УДК. 621.372.8.049.75

ПОЛОСОВОЙ ФИЛЬТР НА СВЯЗАННЫХ МИКРОПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЯХ С ДВУМЯ СЕКТОРНЫМИ РЕЗОНАТОРАМИ

Е. П. Васильев, д.т.н., профессор кафедры КТ РГРТУ, Рязань, Россия;
orcid.org/0000-0003-2747-7012, e-mail: evasiliev48@mail.ru
Нгуен Данг Хоп, магистрант кафедры РУС РГРТУ, Рязань, Россия;
orcid.org/0000-0002-2456-5220, e-mail: danghoprzn@mail.ru
Лыу Тхань Дат, магистрант кафедры РУС РГРТУ, Рязань, Россия;
orcid.org/0000-0003-3347-1469, e-mail: dattlhp96@gmail.com

Рассматривается конструкция компактного полосового фильтра на полуволновом резонаторе с двумя полюсами заграждения, которые обеспечиваются двумя секторными шлейфами, разомкнутыми на конце. Проводится исследование предложенной конструкции фильтра с использованием аналитических соотношений, полученных на основе теории цепей и матричного анализа, а также электродинамических методов функции Грина и конечных элементов.

***Целью работы** является исследование оригинального конструктивного решения полосового фильтра с улучшенными показателями качества (компенсацией паразитной полосы на удвоенной центральной частоте и увеличением уровня и полосы заграждения).*

Подтверждается корректность результатов моделирования сравнительным анализом данных машинного эксперимента, полученных с использованием схемотехнического и электродинамического моделирования в S-диа-пазоне. Обосновывается возможность использования фильтра в инфокоммуникационных системах космической связи.

***Ключевые слова:** полосовой фильтр, секторный резонатор, связанные микрополосковые линии, электродинамическое и схемотехническое моделирование, машинный эксперимент, S-диапазон.*

DOI: 10.21667/1995-4565-2021-75-15-23

Введение

Фильтры на связанных микрополосковых линиях (СМПЛ) занимают в микроволновой технике весьма важное место, что обусловлено их уникальными свойствами, позволяющими реализовать АЧХ с широким диапазоном изменения основных показателей качества [1-4]. Классическая топологическая реализация полосового фильтра (ПФ) (рисунок 1, *а*), рассмотренная в работах Кона [5], претерпела существенные изменения, как с точки зрения пространственно-топологической реализации и функциональных возможностей (рисунок 1, *б, в*), так и за счет совершенствования теоретических методов анализа и синтеза.

Концепция развития рассматриваемого подкласса фильтров диктуется современными тенденциями и потребностями импульсной связи, радиолокации, цифровой обработки широкополосных сигналов и микроволновой аппаратуры специального назначения. При этом постоянно решаются проблемы снижения массогабаритных показателей и улучшения параметров АЧХ за счет совершенствования конструктивных решений на основе теоретических и экспериментальных исследований. С другой стороны, новые конструктивные решения генерируются задачами расширения функциональных возможностей за счет отхода от традиционных применений микроволновых фильтров. Так оригинален подход к использованию ПФ на СМПЛ для создания компактных линий задержки (ЛЗ).

В частности, в отличие от иных подходов, реализованы конструктивные варианты ЛЗ на сорока полуволновых микрополосковых резонаторах с временем задержки 16 нс, потерями на центральной частоте 14 ГГц – 17,5 дБ и полосой пропускания по уровню 3 дБ – 305 МГц. Нетривиально решены вопросы пассивной стабилизации времени задержки при температурных перепадах за счет подбора материалов и новых конструктивных решений.

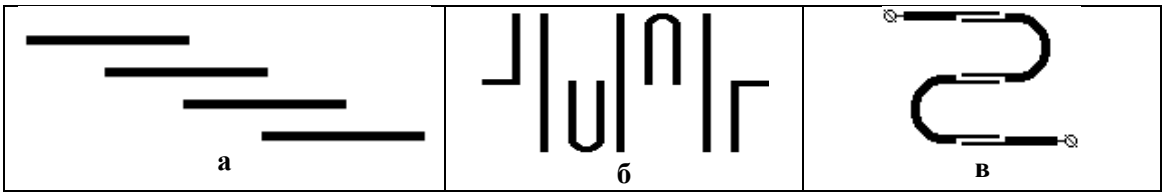


Рисунок 1 – ПФ на СМПЛ
Figure 1 – BPF on SMPL

Большим резервом по обработке импульсных сверхширокополосных сигналов обладают пассивные микроволновые устройства за счет их высокой линейности. Это важно для обработки и передачи с высокой скоростью и малыми потерями шумоподобных сигналов нано- и пикосекундной длительности, спектр которых простирается до нескольких гигагерц. К таким пассивным устройствам относятся фазовые фильтры на СМПЛ. При этом расширение возможностей данных фильтров при обработке широкополосных сигналов и, в частности, для защиты информации в каналах связи летательных аппаратов, *приводит к необходимости решения* вопросов уменьшения массогабаритных показателей, компенсации паразитных полос пропускания, увеличения полосы и уровня заграждения со стороны верхних частот.

