

ПРЯМОЙ МЕТОД СИНТЕЗА ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИХ ШЛЕЙФОВЫХ ФИЛЬТРОВ С ЧЕБЫШЕВСКОЙ ХАРАКТЕРИСТИКОЙ

Введение

Широкое использование в радиотехнических и телекоммуникационных системах микроволновых фильтров обуславливает потребность в совершенствовании существующих и в разработке новых методов их синтеза. Существующие методы синтеза микроволновых фильтров основаны на применении фильтров-прототипов. Наибольшее распространение в процедурах синтеза в качестве прототипа получил фильтр с лестничной структурой на элементах с сосредоточенными постоянными. Переход от фильтра-прототипа к структуре микроволнового фильтра, реализуемой на элементах с распределенными параметрами, в этих процедурах осуществляется с помощью частотного преобразования Ричардса и операций по введению в структуру фильтра-прототипа единичных элементов в виде четвертьволновых отрезков передающих линий [1 – 3]. В [4] в качестве прототипа использован ступенчатый переход с последующей заменой, как правило, приближенной, звеньев перехода звеньями иной конфигурации, из которых составляется структура синтезируемого фильтра. В [5] применен цифровой фильтр как фильтр-прототип. Переход от цифрового фильтра к микроволновому фильтру осуществляется путем решения оптимизационной задачи.

В настоящей работе предложен метод прямого синтеза шлейфовых полоснопропускающих фильтров с чебышевской характеристикой передачи, не требующий использование фильтров-прототипов. Предполагается, что структура фильтра симметрична и составлена из четвертьволновых отрезков линий передачи и короткозамкнутых шлейфов. Предлагаемый метод обеспечивает составление непосредственно по техническому заданию равноволновой функции фильтрации, определяющей структуру и соотношения для параметров рассеяния фильтра. Для нахождения волновых сопротивлений шлейфов и отрезков линий синтезируемого фильтра предложена простая процедура, основанная на перемножении матриц.

Функции фильтрации

Структуры исследуемых фильтров представлены на рис. 1, где ρ_0 , ρ_L , ρ_S – волновые сопротивления нагрузок, отрезков линий, короткозамкнутых шлейфов, соответственно.

Математические модели элементов фильтров определим следующим образом:

$$M_L(\theta) = \left. \begin{aligned} & \begin{bmatrix} A_L(\theta) & -A_{L11}(\theta) \\ A_{L11}(\theta) & -B_L(\theta) \end{bmatrix} = -\cos(\theta) \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} + j \cdot \frac{\sin(\theta)}{2R_L} \cdot \begin{bmatrix} \rho_L^2 + 1 & -1 \cdot (\rho_L^2 - 1) \\ \rho_L^2 - 1 & -1 \cdot (\rho_L^2 + 1) \end{bmatrix} \\ & A_{L21} = 1, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

- для отрезка линии;

$$M_S(\theta) = \left. \begin{aligned} & \begin{bmatrix} A_S(\theta) & -A_{S11}(\theta) \\ A_{S11}(\theta) & -B_S(\theta) \end{bmatrix} = -\sin(\theta) \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} + j \cdot \frac{\cos(\theta)}{2R_S} \cdot \begin{pmatrix} -1 & -1 \\ 1 & 1 \end{pmatrix} \\ & A_{S21}(\theta) = \sin(\theta), \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

- для короткозамкнутого шлейфа.

