

## К РАСЧЕТУ ДВУХКОНТУРНЫХ УПЧ

*В. Е. Пустоваров, Ю. Л. Симонов*

Полосовые фильтры двухконтурных УПЧ современных приемников рассчитываются в соответствии с теорией связанных контуров [1, 4]. Оба контура усилителя настраиваются на промежуточную частоту  $f_{\text{пр}}$  и имеют одинаковые эквивалентные затухания  $d_n$ . Для обеспечения режима согласования в транзисторных УПЧ необходимо выполнить неполное включение контуров. Сравнительно большой разброс параметров транзисторов создает дополнительные трудности в подборе положения отводов у контурных индуктивностей при настройке усилителей. В оконечных каскадах УПЧ для обеспечения заданной полосы пропускания нередко приходится включать резистор шунта  $R_{\text{ш}}$ .

Резонансный коэффициент усиления по напряжению  $n$ -каскадного двухконтурного УПЧ можно найти из следующего выражения [4]:

$$K_n = K_m^n \left(1 - \frac{d}{d_n}\right)^n, \quad (1)$$

где

$$K_m = \frac{|y_{21}|}{2\sqrt{g_{22}g_{11c}}} - \text{усилительный потенциал одного каскада:}$$

$d$  — собственное затухание контура;

$d_n$  — эквивалентное затухание контура;

$g_{22}, g_{11c}$  — соответственно выходная и входная проводимости транзисторов  $T_1$  и  $T_2$ . Эквивалентное затухание контура  $d_n$  определяется из условия обеспечения заданной полосы пропускания:

$$d_n = \frac{\Pi_n}{f_{\text{пр}}} \psi(n), \quad (2)$$

где  $\Pi_n$  — полоса пропускания всего УПЧ;

$\psi(n)$  — функция, числовое значение которой приведено в таблице.

Число каскадов $n$	1	2	3	4	5	6
$\psi(n) = \frac{1}{\sqrt{2} \sqrt{\frac{n}{\sqrt{2}-1}}}$	0,7071	0,8814	0,9903	1,0721	1,1387	1,1953

От недостатков, которые имеет двухконтурный УПЧ, можно избавиться, применив трансформаторное П-образное звено. При соответствующем выборе элементов схемы в этом звене возможна трансформация сопротивлений.

Рассмотрим звено типа  $\Pi_3$  (рис. 1).

Элементы схемы  $L_{01}$ ,  $L_{02}$ ,  $C_0$  определяются из формул [2]:

$$L_{01} = \frac{\rho}{\pi(f_1 + f_2)}; \quad (3)$$

$$L_{02} = \frac{\rho(f_2 - f_1)}{4\pi f_1^2};$$

$$C_0 = \frac{1}{\pi(f_2 - f_1)\rho},$$

где  $\rho$  — характеристическое сопротивление звена.

Условие согласования фильтра на входных 1—1 и выходных 2—2 полюсах

$$g_{22}\rho = 1; \quad (4)$$

$$g_{11c}\rho m^2 = 1,$$

где  $m$  — коэффициент трансформации.

Из условия (4) находим

$$\rho = \frac{1}{g_{22}}, \quad m = \sqrt{\frac{g_{22}}{g_{11c}}}. \quad (5)$$

Соотношения (5) представляют собой условия оптимального согласования [3].

Параметры схем, изображенных на рис. 1, связаны следующими формулами:

$$L_1 = \frac{2L_{02} \left(1 + \frac{2L_{02}}{L_{01}}\right)}{1 + \frac{4L_{02}}{L_{01}}};$$

$$L_2 = m^2 L_1; \quad (6)$$

$$C_1 = \frac{C_0}{2} - C_{22} - C_m;$$

$$C_2 = \frac{C_0}{2m^2} - C_{11c} + C_m;$$

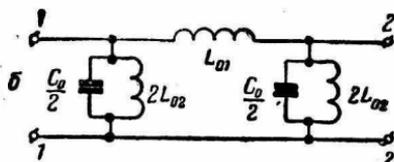
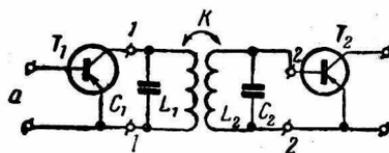


Рис. 1.

ИМП. СИСТЕМА  
ХМРЗ  
Изм. № 610655

где  $C_{22}$ ,  $C_{11r}$  — соответственно выходная и входная емкости транзисторов  $T_1$  и  $T_2$ ;

$C_m$  — емкость монтажа.

