

УДК 007:159.955:519.768:621.372.852: 621.372.413

*Д.Б. МАМЕДОВ*, асп., НТУ "ХПИ",  
*А.Г. ЮЩЕНКО*, канд. физ.-мат. наук, проф., НТУ "ХПИ"

## ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ СВЧ-ФИЛЬТРА С КВАЗИ- $H^{10n}$ МОДАМИ НА ОСНОВЕ ОБОБЩЕННОЙ МАТРИЦЫ РАССЕЯНИЯ

Представлена электродинамическая модель конструкции СВЧ-фильтра на основе волноводно-диэлектрических резонаторов, частично заполняющих прямоугольный волновод по ширине. Модель построена на основе решения задачи рассеяния методами обобщенной матрицы и частичных областей. Модель позволяет повысить точность интеллектуальной САПР конструирования многосвязных фильтров, отвечающих новому поколению радиотелекоммуникационных систем миллиметрового диапазона, соответствующих стандартам ECMA-387, WirelessHD, IEEE 802.15.3c и IEEE 802.11ad. Ил.: 2. Библиогр.: 11 назв.

**Ключевые слова:** СВЧ-фильтр, резонатор, обобщенная матрица рассеяния, интеллектуальная САПР, стандарты: ECMA-387, WirelessHD, IEEE 802.15.3c, IEEE 802.11ad.

**Постановка проблемы и анализ литературы.** Недавняя стандартизация диапазонов 3 – 5 миллиметровых волн позволяет ожидать бурного роста развития высококачественных радиотелекоммуникационных сетей этого диапазона [1 – 3]. Поэтому возникает необходимость в разработке соответствующей высококачественной элементной базы, включая полосовые фильтры.

Конструкции СВЧ фильтров на основе частично заполненного волновода лейкосапфировыми или кварцевыми диэлектрическими резонаторами, помещенными в область запредельного волновода (рис. 1), отличаются высокими параметрами качества, такими, как редкий спектр паразитных колебаний и высокий уровень передаваемой мощности [4 – 6]. Частичное заполнение в  $H$ -плоскости волновода позволяет реализовать колебания квази- $H^{10n}$ , имеющие редкий спектр паразитных мод: до удвоенной рабочей частоты и выше [7].

В настоящее время разработаны оригинальные интеллектуальные САПР конструирования полосовых фильтров на основе частично заполненных ВДР [8 – 10]. Эти логико-математические системы проектирования содержат базу знаний, которая анализирует прошедший через структуру СВЧ-сигнал и по его форме принимает решения об изменении геометрии фильтра до тех пор, пока не сформируется требуемая амплитудно-частотная характеристика. Расчет же прошедшего

сигнала осуществляется с помощью электродинамической модели, построенной с помощью метода частичных областей (МЧО), который в численной реализации позволяет учесть большое число волн в регулярном волноводе и один тип – в частично заполненном диэлектриком. При переходе в миллиметровый диапазон волн возникает необходимость в снижении погрешности расчетов, чего можно добиться использованием хорошо зарекомендовавшего себя метода обобщенной матрицы рассеяния (ОМР). В дальнейшем нами предполагается также разработка САПР для фильтров на основе резонаторов различных классов, которые также удобно рассчитывать, используя отдельные матрицы прохождения резонаторов с частичным заполнением и по ширине и по высоте волноводов, имеющие различные базисы нормальных волн.

**Целью исследования** является разработка электродинамической модели СВЧ фильтра с квази- $H_{10n}$  модами на основе обобщенной матрицы рассеяния и метода частичных областей.

