

$$+ (\beta_{2\min} + 1)(r_{32} + R_{ст2}) = 220 + 21(50 + 56) = 2,3 \text{ кОм}, \quad R_{вк3} = \\ = r_{63} + (\beta_{3\min} + 1)(r_{33} + R_{33}) = 220 + 21(16 + 890) = 19,24 \text{ кОм}.$$

При расчете принято $r_{61} = r_{62} = r_{63} = 220 \text{ Ом}$, $r_{31} = r_{32} = \frac{\Phi_T}{I_{к01,2}} =$

$$= \frac{25}{0,5} = 50 \text{ Ом} \text{ и } r_{33} = \frac{25}{I_{к03}} = \frac{25}{1,5} = 16 \text{ Ом}. \text{ После подстановки}$$

в (6.1) получаем

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

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

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

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

$$K_{U_{yc.ос}} = K_{U_{yc.треб}} = \frac{R_{ос}}{R_r} = 100.$$

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

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

Введенная параллельная отрицательная обратная связь по напряжению будет существовать и для медленных тепловых изменений $U_{вых}$ 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 $U_{вх.д}$, 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 $U_{вх.сф}$ используется принцип уравнивания

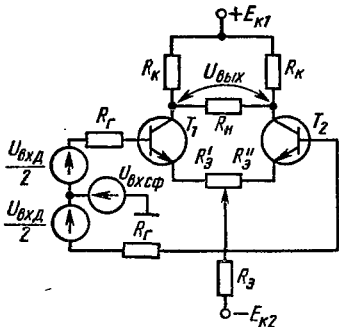


Рис. 6.3

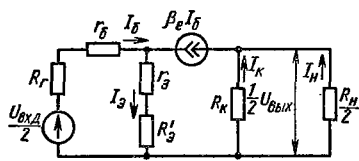


Рис. 6.4

ного моста. Резисторы $R_{к1} = R_{к2} = R_k$ и транзисторы T_1, T_2 , параметры которых должны быть идентичными, образуют плечи моста. В одну диагональ моста включено напряжение питания $E_{к1} + E_{к2}$, с другой диагонали снимается выходное напряжение. В случае идеальной симметрии моста одинаковое и одновременное изменение токов и напряжений транзисторов не приводит к появлению выходного напряжения. На этом принципе основаны подавление $U_{вх.сф}$, компенсация влияния нестабильности источника питания или температуры.

Для дифференциального сигнала, подаваемого симметрично на вход ДУ (средняя точка генератора $U_{вх.д}$ заземлена), ДУ представляет собой два каскада ОЭ, объединенных общим эмиттерным резистором $R_э$. Так как при приложении сигнала между входами токи транзисторов T_1 и T_2 меняются в противоположном направлении, через резистор $R_э$ протекает постоянный по значению ток

$$I_э = I_{к01} + \Delta I_{к01} + I_{к02} - \Delta I_{к02} = 2I_{к0},$$

если

$$I_{к01} = I_{к02} = I_{к0} \text{ и } \Delta I_{к01} = |\Delta I_{к02}|.$$

Следовательно, резистор $R_э$ не влияет на усиление дифференциального сигнала.

Эквивалентная схема половины ДУ для случая усиления $U_{вх.д}$ изображена на рис. 6.4. Здесь на вход подается половина усиливаемого сигнала, а с выхода снимается половина выходного напряжения. Из эквивалентной схемы можно получить основные расчетные соотношения для ДУ [7]. Коэффициент усиления дифференциального входного сигнала

$$K_{Уд} = \frac{U_{вых}/2}{U_{вх.д}/2} = \frac{U_{вых}}{U_{вх.д}} = \frac{\beta_e (R_k \parallel R_{н2})}{R_g + R_{вх.пл}}. \quad (6.2)$$

Здесь $R_{\text{вх.пл}}$ — входное сопротивление половины ДУ (плеча схемы), являющееся входным сопротивлением каскада ОЭ, равное $R_{\text{вх.пл}} = r_6 + (r_3 + R_3)(\beta_e + 1)$. Дифференциальное входное сопротивление ДУ, измеренное между входами транзисторов T_1 и T_2 ,

$$R_{\text{вх.д}} = 2R_{\text{вх.пл}}$$

Выходное сопротивление одной половины ДУ $R_{\text{вых}} \cong R_K$, и дифференциальное выходное сопротивление ДУ, измеренное между коллекторами транзисторов T_1 и T_2 , $R_{\text{вых.д}} = 2R_K$. Коэффициент усиления по току

$$K_I = \frac{I_H}{I_6} = \frac{\beta_e R_K}{R_K + R_H/2}$$

При подаче синфазного входного сигнала потенциалы баз и коллекторов транзисторов ДУ меняются одинаково, вследствие чего в идеально сбалансированной схеме напряжение $U_{\text{вых}}$, снимаемое между коллекторами транзисторов, равно нулю. При разбалансе схемы, что всегда имеет место в реальных ДУ, между коллекторами транзисторов (симметричный выход) появляется напряжение, равное [3]

$$U_{\text{вых.сим}}^{\text{сф}} = U_{\text{вх.сф}} \frac{R_K}{2R_3} \left(\frac{\Delta R'_3}{R'_3} \pm \frac{\Delta \beta R_\Gamma}{\beta^2 R'_3} \pm \frac{\Delta R_\Gamma}{\beta R'_3} \pm \frac{\Delta R_K}{R_K} \pm \frac{\Delta R_{\text{вых}}}{R_{\text{вых}}} \right), \quad (6.3)$$

где $\Delta R'_3$, $\Delta \beta$, ΔR_Γ , ΔR_K , $\Delta R_{\text{вых}}$ — возможный разбаланс параметров схемы ДУ.

