

УДК 621.396.692

Ю.А. Ламанов, Т.О. Кудрявцева, Н.Б. Дроботун

Разработка и исследование микрополоскового фильтра низких частот с высокой крутизной спада АЧХ

Представлены результаты расчёта и исследования фильтров нижних частот с частотами среза 6 и 7 ГГц. Особенностью представленных устройств являются высокая крутизна амплитудно-частотной характеристики, подавление в полосе заграждения, высокий порядок фильтра и компактное топологическое исполнение. Исследовано влияние СВЧ-поглощающего материала отечественного производства на характеристики представленного фильтра.

Ключевые слова: фильтр нижних частот, микрополосковое устройство, крутизна амплитудно-частотной характеристики.

doi: 10.21293/1818-0442-2021-24-2-7-13

Частотно-селективные устройства СВЧ-диапазона, в частности полосно-пропускающие фильтры (ППФ) и фильтры низких частот (ФНЧ), в последнее время являются наиболее востребованными устройствами среди разработчиков радиоаппаратуры различного назначения (системах связи, радиолокации, радионавигации, а также в различной измерительной и специальной радиоаппаратуре). Стремительное развитие современных средств связи делает крайне актуальной разработку ППФ с широкой полосой и высокой крутизной, однако в решении задач подавления зеркальной частоты в высокочастотном тракте приемников в измерительной аппаратуре (векторные анализаторы цепей) активно применяются ФНЧ [1, 2]. Повсеместность использования миниатюрных сверхвысокочастотных ФНЧ обусловлена высокой избирательностью, малыми потерями в полосе пропускания, технологичностью производства и низкой стоимостью в производстве этих устройств.

В последние годы активно разрабатываются и исследуются разнообразные конструкции ФНЧ в микрополосковом исполнении [3–6]. Для улучшения характеристик в них, как правило, используется набор различных резонаторов, который формирует полосу пропускания и полосу заграждения, а также позволяет увеличить крутизну склона АЧХ и расширить диапазон полосы заграждения и пропускания.

На сегодняшний день среди множества топологий фильтров, ФНЧ с распределенными параметрами являются наиболее простыми как в расчете, так и в производстве. Примером такого фильтра является гребешковый и полосковый фильтр [7, 8]. Несмотря на перечисленные выше достоинства, у таких фильтров существует ряд существенных недостатков, таких как сравнительно низкая собственная добротность и, как следствие, высокие потери в полосе пропускания. Относительно низкими потерями в полосе пропускания обладают двумерные конструкции ФНЧ на микрополосковых резонаторах [9]. К основным недостаткам таких конструкций относятся их большие размеры, а также сравнительно малый уровень подавления помех в полосе загражде-

ния. Этот недостаток можно компенсировать конструкцией ФНЧ с двусторонним рисунком или дополнительными вырезами на тыльной стороне диэлектрической подложки, подвешенной в металлическом корпусе [10, 11].

Сложность установки фильтра с двусторонним рисунком побудила авторов настоящей работы к разработке и исследованию ФНЧ с двумерной конструкцией и односторонним рисунком топологии, резонаторы которого будут иметь дополнительную связь. Выбор данной топологии обусловлен несколькими причинами. Во-первых, данные фильтры будут устанавливаться на печатную плату с помощью токопроводящего клея ЕРО-ТЕК, полимеризующегося при высокой температуре. Во-вторых, установка фильтров на плате позволяет существенно сэкономить место в устройстве, так как не придется выносить фильтр отдельным блоком. Компактное расположение элементов на плате дает возможность освободить больше пространства для подложки фильтра, что необходимо для ФНЧ, топология которых занимает большую площадь. В-третьих, производство таких фильтров существенно дешевле, а размещение их на плате не сложнее установки в блоке.

Расчет фильтра на основе чередующихся резонаторов с низким и высоким сопротивлением

Исходя из требований технического задания по обеспечению равномерной АЧХ в полосе пропускания, в качестве фильтра прототипа использовался фильтр Баттерворта 16-го порядка с максимально плоской характеристикой. При аппроксимации с помощью гладкой кривой частотная характеристика ослабления фильтра-прототипа НЧ описывается формулой

$$L_B = 1 + x^{2N}, \quad (1)$$

где x – нормированная величина.

