

ПРЯМОЙ СИНТЕЗ ШЛЕЙФНЫХ ФИЛЬТРОВ НИЖНИХ ЧАСТОТ С ЧЕБЫШЕВСКОЙ ХАРАКТЕРИСТИКОЙ

Предложен метод синтеза шлейфных фильтров нижних частот с чебышевской характеристикой, не использующий фильтры-прототипы. Выполнено сравнение результатов синтеза фильтров предложенным методом и методами на основе фильтров-прототипов, показавшее преимущество предложенного метода.

Ключевые слова: разомкнутый шлейф, фильтр, функция фильтрации, четвертьволновой отрезок линии.

ВВЕДЕНИЕ

Методы синтеза фильтров, используемые в настоящее время в микроволновой инженерии [1–3], основаны на применении фильтров-прототипов на LC -элементах с сосредоточенными постоянными. В статьях [4, 5] в качестве фильтра-прототипа предложен цифровой фильтр. Однако следует отметить, что переход от фильтров-прототипов к цепям с распределенными параметрами сопряжен с различными аппроксимациями и приближениями, что сказывается на качестве синтезируемых характеристик фильтров. Поэтому актуальной задачей является развитие существующих и разработка новых методов синтеза микроволновых фильтров.

В [6] предложен метод прямого синтеза шлейфных полосно-пропускающих фильтров с чебышевской характеристикой передачи, не требующий использования фильтров-прототипов. В настоящей работе данный метод применен для решения задачи синтеза фильтров ниж-

них частот с симметричной структурой, составляемой из четвертьволновых отрезков линий передачи и разомкнутых шлейфов. В процессе решения этой задачи определены модели элементов структуры фильтра. Составлены функции фильтрации, обеспечивающие равноволновые характеристики. Разработана процедура синтеза, начиная с выбора числа элементов фильтра и заканчивая определением их волновых сопротивлений. Проведено сравнение результатов синтеза по предлагаемому прямому методу и по методам, использующим фильтры-прототипы.

МОДЕЛИ ЭЛЕМЕНТОВ ФИЛЬТРА И ФУНКЦИЯ ФИЛЬТРАЦИИ

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

Математические модели элементов фильтров определим следующим образом:

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

$$A_{L21} = 1,$$

– для отрезка линии;

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

$$A_{S21}(\theta) = \cos(\theta),$$

– для разомкнутого шлейфа.

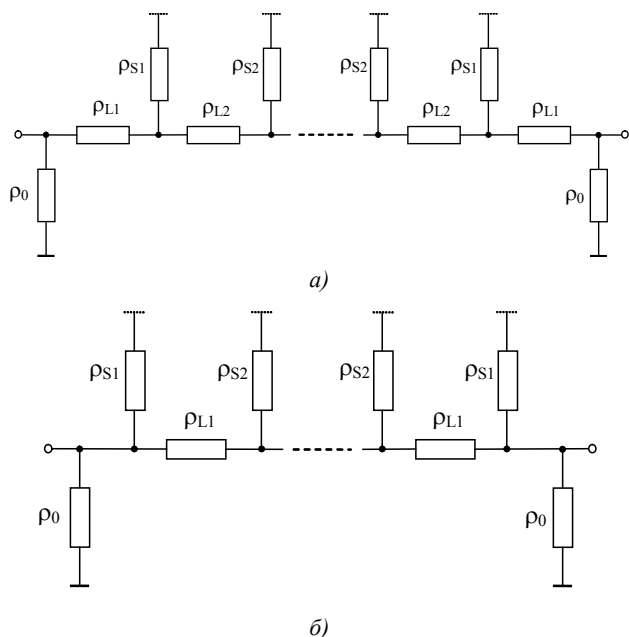


Рис. 1. Структуры фильтров

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.

