

**МОДЕЛЬ ПСЕВДОЭЛЛИПТИЧЕСКОГО ФИЛЬТРА ВЕРХНИХ ЧАСТОТ
И ЕГО РЕАЛИЗАЦИЯ НА ОСНОВЕ ТЕХНОЛОГИИ
НИЗКОТЕМПЕРАТУРНОЙ СОВМЕСТНО ОБЖИГАЕМОЙ КЕРАМИКИ**© 2022 г. П. А. Зеленчук^{a, b, *}^a Южный федеральный университет, Институт математики, механики и компьютерных наук им. И.И. Воровича,
ул. Мильчакова, 8а, Ростов-на-Дону, 344090 Российская Федерация^b Ростовский-на-Дону научно-исследовательский институт радиосвязи (РНИИРС),
ул. Нансена, 130, Ростов-на-Дону, 344038 Российская Федерация

*E-mail: zelenchukpavel@mail.ru

Поступила в редакцию 23.07.2021 г.

После доработки 10.09.2021 г.

Принята к публикации 25.09.2021 г.

Представлена модель псевдоэллиптического фильтра верхних частот (ФВЧ) на основе квазисосредоточенных элементов, реализованного по технологии низкотемпературной совместно обжигаемой керамики (ЛТСС). Два нуля коэффициента передачи введены в схему ФВЧ пятого порядка за счет дополнительных электрической и магнитной связей между несмежными элементами. Приведено сравнение результатов моделирования предложенной структуры с измерениями макета ФВЧ. Показано, что изготовленный по ЛТСС-технологии образец по крутизне амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) превосходит чебышевский ФВЧ на идеальных элементах.

DOI: 10.31857/S0033849422050114

ВВЕДЕНИЕ

В условиях непрерывно усложняющейся электромагнитной обстановки задача качественного приема и фильтрации слабого полезного сигнала является актуальной проблемой современной радиотехники [1–3]. Современные радиосистемы различного назначения предъявляют достаточно жесткие требования к используемым фильтрам по массе, габаритным размерам и частотно-избирательным параметрам. Одним из таких параметров является крутизна скатов АЧХ. При прочих равных условиях наибольшую крутизну АЧХ дает аппроксимация эллиптическими функциями [4]. Но практическая реализация таких фильтров достаточно сложна [5], и поэтому разработчики чаще используют аппроксимацию Чебышева. Однако фильтры с парой нулей коэффициента передачи имеют более высокую прямоугольность, чем фильтры Чебышева. Эта пара нулей коэффициента передачи может быть получена введением в фильтр Чебышева дополнительной связи между несмежными резонаторами [5, 6]. Такие фильтры часто называют псевдоэллиптическими [7, 8], поскольку у них только некоторые нули функции передачи расположены на конечных частотах, в то время как у эллиптических фильтров – все. Известно, что при одном и том же порядке квазиэллиптические фильтры всегда будут обладать

лучшей прямоугольностью, чем фильтры Чебышева [9].

Основные мировые тенденции в области исследований и разработок СВЧ-фильтров направлены не только на то, чтобы улучшить частотную избирательность, но и уменьшить массу и габаритные размеры проектируемых устройств. Появление новых технологий и материалов стимулируют создание и развитие новых типов фильтров. Среди них следует отметить фильтры на основе технологии ЛТСС (Low-Temperature Cofired Ceramic, низкотемпературной совместно обжигаемой керамики), которая позволяет создавать монолитные объемные СВЧ-устройства с высокой степенью интеграции [10]. Использование объемных структур, а также керамики с высокой относительной диэлектрической проницаемостью приводит к существенному уменьшению общих размеров фильтров и появлению новых технических решений при их проектировании [11].

Цель работы – создать псевдоэллиптический фильтр верхних частот (ФВЧ) на основе ЛТСС-технологии, имеющий два нуля коэффициента передачи на заданных частотах.