Производные функции L_B , начиная от первой и заканчивая $(2N - 1)$ -й, равны нулю при $x = 0$. Таким образом, функция L_B является максимально плоской при $x = 0$ [12].

На рис. 1 приведена схема нормированного фильтра прототипа нижних частот с сосредоточенными параметрами для нечетного числа элементов. Количество элементов в схеме показывает степень N в функции L_b . Для обеспечения низкого уровня подавления установлен большой порядок фильтра с числом элементов в нем, равным 33.

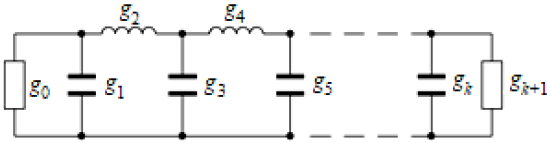


Рис. 1. Схема нормированного фильтра прототипа нижних частот

Коэффициент передачи, соответствующий максимально плоской частотной характеристике фильтра прототипа, может быть реализован при определенном подборе нормированных параметров g .

Формула Беннета определяет значения параметров g [12]:

$$g_0 = g_{k+1} = 1, \quad (2)$$

$$g_k = 2 \sin \left[\frac{(2k-1) \cdot \pi}{2N} \right]. \quad (3)$$

В табл. 1 приведены значения для фильтра НЧ Баттерворта с 33 элементами.

Таблица 1

Значение параметров g фильтра Баттерворта

g_k	Значение	g_k	Значение	g_k	Значение
g_1	0,095	g_{12}	1,778	g_{23}	1,683
g_2	0,285	g_{13}	1,857	g_{24}	1,572
g_3	0,472	g_{14}	1,919	g_{25}	1,447
g_4	0,654	g_{15}	1,964	g_{26}	1,31
g_5	0,831	g_{16}	1,991	g_{27}	1,16
g_6	1	g_{17}	2	g_{28}	1
g_7	1,16	g_{18}	1,991	g_{29}	0,831
g_8	1,31	g_{19}	1,964	g_{30}	0,654
g_9	1,447	g_{20}	1,919	g_{31}	0,472
g_{10}	1,572	g_{21}	1,857	g_{32}	0,285
g_{11}	1,683	g_{22}	1,778	g_{33}	0,095

Для перехода от схемы фильтра-прототипа к эквивалентной схеме проектируемого фильтра были рассчитаны значения элементов при заданной круговой частоте ω_c , на частоте среза $f_c = 6$ ГГц, волновом сопротивлении $Z_b = 50$ для k -нечетных и k -четных значений [12]:

$$\omega_c = 2\pi f_c, \quad (4)$$

$$C_k = \frac{g_k}{\omega_c \cdot Z_b}, \quad (5)$$

$$L_k = \frac{g_k \cdot Z_b}{\omega_c}. \quad (6)$$

В табл. 2 приведены рассчитанные значения сосредоточенных элементов L и C .

Далее были найдены параметры отрезков линий, реализующих индуктивности и емкости. Длина волны в линии находится по формуле

$$\lambda_g = \frac{3 \cdot 10^{11}}{f_c \cdot \sqrt{4}}, \quad (\text{мм}). \quad (7)$$

В симметричной полосковой линии $\lambda_g = \lambda_{gL} = \lambda_{gC}$ [13].

Таблица 2

Значение схемы ФНЧ

k	Элементы	
	Индуктивность L , нГн	Емкость C , пФ
1	–	0,05049
2	0,3775	–
3	–	0,2501
4	0,8676	–
5	–	0,4408
6	1,326	–
7	–	0,6155
8	1,737	–
9	–	0,7679
10	2,085	–
11	–	0,8926
12	2,358	–
13	–	0,985
14	2,545	–
15	–	1,042
16	2,641	–
17	–	1,061
18	2,641	–
19	–	1,042
20	2,545	–
21	–	0,985
22	2,358	–
23	–	0,8926
24	2,085	–
25	–	0,7679
26	1,737	–
27	–	0,6155
28	1,326	–
29	–	0,4408
30	0,8676	–
31	–	0,2501
32	0,3775	–
33	–	0,05049

Параметры полосок индуктивностей технологически ограничены шириной, она не должна быть меньше 20 мкм. Также ширина не должна превышать 200 мкм, так как это значение близко к значению регулярной линии передачи. Диапазон ширины составляет от 40 до 180 мкм. Ширина отрезков линий приведена в табл. 3.

