} \quad (3.2)$$

##### 3.1.3 Условие неперекрывания зон регулирования:

Одним из существенных условий нормального функционирования регулятора тембра является расположение частоты нижнего и верхнего среза на расстоянии, обеспечивающим их неперекрывание. Т.е. чтобы избежать взаимного влияния низкочастотного и высокочастотного регуляторов.

$$2mf_H \leq f_0 \leq \frac{f_B}{2m} \quad (3.3)$$

$$100 \leq f_0 \leq 1796 \quad (3.4)$$

Т.о. видно, что не происходит взаимного влияния низкочастотного и высокочастотного регулятора.

### 3.1.4 Сопротивления подстроечных резисторов R = R2 = R5:

$$R = 0.5 \cdot R_{ВХ\text{ СЛ}} = 0.5 \cdot R_{ВХ\text{ КПУ } 2} = 0.5 \cdot 4429 = 1175.2 \text{ кОм} \quad (3.5)$$

### 3.1.5 Номиналы регистров регулирования НЧ:

$$R_1 = \frac{R}{m} = 1175192/5 = 1050581 \text{ Ом} \quad (3.6)$$

$$R_3 = \frac{R_1}{m} = 1050581/5 = 2776 \text{ Ом} \quad (3.7)$$

### 3.1.6 6. Сопротивление буферного резистора R4.

Буферный резистор обеспечивает развязку низкочастотного и высокочастотного регуляторов.

$$R_4 = (0.05 \dots 0.1) \cdot R = (0.05 \dots 0.1) \cdot 1175192 \cdot 10^3 = 221 \text{ Ом} \quad (3.8)$$

### 3.1.7 Задание номинальных значений емкостей.

Емкости в схеме регулятора тембра обеспечивают его работу как фильтра.

$$C_1 = \frac{1}{2\pi \cdot f_H \cdot m \cdot R} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 10 \cdot 5 \cdot 1175192 \cdot 10^3} = 1434.06 \text{ нФ} \quad (3.9)$$

$$C_2 = m \cdot C_1 = 5 \cdot 1434.06 = 7187 \text{ нФ} \quad (3.10)$$

Емкости C3 и C4 формируют ВЧ-регулятор.

$$C_3 = \frac{m^2}{(4 \cdot \pi \cdot f_B \cdot m \cdot R)} = 5^2 / (4 \cdot \pi \cdot 18000 \cdot 1175192) = 50.15 \text{ нФ} \quad (3.11)$$

$$C_4 = m \cdot C_3 = 5 \cdot 50.15 = 251 \text{ нФ} \quad (3.12)$$

### 3.1.8 Задание входного и выходного сопротивления регулятора тембра.

$$R_{\text{ВХ Т}} = R_1 + R_3 = 1050581 + 2776 = 277309 \text{ Ом} \quad (3.13)$$

$$R_{\text{ВЫХ Т}} = R_4 + \frac{R_1 \cdot R_3}{R_1 + R_3} = 221 + 1050581 \cdot 2776 / (1050581 + 2776) = 295 \text{ Ом} \quad (3.14)$$

### 3.1.9 Определение требования к выходному сопротивлению предыдущего каскада

$$R_{\text{ВЫХ ПРЕД}} = 0.2 \cdot R_{\text{ВХ Т}} = 0.2 \cdot 295 = 59 \text{ Ом} \quad (3.15)$$

Выходное сопротивление предшествующего каскада для регулятора тембра представляет собой эквивалентное сопротивление генератора сигнала. Для согласования каскада и передачи сигнала с минимальными потерями оно выбирается в 5...10 раз меньше входного сопротивления регулятора тембра.

### 3.1.10 Определение положения движков R2 и R5, соответствующие линейной частотной характеристике:

$$R'' = \frac{R \cdot m}{m^2 - 1} = 1175192 \cdot 5 / (5 - 1) = 460 \text{ Ом} \quad (3.16)$$

$$R' = R - R'' = 1175192 - 460 = 1.75 \text{ кОм} \quad (3.17)$$

### 3.1.11 Номинальный коэффициент передачи тембра на средних частотах имеет вид:

$$K = \frac{R_3}{R_1 + R_3} = 2776 / (1050581 + 2776) = 0.2 \quad (3.18)$$

Регулировка тембра на НЧ осуществляется за счет резисторов R3 и R1. Они определяют основное изменение напряжения генератора до уровня непосредственно усилителя мощности. Предел регулировки тембра и характеризует изменение АЧХ тембра, т.е. усиление по напряжению.