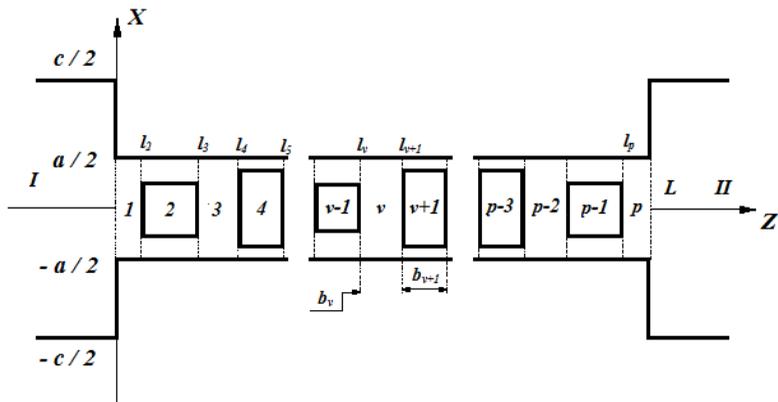


Рис. 1. Геометрия задачи

I – регулярный волновод; 1 – запердельный волновод;  
2 – частично заполненный диэлектриком

**Решение задачи рассеяния.** Согласно МЧО, разложения электромагнитного поля единственной отличной от нуля компоненты электрического поля в каждой частичной удовлетворяют волновому уравнению и граничным условиям на идеальном проводнике (рис. 1). Диссипативными потерями в диэлектрике на данном этапе моделирования пренебрегаем, поскольку для фильтров используются

монокристаллы кварца и лейкосапфира, имеющие низкие значения тангенса угла диэлектрических потерь.

Решение задачи рассеяния сводится к определению связи между амплитудами прошедших и падающих волн  $A_m^{M+1}$ ,  $B_m^{M+1}$  и  $A_m^1$ ,  $B_m^1$ . Для этого необходимо рассчитать набег фаз различных типов волн на участке однородного полого волновода. Матрица передачи в данном случае диагональная и содержит аналитически вычисляемые экспоненты. Вторая матрица отвечает дифракции волны на участке частично заполненного диэлектриком волновода. Необходимое количество постоянных распространения  $\Gamma_n$  вычисляется из дисперсионного уравнения [11].

Пользуясь условиями непрерывности тангенциальных составляющих электромагнитного поля полей на границах частичных областей и используя метод проекционного сшивания, получаем следующие бесконечные СЛАУ:

$$\begin{cases} \sum_{n=1}^{\infty} (C_n^i + D_n^i e^{-j\Gamma_n d_i}) I_{mn} = \sum_{n=1}^{\infty} (A_n^i e^{-j\gamma_n l_i} + B_n^i) \delta_{mn}, \\ \sum_{n=1}^{\infty} \Gamma_n (C_n^i - D_n^i e^{-j\Gamma_n d_i}) I_{mn} = \sum_{n=1}^{\infty} \gamma_n (A_n^i e^{-j\gamma_n l_i} - B_n^i) \delta_{mn}, \end{cases}$$

$$\begin{cases} \sum_{n=1}^{\infty} (A_n^{i+1} + B_n^{i+1} e^{-j\gamma_n l_{i+1}}) \delta_{mn} = \sum_{n=1}^{\infty} (C_n^i e^{-j\Gamma_n d_i} + D_n^i) I_{mn}, \\ \sum_{n=1}^{\infty} \gamma_n (A_n^{i+1} - B_n^{i+1} e^{-j\gamma_n l_{i+1}}) \delta_{mn} = \sum_{n=1}^{\infty} \Gamma_n (C_n^i e^{-j\Gamma_n d_i} - D_n^i) I_{mn}. \end{cases}$$

где  $A_n^i$ ,  $B_n^i$ ,  $C_n^i$ ,  $D_n^i$  – амплитуды падающих и отраженных волн;  $\Gamma_n$  – постоянная распространения  $n$ -ой гармоники;  $\delta_{mn} = \begin{cases} 1, & m = n, \\ 0, & m \neq n, \end{cases}$

$I_{mm} = \frac{2}{a} \int_{-a/2}^{a/2} -X'_n(x) \sin\left(\frac{m\pi}{a}(x + a/2)\right) dx$ ,  $d_i$  – длина участка запредельного волновода без диэлектрика;  $l_i$  – длина участка запредельного волновода с диэлектриком.

