

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.

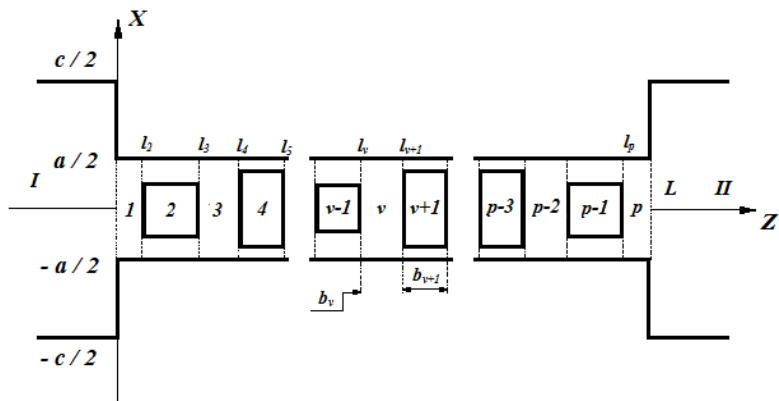


Рис. 1. Геометрия задачи

- 1 – 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 Γ_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; Γ_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: $\vec{X} = \widehat{S}_X^{-1} \widehat{C} \vec{I}^p$ и $\vec{Y} = \widehat{S}_Y^{-1} \widehat{C} \vec{I}^r$, где матрицы \widehat{S}_X и \widehat{S}_Y определяются соотношениями: $(\widehat{S}_X)_{nm} = (\gamma_m p_n + \Gamma_n g_n) I_{mn}$ и $(\widehat{S}_Y)_{nm} = (\gamma_m g_n + \Gamma_n p_n) I_{mn}$, а матрица свободных элементов является диагональной $(\widehat{C})_{mm'} = \gamma_m \delta_{mm'}$.

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

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

Здесь $(\widehat{A}_X)_{mn} = I_{mn} p_n$ и $(\widehat{A}_Y)_{mn} = I_{mn} g_n$, 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:

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

Выразив:

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

найдем

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

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

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

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

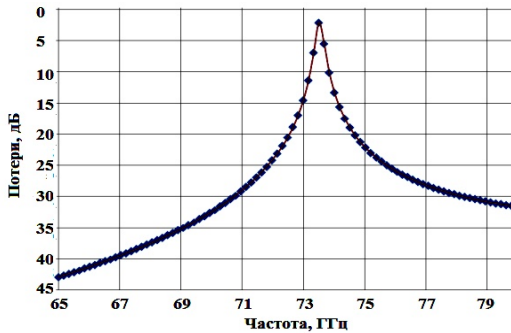


Рис. 2. Сравнительные амплитудно-частотные характеристики, сплошная линия – известный расчет; ♦♦♦♦ – расчет с помощью матрицы передачи

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.** Коробкин В.А. Высокодобротный волноводно-диэлектрический резонатор / В.А. Коробкин, В.Я. Двадненко, В.Н. Великоцкий, С.В. Екимов. – 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 / А.Г. Ющенко и др. – Оpubл. 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.** Бергер М.Н. Прямоугольные волноводы с диэлектриком / М.Н. Бергер, 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-dielektricheskiy rezonator / V.A. Korobkin, V.A. Dvadnenko, V.N. Velikockij, S.B. Ekimov. – V kn.: Proektirovanie radioelektronnyh ustrojstv na dijelektricheskih 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. Jushhenko 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