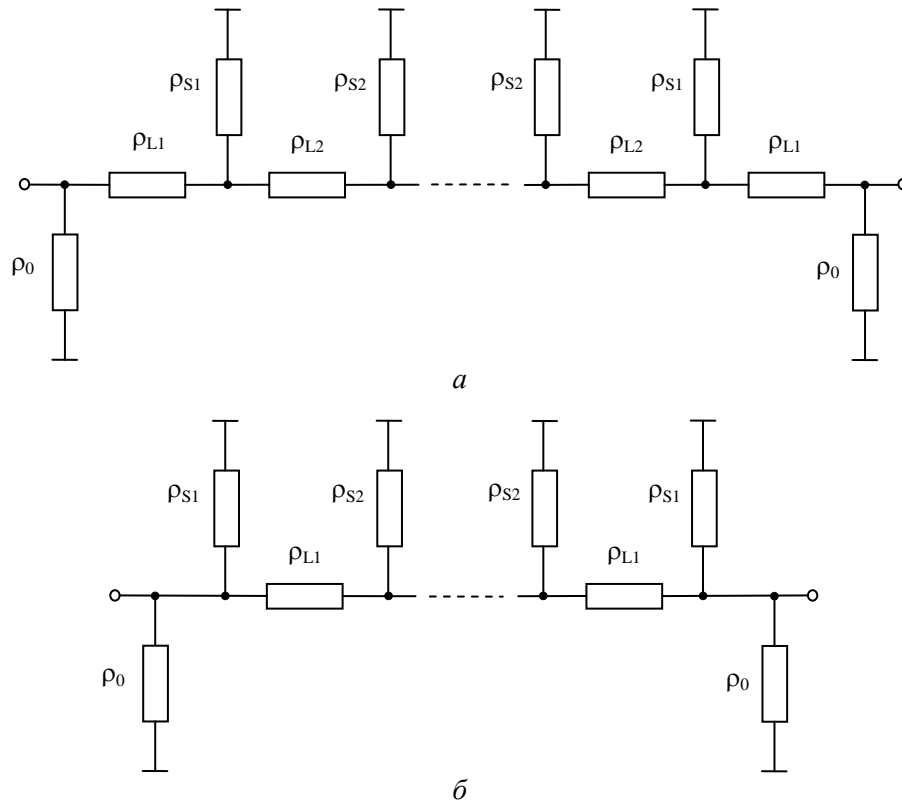


Рис. 1. Структуры фильтров

Здесь $j = \sqrt{-1}$ – мнимая единица, θ – электрическая длина отрезков линий; A_{ik} – числитель, B – знаменатель соответствующего параметра рассеяния $S_{ik} = A_{ik}/B$; $A = (A_{11}^2 - A_{21}^2)/B$; $R_L = \rho_L/\rho_0$, $R_S = \rho_S/\rho_0$ – нормированные волновые сопротивления.

Характеристики фильтров вычисляются путем перемножения характеристик его элементов [6]:

$$\left. \begin{aligned} \hat{M}(\theta) &= \prod_{k=1}^n M(\theta)_k, \\ \hat{A}_{21}(\theta) &= (-1)^{n-1} \prod_{k=1}^n A_{21_k}(\theta). \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Структура матрицы $\hat{M}(\theta)$ аналогична структуре матриц M_S, M_L .

Для фильтров без потерь имеет место:

$$|\hat{S}_{21}(\theta)|^2 = \frac{1}{1 + |F(\theta)|^2},$$

Здесь $F(\theta) = \hat{A}_{11}(\theta)/\hat{A}_{21}(\theta)$ – функция фильтрации, представляющая собой отношение числителей параметров рассеяния фильтра $\hat{S}_{11} = \hat{A}_{11}/\hat{B}$, $\hat{S}_{21} = \hat{A}_{21}/\hat{B}$. В общем случае функция фильтрации комплексная, для устройств, обладающих симметрией, она становится мнимой функцией.

Анализ структур фильтров на рис. 1 при различном количестве элементов по соотношениям (1) – (3) позволил получить следующие соотношения:

$$\hat{A}_{21}(\theta) = \sin(\theta)^{n_S}, \quad (4)$$

$$\hat{A}_{11}(\theta) = j \sin(\theta)^{n_S - 1} \hat{a}_{11}(\theta), \quad (5)$$

где

$$\hat{a}_{11}(\theta) = \begin{cases} \cos(\theta) \sum_{k=0}^{n_L/2} \alpha_k \cos(\theta)^{2k}, & n_L - \text{четное} \\ \sum_{k=0}^{(n_L+1)/2} \alpha_k \cos(\theta)^{2k}, & n_L - \text{нечетное} \end{cases} \quad (6)$$

Здесь n_L – количество отрезков линий, n_S – количество шлейфов.

Таким образом, функция фильтрации рассматриваемых структур фильтров запишется, без учета мнимой единицы, в виде

$$F(\theta) = \frac{\hat{a}_{11}(\theta)}{\sin(\theta)}. \quad (7)$$

Полученные соотношения (6), (7) с точностью до постоянного коэффициента соответствуют Чебышевской функции вида

$$Ch(\theta, n) = \cos \left\{ \arccos \left[\frac{ctg(\theta)}{ctg(\theta_c)} \right] + n \cdot \arccos \left[\frac{\cos(\theta)}{\cos(\theta_c)} \right] \right\}, \quad (8)$$

где $n = n_L/2$ – для четного числа отрезков или $n_L + 1$ – для нечетного, θ_c – угол, соответствующий границе полосы пропускания по уровню пульсаций фильтра с равноволновой амплитудно-частотной характеристикой.

