

УДК 621.3.029.6

ШИРОКОПОЛОСНЫЙ ВЫСОКОСЕЛЕКТИВНЫЙ МИКРОПОЛОСКОВЫЙ ФИЛЬТР НА ДВУХМОДОВЫХ РЕЗОНАТОРАХ

© 2022 г. Б. А. Беляев^{1,2,*}, С. А. Ходенков¹, И. В. Говорун^{1,3}, А. М. Сержантов^{2,3}

Представлено академиком РАН В.Ф. Шабановым 07.12.2021 г.

Поступило 07.12.2021 г.

После доработки 07.12.2021 г.

Принято к публикации 10.12.2021 г.

Исследована конструкция полуволнового микрополоскового резонатора с нерегулярным полосковым проводником, концы которого замкнуты на экран. На резонансах первых двух мод колебаний такого резонатора реализуется миниатюрный фильтр второго порядка с относительной шириной полосы пропускания от 40 до 90%, обладающий широкой высокочастотной полосой заграждения. Опытный образец разработанного фильтра восьмого порядка на четырех двухмодовых резонаторах с центральной частотой полосы пропускания 2 ГГц и ее относительной шириной 40%, изготовленный на подложке из полимера с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon = 9.8$, имел размеры подложки $45.0 \times 10.5 \times 1.0$ мм. Фильтр обладает высокой крутизной склонов амплитудно-частотной характеристики, благодаря полюсам затухания справа и слева от его полосы пропускания, при этом измеренные характеристики опытного образца хорошо согласуются с характеристиками, рассчитанными численным электродинамическим анализом его 3D-модели.

Ключевые слова: микрополосковый резонатор, полосно-пропускающий фильтр, крутизна склона, амплитудно-частотная характеристика, диэлектрическая подложка

DOI: 10.31857/S2686740022010047

Хорошо известно [1, 2], что полосно-пропускающие фильтры сверхвысоких частот (СВЧ) относятся к важнейшим элементам систем связи, радиолокации, радионавигации и специальной радиоаппаратуры. Современное развитие радиотехнических приложений требует не только уменьшения габаритов фильтров, но и улучшения их частотно-селективных свойств, прежде всего, повышения крутизны склонов полосы пропускания, а также увеличения подавления в полосах заграждения и расширения высокочастотной полосы заграждения [3]. Поэтому разработка новых миниатюрных конструкций фильтров, обладающих высокой избирательностью, является важной и актуальной задачей.

В настоящее время широкое распространение в СВЧ-технике получили микрополосковые кон-

струкции фильтров, отличающиеся миниатюрностью, надежностью и технологичностью в производстве [4, 5]. При этом продолжают разрабатываться и исследоваться новые микрополосковые конструкции с улучшенными частотно-селективными свойствами. Известный способ повышения избирательности фильтров, связанный с наращиванием количества резонаторов в устройстве, приводит к росту потерь в рабочей полосе частот и увеличению габаритов устройства. Один из перспективных подходов, позволяющих повысить порядок фильтра без увеличения в нем количества резонаторов, связан с использованием так называемых многомодовых резонаторов [6, 7], в которых резонансы нескольких нижайших мод колебаний сближаются, например, созданием нерегулярностей в полосковых проводниках. С применением такого подхода разработаны фильтры шестого порядка всего на двух трехмодовых микрополосковых резонаторах [8, 9]. Причем в фильтре со сверхширокой полосой пропускания использованы резонаторы с расщепленным щелью полосковым проводником [8], а в фильтре с узкой полосой пропускания шпильковые резонаторы с нерегулярным шлейфом [9].