Коэффициент усиления по напряжению  $n$ -каскадного УПЧ, выполненного на трансформаторных П-образных звеньях, на средней частоте полосы пропускания равен [2]

$$K_\Phi = K_m^n e^{-n\beta_{\text{рез}}}, \quad (7)$$

где  $K_m$  — усилительный потенциал одного каскада;

$\beta_{\text{рез}}$  — резонансное значение затухания звена фильтра.

Величина  $\beta_{\text{рез}}$  для звена типа  $\Pi_3$  определяется из соотношения

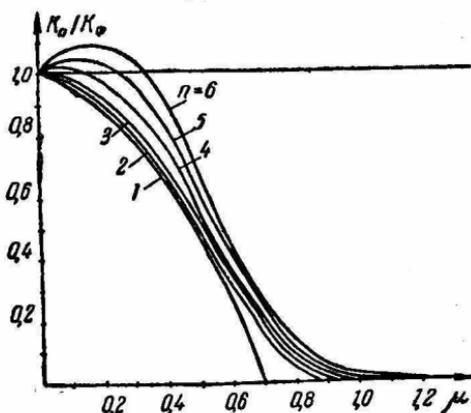


Рис. 2.

$$\text{sh } \beta_{\text{рез}} = d \cdot \frac{f_1^2 + f_2^2}{f_2^2 - f_1^2} \cdot \frac{f_1^4 + f_2^4}{2f_1^2 f_2^2}, \quad (8)$$

где  $f_2$ ,  $f_1$  — соответственно верхняя и нижняя частоты среза фильтра. Найти  $\beta_{\text{рез}}$  из выражения (8) для общего случая достаточно сложно, поэтому рассмотрим узкополосные УПЧ, для которых  $\frac{f_2 - f_1}{f_{\text{пр}}} \leq 0,1$ .

Для узкополосных фильтров можно считать, что

$$\begin{aligned} f_2 + f_1 &= 2f_{\text{пр}}; & f_1^2 + f_2^2 &= 2f_{\text{пр}}^2; \\ f_2 f_1 &= f_{\text{пр}}^2; & f_2 - f_1 &= \Pi. \end{aligned}$$

Тогда

$$\text{sh } \beta_{\text{рез}} \approx \frac{f_{\text{пр}}}{\Pi} d = \mu. \quad (9)$$

Погрешность последнего приближения не превышает 2%.

Отношение коэффициентов усиления по напряжению  $\frac{K_n}{K_\Phi}$  с учетом приведенных выше допущений и преобразований принимает вид

$$\frac{K_n}{K_\Phi} = \frac{\left[1 - \frac{\mu}{\psi(n)}\right]^n}{e^{-n \text{arcsinh } \mu}}. \quad (10)$$

Это отношение для различных  $\mu$  и  $n$  было посчитано на вычислительной машине «Минск-22». Результаты расчетов для  $n \leq 6$  приведены на рис. 2 в виде графиков.

## ВЫВОДЫ

1. При числе каскадов  $n \leq 3$  усилитель промежуточной частоты с трансформаторными звеньями фильтров всегда имеет большее значение коэффициента усиления, чем УПЧ со связанными контурами.

2. В каскадах УПЧ с фильтрами используется полное включение контуров в отличие от УПЧ со связанными контурами. Отпадает необходимость в отводах у контурных индуктивностей, улучшается технологичность.

3. Количество деталей у обоих типов усилителей одинаковое, но, если в двухконтурном УПЧ к контурам подключены резисторы шунтов, усилитель с фильтрами содержит меньше деталей из-за отсутствия шунтов.

Таким образом, междукаскадные цепи узкополосных транзисторных двухконтурных УПЧ (обычно при  $\frac{\Pi}{f_{\text{пр}}} \leq 0,1$  число каскадов  $n \leq 3$ ) целесообразно проектировать исходя из теории электрических фильтров, а не теории связанных контуров, широко используемой в настоящее время.

## ЛИТЕРАТУРА

1. М. Л. Волин. Усилители промежуточной частоты. Изд-во «Советское радио», 1956. 232 с.

2. С. Г. Калихман, Я. М. Левин Основы теории и расчета радиовещательных приемников на полупроводниковых приборах. Изд-во «Связь», 1969. 480 с.

3. Радиоприемные устройства на полупроводниковых приборах (проектирование и расчет). Под редакцией Р. А. Валитова и А. А. Куликовского. Изд-во «Советское радио», 1968. 384 с.

4. И. И. Ажулов и др. Радиотехнические схемы на транзисторах и туннельных диодах. Изд-во «Связь», 1966. 512 с.