

$$= 1 - \frac{3}{4} \left(\frac{\Delta R_1}{R_1} + \frac{\Delta R_2}{R_2} + \frac{\Delta C_1}{C_1} + \frac{\Delta C_2}{C_2} \right) - \frac{1}{2} \left(\frac{\Delta R_3}{R_3} + \frac{\Delta C_3}{C_3} \right), \quad (7.11)$$

где $R_1, R_2, R_3, C_1, C_2, C_3$ — номинальные (расчетные) значения резисторов и конденсаторов; $\Delta R_1, \Delta R_2, \Delta R_3, \Delta C_1, \Delta C_2, \Delta C_3$ — разбросы номинальных значений.

Соответственно коэффициент передачи моста на частоте настройки

$$\bar{\gamma}_0 = \frac{1}{16} \left(\frac{\Delta C_1}{C_1} - \frac{\Delta R_1}{R_1} + \frac{\Delta C_2}{C_2} - \frac{\Delta R_2}{R_2} + 2 \frac{\Delta R_3}{R_3} - 2 \frac{\Delta C_3}{C_3} \right). \quad (7.12)$$

Видно, что из-за разброса параметров коэффициент передачи моста $\bar{\gamma}_0$ не равен нулю. Следовательно, значение Q будет либо меньше, либо больше расчетного. В последнем случае возможно самовозбуждение усилителя. Все это, как правило, приводит к необходимости иметь подстроечный элемент в схеме избирательного усилителя на основе двойного Т-образного моста.

ПРИМЕРЫ И ЗАДАЧИ

7.5. Рассчитать избирательный RC-усилитель на основе двойного Т-образного моста в цепи обратной связи по следующим данным: $f_0 = 1$ кГц, $Q_{\text{экв}} = 15$, $R_r = 1$ кОм, $R_H = 1$ кОм.

Схема усилителя приведена на рис. 7.13.

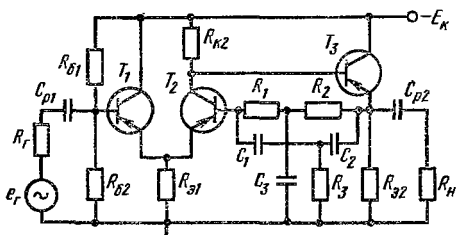


Рис. 7.13

1. Выбираем из справочника тип транзисторов по верхней граничной частоте $f_T \gg f_0$. Так как $f_0 = 1$ кГц, можно использовать низкочастотные транзисторы МП41А с $f_T = 1$ МГц. Предварительно предположим, что все три транзистора работают с одинаковым режимным током $I_3 \approx 1$ мА.

2. Используем симметричный мост, у которого собственная добротность $Q_{RC} = 0,25$; для получения величины $Q_{экв} = 15$ требуется коэффициент усиления $K_0 \geq \frac{Q_{экв}}{Q_{RC}} = 60$.

3. На частоте настройки мост не пропускает сигнал, и поэтому цепь обратной связи разомкнута. При этом схема усилителя по переменному току принимает вид, показанный на рис. 7.14, где $R_{эН} = R_{э2} \parallel R_{Н}$, $R_6 = R_{61} \parallel R_{62}$, $R_3 = R_{э1}$, $R_К = R_{К2}$.

Коэффициент усиления такой схемы рассчитаем следующим образом. Транзисторы T_1 и T_3 включены по схеме ОК, и поэтому $K_{U1} = K_{U3} \approx 1$. Коэффициент усиления каскада на транзисторе T_2 можно оценить по формуле

$$K_{U2} \approx \frac{\alpha_2 R_{К2}}{R_{э1} \parallel R_{\text{ВЫХ.ЭТ1}}},$$

где $R_{\text{ВЫХ.ЭТ1}} = r_{э1} + \frac{r_{61} + R_6 \parallel R_T}{1 + \beta_1}$ — выходное сопротивление со стороны эмиттера каскада на транзисторе T_1 .

Учитывая, что резистор R_6 достаточно высокоомный, и принимая $\beta_1 = 60$, оценим значение $R_{\text{ВЫХ.ЭТ1}} \approx 100$ Ом. Все необходимое усиление в схеме должен обеспечивать каскад на транзисторе T_2 , поэтому $K_{U2} \geq K_0 = 60$. Выбираем $R_К = R_{К2} = 10$ кОм, что с большим запасом обеспечивает требуемое усиление.

4. Оценим значение сопротивлений генератора и нагрузки для двойного Т-образного моста:

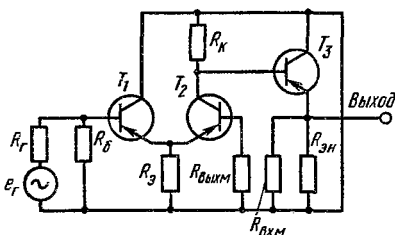


Рис. 7.14

$$\begin{aligned} R_{ГМ} &= R_{эН} \parallel R_{\text{ВЫХ.ЭТ3}} = \\ &= R_{эН} \parallel \left[r_{э3} + \frac{r_{63} + R_{К2}}{1 + \beta_3} \right], \\ R_{НМ} &= R_{\text{ВХ.Т2}} \approx \\ &\approx \beta_2 (R_{э1} \parallel R_{\text{ВЫХ.ЭТ1}}). \end{aligned}$$

Поскольку резисторы $R_{з1}$ и $R_{з2}$ достаточно высокоомные, получим $R_{ГМ} = 200 \text{ Ом}$, $R_{НМ} = 6 \text{ кОм}$.