### 3.1.12 Номинальное входное напряжение РТ:

$$U_{\text{ВХ Т}} = \frac{U_{\text{ВХ СЛЕД}}}{K} = 2775.892/1050580.5 = 0.17 \text{ В} \quad (3.19)$$

## 3.2 Расчет каскада предварительного усиления

Каскад предварительного усиления обеспечивает усиление входного сигнала до необходимого уровня для действия усилителя мощности. Также он выполняет функцию промежуточного звена между регулятором усиления и регулятором тембра.

В нашем случае  $U_{\text{н}}$  и  $R_{\text{н}}$  являются входными параметрами регулятора тембра. При двуполярном питании оконечного каскада в качестве источника  $E_{\text{о}}$  может использоваться любая из половинок.

### 3.2.1 Амплитуда напряжения и тока нагрузки:

$$U_{\text{нм}} = U_{\text{н}} \cdot \sqrt{2} = 0.058 \cdot \sqrt{2} = 0.082 \text{ В} \quad (3.20)$$

$$I_{\text{нм}} = U_{\text{нм}}/R_{\text{н}} = 0.082/4429 = 18.6 \text{ мкА}. \quad (3.21)$$

### 3.2.2 Ток покоя:

При дальнейшем расчете параметров выбора транзистора необходимо учесть тот факт, что нагрузка подключена в коллекторную цепь. Но по той причине, что ток коллектора будет равен току эмиттера, пренебрегая базовым, в обозначении сразу указан ток коллектора.

$$I_{\text{ок}} \geq (5 \dots 10) \cdot I_{\text{нм}} = 10 \cdot 18.61 = 186 \text{ мкА}. \quad (3.22)$$

Который не удовлетворяет условию тока, необходимому для раскачки УМ:  $I_{\text{ок}} = 0.5 \dots 2 \text{ мА}$ . Выбираем ток покоя  $I_{\text{ок}} = 0.5 \text{ мА}$ .



### 3.2.3 Напряжение коллектор-эмиттер транзистора:

$$U_{кэ} \geq U_{нм} + U_{кэ\min} = 0.058 + 2 = 2.058 \text{ В.} \quad (3.23)$$

При этом  $U_{кэ\min} = 1 \dots 2 \text{ В}$ . Амплитуда сигнала мала, поэтому выбираем  $U_{кэ} = 4 \text{ В}$ .

### 3.2.4 Напряжение источника питания:

$$E_{0П} \geq (2 \dots 3)U_{кэ} = 3 \cdot 2 = 6 \text{ В;} \quad (3.24)$$

$$E_0 = (1.2 \dots 1.3)E_{0П} = 1.2 \cdot 6 = 7.4 \text{ В.} \quad (3.25)$$

### 3.2.5 Сопротивление в цепи эмиттера:

$$R_э = R_4 + R_5 = \frac{U_э}{I_{0э}} = 0.3 \cdot \frac{E_{0П}}{I_{0к}} = 0.3 \cdot 6.1748 / 0.0002 = 9.95 \text{ кОм.} \quad (3.26)$$

### 3.2.6 Определяем сопротивление R3:

$$R_3 = \frac{E_{0П} - U_{кэ} - U_э}{I_{0к}} = \frac{6 - 2 - 3.6}{0.0002} = 2775.9 \text{ кОм.} \quad (3.27)$$

### 3.2.7 Амплитуда тока:

$$I_{км} = \frac{U_{нм}}{R_3} = \frac{0.058}{2775.9} = 0.021 \text{ мА} \quad (3.28)$$

### 3.2.8 Мощность, рассеиваемая на коллекторном переходе:

$$P_к = U_{кэ} \cdot I_{0к} = 4 \cdot 0.5 \cdot 10^{-3} = 2 \text{ мВт.} \quad (3.29)$$

### 3.2.9 Критерии выбора транзистора:

$$P_{K \text{ доп}} \geq (1.1 \dots 1.3)P_K = 1.3 \cdot 2 \cdot 10^{-3} = 2.6 \text{ мВт}; \quad (3.30)$$

$$U_{KЭ} \geq E_0 = 12 \text{ В}; \quad (3.31)$$

$$I_{K \text{ доп}} \geq (1.1 \dots 1.3)(I_{0K} + I_{Km}) = 1.3 \cdot (0.5 \cdot 10^{-3} + 0.013 \cdot 10^{-3}) = 0.66 \text{ мА}; \quad (3.32)$$

$$f_{h_{21}} \geq (20 \dots 30)f_B = 30 \cdot 14000 = 420 \text{ кГц} \quad (3.33)$$