В настоящей работе исследована конструкция нерегулярного микрополоскового двухмодового резонатора и миниатюрного полосно-пропуска-

¹ Сибирский государственный университет науки и технологий им. академика М.Ф. Решетнева, Красноярск, Россия

² Сибирский федеральный университет, Красноярск, Россия

³ Институт физики им. Л.В. Киренского Сибирского отделения Российской академии наук, Красноярск, Россия

*E-mail: belyaev@iph.krasn.ru

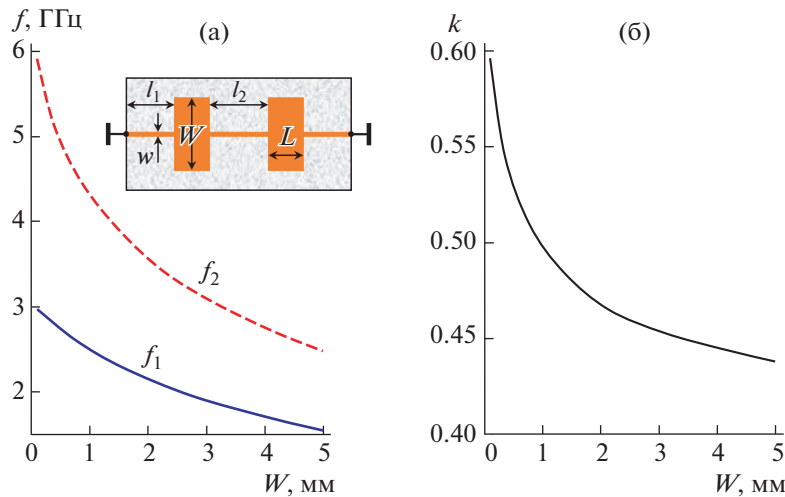


Рис. 1. Зависимости собственных частот двух нижайших мод колебаний нерегулярного резонатора (а) и их коэффициента связи (б) от ширины регулярных низкоомных отрезков микрополосковых линий. На вставке топология проводников нерегулярного двухмодового микрополоскового резонатора.

ющего фильтра восьмого порядка, состоящего из четырех таких резонаторов, обладающего высокой крутизной склонов амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) и широкой высокочастотной полосой заграждения.

КОНСТРУКЦИЯ И СВОЙСТВА ДВУХМОДОВОГО МИКРОПОЛОСКОВОГО РЕЗОНАТОРА

Топология нерегулярного полоскового проводника исследуемого двухмодового микрополоскового резонатора представлена на вставке рис. 1а. Этот проводник состоит из пяти регулярных участков, два из которых имеют ширину W и образуют отрезки линии передачи с низким волновым сопротивлением длиной L , наружные регулярные участки, свободными концами соединенные с экраном, имеют ширину w и образуют отрезки высокоомных линий длиной l_1 . Средний участок имеет ширину также w и является отрезком высокоомной линии передачи длиной l_2 .

На рис. 1а показаны зависимости собственных частот двух нижайших мод колебаний нерегулярного резонатора f_1 и f_2 , рассчитанные при изменении ширины низкоомного участка W при фиксированной ширине высокоомных участков $w = 0.1$ мм. Расчет проведен в пакете программ CST Studio Suite электродинамическим анализом 3D-модели исследуемого резонатора, при его слабой связи с внешними линиями передачи (в этом случае его резонансные частоты приближаются к собственным частотам f_1 и f_2). Видно, что с ростом W частоты f_1 и f_2 понижаются и монотонно сближаются. В описанном исследовании подложкой резонатора служит керамическая металлизи-

рованная снизу пластина толщиной 1 мм из поликора, имеющего относительную диэлектрическую проницаемость $\epsilon = 9.8$, а тангенс угла диэлектрических потерь $\text{tg}\delta = 10^{-4}$. Остальные конструктивные параметры резонатора следующие: длина узких участков $l_1 = 3.5$ мм и $l_2 = 5$ мм, длина широких участков $L = 4$ мм, расстояние от краев широких участков полосковой структуры до краев подложки 1 мм, а расстояние от поверхности подложки до верхней крышки-экрана 8 мм. В результате полная длина нерегулярного проводника резонатора равна 20 мм.