Объекты анализа и моделирования

Объектами исследований являлись конструктивные варианты ПФ с секторными резонаторами, которые применяются для создания различных селективных устройств в S-диапазоне. В процессе моделирования использовались схемотехнические (матричные методы анализа с использованием аналитических соотношений для базовых элементов) и электродинамические методы в среде Applied Wave Research (AWR) [7] и High Frequency Structure Simulator (HFSS) [8].

Постановка задачи

В работе *решается задача* исследования схемотехническими и электродинамическими методами оригинального конструктивного решения ПФ с целью улучшения характеристик в S-диапазоне по сравнению с канонической конструкцией фильтра на СМПЛ [5].

Теоретическая часть

Моделирование ПФ проведено с использованием трех методов: схемотехнического (СТ), электродинамического метода моментов на основе функции Грина (МоМ) и электродинамического метода конечных элементов (МКЭ). В настоящее время имеется ряд пакетов прикладных программ, таких как AWR, Ansoft HFSS, в которых данные методы использованы.

Схемотехническое моделирование. Используются аналитические соотношения базовых элементов, из которых состоит конструкция ПФ. Топология предлагаемого варианта ПФ и его схемотехническая модель представлены на рисунке 2.

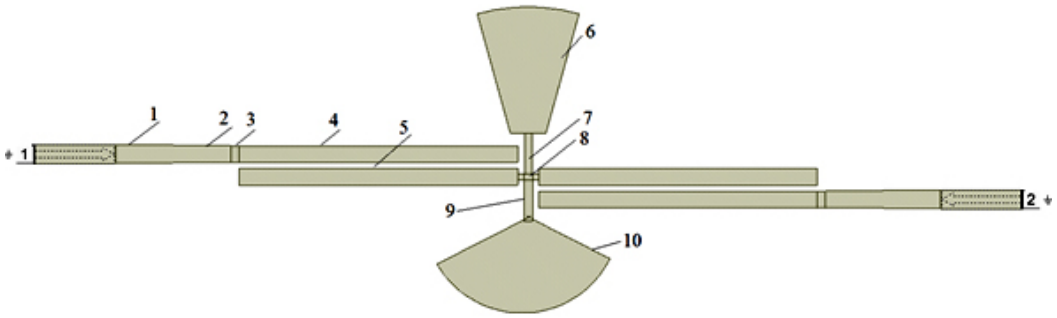
Топология ПФ симметрична относительно вертикальной оси, проходящей по центру, и имеет следующие базовые элементы на МПЛ и соответствующие математические модели, представленные в САПР MWO (рисунок 2, *б*): *1* – подводящая линия MLIN; *2* – неоднородный согласующий отрезок MTAPER$; *3* – отрезок линии MLIN; *4* – четвертьволновый отрезок связанных линий MCFIL; *5* – область электромагнитной связи с полуволновым резонатором со стороны входа; *6*, *10* – секторные резонаторы MRSTUB2W; *7*, *9* – отрезки линий MLIN; *8* – участок подключения резонаторов MLIN. Неоднородности в виде скачка ширины МПЛ и Х-образного соединения представлены моделями MSTEP и MCROSSX$.

Алгоритм анализа сведем к последовательному «сворачиванию» ветвей, четырёхполюсников и восьмиполюсников в эквивалентные четырехполюсники, путем тождественных преобразований матриц **A, S, Z, Y** [6]. В результате получим каскадное соединение эквивалентных четырехполюсников, которые преобразуются по известным правилам в обобщенный ре-

