

пустимой мощностью $P_{к. доп} = 2$ Вт. Максимальное значение коэффициента использования напряжения источника питания ξ принять равным 0,9.

Ответ: 9,6 Вт.

5.5. Определить минимальную предельно допустимую мощность транзистора при работе двухтактного усилителя мощности в режиме В, если максимальная мощность на выходе усилителя $P_{max} = 3$ Вт. Принять максимальное значение коэффициента использования напряжения источника питания $\xi = 0,85$.

Ответ: 0,75 Вт.

5.6. Определить минимальную предельно допустимую мощность транзистора, работающего в однотактном усилителе (режим А), если задано, что $E_k = 10$ В и сопротивление нагрузки коллекторной цепи $R_n = 100$ Ом. Активным сопротивлением обмоток трансформатора пренебречь. Принять, что $\xi = 0,95$.

Ответ: 0,95 Вт.

5.7. Определить максимальный коэффициент полезного действия двухтактного усилителя мощности в режиме В, если заданы значения нагрузки в коллекторной цепи $R_n = 1$ кОм, мощность $P_n = 5$ Вт, выделяемая в нагрузке, и напряжение источника питания $E_k = 25$ В.

Ответ: 63 %.

5.8. Определить необходимый коэффициент трансформации выходного трансформатора для однотактного усилителя мощности, работающего в режиме А, если заданы величины $R_n = 5$ Ом, $P_n = 10$ Вт, $E_k = 20$ В и $\xi = 0,85$. Коэффициент полезного действия трансформатора считать равным единице.

Ответ: 0,59.

ГЛАВА 6

УСИЛИТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Усилители постоянного тока (УПТ) предназначены для усиления сигналов, медленно меняющихся во времени, спектр которых содержит гармонические составляющие с частотой вплоть до $\omega = 0$. Верхний частотный диапазон УПТ определяется свойствами используемых активных элементов.

По способу усиления сигнала различают: 1) УПТ с гальванической связью между каскадами, 2) УПТ с промежуточным преобразованием, в которых усиливаемый медленно меняющийся сигнал преобразуется в переменный сигнал большей частоты, усиливается усилителем переменного тока и затем детектируется на выходе усилителя. Расчет данного типа

усилителей аналогичен расчету усилителей переменного тока и в настоящей главе не рассматривается.

Гальваническая связь между каскадами в усилителях первой группы обусловлена невозможностью применения разделительных элементов типа конденсаторов и трансформаторов (на частоте $\omega = 0$ их коэффициент передачи равен нулю). Это приводит к возникновению дрейфа напряжения на выходе усилителя и затрудняет последовательное соединение каскадов друг с другом, поскольку необходимо согласовывать (уравнивать) напряжения соединяемых узлов схемы в режиме покоя.

§ 6.1. НЕБАЛАНСНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Схема трехкаскадного усилителя постоянного тока с гальванической связью приведена на рис. 6.1. Чередование транзисторов типов $p-n-p$ и $n-p-n$ в усилителе облегчает задачу согласования уровней напряжения соединяемых каскадов. Замена резистора R_3 стабилитроном (показано пунктиром на рис. 6.1) позволяет увеличить коэффициент усиления по напряжению. Для стабилизации режима покоя каскадов введена цепь отрицательной обратной связи на резисторах R_{oc} и R_T . Эта обратная связь существует и для усиливаемого сигнала, снижая

и стабилизируя коэффициент усиления K_U .

Недостатком рассмотренного усилителя является высокий температурный дрейф, минимальное значение которого, приведенное ко входу, равно температурному коэффициенту напряжения $U_{бз}$ [7]:

$$e_{др}^{вх} \min = |\epsilon| \cong 2,2 \text{ мВ}/^\circ\text{С.}$$

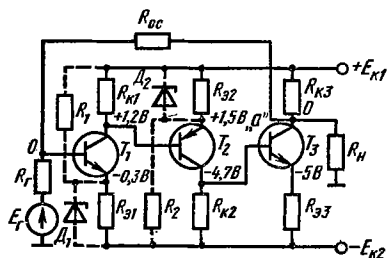


Рис. 6.1

ПРИМЕР

6.1. Рассчитать усилитель с гальванической связью (рис. 6.1), обеспечивающий $U_{ввых} = \pm 3$ В на нагрузке $R_H = 5$ кОм. Требуемый коэффициент усиления $K_U \geq 100$ в диапазоне частот от 0 до 10 кГц.

Решение

1. В заданном диапазоне частот при $P_{ввых} = U_{ввых}^2 / (2R_H) = 0,9$ мВт для построения усилителя можно использовать лю-

бой малоомный транзистор. Выбираем низкочастотный транзистор типа МП40 с параметрами $\beta_{\min} = 20$, $I_{k\max} = 20$ мА и $U_{кз\max} = 15$ В.