Величину взаимодействия двух первых мод колебаний исследуемого резонатора количественно можно оценить коэффициентом связи k , который несложно вычислить, зная собственные частоты этих мод

$$k = \frac{f_2^2 - f_1^2}{f_1^2 + f_2^2}, \quad (1)$$

по аналогии определения коэффициента связи пары взаимодействующих резонаторов [10]. В таком случае коэффициент связи, как известно, определяет относительную ширину полосы пропускания $\Delta f/f_0$ фильтра второго порядка (здесь Δf – ширина полосы пропускания, измеренная по уровню 3 дБ от уровня минимальных потерь, f_0 – ее центральная частота). На рис. 1б представлена зависимость коэффициента связи двух первых мод колебаний исследуемого резонатора, построенная от ширины проводника его низкоомных участков. Из представленных графиков видно, что варьированием конструктивных параметров рассматриваемого резонатора можно изменять отношение собственных частот первых двух мод его колебаний, что позволяет изменять коэффи-

коэффициент связи в широких пределах, а значит и относительную ширину полосы пропускания.

МИНИАТЮРИЗОВАННЫЙ ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИЙ ФИЛЬТР НА ДВУХМОДОВОМ МИКРОПОЛОСКОВОМ РЕЗОНАТОРЕ

Один из эффективных способов миниатюризации микрополосковых фильтров заключается в уменьшении размеров подложки за счет изгибов и сворачиваний полосковых проводников, если это допускает конкретная конструкция устройства. Названный способ миниатюризации хорошо подходит к исследованному двухмодовому резонатору, нерегулярный проводник которого (см. вставку на рис. 1а) можно свернуть в фигуру, напоминающую букву S, как это показано на вставке рис. 2. Отличительной особенностью такого миниатюризованного резонатора является то, что в нем отрезки высокоомных линий с узкими полосковыми проводниками подключаются не к центрам широких проводников отрезков низкоомных линий, а к их краям. При этом в полосно-пропускающем фильтре на основе двухмодового миниатюризованного резонатора разъемы портов входной и выходной линий передачи удобно подключить кондуктивно к соединенным с экраном высокоомным участкам резонатора (см. вставку на рис. 2). В этом случае изменением расстояния от точки подключения портов до точки соединения проводников с экраном легко регулируется величина связи внешних линий с резонатором при настройке фильтра на заданную ширину полосы пропускания.

На рис. 2 представлена АЧХ фильтра второго порядка, подключенного к внешним линиям передачи с волновым сопротивлением 50 Ом, синтезированного с использованием электродинамического анализа его 3D-модели в пакете программ CST Studio Suite. Для определенности, микрополосковая структура миниатюризованного двухмодового резонатора настраивалась на центральную частоту полосы пропускания $f_0 = 2$ ГГц и ее относительную ширину $\Delta f/f_0 = 70\%$ подбором размеров топологии проводников так, чтобы в полосе пропускания фильтра максимальная величина потерь на отражение $S_{11} = -20$ дБ. Все размеры топологии проводников настроенного фильтра, полученные в результате параметрического синтеза, показаны на вставке рис. 2. При этом габариты микрополосковой структуры фильтра составляют всего лишь 11.40×10.35 мм.

Частотная зависимость прямых потерь исследуемого фильтра $S_{21}(f)$, представленная на рис. 2, показывает протяженную высокочастотную полосу заграждения, простирающуюся почти до $5f_0$, и сравнительно высокий для широкополосного

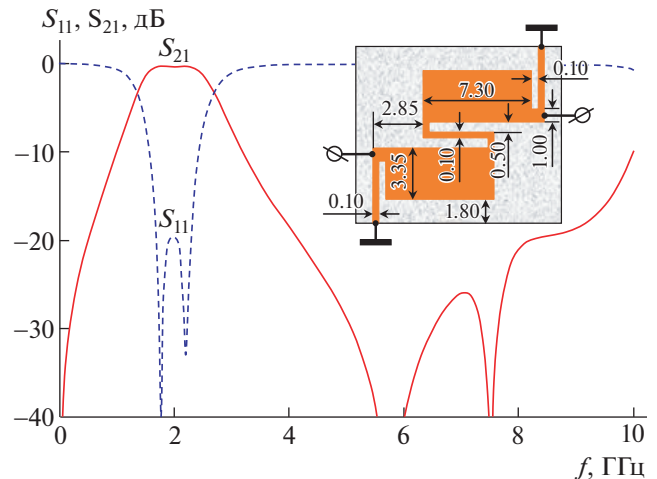


Рис. 2. Амплитудно-частотные характеристики фильтра второго порядка, синтезированного численным электродинамическим расчетом 3D-модели нерегулярного двухмодового микрополоскового резонатора (на вставке топология проводников резонатора с размерами в миллиметрах).