Решаемые задачи: 1) построение модели псевдоэллиптического ФВЧ; 2) анализ полученной модели; 3) реализация элементов схемы ФВЧ в “квазисосредоточенном” виде на основе ЛТСС-

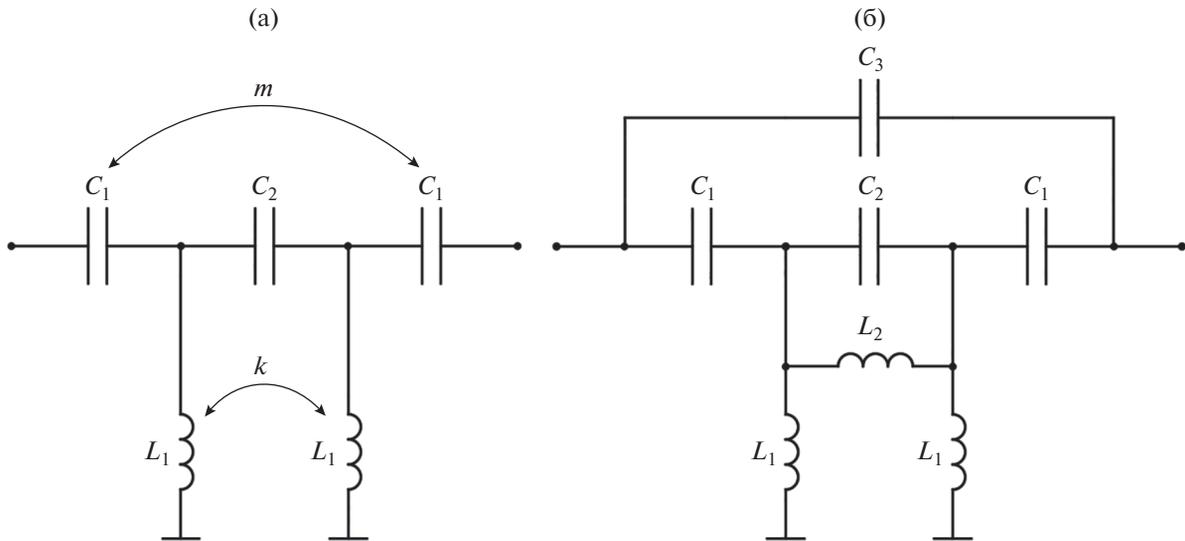


Рис. 1. Чебышевский ФВЧ пятого порядка с двумя дополнительными связями между несмежными элементами (а) и его эквивалентная схема (б).

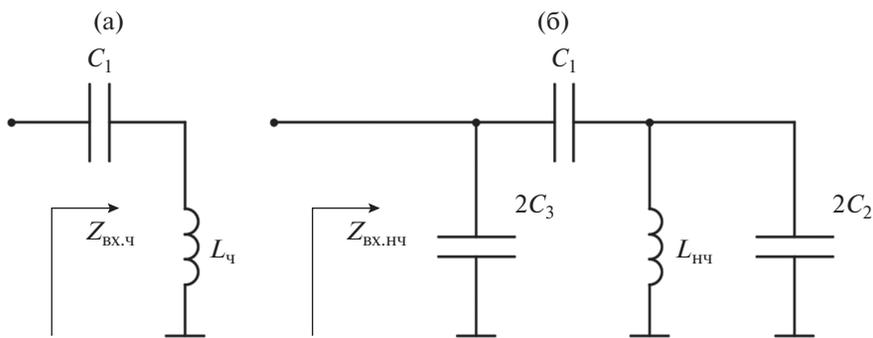


Рис. 2. Эквивалентные схемы, для двухполюсников четного (а) и нечетного (б) типов.

технологии; 4) численное моделирование ФВЧ с помощью метода конечных элементов; 5) изготовление макета и проведение экспериментальных исследований.

1. МОДЕЛЬ ФВЧ

Возьмем за основу ФВЧ пятого порядка с чебышевской аппроксимацией, эквивалентная схема которого приведена на рис. 1а. Дополнительные нули коэффициента передачи можно ввести, установив емкостную связь между крайними конденсаторами и индуктивную связь между катушками индуктивности. Эквивалентная схема полученного таким образом ФВЧ приведена на рис. 1б.