Таблица 3

Ширины отрезков линий, реализующих индуктивные элементы

№	b , мкм	№	b , мкм
1	40	5	120
2	60	6	140
3	80	7	160
4	100	8	180

Волновое сопротивление отрезков линий с эквивалентной схемой индуктивности рассчитано по формуле при $b/d < 2$ [14]:

$$W_B = 314 \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \cdot \frac{(1-t/d)}{(1+b/d)}, \quad (8)$$

где t – толщина слоя металлизации, равная 3 мкм; d – толщина диэлектрика, равная 254 мкм; b – ширина линии.

Для обеспечения так называемого «скачка сопротивлений» при переходе от индуктивного элемента к емкостному необходимо обеспечить разницу волновых сопротивлений этих элементов не менее чем в 3 раза.

После того как были найдены средние значения волновых сопротивлений, были рассчитаны длины отрезков (табл. 4), реализующих индуктивности и емкости [13]:

$$l_L = \frac{\lambda_{gL}}{2\pi} \sin^{-1} \left(\frac{\omega_c \cdot L}{Z_{BL}} \right), \quad (9)$$

$$l_C = \frac{\lambda_{gC}}{2\pi} \sin^{-1} (\omega_c \cdot C \cdot Z_{BC}). \quad (10)$$

Таблица 4
Значения длин отрезков линий, реализующих индуктивности и емкости

Индуктивность L , нГн	Длина l_L , мм	Емкость C , пФ	Длина l_C , мм
0,3775	0,518	0,05049	0,109
0,8676	1,233	0,2501	0,542
1,326	2,026	0,4408	0,972
1,737	3,149	0,6155	1,396
2,085	4,114	0,7679	1,807
2,358	4,318	0,8926	2,195
2,545	4,448	0,985	2,539
2,641	4,511	1,042	2,796
		1,061	2,896

Из диапазона 40–180 мкм было выбрано среднее значение ширины полосок индуктивного элемента. Ширина емкостного элемента была рассчитана по формуле при $b/d > 2$ [14]:

$$W_B = 314 \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \cdot \frac{1}{(1+b/d) \cdot \frac{1}{(1-t/d)}}. \quad (11)$$

По средним значениям длин микрополосковых линий (табл. 5) в САПР Advanced Design System (ADS) была создана модель ФНЧ с двумерной конструкцией (рис. 2), в которой реализуется дополнительная электромагнитная связь между несмежными резонаторами. Такая перекрестная связь позволяет существенно увеличить крутизну склона АЧХ [15].

Таблица 5
Средние значения длин микрополосковых линий, реализующих индуктивные и емкостные элементы

Среднее значение	Индуктивность	Емкость
Волнового сопротивления, Ом	69	23
Длин отрезков, мм	2,64	1,695
Ширин отрезков, мм	0,110	1,64



Рис. 2. Топология фильтра нижних частот

Синтез топологии фильтра в САПР

Согласно требованиям технического задания, разрабатываемый фильтр планируется применять как дополнительное частотно-селективное звено совместно с ППФ диапазона 5–6 ГГц для подавления побочных полос пропускания ППФ. Таким образом, было принято решение оптимизировать предложенную топологию под требуемый частотный диапазон. В качестве целей оптимизации были установлены: возвратные потери в полосе частот 5–6 ГГц не хуже –20 дБ, потери в полосе не более –3 дБ. Сама оптимизация проводилась в несколько этапов. На первом этапе были получены желаемые характеристики в полосе. Целью второго этапа оптимизации было увеличение крутизны потребовалось увеличивать перекрестную связь между звеньями фильтра. Перекрестная связь была увеличена за счёт добавления в топологию коротких шунтирующих отрезков полосковых линий (рис. 3).

В качестве материала подложки был выбран поликор. Фильтр 16-го порядка располагается на подложке с диэлектрической проницаемостью $\epsilon = 10,3$ и толщиной $d = 0,25$ мм. Рассматриваемая топология симметрична относительно центрального емкостного элемента. Финальный рисунок топологии фильтра после программной оптимизации представлен на рис. 3.