Для уменьшения напряжения $U_{\text{вых.сим}}^{\text{сф}}$ необходимо увеличивать величину сопротивления резистора R_3 , что достигается включением в общую эмиттерную цепь транзисторов T_1 и T_2 каскада на транзисторе T_3 , выходное сопротивление которого (рис. 6.5) увеличено за счет введения местной отрицательной обратной связи через резистор R_3 . Коллекторный ток транзистора T_3 задается делителем в цепи базы с термокомпенсирующим диодом D . Цепь, включенная в общей эмиттерной цепи транзисторов T_1 , T_2 , получила название генератора стабильного тока (ГСТ).

Коэффициент усиления K_{U_d} схемы по рис. 6.5 практически не зависит от способа включения $U_{\text{вх.д}}$, т. е. K_{U_d} один и тот же как при симметричной подаче сигнала (средняя точка $U_{\text{вх.д}}$ заземлена), так и при несимметричной (сигнал подан на один из входов ДУ, а второй вход заземлен). В ДУ с ГСТ сопротивление резистора R_3 в формулах (6.3) — (6.7) должно быть заменено дифференциальным выходным сопротивлением каскада на

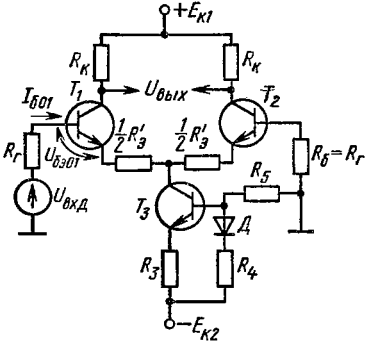


Рис. 6.5

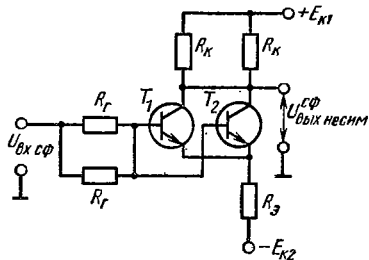


Рис. 6.6

транзисторе T_3 , подсчитанным с учетом местной отрицательной обратной связи, а именно [7]:

$$R_{\text{вых}3} = r_{\text{к}3}^* (1 + \beta_3 \gamma_6'), \quad (6.4)$$

где

$$\gamma_6' = \frac{r_{\text{э}3} + R_3}{r_{\text{б}3} + r_{\text{э}3} + R_3 + R_4 \parallel R_5}.$$

Для перехода от симметричного сигнала к несимметричному используется несимметричный выход ДУ. В простейшем виде напряжение $U_{\text{вых}}$ при этом снимается с одного из коллекторов транзисторов относительно земли.

Легко видеть, что выходное напряжение при несимметричном выходе, вызванное подачей на вход дифференциального сигнала, уменьшается в два раза по сравнению с его значением при симметричном выходе. Недостатком несимметричного выхода является большее выходное напряжение $U_{\text{вых. несим}}^{\text{сф}}$, возникающее при подаче синфазного сигнала.

Для определения $U_{\text{вых. несим}}^{\text{сф}}$ изобразим схему ДУ при подаче синфазного сигнала, как показано на рис. 6.6. Здесь коллекторы и базы транзисторов T_1 , T_2 объединены, поскольку потенциалы их всегда одинаковы.

Из схемы рис. 6.6 можно получить выражение для $U_{\text{вых. несим}}^{\text{сф}}$:

$$U_{\text{вых. несим}}^{\text{сф}} \cong U_{\text{вх. сф}} \frac{\beta R_{\text{к}}/2}{R_{\text{r}} + \beta R_3} \approx \frac{R_{\text{к}}}{2R_3} U_{\text{вх. сф}},$$

откуда

$$K_{U_{\text{сф. несим}}} = \frac{U_{\text{вых. несим}}^{\text{сф}}}{U_{\text{вх. сф}}} = \frac{R_{\text{к}}}{2R_3}. \quad (6.5)$$

Отношение коэффициентов усиления дифференциального сигнала к синфазному, являющееся важнейшим показателем ДУ, называют коэффициентом ослабления синфазного сигнала $K_{ос.сф}$.

