

## Синтез микроволновых шлейфовых фильтров низких частот по функции фильтрации

*Разработана методика синтеза по функции фильтрации фильтров низкой частоты с симметричной структурой, составленной из четвертьволновых отрезков линий и разомкнутых шлейфов. Предложен метод равноволновой аппроксимации функции фильтрации и способ нахождения по этой функции волновых сопротивлений звеньев фильтра. Приведен пример синтеза фильтра по разработанной методике.*

**волновое сопротивление, разомкнутый шлейф, полосно-пропускающий фильтр, симметричная структура, фильтр-прототип, четвертьволновой отрезок линии**

### Введение

К качеству характеристик микроволновых фильтров, используемых в современных системах связи, предъявляются жесткие требования. Поэтому совершенствование традиционных и разработка новых методов проектирования, обеспечивающих создание микроволновых фильтров с улучшенными функциональными и массо-габаритными характеристиками, является актуальной задачей.

Традиционные методики проектирования микроволновых фильтров предусматривают предварительную разработку низкочастотных фильтров-прототипов на элементах с сосредоточенными параметрами [1, 2]. Последующий переход от фильтра-прототипа к структуре фильтра, реализуемого на элементах с распределенными параметрами, является, как правило, приближенным и не обеспечивающим в полной мере заданные характеристики. В [3, 4] предложена методика проектирования микроволновых фильтров, основанная на аналогии передаточных функций у дискретных цепей в  $z$ -области и у микроволновых цепей, реализуемых на соразмерных отрезках передающих линий. Методика включает в себя, во-первых, составление цифрового фильтра-прототипа с определением его передаточной функции, удовлетворяющей техническому заданию и, во-вторых, решение аппроксимационной задачи, целью которой является нахождение параметров элементов структуры микроволнового фильтра по передаточной функции фильтра-прототипа.

В настоящей работе излагается иная методика синтеза, примененная к микроволновым шлейфовым фильтрам с симметричной структурой, реализуемой на соразмерных отрезках линий. Методика не требует составления фильтров-прототипов и численного решения трудоемких аппроксимационных задач. Методика включает в себя формирование функции фильтрации Чебышевского вида по техническому заданию на рабочем

затухание фильтра и расчет параметров элементов звеньев фильтра путем решения системы нелинейных уравнений, составляемых для точек чебышевского альтернанса функции фильтрации.

### Функция фильтрации и элементная база моделирования

Рассматриваемые фильтры представляют собой симметричные структуры, составленные из четвертьволновых разомкнутых шлейфов, соединенных четвертьволновыми отрезками линий передачи. Для симметричных четырехполюсных структур при отсутствии потерь имеет место следующая связь между коэффициентом отражения  $\hat{S}_{11} = \hat{A}_{11}/\hat{B}$  и коэффициентом передачи  $\hat{S}_{21} = \hat{A}_{21}/\hat{B}$  [1]:

$$\frac{\hat{S}_{11}(\theta)}{\hat{S}_{21}(\theta)} = \frac{\hat{A}_{11}(\theta)}{\hat{A}_{21}(\theta)} = j\hat{F}(\theta), \quad (1)$$

где  $j$  – мнимая единица,  $\hat{F}(\theta)$  – вещественная функция.

Функция  $\hat{F}(\theta)$  представляет собой функцию фильтрации, характеризующую следующие коэффициенты передачи и отражения фильтра по мощности:

$$\left|\hat{S}_{21}(\theta)\right|^2 = \frac{\left|\hat{A}_{21}(\theta)\right|^2}{\left|\hat{A}_{11}(\theta)\right|^2 + \left|\hat{A}_{21}(\theta)\right|^2} = \frac{1}{1 + \hat{F}^2(\theta)}, \quad (2)$$

$$\left|\hat{S}_{11}(\theta)\right|^2 = 1 - \left|\hat{S}_{21}(\theta)\right|^2 = \frac{\hat{F}^2(\theta)}{1 + \hat{F}^2(\theta)}. \quad (3)$$

