

## Проектирование перестраиваемых полосно-пропускающих фильтров с постоянной шириной полосы пропускания на элементах с сосредоточенными параметрами

*Анализируется диапазон перестройки полосно-пропускающих фильтров (ППФ) с постоянной абсолютной и относительной шириной полосы пропускания на элементах с сосредоточенными параметрами. Рассматриваются схемы ППФ на связанных LC-контурах и инверторах сопротивления или проводимости. В качестве управляющих элементов используются переменные конденсаторы (варикапы). Получены аналитические выражения, описывающие условия сохранения постоянной ширины полосы пропускания и ограничения на диапазон перестройки, связанные с практической реализацией инверторов сопротивления и проводимости. Представлен пример реализации перестраиваемого трехзвенного ППФ с постоянной абсолютной шириной полосы пропускания.*

**Ключевые слова:** полосно-пропускающие фильтры, элементы с сосредоточенными параметрами, перестройка центральной частоты, постоянная ширина полосы пропускания

Перестраиваемый полосно-пропускающий фильтр (ППФ) СВЧ способен заменить собой несколько ППФ с фиксированными (неперестраиваемыми) характеристиками, что позволяет уменьшить число используемых фильтров и тем самым способствует снижению массогабаритных показателей и повышению надежности.

Для некоторых применений, перестраиваемых ППФ необходимо сохранять ширину полосы пропускания фильтра постоянной в процессе перестройки центральной частоты. Известны методы проектирования ППФ с постоянной шириной полосы пропускания на элементах с распределенными параметрами (отрезках линий передачи). Недостатком таких фильтров являются их большие размеры.

В работе анализируются возможности создания малогабаритных перестраиваемых ППФ с постоянной абсолютной и относительной шириной полосы пропускания на элементах с сосредоточенными параметрами.

Синтез ППФ по рабочим параметрам обычно ведется с использованием низкочастотного (НЧ) прототипа и последующего частотного преобразования [1], [2]. Параметры канонической лестничной схемы ППФ определяются как

$$L_j^{(s)} = \frac{g_j R_{\text{gen}}}{\Delta\omega}, \quad C_j^{(s)} = \frac{1}{\omega_0^2 L_j^{(s)}}, \quad L_j^{(p)} = \frac{1}{\omega_0^2 C_j^{(p)}}, \quad C_j^{(p)} = \frac{g_j}{\Delta\omega R_{\text{gen}}}, \quad (1)$$

где  $L_j^{(s)}$  и  $C_j^{(s)}$  – индуктивность и емкость  $j$ -го последовательного контура лестничной схемы ППФ ( $j = 1, 2, \dots, i, i+1, \dots, n$ , где  $n$  – порядок фильтра),  $L_j^{(p)}$  и  $C_j^{(p)}$  – индуктивность и емкость  $j$ -го параллельного контура схемы ППФ,  $g_j$  – нормированные параметры элементов схемы НЧ-прототипа,  $R_{\text{gen}}$  – сопротивление генератора,  $\Delta\omega$  – ширина полосы пропускания ППФ,  $\omega_0$  – центральная частота характеристики ППФ. Из (1) следуют выражения для  $\omega_0$  и  $\Delta\omega$ :

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_j^{(s)} C_j^{(s)}}} = \frac{1}{\sqrt{L_j^{(p)} C_j^{(p)}}}, \quad \Delta\omega = \frac{g_j R_{\text{gen}}}{L_j^{(s)}} = \frac{g_j}{R_{\text{gen}} C_j^{(p)}}. \quad (2)$$

При помощи инверторов сопротивления ( $K$ -инверторов) или инверторов проводимости ( $J$ -инверторов) лестничная схема ППФ преобразуется в схему, содержащую контуры одного вида: только последовательные (рис. 1, а), или только параллельные (рис. 1, б).