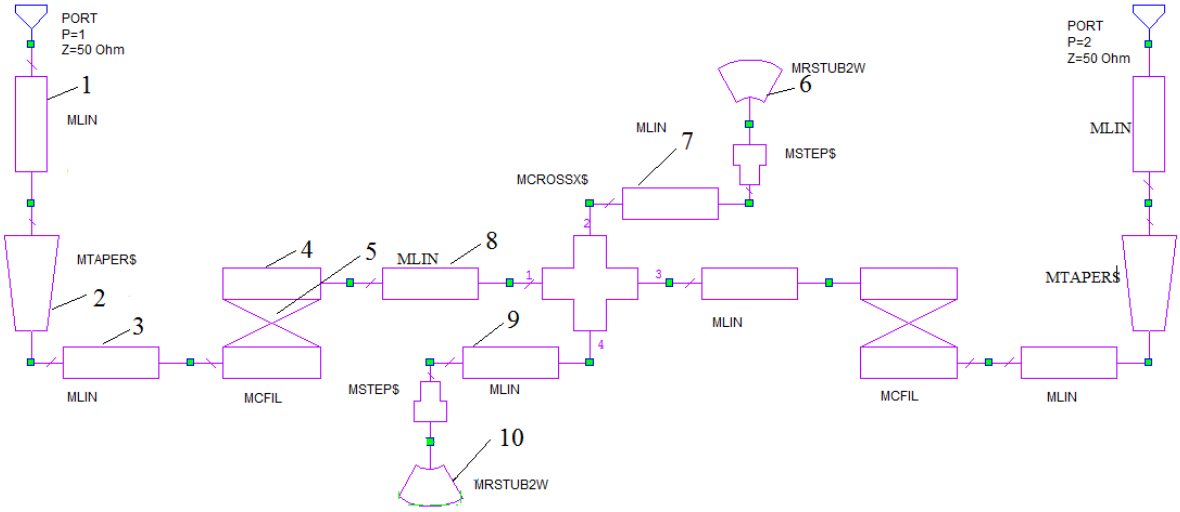
зультирующий четырехполюсник, через элементы матрицы **S** которого определим все выходные АЧХ и ФЧХ.

Введем сокращенную запись, где опускаются промежуточные тривиальные математические преобразования, например, $\mathbf{A}\rightarrow\mathbf{S}\rightarrow\bar{Y}$, что означает переход с помощью известных формул от матрицы **A** к матрице **S**, а затем через элементы матрицы **S** к вектору выходных характеристик $\bar{Y}$ [6].

Для анализа ПФ используется модуль электродинамического моделирования (EM) AXiEM [7], в котором применяется смешанная сетка с треугольными и прямоугольными ячейками. Нет никаких ограничений для встраивания проводников в сетку, а также ограничений на толщину проводников. Решающее устройство модуля использует метод-MoM для 2.5D EM-моделирования трехмерных многослойных структур. Для многослойной среды, которая включает ряд проводящих структур, каждый слой считается изотропным. При этом учитываются потери, т. е. материал характеризуется комплексными параметрами среды.



а (a)



б (b)

Рисунок 2 – ПФ на СМПЛ с двумя секторными резонаторами (а) и его СТ-модель (б)
Figure 2 – BPF on SMPL with two sector resonators (a) and its circuit model (b)

Если проводимость проводников очень высокая, магнитными токами можно пренебречь. Тогда окончательное граничное условие примет вид [9]

$$n\times E^e(r)=-n\times\int_S \overline{\overline{G}}(r|r')\cdot J_S(r')dS'+Z_S n\times J_S,$$

где n – внешний вектор, нормальный к поверхности S; $E^e(r)$ – электрическое поле, возбуждаемое поверхностными токами J_S; $\overline{\overline{G_E}}(r|r')$ – функция Грина (известна для простых форм); Z_S – поверхностный импеданс.

Знак интегрирования в приведенном соотношении означает суммирование от всех площадок, по которым протекают токи. МоМ-метод преобразует интегральное уравнение в систему алгебраических уравнений, которые решаются одним из численных методов. При этом металлические элементы структуры разбиваются на элементарные ячейки и задаются аппроксимации для поверхностного тока на каждой ячейке.

В процессе ЕМ моделирования также применен МКЭ-метод [10-12], при котором конструкция ПФ разбивается на частичные области и решение ищется в виде рядов, функции которых удовлетворяют уравнению Гельмгольца. В каждой из частичных областей выбирается аппроксимирующая функция. Чаще всего это полином первой степени. За границами частичных областей функция обращается в нуль. Решением задачи являются значения функций на границах частичных областей, которые заранее неизвестны. Коэффициенты функций ищутся из условия равенства значения соседних функций на границах частичных областей. Затем эти коэффициенты выражаются через значения функций в узлах частичных областей. Составляется система линейных алгебраических уравнений (СЛАУ). Количество уравнений в СЛАУ равно количеству неизвестных значений в узлах и прямо пропорционально количеству элементов. Данный метод состоит из следующих шагов: переход к эквивалентной вариационной задаче; разбиение области решения на конечные элементы (кубы, тетраэдры); определение интерполяционных функций, определяющих свойства решения; сведение алгоритма решения к СЛАУ. Исключив из первого и второго уравнений Максвелла в комплексной форме напряженность магнитного поля, получим дифференциальное уравнение второго порядка:

$$\Delta\times(\mu^{-1}\Delta\times\overline{E}-k_0^2\dot{\varepsilon}\overline{E})=-ikZ_0\overline{J},$$