Математическая модель исследуемого фильтра вычисляется перемножением моделей его элементов [6]:

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

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

Коэффициент передачи по мощности фильтра без потерь:

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

Здесь $F(\theta) = \hat{A}_{11}(\theta)/\hat{A}_{21}(\theta)$ – функция фильтрации. Для фильтров, обладающих симметрией, функция $F(\theta)$ содержит только мнимую составляющую.

Анализ структур фильтров на рис. 1 с использованием соотношений (1)–(3) позволил получить следующее соотношение для функций фильтрации:

$$F(\theta) = \frac{j \sin(\theta) \sum_{k=0}^m \alpha_k \cos(\theta)^{2k}}{\cos(\theta)^{n_S}}. \quad (5)$$

Здесь n_S – количество шлейфов, $m = n_S$ – для структуры на рис. 1, а, $m = n_S - 1$ – для структуры на рис. 1, б.

Нетрудно показать, что полученное соотношение с точностью до постоянного коэффициента соответствует чебышевской функции вида:

$$T(\theta, n_S, n_S + \delta) = \cos \left\{ n_S \cdot \arccos \left[\frac{\text{tg}(\theta)}{\text{tg}(\theta_c)} \right] + (n_S + \delta) \cdot \arccos \left[\frac{\sin(\theta)}{\sin(\theta_c)} \right] \right\}, \quad (6)$$

где θ_c – угол, соответствующий границе полосы пропускания по уровню пульсаций фильтра с равноволновой амплитудно-частотной характеристикой; $\delta = 1$ – для структуры на рис. 1, а; $\delta = -1$ – для структуры на рис. 1, б.

Например, для структуры на рис. 1, а при $n_S = 3$, $n_L = 4$ соотношение (6) преобразовывается к виду:

$$T(\theta, 3, 4) = \frac{\sin(\theta) \sum_{k=0}^3 \alpha_k \cos(\theta)^{2k}}{\cos(\theta)^3}. \quad (7)$$

Здесь коэффициенты вектора α определяются следующим образом:

$$\begin{aligned} \alpha &= [4 \cos(\theta_c)^3 + 16 \cos(\theta_c)^4 + 24 \cos(\theta_c)^5 + 16 \cos(\theta_c)^6 + 4 \cos(\theta_c)^7, \\ &- 3 \cos(\theta_c) - 20 \cos(\theta_c)^2 - 51 \cos(\theta_c)^3 - 64 \cos(\theta_c)^4 - \\ &- 41 \cos(\theta_c)^5 - 12 \cos(\theta_c)^6 - \cos(\theta_c)^7, \\ &4 + 24 \cos(\theta_c) + 56 \cos(\theta_c)^2 + 64 \cos(\theta_c)^3 + 36 \cos(\theta_c)^4 + 8 \cos(\theta_c)^5, \\ &- 8 - 24 \cos(\theta_c) - 24 \cos(\theta_c)^2 - 8 \cos(\theta_c)^3] / \sin(\theta_c)^7. \end{aligned}$$

В свою очередь для структуры на рис. 1, б при $n_S = 4$, $n_L = 3$ имеет место

$$T(\theta, 4, 3) = \frac{\sin(\theta) \sum_{k=0}^3 \alpha_k \cos(\theta)^{2k}}{\cos(\theta)^4}, \quad (8)$$

где

$$\begin{aligned} \alpha &= [8 \cos(\theta_c)^4 + 24 \cos(\theta_c)^5 + 24 \cos(\theta_c)^6 + 8 \cos(\theta_c)^7, \\ &- 8 \cos(\theta_c)^2 - 36 \cos(\theta_c)^3 - 64 \cos(\theta_c)^4 - \\ &- 56 \cos(\theta_c)^5 - 24 \cos(\theta_c)^6 - 4 \cos(\theta_c)^7, \\ &1 + 12 \cos(\theta_c) + 41 \cos(\theta_c)^2 + 64 \cos(\theta_c)^3 + \\ &+ 51 \cos(\theta_c)^4 + 20 \cos(\theta_c)^5 + 3 \cos(\theta_c)^6, \\ &- 4 - 16 \cos(\theta_c) - 24 \cos(\theta_c)^2 - 16 \cos(\theta_c)^3 - 4 \cos(\theta_c)^4] / \sin(\theta_c)^7. \end{aligned}$$