Поскольку схема симметрична, ее анализ можно значительно упростить, воспользовавшись методом синфазно-противофазного возбуждения [12]. Применяя этот метод, получаем

следующие две схемы для парциальных двухполюсников четного и нечетного типов (рис. 2). Вычисляя входное сопротивление для каждого из двух случаев, получаем

$$Z_{\text{вх.ч}} = \frac{1 - \omega^2 C_1 L_q}{j\omega L_q}, \tag{1}$$

$$Z_{\text{вх.нч}} = \frac{4 - 2\omega^2 L_{\text{нч}} (C_2 + 2C_1)}{j\omega [2C_3 - \omega^2 L_{\text{нч}} (C_2 C_3 - 2C_1 C_3 - 2C_1 C_2) + 2C_1]} \tag{2}$$

Величины индуктивностей для двухполюсников четного (L_q) и нечетного ($L_{\text{нч}}$) типов определяются следующим образом:

$$\begin{cases} L_q = L_1 (1 + k) \\ L_{\text{нч}} = L_1 (1 - k) \end{cases} \text{ при } 0 \leq k \leq 1, \tag{3}$$

где k – коэффициент взаимной индукции, определяющий силу магнитной связи (или эквивалентное значение L_2).

Поскольку коэффициент передачи S_{21} выражается формулой [5]

$$S_{21} = \frac{Z_{\text{вх.ч}}Z_0 - Z_{\text{вх.нч}}Z_0}{(Z_{\text{вх.ч}} + Z_0)(Z_{\text{вх.нч}} + Z_0)}, \quad (4)$$

где Z_0 – это характеристический импеданс источника и нагрузки, то, подставляя выражения (1)–(3) в (4) и полагая S_{21} равным нулю, можем решить уравнение относительно ω , найдя тем самым частоты, на которых будут иметь место нули коэффициента передачи при данных параметрах схемы (C_1, C_2, C_3, L_1 и k).

Аналогично, задавая частоты, на которых требуется получить дополнительные нули коэффициента передачи и зная исходные параметры ФВЧ (C_1, C_2, L_1), можно решить систему из двух уравнений относительно C_3 и k .

При этом следует иметь в виду, что введение элементов C_3 и k приведет к искажению исходной характеристики фильтра с чебышевской аппроксимацией. Для возвращения к исходной характеристике ФВЧ (но уже с двумя дополнительными нулями коэффициента передачи) необходимо произвести корректировку C_1, C_2 к некоторым новым значениям C_1' и C_2' . Это можно сделать, приравняв коэффициенты передачи исходной и новой схем ФВЧ на двух произвольных частотах и решив систему из двух уравнений относительно C_1' и C_2' .

2. РЕАЛИЗАЦИЯ ЭЛЕМЕНТОВ СХЕМЫ ФВЧ

В нижней части СВЧ-диапазона (например, в L-диапазоне) при использовании сосредоточенных элементов для реализации схемы фильтра возникает ряд трудностей. Во-первых, серийно выпускаемые конденсаторы и катушки индуктивности доступны в ограниченных стандартами рядах номиналов, что усложняет разработку, так как требуется “подгонка” схемы под имеющиеся в ряду значения. Во-вторых, с ростом частоты на функциональный отклик схемы все сильнее начинают влиять паразитные параметры, связанные с физической структурой сосредоточенных элементов (сопротивление и емкость контактных площадок, индуктивность выводов, и пр.). Физическая длина самих элементов будет соизмеримой с длиной волны в линии передачи, это приведет к дополнительным набегаем фазы и не даст таким образом реализовать их в чистом, “сосредоточенном” виде. Более того, уже нельзя пренебрегать расстоянием между соседними элементами. Ряд этих