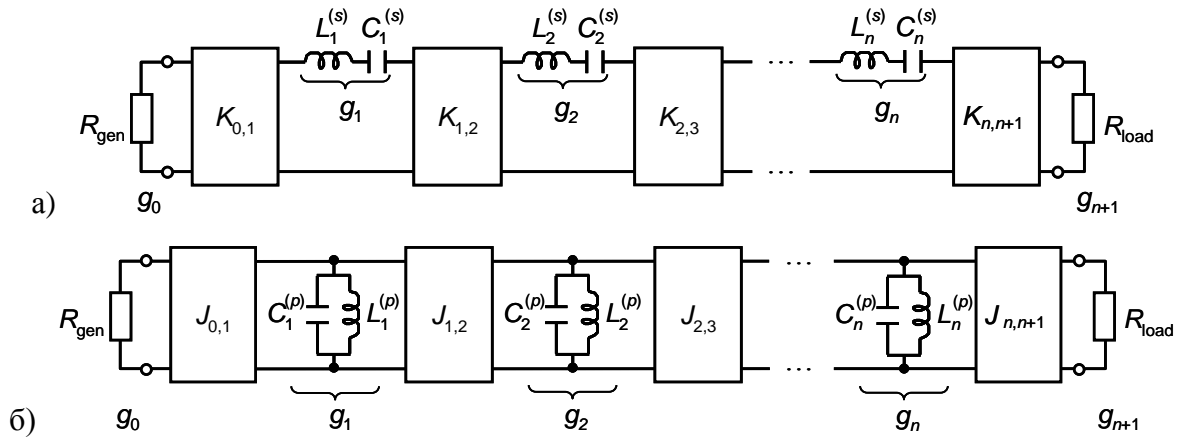


Рисунок 1.

Будем считать, что все емкости каждой схемы являются переменными ( $C_j^{(s)} = \text{var}$ ,  $C_j^{(p)} = \text{var}$ ), тогда как значения индуктивностей фиксированы ( $L_j^{(s)} = \text{const}$ ,  $L_j^{(p)} = \text{const}$ ). Определим перестройку ППФ, как отношение центральных частот полосы пропускания в конечном и исходном состояниях:

$$m = \omega_0(m)/\omega_0. \quad (3)$$

Из (2) и (3) следует

$$\begin{aligned} \omega_0(m) &= m\omega_0, & C_j(m) &= C_j/m^2, \\ \Delta\omega_p(m) &= m^2\Delta\omega, & \Delta\omega_s(m) &= \Delta\omega = \text{const}, \\ \frac{\Delta\omega_p(m)}{\omega_0(m)} &= m \frac{\Delta\omega}{\omega_0}, & \frac{\Delta\omega_s(m)}{\omega_0(m)} &= \frac{1}{m} \frac{\Delta\omega}{\omega_0}, \end{aligned}$$

Коэффициенты инверсии  $K_{i,i+1}$  и  $J_{i,i+1}$  не зависят от перестройки  $m$ . Однако производные от них параметры – коэффициенты связи  $k_{i,i+1}$  и внешняя добротность  $Q_e$  – являются функциями перестройки:

$$\begin{aligned} k_{i,i+1}^{(s)}(m) &= \frac{K_{i,i+1}(m)}{\sqrt{x_i(m)x_{i+1}(m)}} = \frac{\Delta\omega}{\omega_0(m)} \frac{1}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} = \frac{1}{m} k_{i,i+1}, \\ Q_e^{(s)}(m) &= \frac{x_1(m)R_{\text{gen}}}{K_{0,1}^2} = \frac{x_n(m)R_{\text{load}}}{K_{n,n+1}^2} = \frac{\omega_0(m)}{\Delta\omega} g_0 g_1 = mQ_e, \\ k_{i,i+1}^{(p)}(m) &= \frac{J_{i,i+1}}{\sqrt{b_i(m)b_{i+1}(m)}} = \frac{\Delta\omega_p(m)}{\omega_0(m)} \frac{1}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} = m k_{i,i+1}, \\ Q_e^{(p)}(m) &= \frac{b_1(m)G_{\text{gen}}}{J_{0,1}^2} = \frac{b_n(m)G_{\text{load}}}{J_{n,n+1}^2} = \frac{\omega_0(m)}{\Delta\omega_p(m)} g_0 g_1 = \frac{1}{m} Q_e, \end{aligned}$$

где  $x_j(m) = \omega_0(m)L_j^{(s)} = m\omega_0 L_j^{(s)}$ ,  $b_j(m) = \omega_0(m)C_j^{(p)}(m) = m\omega_0 C_j^{(p)}/m^2$ ,  $x_n(m) = x_1(m)$ ,  
 $K_{n,n+1} = K_{0,1}$ ,  $R_{load} = R_{gen}$ ,  $b_n(m) = b_1(m)$ ,  $J_{n,n+1} = J_{0,1}$ ,  $G_{gen} = 1/R_{gen}$ ,  $G_{load} = 1/R_{load}$ ,

$$k_{i,i+1} = \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \frac{1}{\sqrt{g_i g_{i+1}}}, \quad Q_e = \frac{\omega_0}{\Delta\omega} g_0 g_1.$$

Для сохранения постоянной абсолютной ширины полосы пропускания при перестройке центральной частоты ППФ должны выполняться следующие условия:

$$\begin{cases} k'_{i,i+1}(m) = \frac{1}{m^2} k_{i,i+1}^{(p)}(m) = k_{i,i+1}^{(s)}(m) = \frac{1}{m} k_{i,i+1}, \\ Q'_e(m) = m^2 Q_e^{(p)}(m) = Q_e^{(s)}(m) = m Q_e. \end{cases}$$

Эти условия априори выполняются для ППФ на основе последовательных контуров.