МЕТОДИКА СИНТЕЗА

Исходными данными для синтеза являются: f_0 – центральная частота, соответствующая электрической длине $\theta_0 = \pi/2$; α_c – затухание по уровню пульсаций в полосе пропускания, дБ; f_c – граничная частота полосы пропускания; α_z – затухание на частоте f_z в полосе заграждения, дБ.

Из (6) следует формула для выбора числа шлейфов в рассматриваемых структурах:

$$n_S = \frac{\arccos\left(\sqrt{\frac{\frac{\alpha_z}{10^{10}} - 1}{\frac{\alpha_c}{10^{10}} - 1}}\right) - \delta \arccos h\left(\frac{\sin(\theta_z)}{\sin(\theta_c)}\right)}{\arccos\left(\frac{\operatorname{tg}(\theta_z)}{\operatorname{tg}(\theta_c)}\right) + \arccos\left(\frac{\sin(\theta_z)}{\sin(\theta_c)}\right)}, \quad (9)$$

где $\theta_{c,z} = \frac{\pi f_{c,z}}{2 f_0}$.

Для выбранной структуры фильтра по (5), (6) составляется функция фильтрации:

$$F(\theta) = j\varepsilon T(\theta, n_S, n_S + \delta) = j \frac{\varepsilon \sin(\theta) \sum_{k=0}^m \alpha_k \cos(\theta)^{2k}}{\cos(\theta)^{n_S}}, \quad (10)$$

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

По функции фильтрации составляется квадрат модуля знаменателя S -параметров фильтра:

$$|\hat{B}(\theta)|^2 = \left[\varepsilon \sin(\theta) \sum_{k=0}^m \alpha_k \cos(\theta)^{2k} \right]^2 + \cos(\theta)^{2n_S}. \quad (11)$$

В $|\hat{B}(\theta)|^2$ производится замена переменной θ на $z = \exp(-j2\theta)$. В функции $|B(z)|^2$ выделяются корни z_k , удовлетворяющие условию $|z_k| \geq 1$, и составляется знаменатель S -параметров:

$$\hat{B}(z) = \gamma_0 \prod_{k=0}^{m-1} [z - z_k]. \quad (12)$$

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

$$\hat{M}(z) = \sum_{k=0}^m \begin{bmatrix} d_k & -a_k \\ a_k & -b_k \end{bmatrix} \cdot z^k. \quad (13)$$

Для реализации фильтра по соотношению (13) модели (1), (2) элементов фильтра представляются в виде зависимостей от переменной z :

$$M_L(z) = \frac{1}{4R_L} \cdot \begin{bmatrix} (1-R_L)^2 - (1+R_L)^2 z & (1-R_L^2) \cdot (1-z) \\ -(1-R_L^2) \cdot (1-z) & -(1+R_L^2) + (1-R_L)^2 z \end{bmatrix}, \quad (14)$$

$$A_{L21}(z) = \sqrt{z},$$

$$M_S(z) = \frac{1}{2R_S} \cdot \begin{bmatrix} -[2R_S(z+1) + (z-1)] & -(z-1) \\ (z-1) & -[2R_S(z+1) - (z-1)] \end{bmatrix}, \quad (15)$$

$$A_{S21}(z) = 1 + z.$$

Матрица (13), в соответствии со структурой фильтра, последовательно умножается на матрицы, обратные матрицам (14), (15). При этом волновые сопротивления отсоединяемых элементов подбираются таким образом, чтобы обеспечить понижение порядка полиномов матрицы, остающейся после редукции части фильтра.