где $k_0=\omega\sqrt{\dot{\varepsilon}\mu}/c$ – волновое число; $Z_0=\sqrt{\mu_0/\varepsilon_0}$ – характеристическое сопротивление свободного пространства; c – скорость света в вакууме; $\overline{J}$ – комплексный вектор плотности тока; $\dot{\varepsilon},\mu$ – относительные комплексная диэлектрическая и магнитная проницаемости; Δ – оператор ротора поля.

Комплексная амплитуда вектора напряженности электрического поля $\overline{E}$ в каждой области конечного элемента представляется в виде разложения:

$$\overline{E}^{(k)}=\sum_{i=1}^{N}a_i^{(k)}\overline{w}_i^{(k)},$$

где k – номер элемента; $\overline{w}_i^{(k)}$ – векторные базисные функции; $a_i^{(k)}$ – неизвестные коэффициенты разложения.

Выбор базисных функций осуществляется исходя из требований к решению. В соответствии с граничными условиями задача сводится к СЛАУ относительно неизвестных коэффициентов разложения.

МКЭ обладает большей универсальностью в сравнении с МоМ. В МоМ проблема сложных трехмерных объектов связана с поиском подходящего представления функции Грина. В то же время, использование функции Грина существенно уменьшает размерность решаемой электродинамической задачи.

Результаты исследований

Исследования проведены с использованием подложки на поликоре (толщина подложки 0,5 мм, толщина проводников 0,015 мм, $\varepsilon=9,7$, $tg\delta=0,0001$; W, L – ширина и длина МПЛ в мм, S – зазор между МПЛ в мм). Топология и АЧХ двухзвенного ПФ на СМПЛ представлены на рисунке 3.

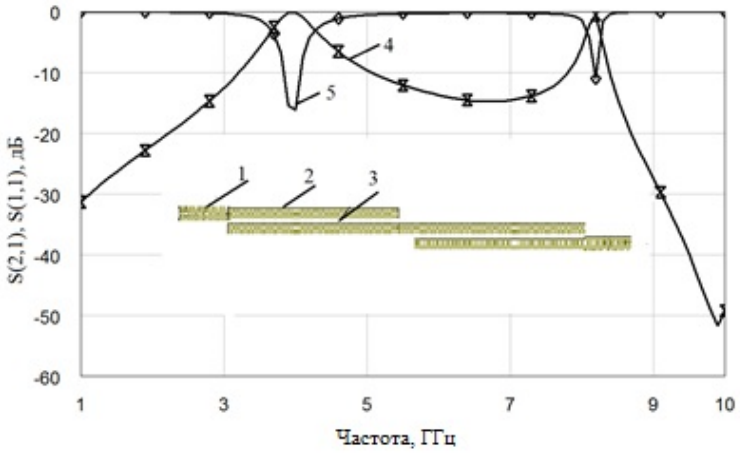


Рисунок 3 – Топология и АЧХ двухзвенного ПФ на СМПЛ, полученные методом ЕМ-моделирования, МоМ (подводящая МПЛ 1 – W=0,48, L=6,95; область ЕМ связи 2, 3 – W=0,36, L=6,95, S=0,15); 4 – S(2,1), 5 – S(1,1)
Figure 3 – Topology and frequency response of two-link BPF on SMPL, obtained by EM-modeling method, MoM (supply MPL 1 - W = 0,48 , L = 6,95; EM connection area 2, 3 - W = 0,36,L = 6, 95, S = 0,15); 4 - S (2,1), 5 - S (1,1)

При этом коэффициенты передачи S(2,1) и отражения S(1,1) имеют паразитный резонанс на частоте $2f_0$=8,19 ГГц и уровень заграждения со стороны верхних частот в диапазоне 5 – 8,19 ГГц лежит в диапазоне -10 ...-14,6 дБ.

Полученные результаты показывают, что повышение уровня заграждения со стороны верхних частот и компенсация паразитной полосы на удвоенной резонансной частоте будут способствовать улучшению качества канонического ПФ на СМПЛ.