2. Для получения $U_{\text{вых}} = \pm 3$ В достаточно взять $E_{к1} = E_{к2} = 6,3$ В, что не превысит $U_{кз\max}$. Так как при

$U_{\text{вх}} = 0$ на выходе в точке *a* потенциал должен быть равен нулю, то $U_{Rк30} = E_{к1}$ и $U_{Rз30} + U_{кз30} = E_{к2}$. Ток нагрузки $I_{\text{н}} = U_{\text{вых}}/R_{\text{н}} = 0,6$ мА. Ток через резистор $R_{к3}$ при подаче на базу транзистора T_3 максимального запирающего сигнала должен превышать ток нагрузки на величину $I_{к3\min}$ (рис. 6.2, а). Если принять

$I_{к3\min} \cong 0,2$ мА, то $R_{к3} = \frac{E_{к1} - U_{\text{вых}}}{I_{\text{н}} + I_{к3\min}} = \frac{3,3}{0,8} = 4,14$ кОм. Тогда в режиме покоя при $U_{\text{вх}} = 0$ ($I_{\text{н}} = 0$)

$$I_{к30} = I_{Rк30} = \frac{E_{к1}}{R_{к3}} = \frac{6,3}{4,14} = 1,5 \text{ мА.}$$

При подаче на базу транзистора T_3 максимального отпирающего сигнала (рис. 6.2, б) ток через резистор $R_{к3}$

$$I_{Rк3\max} = \frac{E_{к1} - (-U_{\text{вых}})}{R_{к3}} = \frac{9,3}{4,14} \cong 2,2 \text{ мА.}$$

Ток транзистора T_3 в этом режиме

$$I_{к3\max} = I_{\text{н}} + I_{Rк3\max} = 0,6 + 2,2 = 2,8 \text{ мА.}$$

Выбирая остаточное напряжение на транзисторе T_3 $U_{кз3\text{ост}} = 0,8$ В, определим $R_{з3}$:

$$R_{з3} = \frac{|E_{к2}| - U_{\text{вых}} - U_{кз3\text{ост}}}{I_{к3\max}} = \frac{6,3 - 3 - 0,8}{2,8} = 0,89 \text{ кОм.}$$

Следовательно, в режиме покоя при $U_{\text{вх}} = 0$

$$U_{кз30} = E_{к2} - I_{кз30} R_{з3} = 6,3 - 0,89 \cdot 1,5 \cong 5 \text{ В}$$

и

$$I_{б30} = \frac{I_{кз30}}{\beta_{\min}} = \frac{1,5}{20} = 0,075 \text{ мА.}$$

3. Проведем расчет 1-го и 2-го каскадов. Если принять напряжение $U_{б30} = 0,3$ В, то падение напряжения на резисторе $R_{к2}$

$$U_{Rк20} = E_{к2} - U_{кз30} + U_{б30} = 6,3 - 5 + 0,3 = 1,6 \text{ В.}$$

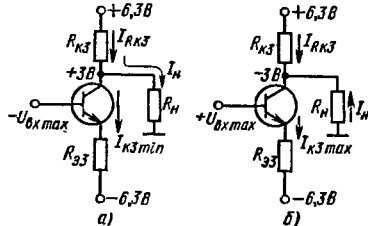


Рис. 6.2

Поскольку ток нагрузки второго каскада, равный I_{630} , достаточно мал, выберем $I_{K20} = 0,5$ мА. Тогда $R_{K2} = 1,6/0,5 = 3,2$ кОм.

Распределение напряжений между транзистором T_2 и резистором R_{32} целесообразно произвести после расчета 1-го каскада.

В 1-м каскаде при $U_{Bx} = 0$ напряжение на базе транзистора T_1 относительно земли практически равно нулю, так как при $I_{601} = I_{602} = 0,025$ мА и $R_r = 1$ кОм величина $I_{601}R_r = 0,025$ В. Тогда напряжение на резисторе R_{31} равно $U_{R310} = E_{K2} - U_{6301} = 6,3 - 0,3 = 6$ В и при $I_{K01} = 0,5$ мА сопротивление $R_{31} = 12$ кОм. Для ослабления местной отрицательной обратной связи по току, вносимой резистором R_{31} , применим в эмиттерной цепи усилителя стабилитрон типа КС168 с параметрами $U_{CT1} = 6$ В и $R_{CT1} = 28$ Ом. Поскольку минимальный ток стабилизации стабилитрона равен 3 мА, необходимо включить резистор R_1 , сопротивление которого

$$R_1 = \frac{E_{K1} + |E_{K2}| - U_{CT1}}{I_{CT1 \min}} = \frac{12,6 - 6}{3} = 2,2 \text{ кОм.}$$

Поскольку первый каскад работает с малыми сигналами, а также для увеличения номинала R_K напряжение U_{K310} транзистора T_1 можно выбрать порядка 1,5 В.