фильтра второго порядка уровень подавления СВЧ-мощности в ней. Очевидно, это обусловлено двумя полюсами затухания, наблюдаемыми в средней части полосы заграждения, которые формируются за счет дополнительной электромагнитной связи между резонаторами [11], возникшей из-за существенного сближения широких отрезков низкоомных линий в результате сворачивания нерегулярного проводника микрополосковой структуры. Отметим, что потери в полосе пропускания фильтра не превышают 0.3 дБ.

Важными параметрами, характеризующими частотно-селективные свойства полосно-пропускающих фильтров, являются коэффициенты крутизны низкочастотного K_l и высокочастотного K_h склонов АЧХ [12]:

$$K_l = \frac{\Delta f/2}{\Delta f_{30}^l - \Delta f/2}, \quad K_h = \frac{\Delta f/2}{\Delta f_{30}^h - \Delta f/2}, \quad (2)$$

где Δf_{30}^l и Δf_{30}^h – полосы частот, измеренные от центральной частоты до низкочастотного или высокочастотного склона АЧХ по уровню 30 дБ от уровня минимальных потерь в фильтре. Для рассматриваемого фильтра на двухмодовом резонаторе более крутой низкочастотный склон АЧХ характеризуется коэффициентом $K_l = 0.57$, а высокочастотный склон $K_h = 0.28$, что отражает достаточно хорошие частотно-селективные свойства исследованной конструкции в сравнении с широкополосными фильтрами второго порядка традиционных конструкций. Важно отметить, что предложенный микрополосковый двухмодовый резонатор позволяет создавать фильтры с относительной шириной полосы пропускания от 40% до 90%.