Для сохранения постоянной относительной ширины полосы пропускания необходимо, чтобы были выполнены условия:

$$\begin{cases} k''_{i,i+1}(m) = \frac{1}{m} k_{i,i+1}^{(p)}(m) = m k_{i,i+1}^{(s)}(m) = k_{i,i+1}, \\ Q''_e(m) = m Q_e^{(p)}(m) = \frac{1}{m} Q_e^{(s)}(m) = Q_e. \end{cases}$$

На практике инверторы сопротивления и проводимости реализуются в виде схем на элементах с сосредоточенными параметрами. Центральная частота схем инверторов должна перестраиваться совместно с резонансной частотой  $LC$ -контуров. Емкостные схемы для реализации перестраиваемых внешних и внутренних инверторов сопротивления и проводимости, а также формулы для расчета параметров этих схем приведены в таблице 1.

Использование  $\Gamma$ -образных схем внешних инверторов сопротивления и проводимости сопряжено с некоторыми ограничениями, т.к. в формулах для расчета значений емкостей таких инверторов подкоренные выражения должны быть неотрицательными.

Кроме того, схемы перестраиваемых инверторов сопротивления и проводимости содержат отрицательные емкости, которые зависят от перестройки  $m$ . Отрицательные емкости инверторов реализуются путем вычитания из положительных емкостей соседних с инвертором контуров. Условия физической реализуемости пассивного фильтра требуют, чтобы все результирующие емкости были бы неотрицательными. Это накладывает ограничения на диапазон перестройки инверторов и, как следствие, на диапазон перестройки ППФ, использующих такие инверторы.

Был выполнен анализ предельных значений перестройки ППФ, при которых выполняются условия физической реализуемости. Рассматривались последовательные и параллельные  $LC$ -контур в комбинации со схемами внешних и внутренних инверторов сопротивления и проводимости. Ограничения на диапазон перестройки ППФ с постоянной абсолютной и относительной шириной полосы пропускания, связанные с практической реализацией инверторов сопротивления и проводимости, также представлены в таблице 1.

На рис. 2 показана зависимость необходимой управляемости конденсаторов от величины перестройки  $m$ :  $n(m) = C(m)/C$  для случаев сохранения относительной (рис. 2, а) и абсолютной (рис. 2, б) ширины полосы пропускания ППФ. При  $\Delta\omega/\omega_0 = \text{const}$  обе схемы

ППФ, показанные на рис. 1, используют переменные конденсаторы с одинаковой управляемостью. В случае же  $\Delta\omega = \text{const}$  схема ППФ на основе последовательных контуров имеет преимущество, т.к. требует применения переменных конденсаторов с меньшей управляемостью. К тому же в данном случае такая схема позволяет обойтись вовсе без внешних инверторов сопротивления, что уменьшает количество управляющих элементов.

На рис. 3 представлен пример реализации перестраиваемого трехзвенного ППФ с постоянной абсолютной шириной полосы пропускания на основе последовательных контуров с внутренними инверторами сопротивления [3]. В качестве управляющих элементов использовались варикапы SMV 1233 фирмы Skyworks. Эквивалентная схема фильтра с цепями для подачи управляющих напряжений на варикапы показана на рис. 3, а. Фотография перестраиваемого ППФ, выполненного по технологии печатных плат с компонентами поверхностного монтажа, показана на рис. 3, б. Использована печатная плата из материала Arlon AD 255 ( $\epsilon_r = 2,55$ ;  $\text{tg}(\delta) = 0,0015$ ) толщиной 1 мм. Габаритные размеры платы составляют 33 мм × 15 мм.

Таблица 1.