Тогда $U_{Rk10} = E_{K1} + |E_{K2}| - U_{R310} - U_{K310} = 12,6 - 6 - 1,5 = 5,1$ В и $R_{K1} = U_{Rk10}/I_{K10} = 5,1/0,5 = 10,2$ кОм. Падение напряжения на R_{32} $U_{R320} = U_{Rk10} - U_{3620} = 5,1 - 0,3 = 4,8$ В.

Для уменьшения глубины местной отрицательной обратной связи через резистор R_{32} создадим требуемое падение напряжения $U_{R320} = 4,8$ В путем включения стабилитрона типа КС147 А ($U_{CT} = 4,8$ В, $R_{CT} = 56$ Ом). Для создания необходимого тока $I_{CT2 \min} = 3$ мА включим в схему дополнительно резистор R_2 с сопротивлением

$$R_2 = \frac{E_{K1} + |E_{K2}| - U_{CT2}}{I_{CT2 \min}} = \frac{12,6 - 4,8}{3} = 2,6 \text{ кОм.}$$

4. Расчет коэффициента усиления усилителя K_{Uyc} и резисторов цепи обратной связи.

Коэффициент усиления схемы

$$K_{Uyc} = K_{U1}K_{U2}K_{U3} = \frac{\beta_1(R_{K1} \parallel R_{Bx2})}{R_{Bx1}} \frac{\beta_2(R_{K2} \parallel R_{Bx3})}{R_{Bx2}} \frac{\beta_3(R_{K3} \parallel R_H)}{R_{Bx3}} \quad (6.1)$$

Здесь $R_{Bx1} = h_{1131} + (\beta_{1 \min} + 1)R_{CT1} = r_{61} + (r_{31} + R_{CT1})(\beta_{1 \min} + 1) = 220 + (50 + 28)(20 + 1) = 1858$ Ом $\cong 1,8$ кОм, $R_{Bx2} = r_{62} +$

$$+ (\beta_{2\min} + 1)(r_{32} + R_{\text{ст}2}) = 220 + 21(50 + 56) = 2,3 \text{ кОм}, \quad R_{\text{вк}3} = \\ = r_{63} + (\beta_{3\min} + 1)(r_{33} + R_{33}) = 220 + 21(16 + 890) = 19,24 \text{ кОм}.$$

При расчете принято $r_{61} = r_{62} = r_{63} = 220 \text{ Ом}$, $r_{31} = r_{32} = \frac{\Phi_T}{I_{\text{к}01,2}} =$

$$= \frac{25}{0,5} = 50 \text{ Ом} \text{ и } r_{33} = \frac{25}{I_{\text{к}03}} = \frac{25}{1,5} = 16 \text{ Ом}. \text{ После подстановки}$$

в (6.1) получаем

$$K_{U_{\text{ус}}} = 20^3 \cdot \frac{10,2 \parallel 2,3}{1,8} \frac{3,2 \parallel 19,24}{2,3} \frac{4,14 \parallel 5}{19,24} = 1180.$$

По заданию, $K_{U_{\text{ус.треб}}} = 100$. Поскольку в схеме имеется избыток усиления, целесообразно ввести параллельную отрицательную обратную связь по напряжению с глубиной

$$F = \frac{K_{U_{\text{ус}}}}{K_{U_{\text{ус.треб}}}} = \frac{1180}{100} = 11,8.$$

При глубине обратной связи $F = 11,8$ для выбора элементов цепи обратной связи можно использовать упрощенные формулы и считать, что

$$K_{U_{\text{ус.ос}}} = K_{U_{\text{ус.треб}}} = \frac{R_{\text{ос}}}{R_T} = 100.$$

Если $R_T = 1 \text{ кОм}$, то $R_{\text{ос}} = 100 \text{ кОм}$.

Резистор $R_{\text{ос}}$ практически не будет шунтировать коллекторную цепь и цепь нагрузки третьего каскада, поэтому уточнять $K_{U_{\text{ус}}}$ не требуется.

Введенная параллельная отрицательная обратная связь по напряжению будет существовать и для медленных тепловых изменений $U_{\text{вых}}$ и, следовательно, будет стабилизировать режим покоя схемы. Распределение напряжений в рассчитанной схеме усилителя в режиме покоя показано на рис. 6.1.

§ 6.2. БАЛАНСНЫЕ (ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЕ) УСИЛИТЕЛИ

Для уменьшения дрейфа в УПТ применяют балансные схемы. Наибольшее распространение в транзисторных усилителях получила схема параллельного баланса (рис. 6.3), называемая также дифференциальным усилителем (ДУ). ДУ обеспечивает высокое усиление дифференциального входного сигнала $U_{\text{вх.д}}$ приложенного между входами каскада, и практически не усиливает (при большом значении R_3) синфазный сигнал, одинаковый на обоих входах. Как известно, в ДУ для подавления синфазного сигнала $U_{\text{вх.сф}}$ используется принцип уравнивания