Вид функции фильтрации определяется видом матриц рассеяния звеньев фильтра. В рассматриваемых структурах фильтров используются отрезки линий с матрицей

$$S_L(z) = \frac{1}{1 - \Gamma_L^2 z^{-1}} \begin{bmatrix} \Gamma_L(1 - z^{-1}) & (1 - \Gamma_L^2)\sqrt{z^{-1}} \\ (1 - \Gamma_L^2)\sqrt{z^{-1}} & \Gamma_L(1 - z^{-1}) \end{bmatrix}, \quad (4)$$

а также разомкнутые шлейфы с матрицей

$$S_O(z) = \frac{1}{3 + \Gamma_O + (1 + 3\Gamma_O)z^{-1}} \times \begin{bmatrix} (\Gamma_O - 1)(1 - z^{-1}) & 2(\Gamma_O + 1)(1 + z^{-1}) \\ 2(\Gamma_O + 1)(1 + z^{-1}) & (\Gamma_O - 1)(1 - z^{-1}) \end{bmatrix}. \quad (5)$$

Здесь  $\Gamma_L = (R_L - 1)/(R_L + 1)$ ,  $\Gamma_O = (R_O - 1)/(R_O + 1)$  – коэффициенты отражения;  $R_L = \rho_L/\rho_T$ ,  $R_O = \rho_O/\rho_T$  – нормированные волновые сопротивления;  $\rho_L$  – волновое сопротивление отрезка линии,  $\rho_O$  – волновое сопротивление шлейфа,  $\rho_T$  – волновое сопротивление на входе и выходе фильтра;  $z = e^{2j\theta}$ ,  $\theta = 2\pi L/\lambda$ ,  $L$  – длина отрезка линии или шлейфа,  $\lambda$  – длина волны.

Для расчета характеристик фильтров, составленных из  $n$  звеньев, воспользуемся соотношениями [5]

$$\hat{M} = \begin{bmatrix} \hat{A} & -\hat{A}_{11} \\ \hat{A}_{11} & -\hat{B} \end{bmatrix} = \prod_{k=1}^n [M_k], \quad (6)$$

$$\hat{A}_{21} = (-1)^{n-1} \prod_{k=1}^n A_{21k}, \quad (7)$$

где  $M_k = \begin{bmatrix} A_k & -A_{11k} \\ A_{11k} & -B_k \end{bmatrix}$ ,  $A_k = \frac{A_{11k}^2 - A_{21k}^2}{B_k}$ .

Введем в соотношение (6) функции фильтрации

$$\hat{Q} = \begin{bmatrix} \hat{A}/\hat{A}_{21} & -j\hat{F} \\ j\hat{F} & -\hat{B}/\hat{A}_{21} \end{bmatrix} = \prod_{k=1}^n [M_k/A_{21k}]. \quad (8)$$

Используя соотношения (4), (5), представим Матрицы  $M_k$  звеньев следующим образом:

$$M_L(\theta) = -\cos(\theta) \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} + j \sin(\theta) \frac{1}{2} \begin{bmatrix} R_L + R_L^{-1} & -(R_L - R_L^{-1}) \\ R_L - R_L^{-1} & -(R_L + R_L^{-1}) \end{bmatrix}, \quad A_{L21} = 1, \quad (9)$$

$$M_O(\theta) = -\cos(\theta) \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} + j \sin(\theta) \frac{1}{2R_0} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -1 & -1 \end{bmatrix}, \quad A_{O21} = \cos(\theta). \quad (10)$$

Из соотношений (8)–(10) следует общий вид функции фильтрации рассматриваемых структур фильтров:

$$\hat{F}(\theta) = \frac{\sin(\theta)}{\cos(\theta)^p} \sum_{k=0}^m a_k \cos(\theta)^{2k}. \quad (11)$$

Здесь  $p$  – число шлейфов,  $m = (p + q - 1)/2$ ,  $q = p \pm 1$  – число отрезков линий.