5. Для получения симметричных характеристик двойного Т-образного моста необходимо выполнение двух условий:

$$R_{вх.м} = \frac{1}{\sqrt{1+n}} R_1 \geq 100 R_{ГМ},$$

$$R_{вых.м} = \frac{1}{\sqrt{1+n}} R_1 \leq \frac{R_{НМ}}{100}.$$

Принимая во внимание реальные величины $R_{ГМ}$ и $R_{НМ}$, видим, что одновременное выполнение обоих неравенств невозможно. Поэтому выбираем резистор R_1 в соответствии с формулой (7.10):

$$R_1 = R_2 = \sqrt{2R_{ГМ}R_{НМ}} = \sqrt{2 \cdot 0,2 \cdot 6} \approx 1,5 \text{ кОм}.$$

6. Проведем окончательный расчет схемы по постоянному току. Выбираем напряжение $E_K = -15 \text{ В}$ и режимные токи транзисторов T_1 и T_2 $I_{з1} = I_{з2} = 0,5 \text{ мА}$. Тогда напряжение на коллекторе второго транзистора $U_{к2} = -10 \text{ В}$. Учитывая, что $U_{бз1} \approx U_{бз2} \approx U_{бз} \approx 0,3 \text{ В}$, найдем напряжение на эмиттере третьего транзистора: $U_{з3} = -9,7 \text{ В}$. Так как ток базы транзистора T_2 протекает по резисторам R_1 и R_2 , можно оценить напряжение на базе транзистора T_2 : $U_{б2} = -9,6 \text{ В}$. Напряжение на эмиттере транзистора T_2 $U_{з2} = -9,3 \text{ В}$, напряжение $U_{кз2} = 0,7 \text{ В}$. Таким образом, транзистор T_2 работает в нормальном активном режиме. Зная значение потенциала эмиттеров транзисторов T_1 и T_2 , находим сопротивление резистора $R_{з1}$ по следующей формуле:

$$R_{з1} = \frac{U_{з2}}{I_{з1} + I_{з2}} = \frac{9,3}{0,5 + 0,5} \approx 10 \text{ кОм}.$$

Напряжение на базе транзистора T_1 $U_{б1} = -9,6 \text{ В}$. Выбрав ток делителя $R_{б1}$, $R_{б2}$ значительно большим тока базы транзистора T_1 , например равным 1 мА , найдем номиналы резисторов $R_{б2} = 10 \text{ кОм}$ и $R_{б1} = 5 \text{ кОм}$. Напряжение на эмиттере транзистора T_3 $U_{з3} = -9,7 \text{ В}$, поэтому можно выбрать режимный ток транзистора T_3 $I_{з3} = 1 \text{ мА}$ и соответственно номинал резистора $R_{з2} = 10 \text{ кОм}$.

7. Выбираем остальные элементы двойного Т-образного моста:

$$C_1 = \frac{1}{2\pi R_1 f_0} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 1,5 \cdot 10^3 \cdot 1 \cdot 10^3} = 0,1 \text{ мкФ};$$

$$C_2 = C_1, C_3 = 2C_1 = 0,2 \text{ мкФ}, R_3 = R_1/2 = 750 \text{ Ом}.$$

8. Находим номиналы разделительных конденсаторов, исходя из условий

$$\tau_{p1} = C_{p1}(R_r + R_{вх1}) \gg 1/(2\pi f_0),$$

$$\tau_{p2} = C_{p2}(R_n + R_{вых.эт3}) \gg 1/(2\pi f_0),$$

где $R_{вх1} \approx R_{б1} \parallel R_{б2} \parallel (\beta_1 R_{вых.эт2})$, $R_{вых.эт2} = \frac{R_{к2}}{\beta_2}$. Конденсаторы

с номиналом $C_{p1} = C_{p2} = 10$ мкФ удовлетворяют указанным условиям.

7.6. Определить полосу пропускания избирательного RC-усилителя на основе симметричного двойного T-образного моста, включенного между выходом и инвертирующим входом операционного усилителя типа 140УД6, если частота настройки моста $f_0 = 10$ кГц.

Ответ: 400 Гц.

7.7. Для избирательного RC-усилителя на основе симметричного двойного T-образного моста с номинальным значением эквивалентной добротности $Q_{эвк} = 10$ найти реальное значение добротности, если номиналы элементов моста имеют следующие разбросы: $\Delta R_1/R_1 = \Delta R_2/R_2 = 0,05$; $\Delta R_3/R_3 = -0,05$; $\Delta C_1/C_1 = \Delta C_2/C_2 = 0,1$; $\Delta C_3/C_3 = 0,15$.

Ответ: 5,7.

§ 7.3. ИЗБИРАТЕЛЬНЫЕ RC-УСИЛИТЕЛИ С ЦЕПЯМИ МАКСИМАЛЬНОГО ТИПА

RC-цепи максимального типа имеют частотные характеристики, показанные на рис. 7.15. Очевидно, что для получения резонансных характеристик обычного вида цепь максимального типа должна быть включена в цепь положительной обратной связи усилителя. При этом коэффициент петлевого усиления $|K\gamma|$ должен быть меньше единицы, что необходимо для предотвращения автоколебаний. На частоте настройки глубина положительной обратной связи наибольшая и, следовательно, усиление резонансного усилителя максимально. На частотах, далеких от f_0 , глубина положительной обратной связи будет невелика и усиление резонансного усилителя уменьшается. Эквивалентную добротность такого избирательного усилителя можно оценить по формуле

$$Q_{эвк} \approx Q_{RC} \frac{K_{кр}}{\Delta K_{кр}}, \quad (7.13)$$

где $K_{кр} = 1/\gamma_0$ — критический коэффициент усиления, при котором усилитель возбуждается; $\Delta K_{кр} = K_{кр} - K$ — разница между