Результаты моделирования с использованием симулятора AxiEM (МоМ-метод) секторного и линейного резонаторов (рисунки 4, 5) показали, что ширина полосы заграждения по уровню -20 дБ секторного резонатора на 8,92 % больше, чем у линейного резонатора. Размеры секторного резонатора *2*: ширина на участке *4* соединения с МПЛ 0,89 мм, радиус 6,07 мм, угол сектора 41,61°. Линейный резонатор *1* подключён к Т-образной неоднородности *4* и имеет длину 6,2 мм, а ширину 0,82 мм. Поэтому при создании полюсов заграждения более эффективными с точки зрения вносимого затухания в широкой полосе частот являются секторные резонаторы.

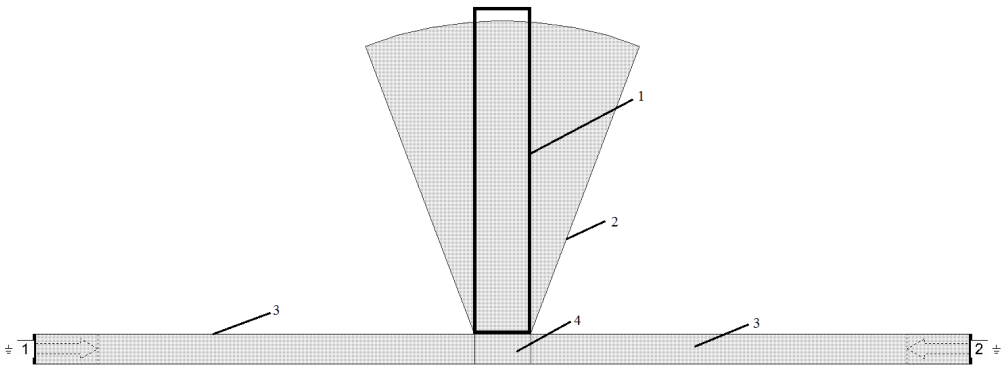


Рисунок 4 – Топология секторного (2) и линейного (1) микрополосковых резонаторов, включённых параллельно в тракт
Figure 4 – Topology of sector (2) and linear (1) microstrip resonators connected in parallel in a path

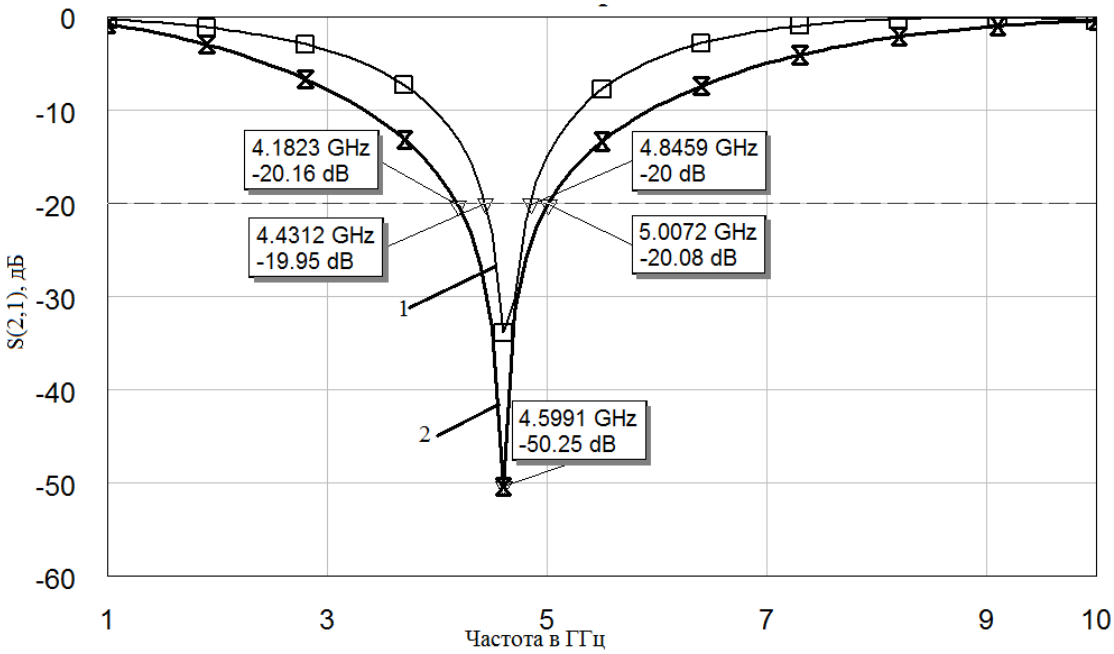


Рисунок 5 – Сравнение АЧХ секторного (рисунок 4, *2*) и линейного (рисунок 4, *1*) микрополосковых резонаторов, включённых параллельно в тракт
Figure 5 – Comparison of frequency response of sector (figure 4, *2*) and linear (figure 4, *1*) microstrip resonators connected in parallel in a path

