

ПРО ДЕЯКІ СХЕМИ ЕЛЕКТРОННИХ ФІЛЬТРІВ

Електронні фільтри на низьких частотах, що являють собою підсилювачі, у колі зворотного зв'язку яких стоїть частотно-вибірний елемент, набули останнім часом значного поширення. Як частотно-вибірні ланки в них звичайно використовується подвійний Т-подібний міст [1, 3]. Ці фільтри дозволяють одержати стабільну еквівалентну якість сотні одиниць. Але перестроювання по частоті таких фільтрів громіздке, бо необхідно одночасно перестроювати не менш трьох елементів схеми на ланку. При перестроюванні частоти одним з елементів різко погіршується еквівалентна якість.

Частотно-вибірні ланки фільтрів такого типу складаються з двох частин з різними фазочастотними характеристиками, що мають спільний вхід та спільний вихід, на якому складаються напруги обох частин. Якщо на деякій частоті ці напруги дорівнюють одна одній, а їх фази протилежні, то коефіцієнт передачі ланки дорівнює нулю. При перестроюванні частоти треба додержувати обидві умови, що утруднює використання таких ланок.

Якщо додержувати одну з цих умов у діапазоні частот, а іншу — лише на одній частоті, перестроювання істотно полегшується, тому що треба змінити один елемент на ланку. Прикладом ланки такого типу може бути схема, наведена на рис. 1. У цій схемі при умові $R_1 C_1 \ll R_2 C_2$ перша частина — конденсатор C_1 та опір R_1 — повертає фазу приблизно на -90° , а друга (R_2, C_2) — на $+90^\circ$ у деякому діапазоні частот. Частота, на якій коефіцієнт передачі приблизно дорівнює нулю (частота резонансу фільтра), визначається з формули

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{k_2 - \frac{k_1}{\tau_1}}{k_1 \tau_2 - k_2 \tau_1}}, \quad (1)$$

де

$$k_1 = \frac{u_1}{u_{\text{вх}}}; \quad k_2 = \frac{u_2}{u_{\text{вх}}}; \quad \tau_1 = R_1 C_1; \quad \tau_2 = R_2 C_2.$$

Якщо $\tau_2 \gg \tau_1$, то

$$\omega_0 \approx \sqrt{\frac{k_2}{k_1}} \cdot \sqrt{\frac{1}{\tau_1 \tau_2}}. \quad (1a)$$

Еквівалентна якість електронного фільтра з такою ланкою дорівнює

$$Q_{\text{екв}} = \alpha \frac{k_0}{4} \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} \cdot \sqrt{k_1 k_2}, \quad (2)$$

де k_0 — коефіцієнт підсилення;

α — коефіцієнт передачі суматора.

Разом з тим у фільтрі з подвійним Т-подібним мостом еквівалентна якість $Q_{\text{екв}} = \frac{k_0}{4}$ [1, 3]. Низька еквівалентна якість про-

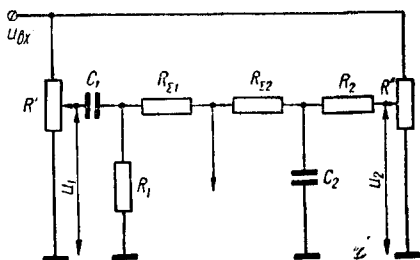


Рис. 1. Схема частотно-вибірної ланки першого типу.

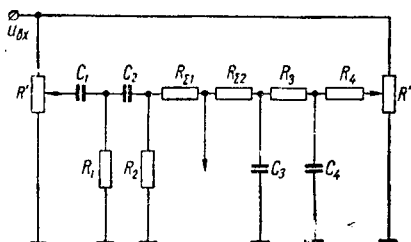


Рис. 2. Схема частотно-вибірної ланки другого типу.