проблем решается с помощью известного преобразования Ричардса [13], которое ставит в соответствие идеальным сосредоточенным элементам распределенные, например, разомкнутые или короткозамкнутые отрезки линии передачи определенной длины (шлейфы). Для физического разделения распределенных элементов могут быть использованы тождества Куроды [14]. Однако в нижней части СВЧ-диапазона отрезки линий передачи с электрической длиной $\lambda/4$ даже при использовании подложек с высокой диэлектрической проницаемостью ($\epsilon = 6 \dots 12$) имеют геометрические размеры порядка 10...20 мм. Преодолеть этот недостаток можно с помощью так называемых квазисосредоточенных элементов, реализуемых на основе тех или иных линий передачи (встречноштыревые конденсаторы, индуктивности в виде меандра или спирали и т.д.) [5, 15, 16]. Еще большего уменьшения размеров можно достичь, используя совместно с квазисосредоточенными элементами вырезы в заземленном проводнике. Известны работы, реализующие компактные фильтры на квазисосредоточенных элементах с вырезами (дефектами) в заземленной пластине [17, 18].

Рассмотрим реализацию таких элементов для выбранной модели ФВЧ на основе объемной интегральной схемы (ОИС) с использованием технологии LTCC. Если в качестве основной линии передачи на поверхности LTCC структуры выбрать микрополосковую линию (МПЛ), а внутри – симметричную полосковую линию (СПЛ), то последовательно включенные конденсаторы можно реализовать в виде плоскопараллельных пластин [19]. Для увеличения емкости и снижения паразитных эффектов заземление в районе этих пластин может быть удалено. Емкость такого конденсатора может приближенно оценена с помощью формулы

$$C = \epsilon S/d, \quad (5)$$

где S – площадь пластины, d – расстояние между пластинами, ϵ – диэлектрическая проницаемость материала. Точное значение может быть получено только с использованием электродинамических расчетов, учитывающих все краевые и паразитные эффекты [5, 20]. Катушки индуктивности могут быть выполнены в виде отрезков линии передачи длиной ℓ с высоким волновым сопротивлением Z_L , индуктивность которой оценивается по формуле

$$\omega L = Z_L \sin(2\pi\ell/\lambda_b), \quad (6)$$

где λ_b – длина волны в волноводе. Для увеличения индуктивности при малых линейных размерах ℓ необходимо увеличивать волновое сопротивление за счет сужения ширины линии. Однако это уменьшение ширины имеет своим пределом

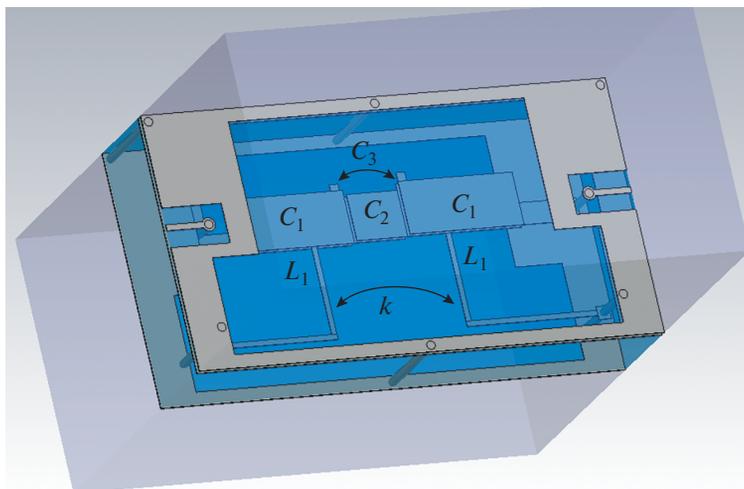


Рис. 3. Вид ФВЧ (1550 МГц) внутри ЛТСС-структуры, размеры макета $11 \times 5.8 \times 12$ мм при толщине ЛТСС-подложки 2.2 мм.

технологические возможности метода нанесения проводников. Альтернативным методом увеличения волнового сопротивления может послужить увеличение высоты всей подложки или, как и в случае с конденсатором, удаление заземления над индуктивностью. Вырезы в заземленном проводнике представляются наиболее удобным вариантом, но вместе с тем надо иметь в виду, что Z_L и λ_v в формуле (6) должны быть пересчитаны для более сложного волновода, включающего подложку, корпус и воздушное заполнение.