Для младших значений порядка n эти функции записываются в полиномиальной форме следующим образом:

$$Ch(\theta, 1) = \left[(1 + \sin(\theta_c))c(\theta)^2 - 1 \right] / \sin(\theta), \quad (9a)$$

$$Ch(\theta, 2) = c(\theta) \left[2(1 + \sin(\theta_c))c(\theta)^2 - (2 + \sin(\theta_c)) \right] / \sin(\theta), \quad (9б)$$

$$Ch(\theta, 3) = \left[4(1 + \sin(\theta_c))c(\theta)^4 - (5 + 3\sin(\theta_c))c(\theta)^2 + 1 \right] / \sin(\theta), \quad (9в)$$

$$Ch(\theta, 4) = c(\theta) \left[8(1 + \sin(\theta_c))c(\theta)^4 - 4(3 + 2\sin(\theta_c))c(\theta)^2 + (4 + \sin(\theta_c)) \right] / \sin(\theta), \quad (9г)$$

$$Ch(\theta, 5) = \left[16(1 + \sin(\theta_c))c(\theta)^6 - 4(7 + 5\sin(\theta_c))c(\theta)^4 + (13 + 5\sin(\theta_c))c(\theta)^2 - 1 \right] / \sin(\theta), \quad (9д)$$

где $c(\theta) = \cos(\theta)/\cos(\theta_c)$.

Методика синтеза

Процедура синтеза состоит из двух этапов. На первом этапе из числителей и знаменателя S-параметров фильтра составляется матрица, обеспечивающая заданные характеристики, на втором этапе определяются волновые сопротивления элементов фильтра.

Первый этап включает в себя нахождение порядка n аппроксимирующей функции (8) по заданным затуханиям α_c в полосе пропускания и α_z при θ_z в полосе заграждения, выраженным в децибеллах:

$$n = \frac{\operatorname{arcch} \left(\sqrt{\frac{\alpha_z}{10^{10} - 1}} \right) - \operatorname{arcch} \left(\frac{\operatorname{ctg}(\theta_z)}{\operatorname{ctg}(\theta_c)} \right)}{\operatorname{arcch} \left(\frac{\cos(\theta_z)}{\cos(\theta_c)} \right)}. \quad (10)$$

По требуемой полосе пропускания $\Delta\theta$ вычисляется угол, соответствующий границе полосы пропускания:

$$\theta_c = \frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{\Delta\theta}{2} \right). \quad (11)$$

Составляется функция фильтрации:

$$F(\theta) = \frac{\varepsilon \operatorname{Ch}(\theta, n)}{\sin(\theta)}, \quad (12)$$

где $\varepsilon = \sqrt{10^{10} - 1}$.

Выбирается структура фильтра и по (4), (5) определяются числители S-параметров фильтра. Составляется квадрат модуля знаменателя S-параметров:

$$|\hat{B}(\theta)|^2 = \sin(\theta)^{2(n_S - 1)} \varepsilon^2 \operatorname{Ch}(\theta, n)^2 + \sin(\theta)^{2n_S}. \quad (13)$$

Вычисляются корни этой функции с последующей ее записью в виде произведения множителей:

$$|\hat{B}(\theta)|^2 = \gamma \prod_{k=0}^{n_L + n_S} [\cos(\theta)^2 - \cos(\theta_k)^2]. \quad (14)$$

Осуществляется переход в (14) к переменной $z = \exp(-j2\theta)$. В функции $|B(z)|^2$ выделяются корни $z_k = \exp(-j2\theta_k)$, удовлетворяющие условию $|z_k| \geq 1$, и составляется знаменатель S-параметров:

$$\hat{B}(z) = k_0 \prod_{k=0}^{n_L + n_S} [z - z_k]. \quad (15)$$

Оставшиеся корни, удовлетворяющие условию $|z_k| \leq 1$, будут принадлежать функции, комплексно сопряженной с $B(z)$. Заключительной операцией первого этапа является формирования матрицы синтезируемого фильтра:

$$\hat{M}(z) = \begin{bmatrix} \hat{A}(z) & -\hat{A}_{11}(z) \\ \hat{A}_{11}(z) & -\hat{B}(z) \end{bmatrix} \quad (16)$$

Определение волновых сопротивлений элементов фильтра на втором этапе процедуры синтеза производится по значению коэффициента отражения $\hat{S}_{11}(z)$ при $z = 0$ для исходного соединения, соответствующего структуре фильтра, и всех промежуточных соединений,