Результаты исследования предложенного конструктивного варианта микрополоскового ПФ на полуволновом резонаторе с двумя параллельно подключёнными шлейфами приведены на рисунках 2, 6. Размеры элементов топологии ПФ сведены в таблицу, где для неоднородного согласующего отрезка МПЛ 2 $W_н$ и W_k – начальное и конечное значение ширины; R_0 – радиус секторного резонатора; α – угол секторного резонатора.

Моделирование ПФ проведено с использованием схемотехнического метода – СТ (симулятор VoltaireLS) и двух ЕМ методов – МоМ (симмулятор AxiEM) и МКЭ (симмулятор HFSS) (рисунок 6). На характеристике S(1,1) реализованы два полюса затухания, полученные за счет подстройки двух секторных резонаторов. Резонансная частота составляет 4,169 ГГц, потери на резонансной частоте -0,04 дБ, полоса пропускания по уровню -1 дБ 11,9 %, со стороны верхних частот в диапазоне 5 – 10,4 ГГц уровень заграждения < -28,4 дБ. По сравнению с каноническим ПФ на СМПЛ (рисунок 3) существенно увеличилась крутизна фронта, а также уровень и полоса заграждения со стороны верхних частот S-диапазона, где наблюдается существенное заполнение частотного диапазона информационными каналами.

Размеры микрополосковых элементов топологии ПФ, приведенной на рисунке 2
Dimensions of microstrip elements of the BPF topology shown in figure 2

Номер элемента	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Размеры элементов, мм	W=0,48 L=2,03	$W_н$=0,48 W_k=0,41 L=2,86	W=0,41 L=0,2	W=0,41 L=6,93	S=0,15	W=0,89 R_0=4,73 α =31°	W=0,2 L=1	W=0,3 L=0,6	W=0,22 L=1,02	W=0,2 R_0=2,45 α =126°

Исключена паразитная полоса на удвоенной резонансной частоте, увеличен уровень заграждения в полосе 5 – 10,4 ГГц на -18,4 дБ, площадь топологии ПФ составила 185,5 мм^2. Расчитанные различными методами АЧХ (рисунок 6) совпадают с достаточной степенью точностью, что подтверждает достоверность полученных результатов.

Постоянное стремление к миниатюризации радиотехнических систем затронуло и космическую технику [13]. В частности, развитию малоразмерных космических аппаратов способствует применение современных технологий, новых материалов, базовых элементов и,

в частности, миниатюрных микрополосковых функциональных устройств, к которым и относится предложенное конструктивное решение ПФ.

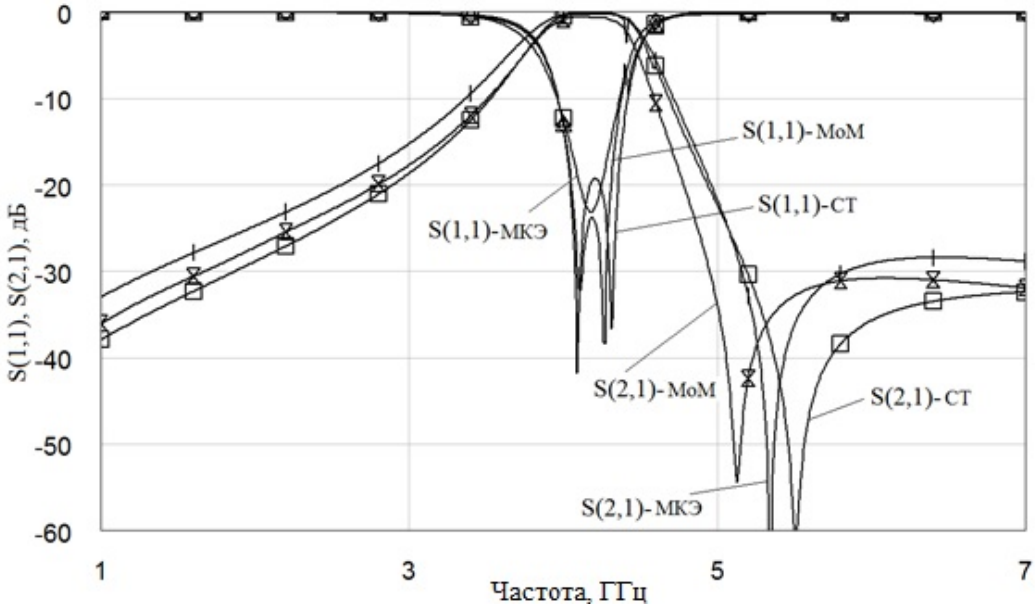


Рисунок 6 – АЧХ микрополоскового ПФ с двумя секторными резонаторами
Figure 6 – Frequency response of a microstrip BPF with two sector resonators