понованої схеми не є значним недоліком, тому що з трьома каскадами підсилення, коефіцієнт підсилення яких $k_0 = 10^4 \div 10^5$, еквівалентна якість може досягати $Q_{\text{екв}} = 200 \div 600$. Така еквівалентна якість досягається у подвійному Т-образному мості теж на трьох каскадах підсилення.

На рис. 2 наведена схема частотно-вибірної ланки з більшим коефіцієнтом передачі, ніж схема рис. 1. Вона складається з чотирьох фазообертальних ланок $C_1 R_1$; $C_2 R_2$; $C_3 R_3$; $C_4 R_5$, кожний з яких повертає фазу на резонансній частоті на 45° . Аналітичний вираз для резонансної частоти досить складний. Але якщо

$$R_1 C_1 = R_2 C_2 = R_3 C_3 = R_4 C_4 = \tau,$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{k_2}{k_1}} \cdot \frac{1}{\tau}. \quad (3)$$

У цій схемі динамічний діапазон перестроювання по частоті менший, ніж у схемі на рис. 1. Але фільтр з цією ланкою має

значно вищу еквівалентну якість, що при $k_1 = k_2 = 1$ дорівнює

$$Q_{\text{екв}} = \alpha \frac{k_0}{4}. \quad (4)$$

В електронних фільтрах з ланками обох типів амплітудно-частотна характеристика поблизу частоти резонансу тотожна характеристикі паралельного контура. Але фазо-частотна характеристика має деякі відмінності. Поблизу точки резонансу для фільтра з ланкою першого типу (рис. 1)

$$\varphi(x) \approx - \frac{8Q_{\text{екв}}x}{1 + 16Q_{\text{екв}} \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2} \cdot x}}, \quad (5)$$

де $x = \frac{\Delta\omega}{\omega_0}$ — відносне розстроювання.

Для фільтра з ланкою другого типу (рис. 2)

$$\varphi(x) = - \frac{4Q_{\text{екв}}x}{1 + 4Q_{\text{екв}}x^2}. \quad (6)$$

Для порівняння наведено фазо-частотні характеристики поблизу точки резонансу у паралельного контура [2]

$$\varphi(x) \approx -2Qx$$

та фільтра з подвійним Т-подібним мостом [1]

$$\varphi(x) \approx - \frac{2Q_{\text{екв}}x}{1 + Q_{\text{екв}}x^2}.$$

Таким чином, фільтр з ланкою першого типу має у точці резонансу крутість фазової характеристики учетверо вищу, а з ланкою другого типу удвоє вищу за крутість фазової характеристики паралельного контура з тією ж якістю. Але при більшому розстроюванні фазова характеристика фільтрів обох типів наближається до фазової характеристики контура.

Висока крутість фазової характеристики дозволяє використовувати ланки обох типів у схемах стабільних генераторів низької частоти із зручним регулюванням частоти.

ЛІТЕРАТУРА

1. Гуткин Л. С. Анализ избирательных систем с мостиком Скотта и мостиком Вина.— ЖТФ, вып. 15, 1945.
2. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы. 1964.
3. Барсуков Ф. И. Генераторы и селективные усилители низкой частоты. 1964.

В. П. БОРОВСКИЙ, О. Н. ПАРТАЛА
О НЕКОТОРЫХ СХЕМАХ ЭЛЕКТРОННЫХ ФИЛЬТРОВ

К р а т к о е с о д е р ж а н и е

В статье рассмотрены схемы заградительных фильтров с двумя отдельными входами, в которых перестройка по частоте производится с помощью изменения соотношения входных напряжений. Показано, что крутизна фазовой характеристики таких фильтров в несколько раз выше, чем у параллельного контура.

V. P. BOROVSKY, O. N. PARTALA
ABOUT SOME ELECTRONIC FILTERS SCHEMES

S u m m a r y

Some kinds of filter schemes with two separate inputs, tuned by changing the input voltage ratio are investigated in the article. The phase characteristic slope is shown to be several times that of the parallel resonance circuit.