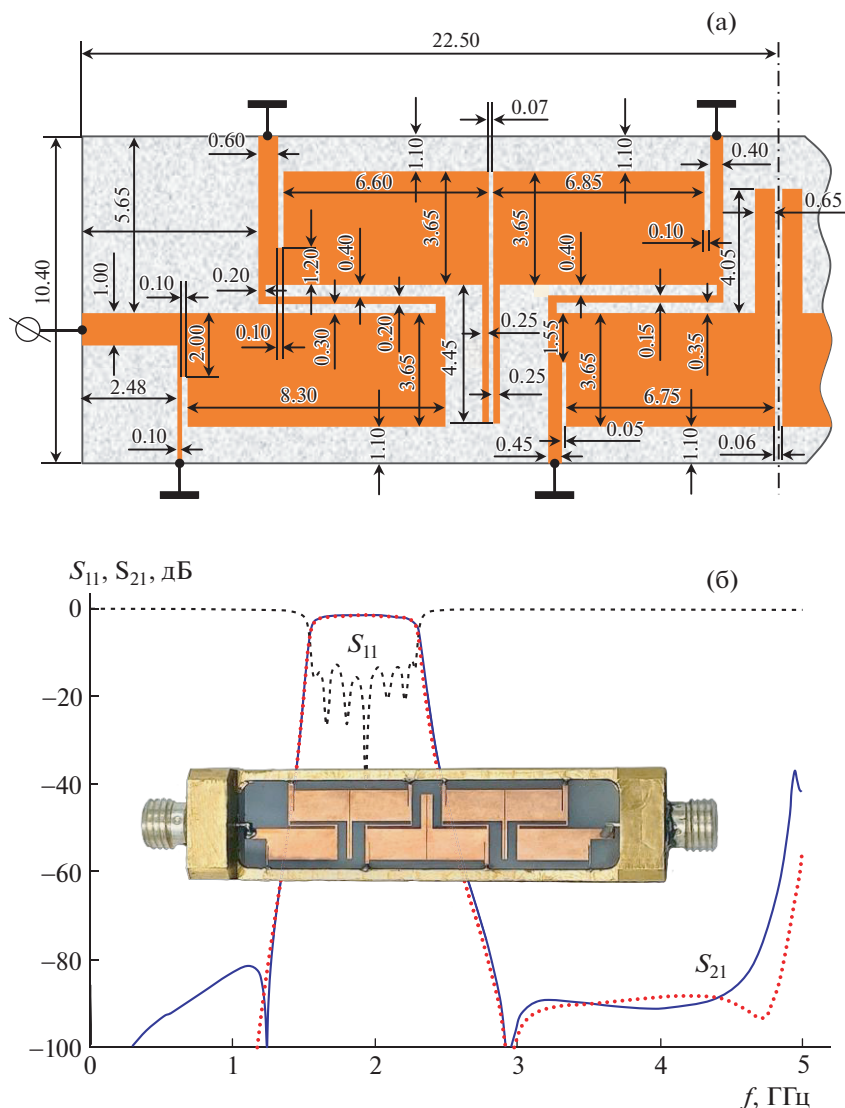


Рис. 3. Размеры топологии проводников в миллиметрах синтезированного опытного образца фильтра восьмого порядка на четырех двухмодовых резонаторах (а). Рассчитанные АЧХ фильтра: прямые потери – сплошная, потери на отражение – штриховая линия, точки – измеренная частотная зависимость прямых потерь (б). На вставке фотография устройства.

ИССЛЕДОВАНИЕ ОПЫТНОГО ОБРАЗЦА ФИЛЬТРА ВОСЬМОГО ПОРЯДКА

Как известно, для увеличения крутизны склонов АЧХ полосно-пропускающего фильтра необходимо повышать его порядок, увеличивая число резонаторов. Это несложно сделать в многозвенном фильтре на основе исследованного двухмодового микрополоскового резонатора, используя в конструкции фильтра несколько таких электромагнитно связанных резонаторов. В частности, нами разработана и исследована конструкция фильтра восьмого порядка, построенного на четырех двухмодовых резонаторах. В качестве подложки фильтра использовалась керамическая пластина толщиной 1 мм из поликора, имеющего

относительную диэлектрическую проницаемость $\epsilon = 9.8$. Топология проводников фильтра представлена на рис. 3а. Параметрический синтез конструкции фильтра, в которой предусмотрена верхняя металлическая крышка на высоте 8 мм от поверхности подложки, проводился с использованием электродинамического анализа его 3D-модели в пакете программ CST Studio Suite так, чтобы все максимумы потерь на отражение в полосе пропускания были на уровне примерно -14 дБ. При этом для определенности была задана центральная частота полосы пропускания $f_0 = 2$ ГГц и ее относительная ширина $\Delta f/f_0 = 40\%$, измеренная по уровню 3дБ от уровня минимальных потерь. В процессе синтеза подбирались ширины и дли-

ны регулярных участков полосковых проводников, а также зазоры между ними. Размеры топологии проводников фильтра, полученные в результате синтеза, показаны на рис. 3а в миллиметрах. Благодаря небольшим габаритам подложки фильтра 45.0×10.5 мм, его конструкцию можно считать миниатюрной.

На рис. 3б сплошной линией представлена частотная зависимость прямых потерь $S_{21}(f)$, а штриховой линией – частотная зависимость потерь на отражение $S_{11}(f)$, полученные численным расчетом 3D-модели синтезированной конструкции фильтра. Видно, что фильтр обладает высокими частотно-селективными свойствами, имеет протяженную высокочастотную полосу заграждения и уровни подавления помех как в низкочастотной, так и в высокочастотной полосах заграждения более 80 дБ. Кроме того, полюса затухания, расположенные слева и справа вблизи полосы пропускания, значительно увеличивают крутизну склонов АЧХ, тем самым повышая избирательность фильтра. В результате коэффициенты крутизны склонов АЧХ, вычисленные по формуле (2), значительно возросли по сравнению с фильтром второго порядка, описанным выше. Значение коэффициента крутизны низкочастотного склона $K_l = 4.45$ увеличилось почти в 8 раз, а коэффициент крутизны высокочастотного склона $K_h = 3.35$ увеличился почти в 12 раз.