Заключение

Предложена компактная конструкция микрополоскового ПФ (площадь топологии 185,5 мм^2) на полуволновом резонаторе с подключёнными секторными резонаторами, котрые обеспечивают два полюса затухания. Это позволило по сравнению с каноническим ПФ на СМПЛ компенсировать паразитную полосу на частоте $2f_0$ и увеличить уровень заграждения в полосе 5 – 10,4 ГГц на -18,4 дБ. Увеличено также число варьируемых параметров, эффективно влияющих на АЧХ и ФЧХ, что позволяет расширить ряд конструктивных типов ПФ. Данная конструкция может найти применение в устройствах мобильной связи и инфокоммуникационных системах летательных аппаратов, где повышение уровня и полосы подавления мешающих сигналов и паразитных электромагнитных излучений в S-диапазоне играет существенную роль.

Библиографический список

1. **Горбачев А. П.** Синтез микроволновых устройств на связанных линиях передачи: монография / А.П. Горбачев. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2010. 414 с.

2. **Boutejdar Ahmed, Nadim Galal, Omar A. S.** Compact Bandpass Filter Structure Using an Open Stub Quarter-Wavelength Microstrip Line Corrections // 35th Europen Microwave Confrence-Haris. 2005. P. 1271-1273.

3. **Авгари Ф. С. А., Кубалова А. Р., Максимов А. П.** Микрополосковый эллиптический фильтр с реализацией на резонаторах одинаковой электрической длины // Труды учебных заведений связи. 2017. Т. 3. № 4. С. 5-15.

4. **Васильев Е. П.** Анализ методов моделирования микроволновых устройств на примере полосового фильтра с расширенной полосой заграждения // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2020. № 72. С. 62-70.

5. **Cohn S. B.** Parallel-coupled transmission line-resonator filters // IRE Trans. microwave theory tech. MTT-6. No. 4. 1958. P. 223-231.

6. **Фельдштейн А. Л., Явич Л. Р., Смирнов В. П.** Справочник по элементам волноводной техники. М.: Сов.радио, 1967. 651 с.

7. Режим доступа: https://www.awrcorp.com/products/ni-awr-design-environment/microwave-office-software (сайт компании AWR − разработчик программы MWO). (Дата обращения 05.02.21).

8. Режим доступа: http://www.ansys.com/ (сайт компании ANSYS − разработчик программы HFSS). (Дата обращения 05.02.21).

9. **Разевиг В. Д., Потапов Ю. В., Курушин А. А.** Проектирование СВЧ устройств с помощью Microwave Office / под ред. В. Д. Розевига. М.: СОЛОН-Пресс, 2003. 496 с.

10. **Гринев А. Ю., Гиголо А. И.** Математические основы и методы решения задач электродинамики: учеб. пособие. М.: Радиотехника, 2015. 216 с.

11. **Банков С. Е., Курушин А. А.** Электродинамика и техника СВЧ для пользователей САПР. Москва 2008. 276 с. [Электронный ресурс]. URL:http://jre.cplire.ru/jre/library/3/text.pdf. (Дата обращения: 05.02.21).

12. **Банков С. Е., Курушин А. А., Разевиг В. Д.** Анализ и оптимизация трехмерных СВЧ-структур с помощью HFSS / Под ред. С. Е. Банкова. Изд. 2-е, дополненное. М.: СОЛОН-Пресс, 2012. 216 с.

13. **Апин М. П., Боков С.И., Бушев Н. А.** и др. СВЧ-фильтры и мультиплексоры для систем космической связи: монография / под ред. В. П. Мещанова. М: Радиотехника, 2017. 216 с.