Вводя новые переменные  $X_n = C_n + D_n$ ,  $Y_n = C_n - D_n$ ,  
 $I_n^p = A_n^i e^{-j\gamma_n l_i} + B_n^{i+1} e^{-j\gamma_n l_{i+1}}$ ,  $I_n^r = A_n^i e^{-j\gamma_n l_i} - B_n^{i+1} e^{-j\gamma_n l_{i+1}}$ ,  $G_n^p = A_n^{i+1} + B_n^i$ ,  $G_n^r = A_n^{i+1} - B_n^i$   
 и постоянные величины  $p_n = (1 + e^{-j\Gamma_n d_i})$ ,  $g_n = (1 - e^{-j\Gamma_n d_i})$ , в итоге  
 получаем:

$$\begin{cases} \sum_{n=1}^{\infty} X_n p_n I_{mn} = I_m^p + G_m^p, \\ \sum_{n=1}^{\infty} \Gamma_n Y_n p_n I_{mn} = \gamma_m I_m^r + \gamma_m G_m^r, \\ \sum_{n=1}^{\infty} Y_n g_n I_{mn} = I_m^r - G_m^r, \\ \sum_{n=1}^{\infty} \Gamma_n X_n g_n I_{mn} = \gamma_m I_m^p - \gamma_m G_m^p. \end{cases}$$

Выражая  $G_m^p$  и  $G_m^r$  из первой пары уравнений и подставляя во вторую, приходим к системе уравнений:

$$\begin{aligned} \sum_{n=1}^{\infty} (\gamma_m p_n + \Gamma_n g_n) I_{mn} X_n &= 2\gamma_m I_m^p, \\ \sum_{n=1}^{\infty} (\Gamma_n p_n + \gamma_m g_n) I_{mn} Y_n &= 2\gamma_m I_m^r, \end{aligned}$$

из решения которой находим связь  $X_n$  и  $Y_n$  от переменных  $I_m^p$  и  $I_m^r$ , что выражается матричными соотношениями:  $\vec{X} = \hat{S}_X^{-1} \hat{C} \vec{I}^p$  и  $\vec{Y} = \hat{S}_Y^{-1} \hat{C} \vec{I}^r$ , где матрицы  $\hat{S}_X$  и  $\hat{S}_Y$  определяются соотношениями:  $(\hat{S}_X)_{nm} = (\gamma_m p_n + \Gamma_n g_n) I_{mn}$  и  $(\hat{S}_Y)_{nm} = (\gamma_m g_n + \Gamma_n p_n) I_{mn}$ , а матрица свободных элементов является диагональной  $(\hat{C})_{mm'} = \gamma_m \delta_{mm'}$ .

По найденным векторам  $\vec{X}$  и  $\vec{Y}$  находятся вектора  $\vec{G}^p$  и  $\vec{G}^r$  по формулам:

$$\vec{G}^p = \hat{A}_X \vec{X} - \vec{I}^p = (\hat{A}_X \hat{S}_X^{-1} \hat{C} - \hat{E}) \vec{I}^p \quad \text{и} \quad \vec{G}^r = \vec{I}^r - \hat{A}_Y \vec{Y} = (\hat{E} - \hat{A}_Y \hat{S}_Y^{-1} \hat{C}) \vec{I}^r.$$

Здесь  $(\widehat{A}_X)_{mn} = I_{nm} p_n$  и  $(\widehat{A}_Y)_{mn} = I_{nm} g_n$ , а  $\widehat{E}$  – диагональная единичная матрица.