Для экспериментальной проверки работоспособности разработанного фильтра восьмого порядка был изготовлен опытный образец устройства в соответствии с полученными в результате синтеза размерами топологии проводников. Изготовленная фотолитографией микрополосковая структура припаивалась нижним металлизированным основанием (экраном) к дну металлического корпуса, а затем узкие наружные проводники резонаторов, которые должны соединяться с экраном, припаивались к боковым стенкам корпуса. На торцах корпуса закреплены коаксиальные разъемы SMA, к которым припаяны полосковые проводники входа и выхода фильтра. Фотография изготовленного таким образом опытного образца фильтра без верхней металлической крышки представлена на вставке рис. 3б. Измеренные на векторном анализаторе цепей R&S ZVA-40 частотные зависимости прямых потерь $S_{21}(f)$ показаны точками на рис. 3б. Видно хорошее совпадение рассчитанных и измеренных частотных характеристик фильтра. Отметим также, что измеренное значение минимальных потерь в полосе пропускания изготовленного фильтра в точности совпадает с расчетным значением и равно 1.5 дБ.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, разработана новая конструкция двухмодового микрополоскового резонатора, в которой нерегулярный полосковый проводник, состоящий из пяти регулярных участков, позволяет изменением ширин этих участков варьировать в широких пределах собственные частоты первых двух мод колебаний и величину их взаимодействия (коэффициент связи). Показано, что на таком двухмодовом резонаторе можно создавать фильтры второго порядка с относительной шириной полосы пропускания $\Delta f/f_0$ от 40 до 90% и расширенной высокочастотной полосой заграждения, простирающейся до $5f_0$. Миниатюризация резонатора путем сворачивания его нерегулярного проводника в форму, напоминающую букву S, приводит не только к уменьшению размеров подложки, но и к образованию полюсов затухания в высокочастотной полосе заграждения, которые значительно увеличивают уровень подавления помех.

Показано также, что на основе миниатюризованных двухмодовых резонаторов можно разрабатывать многосвязные фильтры высокого порядка, обладающие повышенными частотно-селективными свойствами. В этом случае между отдельными резонаторами легко образуется необходимая электромагнитная связь посредством взаимодействующих узких отрезков проводников от каждого резонатора. На примере фильтра восьмого порядка продемонстрирована возможность реализации миниатюрного устройства с высокими частотно-селективными свойствами, в котором электромагнитно связаны четыре двухмодовых резонатора. В этом фильтре крутизна склонов амплитудно-частотной характеристики увеличена за счет полюсов затухания, расположенных с обеих сторон вблизи полосы пропускания. Хорошее согласие измеренных характеристик на опытном образце устройства с рассчитанными характеристиками, полученными численным электродинамическим анализом 3D-модели фильтра, говорят о высокой эффективности параметрического синтеза разработанной конструкции фильтра по заданным характеристикам. Результаты проведенных исследований доказывают перспективность применения разработанной конструкции широкополосного микрополоскового фильтра в современных радиотехнических системах связи, радиолокации, радионавигации, различной измерительной и специальной аппаратуре.