возникающих при удалении элементов фильтра. Если крайний элемент соединения – отрезок линии, то его нормированное волновое сопротивление вычисляется по формуле

$$R_L = \frac{1 + \hat{S}_{11}(0)}{1 - \hat{S}_{11}(0)}. \quad (17)$$

В случае, когда по краям находится шлейф, расчет ведется на основании формулы

$$R_{э\kappa\beta} = \frac{1 + \hat{S}_{11}(0)}{1 - \hat{S}_{11}(0)} = \frac{R_S R_L}{R_S + R_L}. \quad (18)$$

По этой формуле могут быть получены разные комбинации из значений волновых сопротивлений шлейфа и соединенного с ним отрезка линии.

После нахождения волновых сопротивлений крайних элементов, они удаляются, что сопровождается умножением матрицы соединения на матрицы, обратные матрицам удаляемых элементов.

Пример синтеза фильтра

Выполним синтез фильтра по исходным данным из [3]: $\alpha_c = 0.1$ дБ; $\Delta\theta = 0.5$; число шлейфов $n_S = 5$, число отрезков линий $n_L = 4$, структура фильтра соответствует рис. 1,б.

Для указанных данных функция фильтрации (12) будет представлена функцией (9г) при $\varepsilon = 0.1526$, $\theta_c = 1.1781$. Числители S-параметров фильтра приобретут следующий вид:

$\hat{A}_{21}(\theta) = \sin(\theta)^5$, $\hat{A}_{11}(\theta) = j \sin(\theta)^4 Ch(\theta, 4)$, а коэффициенты знаменателя $\hat{B}(z)$, составленного по (13) – (15), получают следующие значения: $k_0 = 0.9009$, $z_0 = -1.51826$, $z_{1,2} = -1.22407 \pm j0.69802$, $z_{3,4} = -0.75537 \pm j0.86861$, $z_{5,6,7,8} = 1$. Этим значениям соответствуют следующие значения нормированных волновых сопротивлений элементов фильтра: $R_{S1} = 0.548$, $R_{L1} = 0.8302$, $R_{S2} = 0.345$, $R_{L2} = 0.8211$, $R_{S3} = 0.3466$.

Аналогичной функцией фильтрации обладает фильтр со структурой на рис. 1,а с числом шлейфов $n_S = 3$ и числом отрезков линий $n_L = 4$. В процессе синтеза для этой структуры получены следующие значения нормированных волновых сопротивлений элементов фильтра: $R_{L1} = 0.330$, $R_{S1} = 0.045$, $R_{L2} = 0.119$, $R_{S2} = 0.043$.

В [3] приведены результаты синтеза рассматриваемого фильтра по традиционной методике с помощью фильтра-прототипа: $R_{S1} = 0.567$, $R_{L1} = 0.7731$, $R_{S2} = 0.2883$, $R_{L2} = 0.7176$, $R_{S3} = 0.2931$.

На рис. 2 указаны результаты расчета зависимости коэффициента передачи $\hat{S}_{21}(\theta)$ фильтра от $\theta = 2\pi f / 4f_0$, f_0 – центральная частота полосы пропускания. Кривая 1 соответствует расчетам для двух вариантов структур фильтра по предложенному методу, кривая 2 – по традиционной методике.

Как следует из рис. 2 синтез по предлагаемому методу обеспечивает строго равноволновую характеристику. Характеристика, получаемая по традиционной методике синтеза, отличается от равноволновой, причем отличие увеличивается при увеличении полосы пропускания. Если для изготовления фильтров использовать микрополосковую технологию, позволяющую реализовывать микрополосковые линии с волновым сопротивлением в диапазоне от 15 до 116 Ом [5], то при пятидесятиомном волновом тракте волновые сопротивления, полученные предложенным методом для структуры на рис. 1, а оказываются конструктивно невыполнимы. Волновые сопротивления, полученные традиционным методом синтеза, имеют значения на грани реализации. Только набор значений волновых сопротивлений, полу-

ченный предложенным методом для структуры на рис. 1,б, оказывается конструктивно реализуемым.