	Инверторы сопротивления	Инверторы проводимости
$\Delta\omega = \text{const}$	$C'_{i,i+1}(K)(m) = \frac{1}{m\omega_0 R_{gen}} \sqrt{\frac{1}{a} \frac{g_{i+1}}{g_i}},$ $C'_p(K)(m) = \frac{1}{m\omega_0} \sqrt{\frac{Q_e}{x_1 R_{gen}} - \frac{1}{R_{gen}^2}},$ $C'_s(K)(m) = \frac{Q_e}{m\omega_0 \sqrt{x_1(Q_e R_{gen} - x_1)}}.$	$C'_{i,i+1}(J)(m) = \frac{1}{m^3 \omega_0 R_{gen}} \sqrt{\frac{1}{a} \frac{g_i}{g_{i+1}}},$ $C'_s(J)(m) = \frac{G_{gen}}{m\omega_0} \sqrt{\frac{b_1}{m^2 Q_e G_{gen} - b_1}},$ $C'_p(J)(m) = \frac{1}{m^3 \omega_0 Q_e} \sqrt{b_1(m^2 Q_e G_{gen} - b_1)}.$
	$2 \sqrt{\frac{\omega_0 C_1 R_{gen}}{Q_e} - \frac{1}{Q_e^2}} < m', \quad 2 \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \sqrt{\frac{a}{g_i g_{i+1}}} < m'$	$\sqrt{\frac{b_1}{G_{gen} Q_e}} < m' < 2 \sqrt{\frac{b_1}{G_{gen} Q_e \left(4 - \frac{b_1 Q_e}{G_{gen}}\right)}},$ $2 \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \sqrt{\frac{1}{a g_i g_{i+1}}} < m'.$
$\Delta\omega/\omega = \text{const}$	$C''_{i,i+1}(K)(m) = \frac{1}{m^2} \frac{1}{\omega_0 R_{gen}} \sqrt{\frac{1}{a} \frac{g_{i+1}}{g_i}},$ $C''_p(K)(m) = \frac{1}{m\omega_0} \sqrt{\frac{Q_e}{m x_1 R_{gen}} - \frac{1}{R_{gen}^2}},$ $C''_s(K)(m) = \frac{Q_e}{m^{3/2} \omega_0 \sqrt{x_1(Q_e R_{gen} - m x_1)}}.$	$C''_{i,i+1}(J)(m) = \frac{G_{gen}}{m^2 \omega_0} \sqrt{\frac{1}{a} \frac{g_i}{g_{i+1}}},$ $C''_s(J)(m) = \frac{G_{gen}}{m\omega_0} \sqrt{\frac{b_1}{m Q_e G_{gen} - b_1}},$ $C''_p(J)(m) = \frac{1}{m^2 \omega_0 Q_e} \sqrt{b_1(m Q_e G_{gen} - b_1)}.$

$\frac{4Q_e R_{gen} x_1 (\omega_0 C_1)^2}{Q_e^2 + 4(x_1 \omega_0 C_1)^2} < m'' < \frac{Q_e R_{gen}}{x_1}.$	$\frac{\omega_0 C_1}{G_{gen} Q_e} < m'' < \frac{\omega_0 C_1}{G_{gen} Q_e} \left( \frac{Q_e^2}{4} + 1 \right), 0 < m''.$
$a = L_{i+1}^{(s)} / L_i^{(s)}, x_1 = \omega_0 L_1^{(s)}.$	$a = C_i^{(p)} / C_{i+1}^{(p)}, b_1 = \omega_0 C_1^{(p)}, G_{gen} = 1/R_{gen}.$

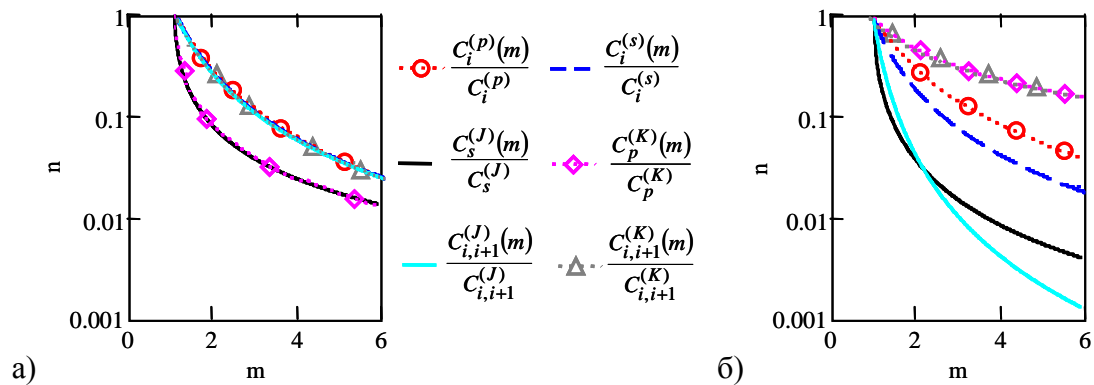


Рисунок 2.

