

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 $R_{вх1} \approx R_{\delta 1} \parallel R_{\delta 2} \parallel (\beta_1 R_{вых.эт2})$, $R_{вых.эт2} = \frac{R_{к2}}{\beta_2}$. 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

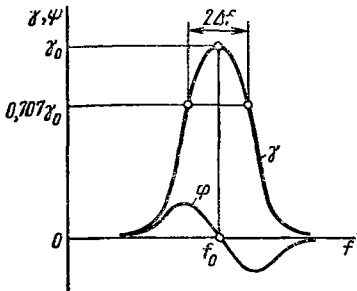


Рис. 7.15

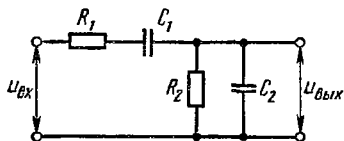


Рис. 7.16

критическим и фактическим коэффициентами усиления; γ_0 — коэффициент передачи цепи максимального типа на частоте настройки.

Как видно из последней формулы, величина $Q_{\text{экв}}$ зависит от $\Delta K_{\text{кр}}$. Под действием различных факторов величина K может изменяться. Если для получения больших значений $Q_{\text{экв}}$ она выбрана слишком близко к $K_{\text{кр}}$, то вероятно самовозбуждение усилителя. Поэтому, как правило, значения $Q_{\text{экв}}$ ограничены величинами 5–10.

Оценим точность, с которой следует реализовать значение K для получения заданного значения точности величины $Q_{\text{экв}}$:

$$\frac{\Delta Q_{\text{экв}}}{\Delta K} = Q_{\text{RC}} K_{\text{кр}} \frac{1}{(\Delta K_{\text{кр}})^2}. \quad (7.14)$$

Отсюда

$$\frac{\Delta K}{K} = \frac{\Delta Q_{\text{экв}}}{Q_{\text{экв}}} \frac{\Delta K_{\text{кр}}}{K_{\text{кр}}}. \quad (7.15)$$

Итак, точность поддержания значения K должна быть больше необходимой точности $Q_{\text{экв}}$ примерно во столько раз, во сколько добротность $Q_{\text{экв}}$ больше добротности Q_{RC} .

Чаще всего в качестве цепей максимального типа используются последовательно-параллельные RC-цепи (рис. 7.16). Эти цепи имеют частотные характеристики, показанные на рис. 7.15. Если ввести обозначения $R_1 = mR_2 = R$, $C_1 = nC_2 = C$, то имеем следующее выражение для частоты баланса, при которой $\varphi = 0$:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC \sqrt{mn}}. \quad (7.16)$$

Коэффициент передачи цепи обратной связи на этой частоте

$$\gamma_0 = 1/(1 + m + n). \quad (7.17)$$

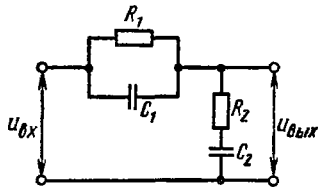


Рис. 7.17

Добротность последовательно-параллельной цепи $Q_{RC} \approx \gamma_0 \sqrt{mn}$.

Как правило, используют схемы, в которых $R_1 = R_2 = R$ и $C_1 = C_2 = C$, т. е. $m = n = 1$; тогда

$$\left. \begin{aligned} f_0 &= 1/(2\pi RC), \\ \gamma_0 &= 1/3, \quad Q_{RC} = 1/3. \end{aligned} \right\} \quad (7.18)$$

Если выбирать $m > 1$ и $n > 1$, то добротность RC-цепи возрастет, но зато увеличится вносимое ею затухание (т. е. уменьшится γ_0). При $m < 1$ и $n < 1$, наоборот, затухание уменьшается, но уменьшается добротность. Поэтому условие $m = n = 1$ является оптимальным.

Можно использовать также параллельно-последовательные цепи (рис. 7.17), для которых

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC \sqrt{mn}}; \quad \gamma_0 = \frac{m+n}{1+m+n}; \quad Q_{RC} = \frac{(1-\gamma_0)^2}{\gamma_0} \sqrt{mn}. \quad (7.19)$$

При $m = n = 1$ получаем $f_0 = 1/(2\pi RC)$; $\gamma_0 = 2/3$; $Q_{RC} = 1/6$.

ПРИМЕРЫ И ЗАДАЧИ

7.8. Рассчитать избирательный усилитель с цепью максимального типа на основе операционного усилителя по следующим данным:

$$Q = 10; \quad \Delta Q/Q = 0,1; \quad f_0 = 10 \text{ кГц}; \quad U_{\text{вых max}} = 8 \text{ В}.$$

Решение

1. Выбираем тип ОУ. Для предотвращения самовозбуждения резонансного усилителя необходимо обеспечить высокую стабильность коэффициента усиления, что может быть достигнуто использованием глубокой отрицательной обратной связи в ОУ. Поэтому лучше использовать ОУ с внутренней частотной коррекцией. Кроме того, необходимо, чтобы частота единичного усиления f_T была значительно больше f_0 , а выходное напряжение — по возможности высоким. Подходящим оказывается ОУ типа 140УД6 с $f_T = 1$ МГц, $U_{\text{вых max}} = 11$ В и внутренней частотной коррекцией.

2. Составим схему избирательного усилителя. На рис. 7.18 показана схема инвертирующего усилителя на основе ОУ. Для