Для симметричного выхода [3]

$$K_{ос.сф.сим} = \frac{K_{Uд}}{K_{Uсф}} = \frac{2R_3\beta}{R_\Gamma + R_{вх.пл}} \left(\frac{\Delta R'_3}{R'_3} \pm \frac{\Delta\beta R_\Gamma}{\beta^2 R'_3} \pm \frac{\Delta R_\Gamma}{\beta R'_3} \pm \frac{\Delta R_K}{R_K} \pm \frac{\Delta R_{вых}}{R_{вых}} \right)^{-1}. \quad (6.6)$$

Для несимметричного выхода из выражений (6.2) и (6.5) получим (без учета R_H)

$$K_{ос.сф.несим} = 2R_3\beta / (R_\Gamma + R_{вх.пл}). \quad (6.7)$$

Таким образом, в случае симметричного выхода синфазный сигнал подавляется в значительно большей степени.

Погрешность функционирования ДУ возникает вследствие разбаланса параметров двух половин схемы. В идеально симметричном ДУ при отсутствии входного сигнала $U_{вых} = 0$. В реальной схеме из-за различия параметров (токов коллектора и тепловых токов переходов, резисторов коллекторной цепи) выходное напряжение отлично от нуля. Для установки нуля на выходе необходимо на вход подать некоторое напряжение, называемое напряжением смещения нуля $U_{см}$. Это напряжение можно определить при $I_{K1}R_{K1} = I_{K2}R_{K2}$ как разность напряжений на эмиттерных переходах, а именно $U_{см} = U_{э601} - U_{э602}$. Зависимость напряжения смещения от температуры, т. е. дрейф напряжения смещения, приведенный ко входу усилителя, определяется следующим образом [3]:

$$\frac{dU_{см}}{dT} = U_{др}^{вх} \frac{dU}{dT} = \frac{dU_{э601}}{dT} - \frac{dU_{э602}}{dT} = \frac{U_{см}}{T}. \quad (6.8)$$

Следовательно, величина дрейфа напряжения в ДУ прямо пропорциональна напряжению смещения нуля. При комнатной температуре из (6.8) следует, что дрейф составляет приблизительно 3 мкВ/°С на 1 мВ напряжения смещения.

В интегральных схемах ДУ напряжение смещения нуля невелико вследствие идентичности технологических процессов и тепловых режимов транзисторов. Обычные значения $U_{см} = 1 \div 5$ мВ. В этих случаях $U_{др}^{вх}$ составляет 3–15 мкВ/°С, что на 2–3 порядка меньше, чем в небалансной схеме (2,2 мВ/°С).

Дополнительные составляющие дрейфа в ДУ возникает за счет неидентичности входных токов транзисторов T_1 и T_2 усилителя и их изменения с температурой. При одинаковых сопротивлениях во входных цепях ДУ токовая составляющая погрешности определяется разностью токов покоя баз транзисторов T_1 и T_2 . С учетом последнего э. д. с. дрейфа в ДУ, приведенная ко входу,

$$\begin{aligned} e_{др ДУ}^{вх} &= \frac{U_{см}}{T} + \left(\frac{dI_{601}}{dT} - \frac{dI_{602}}{dT} \right) (R'_3 + R_r) = \\ &= \frac{U_{см}}{T} + \frac{dI_{60разн}}{dT} (R'_3 + R_r). \end{aligned} \quad (6.9)$$

Здесь $\frac{dI_{60разн}}{dT}$ — дрейф разности входных токов транзисторов T_1 , T_2 , равный $bI_{60разн}$, где $b = -0,005$ $1/^\circ\text{C}$.

Очевидно, что токовая составляющая влияет тем меньше, чем меньше R_r , R'_3 и I_{60} . Поэтому входные каскады ДУ обычно работают с малыми токами.

ПРИМЕР

6.2. Рассчитать ДУ на биполярных транзисторах с ГСТ, несимметричными входом и выходом. Э. д. с. входного сигнала $E_r = 10$ мВ, сопротивление $R_r = 0,1$ кОм. Требуемый коэффициент усиления $K_{УД} = 20$, сопротивление $R_{вх} \geq 5$ кОм. Выбрать значение напряжения источников питания, рассчитать элементы схемы, величину $K_{ос.сф}$, а также оценить приведенный дрейф усилителя при условии, что абсолютные значения температурных приращений напряжений и токов транзистора разнятся на 5%.

Решение

Схема ДУ с ГСТ приведена на рис. 6.5. Для обеспечения малого дрейфа ДУ выбираем транзисторы КТ312А, имеющие малый тепловой ток и достаточно высокий коэффициент β . Допустимое напряжение $U_{кэ\max} \leq 15$ В. Следовательно, $E_{к1} = E_{к2} \leq \leq 7,5$ В. Амплитуда выходного напряжения $U_{вых} = K_{УД} E_r = = 20 \cdot 10 = 200$ мВ может быть обеспечена при $E_{к1} = E_{к2} = 6,3$ В. Меньшие значения E_k затрудняют построение ГСТ.

При использовании двух источников питания $\pm E_{к1,2}$ в схеме ДУ по рис. 6.5 потенциал эмиттеров транзисторов T_1 , T_2 в режиме покоя можно принять равным нулю. Это связано с тем, что падение напряжения в цепях баз транзисторов T_1 , T_2 от тока покоя $I_{601} R_r$ очень мало при малых входных токах и, следо-