### Процедура равноволновой аппроксимации функции фильтрации

Для проектирования фильтров НЧ с равноволновой амплитудно-частотной характеристикой воспользуемся в качестве начального приближения следующей передаточной функцией:

$$|\hat{S}_{21}(\theta)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 Tn\left(n, \frac{\sin(\theta)}{\sin(\theta_p)}\right)^2}, \quad (12)$$

где  $Tn(n, x) = \cos(n \arccos(x))$  – функция Чебышева первого рода  $n$ -го порядка,  $\varepsilon$  – величина пульсаций в полосе пропускания,  $\theta_p$  – угол на границе полосы пропускания.

Число  $n$  определяется числом звеньев. Для рассматриваемых структур фильтров число звеньев нечетное.

Функция фильтрации, соответствующая (12), имеет вид

$$Fn(\theta) = \varepsilon Tn\left(n, \frac{\sin(\theta)}{\sin(\theta_p)}\right). \quad (13)$$

Данная функция в полосе пропускания от 0 до  $\theta_p$  имеет  $m = (n + 1)/2$  чередующихся максимумов и минимумов, величиной  $\pm\varepsilon$ . Для получения аналогичных свойств у функции фильтрации (11) запишем это выражение в виде

$$\hat{F}(\theta) = \sum_{k=0}^m a_k \varphi(k, \theta), \quad (14)$$

где  $\varphi(k, \theta) = \frac{\sin(\theta)}{\cos(\theta)^p} \cos(\theta)^{2k}$ .

Для решения аппроксимационной задачи воспользуемся методом последовательного интерполирования. На каждом этапе интерполирования при нахождении полиномиальных коэффициентов  $a_k$  будем строить полином по координатам экстремумов  $x_k$  функции (14), решая систему уравнений

$$\sum_{k=0}^m \varphi(x_k, k) a_k = \varepsilon (-1)^i, \quad i = 0, 1, \dots, m. \quad (15)$$

Для начала расчета берутся координаты экстремумов функции (13). Как показывает практика расчетов, вычисления сходятся быстро, достаточно трех, четырех итераций.

В качестве примера составим функцию фильтрации и выполним расчет фильтра низких частот со структурой, представленной на рис. 1.

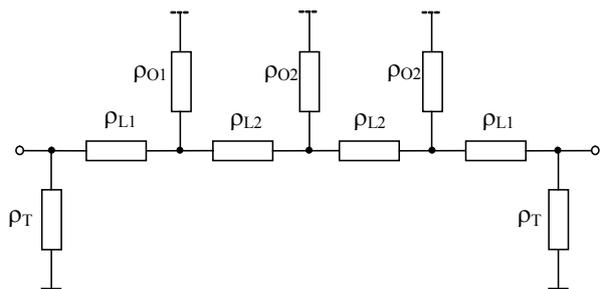


Рис. 1. Структура фильтра

Исходные данные для расчета возьмем из [3], где представлено моделирование фильтра низких частот со следующими характеристиками: граничная частота полосы пропускания по уровню 3 дБ –  $F_p = 2$  ГГц, волновые сопротивления на входе и выходе фильтра –  $\rho_T = 50$  Ом. Дополнительно потребуем равноволновый вид у амплитудно-частотной характеристики фильтра при величине пульсаций в полосе пропускания не более  $A_p = 0,2$  дБ.

Для указанных исходных данных и структуры фильтра параметры функции фильтрации (13) примут следующие значения:  $n = 7$ ,  $\varepsilon = 0,2171$ ,  $\theta_p = 0,7383$ . Эта функция приведена на рис. 2. Она была использована в качестве начального приближения при вычислении функции фильтрации (14) при значениях  $m = 3$  и  $p = 4$  рассчитываемого фильтра. Для получения чебышевского альтернанса понадобилось трехкратное решение уравнений (15), при этом коэффициенты  $a_k$  в (14) приобрели следующие значения:  $a = -51,44976; 222,5301; -315,28649; 146,20875$ . Вид полученной функции также представлен на рис. 2.