Располагая плоскопараллельные конденсаторы в разных слоях так, что верхняя пластина одного конденсатора переходит в нижнюю пластину конденсатора, расположенного выше, можно избежать дополнительных линий связи между ними. Индуктивности могут быть подключены непосредственно к пластинам конденсаторов под углом в 90 градусов. Дополнительный конденсатор связи C_3 образуется из пластин, одна из которых стыкуется с самой нижней пластиной первого конденсатора C_1 , а вторая с самой верхней пластиной второго конденсатора C_1 (рис. 3).

3. РАСЧЕТ, МОДЕЛИРОВАНИЕ И ПРОИЗВОДСТВО ФВЧ

Для примера реализации топологии ФВЧ проведем расчет фильтра с частотой среза 1550 МГц. Найдем из таблиц для чебышевской аппроксимации [5] значения нормированных элементов фильтра прототипа нижних частот для $N = 5$. Далее, преобразовав частоту от ФНЧ к ФВЧ и проводя денормировку, получаем следующие значения элементов: $C_1 = C_3 = 2.057$ пФ, $C_2 = 1.123$ пФ, $L_1 = L_2 = 3.735$ нГн. Для того чтобы обеспечить

требуемое затухание в полосе заграждения (не менее 50 дБ) и увеличить крутизну АЧХ, заданы на частотах 450 и 750 МГц два дополнительных нуля коэффициента передачи. В качестве входной и выходной линий передачи выбрана микрополосковая линия передачи, в качестве основной линии – симметричная полосковая линия. Переход между линиями передачи выполнен посредством металлизированных отверстий (см. рис. 3). Геометрические размеры всех элементов ФВЧ приведены в табл. 1.

Чтобы уменьшить габаритные размеры, индуктивности свернуты в виде Г-образных короткозамкнутых шлейфов. Точные геометрические размеры конденсаторов C_1, C_2 , индуктивностей L_1 и расстояние между ними определяли с помощью моделирования методом конечных элементов [21]. Так, для коэффициента связи k (или индуктивности L_2) при длине области связи 2.22 мм получаем расстояние 1.8 мм. Устройство реализовано в рамках технологического процесса на керамике “Green Tape” 951 с диэлектрической проницаемостью 7.8 (фирма DuPont). ЛТСС-подложка тол-

Таблица 1. Геометрические размеры элементов

Элемент	Длина, мм	Ширина, мм
C_1	2.5	1.35
C_2	1.2	1.15
C_3	0.2	0.3
L_1	4.1	0.12

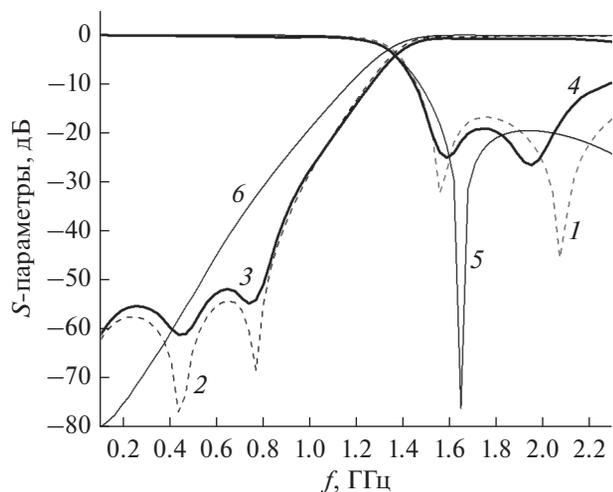


Рис. 4. Параметры S_{11} (1, 3, 5) и S_{21} (2, 4, 6) модели ФВЧ (1, 2), измеренного макета ФВЧ (3, 4) и идеального чебышевского фильтра (5, 6).

щиной 2.2 мм состоит из 12 слоев (6 шт. 951 РХ и 6 шт. 951 Р2).