ИСТОЧНИК ФИНАНСИРОВАНИЯ

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации, государственное задание FEFЕ-2020-0013.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Jia-Sheng Hong*. Microstrip filters for RF/microwave applications. Hoboken (New Jersey): John Wiley & Sons, 2011. 635 p.
2. *Zhu Lei*. Microwave bandpass filters for wideband communications. Hoboken (New Jersey): John Wiley & Sons, 2012. 221 p.
3. *Беляев Б.А., Сержантов А.М., Лексиков Ан.А., Бальва Я.Ф., Галеев Р.Г.* Монолитный миниатюрный полосно-пропускающий фильтр на многопроводниковых полосковых резонаторах // Письма в ЖТФ. 2021. Т. 47. Вып. 13. С. 16–20.
4. *Belyaev B.A., Serzhantov A.M., Leksikov A.A., Bal'va Ya.F., Leksikov An.A.* Novel High-Quality Compact Microstrip Resonator and its Application to Bandpass Filter // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. Sept. 2015. V. 25. Iss. 9. P. 579–581.
5. *Беляев Б.А., Ходенков С.А., Говорун И.В., Сержантов А.М.* Микрополосковые фильтры с широкими полосами пропускания // Письма в ЖТФ. 2021. Т. 47. Вып. 7. С. 30–34.
6. *Belyaev B.A., Tyurnev V.V., Serzhantov A.M., Leksikov A.A., Leksikov An.A.* Highly selective suspended stripline dual-mode filter // Progress in Electromagnetics Research Letters. 2011. V. 25. P. 57–66.
7. *Killamsetty V.K., Mukherjee B.* Miniaturised highly selective wide-band bandpass filter using dual-mode resonators and inter digital capacitors // Electronics Letters. August 2017. V. 53. № 17. P. 1209–1211.
8. *Беляев Б.А., Ходенков С.А., Лексиков Ан.А., Шабанов В.Ф.* Микрополосковый трехмодовый резонатор и миниатюрный фильтр на его основе со сверхширокой полосой пропускания // ДАН. 2017. Т. 474. № 6. С. 682–686.
9. *Александровский А.А., Беляев Б.А., Лексиков А.А.* Синтез и селективные свойства фильтров на шпильковых резонаторах со шлейфными элементами // РЭ. 2003. Т. 48. № 4. С. 398–405.
10. *Hong J.-S., Lancaster M.J.* Couplings of microstrip square open-loop resonators for cross-coupled planar microwave filters // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 1996. V. 44. P. 2099–2109.
11. *Belyaev B.A., Serzhantov A.M., Bal'va Y.F., Tyurnev V.V., Leksikov A.A., Galeev R.G.* Implementation of Cross Couplings in Microwave Bandpass Filters // Microwave Opt. Technol. Lett. 2014. V. 56. № 9. P. 2021–2025.
12. *Беляев Б.А., Лексиков А.А., Тюрнев В.В.* Частотно-селективные свойства многозвенных фильтров на регулярных микрополосковых резонаторах // РЭ. 2004. Т. 49. № 11. С. 1315–1324.

HIGHLY SELECTIVE WIDEBAND BANDPASS MICROSTRIP DUAL-MODE FILTER

B. A. Belyaev^{a,b}, S. A. Khodenkov^a, I. V. Govorun^{a,c}, and A. M. Serzhantov^{b,c}

^a *Reshetnev Siberian State University of Science and Technology, Krasnoyarsk, Russia*

^b *Siberian Federal University, Krasnoyarsk, Russia*

^c *Kirensky Institute of Physics, Federal Research Center "Krasnoyarsk Scientific Center of the Siberian Branch of the Russian Academy of Sciences", Krasnoyarsk, Russia*

Presented by Academician of the RAS V. F. Shabanov

A design of half-wave microstrip resonator with irregular strip conductor was investigated. The two ends of this strip conductor are short-circuited. On the base of two oscillation mode of this resonator a miniaturized second-order filter with relative bandwidth from 40% to 90% is realized. It has the broad high-frequency stopband. An experimental sample of a designed eight-order filter based on the four dual-mode resonators with a central frequency of the passband of 2 GHz and fractional bandwidth of 40% was made on an alumina substrate $\epsilon = 9.8$. The substrate has size of $45.0 \times 10.5 \times 1.0$ mm. Filter has a high steepness of the frequency response due to two transmission poles located in vicinity of passband. The experimental data are in good agreement with the electromagnetic simulation of filters 3D model.

Keywords: microstrip resonator, bandpass filter, slope steepness, frequency response, dielectric substrate