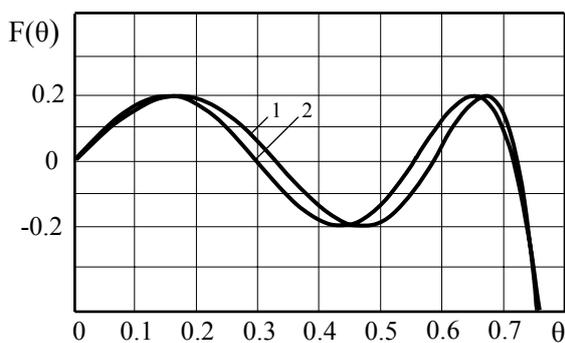


Рис. 2. Функция фильтрации фильтра: 1 – начальное приближение, 2 – результат равноволновой аппроксимации

### Процедура определения параметров звеньев фильтра

Процедура определения параметров звеньев фильтра предполагает расчет волновых сопротивлений отрезков линий и шлейфов. С учетом симметрии фильтров общее число искомых значений волновых сопротивлений равно параметру  $m$  в (11). Расчет этих значений производится в результате решения методом Ньютона системы нелинейных уравнений

$$\sum_{k=0}^m a_k \cos(\theta_i)^{2k} - \frac{\cos(\theta_i)^p}{j \sin(\theta_i)} \hat{Q}_{21}(\theta_i, \rho) = 0, \quad i = 1, 2, \dots, m, \quad (16)$$

составляемых для  $m$  точек чебышевского альтернанса функции фильтрации.

Здесь  $\rho = (\rho_1, \rho_2, \dots, \rho_m)$  – вектор искомых значений волновых сопротивлений,  $\hat{Q}_{21}(\theta_i, \rho)$  – коэффициент матрицы (8).

Для функции фильтрации на рис. 2, полученной для рассматриваемого примера расчета фильтра, решение уравнений (10) дало следующий результат:  $\rho_{L1} = 101,902$ ;  $\rho_{O1} = 37,284$ ;  $\rho_{L2} = 146,892$ ;  $\rho_{O2} = 31,338$  Ом. Для данных значений волновых сопротивлений зависимость функции рабочего затухания фильтра со структурой, указанной на рис. 1, приведена на рис. 3 (кривая 1). На этом же рисунке (кривая 2) построена зависимость функции рабочего затухания фильтра, синтезированного в [3] при ограничениях на волновые сопротивления линий и шлейфов  $15 \leq \rho \leq 150$  Ом. Этот фильтр был составлен из пяти секций, каждая секция была образована из последовательного соединения шлейфа и отрезка линии. Волновые сопротивления звеньев секций получили следующие значения [3]:  $(150, 0-49, 9) - (35, 7-99, 4) - (23, 3-92, 7) - (34, 0-65, 5) - (150, 0-41, 8)$  Ом. На рис. 3 приведена также зависимость рабочего затухания (кривая 3) для передаточной функции (12), используемой в традиционных процедурах синтеза фильтров [1].