При отсоединении отрезка линии условие понижения порядка полинома остающейся части имеет с учетом выражения для матрицы, обратной (14), следующий вид:

$$-(R_L + 1)^2 \cdot \hat{S}_{11}(0) + (R_L^2 - 1) = 0, \quad (16)$$

Отсюда

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

Здесь $\hat{S}_{11}(0) = a_0/b_0$ – коэффициент отражения при $z = 0$.

При отсоединении шлейфа условием понижения порядка полинома является его делимость на определитель матрицы (15), содержащий множитель $(z+1)^2$. Этому условию соответствует равенство:

$$\sum_{k=1}^m k(a_k + b_k)(-1)^{k-1} + R_S \sum_{k=0}^m a_k (-1)^k = 0. \quad (18)$$

Отсюда

$$R_S = -\frac{\hat{A}'_{11}(-1) + \hat{B}'(-1)}{\hat{A}_{11}(-1)}. \quad (19)$$

Здесь штрихом обозначены производные, вычисленные при $z = -1$.

По вычисленному R_S определяется волновое сопротивление присоединенной к шлейфу линии:

$$R_L = \frac{R_{ekv} R_S}{R_S - R_{ekv}}, \quad (20)$$

где $R_{ekv} = \frac{\hat{S}_{11}(0) + 1}{\hat{S}_{11}(0) - 1}$.

ПРИМЕР СИНТЕЗА ФИЛЬТРА

Выполним синтез фильтра нижних частот по исходным данным из [5]: $f_0 = 4 \cdot 10^9$ Гц, $\alpha_z = 3$ Дб – затухание на частоте $f_z = 2 \cdot 10^9$ Гц, характеристика равноволновая с затуханием $\alpha_c = 0,1$ Дб по уровню пульсаций в полосе пропускания с граничной частотой $f_c = 1,88 \cdot 10^9$ Гц.

Для этих исходных данных в [5] представлены результаты синтеза фильтра с использованием фильтра прототипа, составленного для z -области. Фильтр был реализован в виде пяти секций, каждая секция состояла из шлейфа и отрезка линии. Волновые сопротивления (R_S, R_L) секций в омах: (150,0, 49,9); (35,7, 99,4); (23,3, 92,7); (34,0, 65,5); (150,0, 41,8). Входное и выходное сопротивление 50 Ом.

В соответствии с рассматриваемой методикой синтеза расчет по (9) при $\theta_c = 0,7383$, $\theta_z = 0,7854$ определил число шлейфов $n_S = 3$ для структуры на рис. 1, а и $n_S = 4$ для структуры на рис. 1, б.

Функция фильтрации фильтра на рис. 1, а будет описываться соотношением (7) со значениями $\alpha = 237,013, -1025,088, 1452,276, -673,441$. После выделения из (11) устойчивого полинома, коэффициенты полиномов в (13), соответствующие $\hat{A}_{11}(z)$ и $\hat{B}(z)$, получили следующие значения: $a = 6,424, -23,293, 48,028, -66,947, 66,947, -48,028, 23,293, -6,424$; $b = 22,353, -44,454, 66,270, -67,312, 50,353, -27,080, -1,846$. Для этих данных расчет по (16)–(20) дал следующие значения нормированных волновых сопротивлений: $R_{L_1} = 1,8065, R_{S_1} = 0,7409, R_{L_2} = 2,7968, R_{S_2} = 0,6022$.

Аналогичные результаты для фильтра на рис. 1, б с функцией фильтрации (8) имеют следующие значения: $\alpha = 201,539, -877,908, 1253,285, -585,769$; $a = -11,175, 39,763, -81,634, 113,5, -113,5, 81,634, -39,763, 11,175$; $b = 38,765, -74,461, 112,809, -114,061, 85,760, -46,324, 16,737, -3,221$; $R_{S_1} = 0,7774, R_{L_1} = 1,9095, R_{S_2} = 0,4482, R_{L_2} = 2,0487$.