Данные соотношения позволяют определить коэффициенты отражения и прохождения, т.е. полную матрицу рассеяния структуры. Для вычисления матрицы передачи, необходимы дополнительные преобразования:

$$\begin{aligned} 2\vec{A}^{i+1} &= \vec{G}^p + \vec{G}^r = (\widehat{A}_X \widehat{S}_X^{-1} \widehat{C} - \widehat{A}_Y \widehat{S}_Y^{-1} \widehat{C}) \vec{A}E^i + (\widehat{A}_X \widehat{S}_X^{-1} \widehat{C} + \widehat{A}_Y \widehat{S}_Y^{-1} \widehat{C} - 2\widehat{E}) \vec{B}E^{i+1}, \\ 2\vec{B}^i &= \vec{G}^p - \vec{G}^r = (\widehat{A}_X \widehat{S}_X^{-1} \widehat{C} + \widehat{A}_Y \widehat{S}_Y^{-1} \widehat{C} - 2\widehat{E}) \vec{A}E^i + (\widehat{A}_X \widehat{S}_X^{-1} \widehat{C} - \widehat{A}_Y \widehat{S}_Y^{-1} \widehat{C}) \vec{B}E^{i+1} \end{aligned}$$

Выразив:

$$\vec{B}E^{i+1} = 2(\widehat{A}_X \widehat{S}_X^{-1} \widehat{C} - \widehat{A}_Y \widehat{S}_Y^{-1} \widehat{C})^{-1} \vec{B}^i - (\widehat{A}_X \widehat{S}_X^{-1} \widehat{C} - \widehat{A}_Y \widehat{S}_Y^{-1} \widehat{C})^{-1} (\widehat{A}_X \widehat{S}_X^{-1} \widehat{C} + \widehat{A}_Y \widehat{S}_Y^{-1} \widehat{C} - 2\widehat{E}) \vec{A}E^i,$$

найдем

$$\begin{aligned} \vec{A}^{i+1} &= \\ &= \frac{(\widehat{A}_X \widehat{S}_X^{-1} \widehat{C} - \widehat{A}_Y \widehat{S}_Y^{-1} \widehat{C}) - (\widehat{A}_X \widehat{S}_X^{-1} \widehat{C} + \widehat{A}_Y \widehat{S}_Y^{-1} \widehat{C} - 2\widehat{E})(\widehat{A}_X \widehat{S}_X^{-1} \widehat{C} - \widehat{A}_Y \widehat{S}_Y^{-1} \widehat{C})^{-1} (\widehat{A}_X \widehat{S}_X^{-1} \widehat{C} + \widehat{A}_Y \widehat{S}_Y^{-1} \widehat{C} - 2\widehat{E})}{2} \vec{A}E^i + \\ &\quad + (\widehat{A}_X \widehat{S}_X^{-1} \widehat{C} + \widehat{A}_Y \widehat{S}_Y^{-1} \widehat{C} - 2\widehat{E})(\widehat{A}_X \widehat{S}_X^{-1} \widehat{C} - \widehat{A}_Y \widehat{S}_Y^{-1} \widehat{C})^{-1} \vec{B}^i. \end{aligned}$$

Тогда матрица передачи участка волновода с диэлектрической вставкой имеет вид

$$\widehat{T}_i = \begin{pmatrix} \frac{\widehat{Z} - \widehat{K}\widehat{Z}^{-1}\widehat{K}}{2} & \widehat{K}\widehat{Z}^{-1} \\ -\widehat{Z}^{-1}\widehat{K} & 2\widehat{Z}^{-1} \end{pmatrix},$$

где  $\widehat{Z} = (\widehat{A}_X \widehat{S}_X^{-1} \widehat{C} - \widehat{A}_Y \widehat{S}_Y^{-1} \widehat{C})$ ,  $\widehat{K} = (\widehat{A}_X \widehat{S}_X^{-1} \widehat{C} + \widehat{A}_Y \widehat{S}_Y^{-1} \widehat{C} - 2\widehat{E})$ .

Связь амплитуд на входе узкого волновода и его выходе определяются формулой

$$\begin{pmatrix} \vec{A}^1 \\ \vec{B}E^{-1} \end{pmatrix} = \widehat{L}_1 \widehat{T}_1 \widehat{L}_2 \widehat{T}_2 \dots \widehat{L}_M \widehat{T}_M \widehat{L}_{M+1} \begin{pmatrix} \vec{A}E^{M+1} \\ \vec{B}^{M+1} \end{pmatrix},$$

где  $\hat{L}_i = \begin{pmatrix} \hat{L}_{Ai} & \hat{0} \\ \hat{0} & \hat{L}_{Bi} \end{pmatrix}$  матрица участка запредельного полого волновода длиной  $l_i$ ,  $i = 1, 2, 3, \dots, M + 1$ , а матрицы  $(\hat{L}_{Ai})_{mm'} = e^{-j\gamma l_i} \delta_{mm'}$  и  $(\hat{L}_{Bi})_{mm'} = e^{j\gamma l_i} \delta_{mm'}$  – диагональные квадратные матрицы.