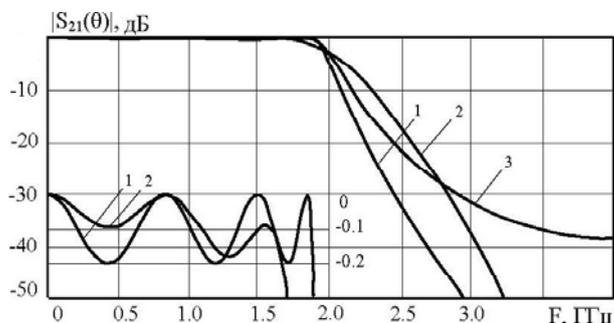


Рис. 3. Частотная зависимость рабочего затухания: кривая 1 – для синтезированного фильтра, 2 – для фильтра из [3], 3 – для фильтра-прототипа с функцией (12)

### Выводы

Таким образом, предложенная методика синтеза микроволновых фильтров низких частот, как следует из представленных результатов расчета, позволяет создавать конструкции фильтров с лучшими электрическими характеристиками при меньшем числе звеньев и, следовательно, при меньших массо-габаритных параметрах по сравнению с методикой синтеза на основе цифровых фильтров-прототипов [3, 4]. Кроме того, предложенная методика синтеза обеспечивает более высокую крутизну спадов амплитудно-частотной характеристики и затухание в полосе заграждения по сравнению с традиционными методами, основанными на непосредственном использовании при построении фильтров-

прототипов передаточных функций вида (12).

Разработанная методика синтеза низкочастотных шлейфовых фильтров отличается простотой вычислительного процесса и оптимальностью получаемых решений при незначительных вычислительных затратах.

Использованный в методике подход к решению задачи синтеза по функции фильтрации не трудно обобщить и применить к расчету полосно-пропускающих и полосно-заграждающих микроволновых фильтров, структуры которых могут быть составлены из разнообразных волноведущих элементов.

### Список литературы

1. Hong Jia-Sheng Microstrip filters for RF. Microwave applications / Hong Jia-Sheng, Lancaster M. J. – New York : John Wiley, 2001. – 476 p.
2. Macchiarella G. Design Techniques for Dual-Passband Filters / G. Macchiarella, S. Tamiazzo // IEEE

Trans. Microwave Theory Tech. – 2005. – Vol. 53, № 11. – P. 3265–3271.

3. Da-Chiang Chang Design and Implementation of Filters Using Transfer Functions in the Z Domain / Da-Chiang Chang, Ching-Wen Hsue // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2001. – Vol. 49, № 5. – P. 979–985.

4. Lin-Chuan Tsai Dual-Band Band-Pass Filters Using Equal-length Coupled-Serial-Shunted Lines and Z-Transform Technique / Lin-Chuan Tsai, Ching-Wen Hsue // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2004. – Vol. 52, № 4. – P. 1111–1117.

5. Карпуков Л. М. Метод расчета микроволновых ступенчатых фильтров на соразмерных отрезках линий / Л. М. Карпуков, Р. Ю. Корольков // Радиоэлектроника. Информатика. Управление. – 2008. – №1. – С. 13–16.

*Поступила в редакцию 03.02.10 г.*

Карпуков Л. М., Корольков Р. Ю. Синтез мікрохвильових шлейфових фільтрів низьких частот по функції фільтрації.

*Розроблено методику синтезу за функцією фільтрації фільтрів низької частоти із симетричною структурою, складеною з чвертьхвильових відрізків ліній і розімкнутих шлейфів. Запропоновано метод рівнохвильової апроксимації функції фільтрації і спосіб знаходження за цією функцією хвильових опорів ланок фільтра. Наведено приклад синтезу фільтра за розробленою методикою.*

розімкнутий шлейф, смуго-пропускаючий фільтр, симетрична структура, фільтр-прототип, хвильовий опір, чвертьхвильовий відрізок лінії

Karpukov L. M., Korolkov R. Y. Synthesis microwave loop filters of low frequencies on function of the filtration.

*The technique of synthesis by filtration function for low frequency filters of symmetric structure composed of quarter-wave sections of lines and open stubs has been developed. The method of filtration function equal-wave approximation is proposed and the way of filter sections wave resistance calculation by this function. The example of filter synthesis by the developed technique is described.* impedance, opened loop, pass-band filter, symmetric structure, filter-prototype, quarterwave segment of line