На рис. 2 указаны результаты расчета зависимости модуля коэффициента передачи S_{21} фильтра от частоты. Кривая 1 соответствует расчету для структуры фильтра на рис. 1, а, кривая 2 – для структуры на рис. 1, б, кривая 3 построена по данным из [5]. Кривая 4 соответствует расчету по традиционной методике с использованием LC-прототипа [1], полученные при этом длины отрезков, моделирующих индуктивности, составили: $l_{L_1} = l_{L_3} = 0,016$ М, $l_{L_2} = 0,023$ М при волновом сопротивлении $\rho_L = 93$ Ом; для емкости – $l_{C_1} = l_{C_2} = 0,018$ М при волновом сопротивлении $\rho_L = 24$ Ом.

Как следует из рис. 2, синтез по предлагаемому методу обеспечил требуемую равноволновую характеристику, которая по сравнению с характеристиками из [1, 5] обладает меньшим уровнем пульсаций и более высокой крутизной скатов. При этом синтезированные по пред-

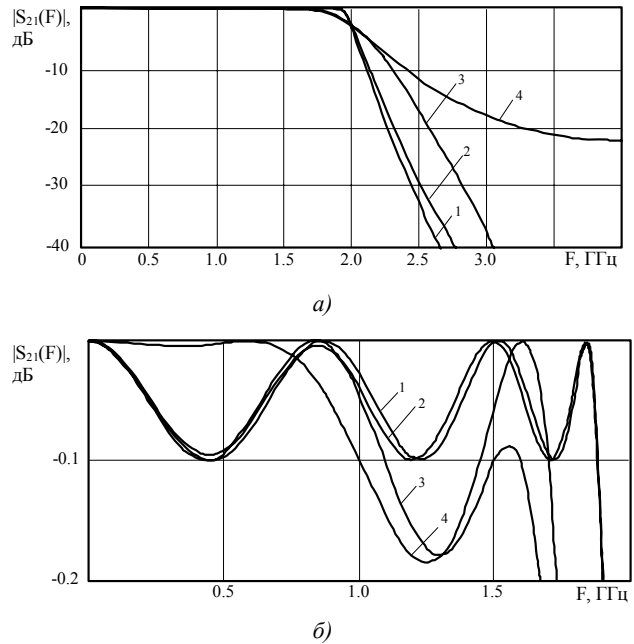


Рис. 2. Частотные характеристики фильтров:

1 – расчет для структуры фильтра на рис. 1, а;

2 – расчет для структуры фильтра на рис. 1, б;

3 – расчет по данным из [5];

4 – расчет по традиционной методике с использованием LC-прототипа

лагаемому методу фильтры содержат гораздо меньшее число элементов, чем фильтр из [5]. Волновые сопротивления элементов синтезированных фильтров при пятидесятиомной нагрузке лежат в пределах от 22,41 до 102,43 Ом, что позволяет реализовать их в микрополосковом исполнении, поскольку согласно [5] конструктивно выполнимы микрополосковые линии с волновым сопротивлением от 15 до 150 Ом.

Необходимо также отметить, что при выборе структуры фильтра следует отдать предпочтение структуре на рис. 1, б, как обладающей более высокой крутизной ската частотной характеристики.

ВЫВОДЫ

Разработан метод прямого синтеза шлейфных фильтров нижних частот с равноволновой амплитудно-частотной характеристикой. Синтез осуществляется непосредственно по функции фильтрации, описываемой чебышевской функцией, вид которой определяется техническими требованиями на характеристики фильтра и его структурой.

Отсутствие в предлагаемом методе процедуры составления фильтра-прототипа с последующим переходом, основанном на различных аппроксимациях к параметрам элементов разрабатываемого микроволнового фильтра, позволяет синтезировать фильтры с оптимальными характеристиками.