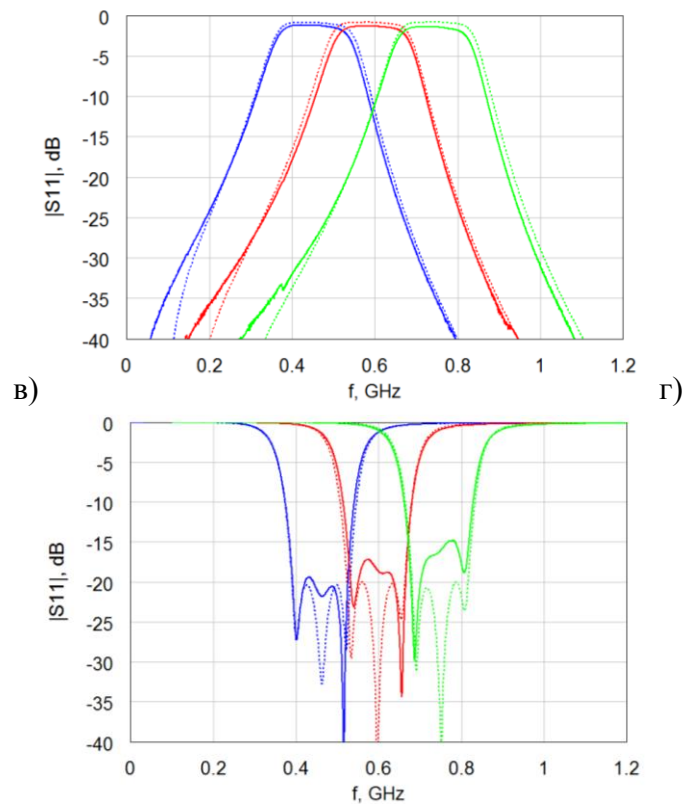
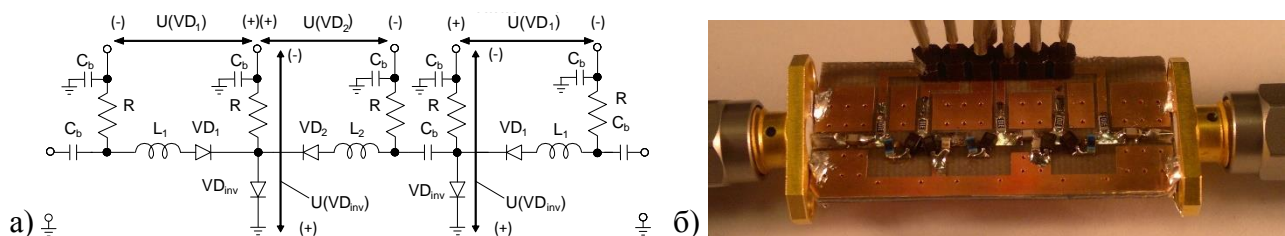


Рисунок 3.

Измеренные характеристики фильтра представлены на рис. 3, в и г сплошными линиями в сравнении с результатами электродинамического моделирования, которые показаны

пунктиром. Измерения выполнялись при помощи векторного анализатора цепей Rohde & Schwarz ZNC-3 с использованием калибровки типа SOLT. Во всем диапазоне перестройки центральной частоты (450-750 МГц) ширина полосы пропускания сохраняется практически постоянной и равной  $147 \pm 1$  МГц. Коэффициент отражения лучше, чем  $-15$  дБ. Вносимые потери не превышают 1,4 дБ.

Работа выполнена в рамках проектной части государственного задания Минобрнауки России (задание № 8.1825.2014/К).

#### Библиографический список

1. Маттей, Д.Л. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи / Д.Л. Маттей, Л. Янг, Е.М.Т. Джонс. – Т.1. – М.: Связь, 1972. – 439 С.
2. Hong, J.-S. Microstrip filters for RF–microwave applications / J.-S. Hong, M.J. Lancaster. – N.Y.: John Wiley & Sons, Inc., 2001. – 457 P.
3. Kholodnyak D. A method to design lumped-element tunable bandpass filters with constant absolute bandwidth / D. Kholodnyak, V. Turgaliev, A. Baskakova // Proc. of 44th European Microwave Conf., Rome, Italy. – 2014. – P. 335-338