UDC. 621.372.8.049.75

BANDPASS FILTER ON CONNECTED MICROSTRIP LINES WITH TWO SECTOR RESONATORS

E. P. Vasiliev, Dr. in technical sciences, Professor, Department of Space Technologies, RSREU, Ryazan, Russia; orcid.org/0000-0003-2747-7012, e-mail: evasiliev48@mail.ru
Nguyen Dang Hop, Master student, Department of Radio Control and Communication, RSREU, Ryazan, Russia; orcid.org/0000-0002-2456-5220, e-mail: danghoprzn@mail.ru
Lyu Thanh Dat, Master student, Department of Radio Control and Communication, RSREU, Ryazan, Russia; orcid.org/0000-0003-3347-1469, e-mail: dattlhp96@gmail.com

The design of compact bandpass filter based on half-wave resonator with two barrage poles provided by two sector resonators open at the end is considered. A study of the proposed filter design is carried out using analytical relations obtained on the basis of circuit theory and matrix analysis as well as electrodynamics methods of Green's function and finite elements. ***The aim of this work*** *is to study the original design of bandpass filter with improved quality indicators (compensation of parasitic band at doubled central frequency and increase in stop level and band). The correctness of modeling results is confirmed by a comparative analysis of the data from machine experiment obtained using circuitry and electrodynamics modeling in S-band. The possibility of using the filter in infocommunication systems of space communication is substantiated.*

Key words*: bandpass filter, sector resonator, coupled microstrip lines, electrodynamics and circuit simulation, machine experiment, S-band.*

DOI: 10.21667/1995-4565-2021-75-15-23

References

1. **Gorbachev A. P.** *Sintez mikrovolnovyh ustrojstv na svyazannyh liniyah peredachi*: monografiya / A.P. Gorbachev. Novosibirsk: Izd-vo NGTU, 2010. 414 p. (in Russian).

2. **Boutejdar Ahmed, Nadim Galal, Omar A. S.** Compact Bandpass Filter Structure Using an Open Stub Quarter-Wavelength Microstrip Line Corrections. *35th Europen Microwave Confrence-Haris*. 2005, pp. 1271-1273. (in Russian).

3. **Avgari F.S.A., Kubalova A.R.,. Maksimov A.P.** Mikropoloskovyj ellipticheskij fil'tr s realizaciej na rezonatorah odinakovoj elektricheskoj dliny. *Trudy uchebnyh zavedenij svyazi*. 2017, vol. 3, no. 4, pp. 5-15. (in Russian).

4. **Vasil'ev E. P.** Analiz metodov modelirovaniya mikrovolnovyh ustrojstv na primere polosovogo fil'tra s rasshirennoj polosoj zagrazhdeniya. *Vestnik Ryazanskogo gosudarstvennogo radiotekhnicheskogo universiteta*. 2020, no. 72, pp. 62-70. (in Russian).

5. **Cohn S. B.** Parallel-coupled transmission line-resonator filters. *IRE Trans. microwave theory tech. MTT-6*. 1958, no. 4, pp. 223-231.

6. **Fel'dshtejn A. L., Yavich L. R., Smirnov V. P.** *Spravochnik po elementam volnovodnoj tekhniki*. Moscow: Sov.radio. 1967, 651 p. (in Russian).

7. Rezhim dostupa: https://www.awrcorp.com/products/ni-awr-design-environment/microwave-office-software (sajt kompanii AWR − razrabotchik programmy MWO). (Data obrashcheniya 05.02.21).

8. Rezhim dostupa: http://www.ansys.com/ (sajt kompanii ANSYS − razrabotchik programmy HFSS). (Data obrashcheniya 05.02.21).

9. **Razevig V. D., Potapov U. V., Kurushin A. A.** *Proektirovanie SVCH ustrojstv s pomoshch'yu Microwave Office* / Pod red. V. D. Rozeviga. Moscow: SOLON-Press. 2003, 496 p. (in Russian).

10. **Grinev A. U., Gigolo A. I.** Matematicheskie osnovy i metody resheniya zadach elektrodinamiki: ucheb. posobie. Moscow: Radiotekhnika. 2015, 216 p. (in Russian).

11. **Bankov S. E., Kurushin A. A.** *Elektrodinamika i tekhnika SVCH dlya pol'zovatelej SAPR*. Moscow. 2008. 276 p. [Elektronnyj resurs]. URL:http://jre.cplire.ru/jre/library/3/text.pdf. (Data obrashcheniya: 05.02.2021).

12. **Bankov S. E., Kurushin A. A., Razevig V. D.** Analiz i optimizaciya trekhmernyh SVCH-struktur s pomoshch'yu HFSS. Pod red. S.E. Bankova. Izd. 2-e, dopolnennoe. Moscow: SOLON-Press. 2012, 216 p.

13. **Apin M. P., Bokov S. I., Bushev N. A.** i dr. SVCH-fil'try i mul'tipleksory dlya sistem kosmicheskoj svyazi. Monografiya. Pod red. V. P. Meshchanova. Moscow: Radiotekhnika. 2017, 216 p. (in Russian).