4. ОБСУЖДЕНИЕ ПОЛУЧЕННЫХ РЕЗУЛЬТАТОВ

На рис. 4 приведено сравнение S-параметров модели ФВЧ полученных с помощью полной электромагнитной симуляции методом конечных элементов [21], с S-параметрами идеального чебышевского фильтра (ИЧФ) и измеренного макета ФВЧ. На экспериментальной кривой отчетливо видны два дополнительных нуля коэффициента передачи, коррелирующие с результатами моделирования.

В рабочей полосе частот (1550...2100 МГц) фильтр достаточно хорошо согласован ($S_{11} < -18$ дБ) и имеет малые вносимые потери ($S_{21} < 0.8$ дБ). Потери в полосе заграждения начиная с частоты 800 МГц составляют не менее 50 дБ. По сравнению даже с идеальным чебышевским фильтром виден существенный выигрыш в крутизне ската АЧХ.

Предложенная модель псевдоэллиптического ФВЧ, построенная путем введения в схему двух дополнительных связей между несмежными элементами, обладает рядом достоинств с точки зрения ее реализации по технологии ЛТСС. Отметим, что установить нули коэффициента передачи можно и традиционным способом [4], как это показано на рис. 5. Полученная схема (рис. 5б) содержит то же число элементов, что и предложенный в статье фильтр, а ее расчет и реализация выглядят даже проще. Однако по сравнению с начальной схемой рис. 5а она теряет симметрию, что повышает чувствительность к разбросу параметров при изготовлении и, кроме того, приводит к появлению конденсаторов значительно больших емкостей. Так, емкость C_4 схемы рис. 5б в 15.5 раз превышает емкость самых больших конденсаторов C_1, C_3 схемы рис. 5а, что при изготовлении по ЛТСС-технологии приведет к существенному увеличению площади пластин (обкладок) конденсатора и, как следствие, к увеличению общего размера ФВЧ. В то же время для рассматриваемого в работе фильтра реализация нулей коэффициента передачи возникает “естественным” образом, при топологическом сближении несмежных элементов схемы и не требует введения новых элементов больших размеров.

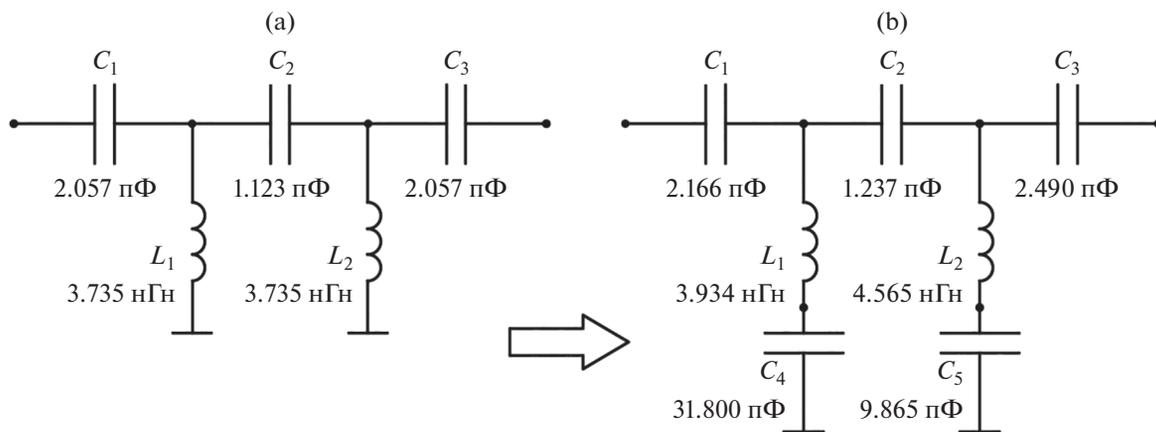


Рис. 5. Переход от чебышевского ФВЧ ($f_c = 1550$ МГц) пятого порядка (а) к ФВЧ седьмого порядка с двумя нулями коэффициента передачи (б).