Таблица 3.1 — Характеристики выбранного транзистора

	тип	$P_K$ доп, Вт	$I_K$ доп, А	$U_K$ доп, В	$h_{21}$	$f_{h_{21}}$ , кГц
VT4	n-p-n	3.66	3.11	19	400	36.00
VT5	p-n-p	3.66	3.11	19	400	36.00

Расчетный параметр  $h_{21}$ :

$$h_{21} = \sqrt{h_{21min} \cdot h_{21max}} = \sqrt{40 \cdot 200} = 89 \quad (3.34)$$

### 3.2.10 Расчет базовой цепи:

ток делителя:

$$I_D = (5 \dots 10) \cdot I_{Bm} = \frac{(5 \dots 10) \cdot I_{Km}}{h_{21}} = 10 \cdot 7 \cdot 8 \cdot 10^{-6} / 89 = 0.87 \text{ мкА} \quad (3.35)$$

определение сопротивлений базового делителя:

$$R_1 = \frac{E_0 - U_{Э} - U_{БЭ}}{I_{ОБ} + I_D} = \frac{E_0 - U_{Э} - U_{БЭ}}{\frac{I_{0K}}{h_{21}} + I_D} \quad (3.36)$$

$$R_1 = (12.3 - 3.6 - 0.7) / (0.5 \cdot 10^{-3} / 89 + 0.87 \cdot 10^{-6}) = 1.2 \text{ МОм}$$

$$R_2 = \frac{U_{БЭ} + U_{Э}}{I_D} = (0.7 + 3.6) / 0.87 \cdot 10^{-6} = 5 \text{ МОм} \quad (3.37)$$

**3.2.11 Коэффициент усиления эмиттерного повторителя стремится к 1:**

$$K = \frac{1 + h_{21} \cdot R_{ЭН}}{(1 + h_{21}) \cdot R_{ЭН} + h_{11}} = \frac{R_{ЭН}}{R_{ЭН} + r_{Э}} = 2800 / (2800 + 50) = 0.0980 \approx 1 \quad (3.38)$$

$$r_{Э} = \frac{\psi}{I_0} = 25 / 0.5 = 50 \quad (3.39)$$

**3.2.12 Номинальное входное напряжение:**

$$U_{ВХ} = \frac{U_H}{K} = 16 \cdot 10^{-3} / 0.98 = 16.3 \text{ мВ} \quad (3.40)$$

**3.2.13 Входное сопротивление каскада:**

$$R_{ВХ} = \frac{1}{\frac{1}{R_{ВХ Т}} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}} = 1 / (1 / 256 \cdot 10^3 + 1 / 1.2 \cdot 10^6 + 1 / 5 \cdot 10^6) = 0.2 \text{ МОм} \quad (3.41)$$

$$R_{ВХ Т} = h_{11} + (1 + h_{21}) \cdot R_{ЭН} = h_{21} \cdot h_{Э} + (1 + h_{21}) \cdot R_{ЭН} = h_{11} + (1 + h_{21}) \cdot R_{ЭН} \quad (3.42)$$

$$R_{ВХ Т} = 89 \cdot 50 + 90 \cdot 2800 = 256 \text{ кОм}$$

**3.2.14 Итоговые данные второго каскада предварительного усиления:**

табличка табличка

**3.3 Расчет регулятора усиления**

Для уменьшения влияния регулятора усиления на регулятор тембра его отделяют от РТ каскадом КПУ 1. Это объясняется тем, что регулятор тембра имеет большое выходное напряжения. Регулятор тембра же требует малого выходного сопротивления каскада, поставленного перед ним.

$$R_{ВЫХ.ПРЕД} = 5 \text{ кОм} \text{ и } R_{ВХ.СЛЕД} = 88.5 \text{ кОм}$$

$$R_{У} = \sqrt{R_{ВЫХ.ПРЕД} \cdot R_{ВХ.СЛЕД}} = \sqrt{R_{Г} \cdot R_{КПУ1.1}} = \sqrt{8850 \cdot 5000} = 21 \text{ кОм} \quad (3.43)$$

схема все такое