Формула определяет матрицу передачи запредельного волновода, объединив ее с матрицами передачи скачков на входе и выходе, определим полную матрицу передачи всей структуры в целом, а затем и коэффициенты отражения и прохождения необходимых волн широкого волновода. На основе полученной матрицы передачи произведены расчеты АЧХ однозвенного фильтра, которые верифицировались с подтвержденными экспериментально приближенными зависимостями [6 – 10], как видим, они совпадают с графической степенью точности (рис. 2).

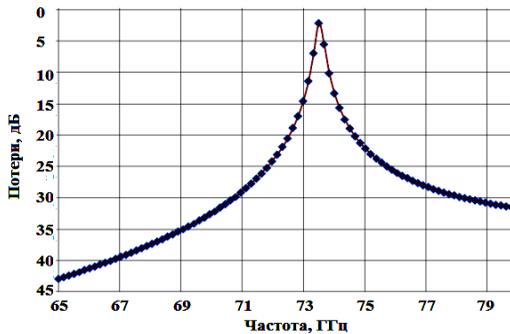


Рис. 2. Сравнительные амплитудно-частотные характеристики, сплошная линия – известный расчет; ◆◆◆ – расчет с помощью матрицы передачи

**Выводы.** На основе методов частичных областей и обобщенной матрицы рассеяния построена электродинамическая модель конструкции СВЧ-фильтра с волноводно-диэлектрическим резонатором, частично заполняющим прямоугольный волновод по ширине. Данная модель позволяет учесть счетное число мод. Расчетные зависимости хорошо согласуются с известными, что свидетельствует о корректности приведенных математических выражений и численного алгоритма.

**Список литературы:** 1. Xiao Shao-Qiu Millimeter wave technology in wireless PAN, LAN, and MAN / Xiao Shao-Qiu et al. CRC Press, 2008. – 448 с. 2. IEEE Std 802.15.3c-2009. Wireless

Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for High Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs). Amendment 2: Millimeter-wave-based Alternative Physical Layer Extension. – IEEE, 12 October 2009. **3.** IEEE Std 802.15.3 Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for High Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs). IEEE, 29 September 2003. **4.** *Korobkin V.A.* Высокодобротный волноводно-диэлектрический резонатор / *V.A. Korobkin, V.Ya. Dvadenko, V.H. Velikockij, S.B. Ekimov.* – В кн.: Проектирование радиоэлектронных устройств на диэлектрических волноводах и резонаторах. Тезисы докл. и сообщений Всесоюзн. научно-технич. конф. – Саратов: Изд-во Саратовского ун-та, 1983. – С. 64. **5.** Пат. Российской федерации № 2014674 / *A.G. Yushchenko и др.* – Опубл. Б.И., 1994. – № 11. **6.** *Yushchenko A.G.* Intellectual CAD for Three-Tier Wide Band WDR Filters / *A.G. Yushchenko, D.B. Mamedov, D.M. Zaytsev* – Int. on-line jour. Wireless Engineering and Technology. – 2012. – Vol. 3. – № 1. **7.** *Yushchenko A.G.* Comparative Characteristics of Bandpass Filters Based on WDR and Microstrip Resonators / *A.G. Yushchenko, D.B. Mamedov.* – IEEE. – 2012. – № 2. – С. 7-10. **8.** *Yushchenko A.G.* Ultra-wideband five-tier LM-mode filters optimized with knowledge-based CAD system / *A.G. Yushchenko, D.B. Mamedov.* – Вестник НТУ "ХПИ". – 2013. – № 27. – С. 169-179. **9.** *Berger M.H.* Прямоугольные волноводы с диэлектриком / *M.H. Berger, Б.Ю. Каплевич* – М.: Сов.радио, 1973. – 256 с. **10.** *Каплевич Б.Ю.* Волноводные диэлектрические фильтры / *Б.Ю. Каплевич.* – М.: Связь, 1980. – 136 с. **11.** *Никольский В.В.* Электродинамика и распространение радиоволн / *В.В. Никольский, Т.И. Никольская.* – М.: Наука, 1989. – 160 с.