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе изложен процесс топологической реализации элементов схемы ФВЧ в “квасисосредоточенном” виде на основе ЛТСС-технологии. Приведенные формулы для расчета, основанные на методе синфазно-противофазного возбуждения, а также конечно-элементный анализ позволяют разработчику “скорректировать” положение нулей коэффициента передачи и превратить их из “паразитных” (когда, например, они попадают в рабочую полосу частот) в “полезные”, установив их на требуемые частоты.

Разработанное устройство может использоваться как самостоятельно (в корпусе), так и в составе более сложной ОИС на основе ЛТСС-технологии.

Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

ФИНАНСИРОВАНИЕ РАБОТЫ

Работа выполнена при финансовой поддержке Правительства Российской Федерации (проект № 075-15-2019-1928).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Седельников Ю.Е., Веденькин Д.А. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств. Казань: Новое знание, 2016.
2. Андрющенко М.С., Гусаковский В.Е., Штагер Е.А., Штагер Д.Е. Методы расчета средств защиты радиоэлектронных систем от электромагнитного излучения. СПб.: Изд-во ВВМ, 2016.
3. Вышков Ю.Д., Кириллов В.Ю. Защита информации бортовых комплексов летательных аппаратов от электромагнитных воздействий и несанкционированного доступа. М.: Изд-во МАИ, 2015.
4. Лэм Г. Аналоговые и цифровые фильтры. Расчет и реализация. М.: Мир, 1982.
5. Hong Jia-Sheng, Lancaster M.J. Microstrip Filters for RF/Microwave Applications. N.Y.: John Wiley & Sons, Inc., 2001.
6. Dutta Sujesh, Kaur Dalveer // 4th Int. Conf. on Advancements in Engineering & Technology (ICAET-2016), Sangrur, 18–19 Mar., 2016. MATEC Web of Conferences. 2016. V. 57. P. 01002.
7. Влостовский Э.Г., Петров А.С. // РЭ. 1997. Т. 42. № 1. С. 76.
8. Ness J.B. // IEEE Trans. 1998. V. MTT-46. № 4. P. 343.
9. Thomas J.B. // IEEE Trans. 2003. V. MTT-51. № 4. P. 1356.
10. Kopp B.A., Francomacaro A.S. // 1992 IEEE MTT-S. Microwave Symp. Digest. Albuquerque. 1–5 Jun. N.Y.: IEEE, 1992. V. 3. P. 1513.
11. Huang H.H., Xu S.Y., Horng T.S. // Proc. 36th European Microwave Conf. Manchester, 10–15 Oct. 2006. N.Y.: IEEE, 2006. P. 545.
12. Reed J., Wheeler G.J. // IRE Trans. Microwave Theory and Techniques. 1956. V. 36. P. 246.
13. Richards P.I. // Proc. IRE. 1948. V. 36. P. 217.
14. Kuroda K. Synthesis of Distribute-Constant Networks. Tokyo: Kyoritsu Publ., 1959.
15. Фуско В. СВЧ Цепи. Анализ и автоматическое проектирование. М.: Радио и связь, 1990.
16. Pozar D.M. Microwave Engineering. Hoboken: John Wiley & Sons Inc., 2012.
17. Li JiaLin, Chen JianXin, Xue Quan, et al. // IEEE MTT-S. Int. Microwave Symp. Digest. Long Beach. 17 Jun. 2005. N.Y.: IEEE, 2005. P. 1483.
18. Boutejdar A., Ramadan A., Makkey M., Omar A.S. // Proc. 36th European Microwave Conf. Manchester. 10–15 Oct. 2006. N.Y.: IEEE, 2006. P. 267.
19. Hong Heon Jin, Park Dong Chul. // Int. Microwave Symp. Digest. Long Beach, 17 Jun. 2005. N.Y.: IEEE, 2005. P. 2223.
20. Gupta K.C., Garg R., Bahl I.J. Microstrip Lines and Slotlines. Dedham: Artech House, 1979.
21. Наседкин А.В., Наседкина А.А. Конечно-элементное моделирование связанных задач. Ростов-на-Дону: Южный федер. ун-т, 2015.