Дальнейшее развитие полученных теоретических результатов предполагает разработку аналогичных методов прямого синтеза для фильтров с иной структурой элементов.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. *Hong, J-S.* Microstrip filters for RF/microwave applications. – Hoboken / Jia-Sheng Hong. – New York : John Wiley & Sons, Inc., 2011. – 635 p.
2. *Cameron, R. J.* Microwave filters for communication systems: fundamentals, design, and applications. – Hoboken / R. J. Cameron, C. M. Kudsia, R. R. Mansour. – New York : Wiley & Sons, Inc., 2007. – 771 p.
3. *Levy, R.* Design of Microwave Filters / R. Levy, R. V. Snyder, G. Matthaei // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* – 2002. – Vol. 50, No. 3. – P. 783–793.
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, No. 4. – P. 1111–1117.
5. *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, No. 5. – P. 979–985.
6. *Карпуков, Л. М.* Прямой метод синтеза полосно-пропускающих шлейфовых фильтров с чебышевской характеристикой / Л. М. Карпуков, Р. Ю. Корольков // *Радиотехника.* – 2012. – Вып. 171. – С. 300–305.

Стаття надійшла до редакції 27.12.2013.

Карпуков Л. М.¹, Корольков Р. Ю.²¹Д-р техн. наук, професор, Запорізький національний технічний університет, Україна²Ст. викладач, Запорізький національний технічний університет, Україна

ПРЯМИЙ СИНТЕЗ ШЛЕЙФОВИХ ФІЛЬТРІВ НИЖНІХ ЧАСТОТ З ЧЕБИШЕВСЬКОЮ ХАРАКТЕРИСТИКОЮ

Запропоновано метод синтезу шлейфових фільтрів нижніх частот з чебышевською характеристикою, що не використовує фільтри-прототи́пи. Виконано порівняння результатів синтезу фільтрів запропонованим методом і методами на основі фільтрів-прототипів, яке показало перевагу запропонованого методу.

Ключові слова: розімкнутий шлейф, фільтр, функція фільтрації, чвертьхвильовий відрізок лінії.

Karpukov L. M.¹, Korolkov R. Y.²¹Doctor of Science, Professor, Zaporizhzhia National Technical University, Ukraine²Assistant professor, Zaporizhzhia National Technical University, Ukraine

DIRECT SYNTHESIS OF STUB LOW-PASS FILTERS WITH CHEBYSHEV CHARACTERISTIC

The method of synthesis of stub lowpass filters with Chebyshev characteristic that does not use filters prototypes is proposed. This method is used to solve the problem of synthesizing a lowpass filter with a symmetrical structure, being composed of quarter wavelength transmission lines and open-circuit stubs. In the process of solving this task are defined model elements of the filter structure. Composed filtering function to ensure equal characteristics. A procedure for the synthesis, starting with the choice of filter elements and ending with the determination of their impedances. A comparison of the results of synthesis of the proposed direct method and a method that uses the prototype filter, show the advantages of the proposed method.

Keywords: open-circuit stub, filter, filtering function, open-circuit stub, quarter-wave segments of lines.

REFERENCES

1. Hong J-S. Microstrip filters for RF/microwave applications. Hoboken. New York, John Wiley & Sons, Inc., 2011, 635 p.
2. Cameron R. J., Kudsia C. M., Mansour R. R. Microwave filters for communication systems: fundamentals, design, and applications. Hoboken. New York, Wiley & Sons, Inc., 2007, 771 p.
3. Levy R., Snyder R. V., Matthaei G. Design of Microwave Filters, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 2002, Vol. 50, No. 3, pp. 783–793.
4. 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.*, 2004, Vol. 52, No. 4, pp. 1111–1117.
5. Da-Chiang Chang, Ching-Wen Hsue Design and Implementation of Filters Using Transfer Functions in the Z Domain, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 2001, Vol. 49, No. 5, pp. 979–985.
6. Karpukov L. M., Korolkov R. Yu. Pryamoy metod sinteza polosno-propuskayuschih shleyfovyyih filtrov s chebyishevskoy harakteristikoy, *Radiotekhnika*, 2012, Vyip.171, pp. 300–305.