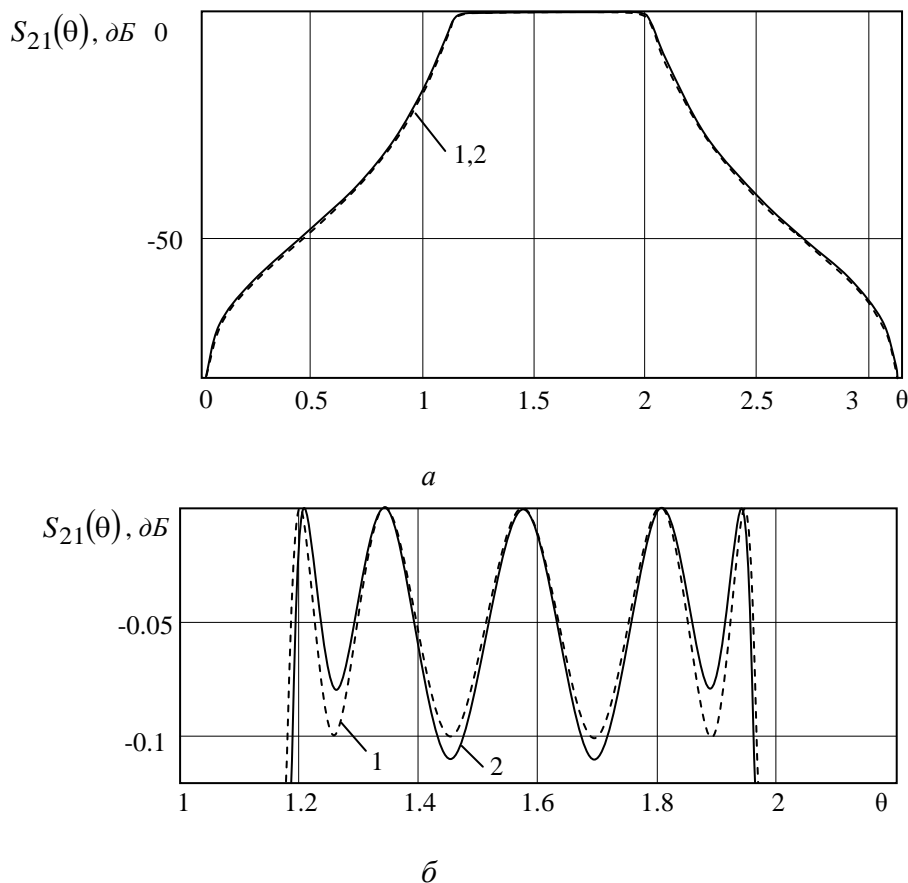


Рис. 2. Амплитудно-частотная характеристика коэффициента передачи фильтра:
1 – расчет фильтра по предложенному методу;
2 – расчет фильтра по традиционной методике

Выводы

Разработан метод прямого синтеза полосно-пропускающих фильтров с равноволновой амплитудной характеристикой, реализуемых на четвертьволновых отрезках линий и короткозамкнутых шлейфах. Метод отличается простотой составления функции фильтрации по заданным техническим требованиям, возможностью выбора для полученной функции фильтрации двух вариантов структуры фильтра, а также эффективностью процедуры определения волновых сопротивлений элементов фильтра с возможностью подбора их значений, удовлетворяющих требованиям конструктивной реализации.

Использование предложенного метода синтеза позволит повысить качество проектных работ при разработке селективных устройств микроволнового диапазона.

Список литературы: Матей, Д.Л., Янг, Л., Джонс, Е. М. Т. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи : пер. с англ. ; под ред. Л.В. Алексеева, Ф.В. Кушнира. – М. : Связь, 1971. – Т.1. – 439 с.; 1972. – Т.2. – 493 с. 2. Современная теория фильтров и их проектирование / Под ред. Г. Темеша, С. Митры : пер. с англ. ; под ред. И.Н. Теплоука. – М. : Мир, 1977. – 560 с. 3. Hong Jia-Sheng, Lancaster, M.J. Microstrip filters for RF. Microwave applicatios / Hong Jia-Sheng, Lancaster M.J – New York: John Wiley, 2001. – 476 p. 4. Фельдштейн, А.Л. Синтез четырехполосников и восьмиполосников на СВЧ / Фельдштейн А.Л., Явич Л.Р. – М.: Связь, 1971. – 388 с. 5. Lin-Chuan Tsai, Ching-Wen Hsue. Dual-Band Band-Pass Filters Using Equal-length Coupled-Serial-Shunted Lines and Z-Transform Technique // IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 52, no. 4, 2004 pp.1111-1117. 6. Карпуков, Л.М. Символьный анализ устройств СВЧ // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 1982.- Т.25.- №6. – С. 85 – 87.

Запорожский национальный
технический университет

Поступила в редколлегию 22.09.2012