**Bibliography (transliterated):** **1.** *Xiao Shao-Qiu* Millimeter wave technology in wireless PAN, LAN, and MAN / *Xiao Shao-Qiu et al.* CRC Press, 2008. – 448 s. **2.** IEEE Std 802.15.3c-2009. Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for High Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs). Amendment 2: Millimeter-wave-based Alternative Physical Layer Extension. – IEEE, 12 October 2009. **3.** IEEE Std 802.15.3 Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for High Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs). IEEE, 29 September 2003. **4.** *Korobkin V.A.* Vysokodobrotnyj volnovodno-dielektricheskij rezonator / *V.A. Korobkin, V.Ja. Dvadenko, V.N. Velikockij, S.B. Ekimov.* – V kn.: Proektirovanie radiojelektronnyh ustrojstv na dijelektricheskix volnovodah i rezonatorah. Tezisy dokl. i soobshhenij Vsesojuzn. nauchno-tehnich. konf. – Saratov: Izd-vo Saratovskogo un-ta, 1983. – S. 64. **5.** Pat. Rossijskoj federacii № 2014674 / *A.G. Yushchenko i dr.* – Opubl. B.I., 1994. – № 11. **6.** *Yushchenko A.G.* Intellectual CAD for Three-Tier Wide Band WDR Filters / *A.G. Yushchenko, D.B. Mamedov, D.M. Zaytsev.* – Int. on-line jour. Wireless Engineering and Technology. – 2012. – Vol. 3. – № 1. **7.** *Yushchenko A.G.* Comparative Characteristics of Bandpass Filters Based on WDR and Microstrip Resonators / *A.G. Yushchenko, D.B. Mamedov.* – IEEE. – 2012. – № 2. – S. 7-10. **8.** *Yushchenko A.G.* Ultra-wideband five-tier LM-mode filters optimized with knowledge-based CAD system / *A.G. Yushchenko, D.B. Mamedov.* – Vestnik NTU "HPI". – 2013. – № 27. – S. 169-179. **9.** *Berger M.N.* Prjamougol'nye volnovody s dijelektrikom / *M.N. Berger, B.Ju. Kapilevich.* – M.: Sov.radio, 1973. – 256 s. **10.** *Kapilevich B.Ju.* Volnovodnye dijelektricheskie fil'try / *B.Ju. Kapilevich.* – M.: Svjaz', 1980. – 136 s. **11.** *Nikol'skij V.V.* Jelektrodinamika i rasprostranenie radiovoln / *V.V. Nikol'skij, T.I. Nikol'skaja.* – M.: Nauka, 1989. – 160 s.

*Поступила (received) 07.04.2014*

*Статью представил д-р физ-мат. наук, проф. НТУ "ХПИ" Яковенко И.В.*

Dovlet Mamedov, Post Graduate Student  
National Technical University "Kharkiv Polytechnic Institute"

Str. Frunze, 21, Kharkov, Ukraine, 61002  
Tel.: (097)-612-21-23, e-mail: m.davlet@hotmail.com  
ORCID ID: 0000-0002-8461-7192

Alexander G. Yushchenko, Cand.Sci.Tech, Professor  
National Technical University "Kharkiv Polytechnic Institute"  
Str. Frunze, 21, Kharkov, Ukraine, 61002  
Tel.: (057)-707-66-18, e-mail: agyu@kpi.kharkov.ua  
ORCID ID: 0000-0002-0078-3450