Рис. 3. Топология измененного ФНЧ с двумерной конструкцией

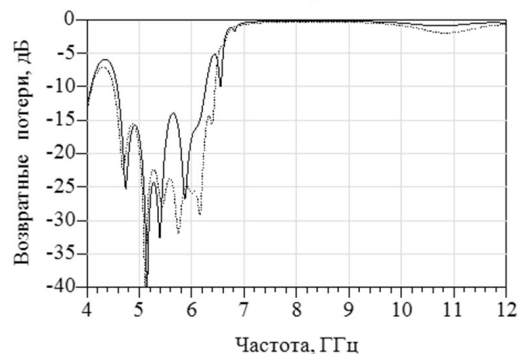
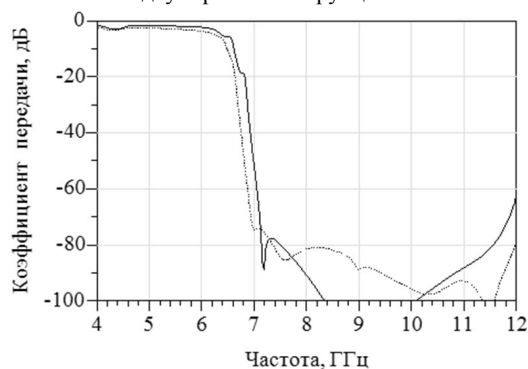


Рис. 4. Амплитудно-частотные характеристики фильтра нижних частот с двумерной конструкцией: — – FEM, – Momentum Microwave

На рис. 4 представлены результаты моделирования в САПР ADS двумя методами расчета (Momentum Microwave и FEM) АЧХ прямых потерь S_{21} и возвратных потерь S_{11} фильтра нижних частот с полосой пропускания 5–6 ГГц и полосой затухания 7–8 ГГц.

Зависимости показывают большую крутизну склона АЧХ. Однако видно, что при расчете разными методами характеристика смещается на 0,3 ГГц. Оба метода позволяют проводить расчет моделей с учетом перекрестных связей. Momentum идентифицирует паразитную связь лишь между близко расположенными объектами. В свою очередь FEM моделирует действие электромагнитного поля на всей площади модели, что позволяет учесть намного больше паразитных связей, влияющих на характеристики. В итоге результаты двух методов имеют различия.

Исследование изготовленных опытных образцов фильтров

Для проведения исследований топологии в коаксиальном тракте разработанный фильтр 16-го порядка на подложке из поликора устанавливался на печатную плату с помощью токопроводящего клея ЕРО-ТЕК (рис. 5). Размеры подложки 36×7,1 мм. Подводящие отрезки на печатной плате выполнены в виде копланарных линий с волновым сопротивлением 50 Ом.

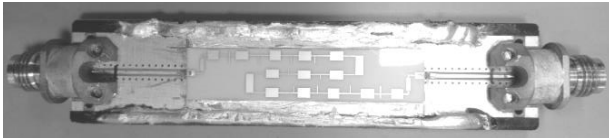


Рис. 5. Конструкция фильтра нижних частот

На рис. 6 показано сравнение расчетных данных с экспериментальными. По результатам измерения видно, что подавление в полосе заграждения, по сравнению с расчетным, выше на 20 дБ, крутизна склона по экспериментальным данным увеличилась.

Для проверки параметров фильтра в условиях, приближенных к реальным, на фильтр была установлена крышка (рис. 7) длиной 40 и шириной 10 мм, имитирующая указанное реальное электромагнитное окружение. Расстояние от платы до крышки составляет 3 мм. На крышку с внутренней стороны наносился поглощающий материал. Такая конструкция обеспечивает ЭМС фильтра с другими элементами системы, в которой данный фильтр будет использован.

На рис. 8 и 9 сравниваются АЧХ фильтра с крышкой, без крышки и с поглощающим материалом.

С крышкой возвратные потери увеличиваются, это происходит из-за переотражения волн. Эта проблема решается с помощью поглотителя ЗИПСИЛ КЛ РПМ-01 ТУ 2541-004-24624998-2014, который представляет собой листовой материал толщиной 1 мм с высокоадгезионным клеевым слоем для монтажа на металлических поверхностях. Он легко поддается резке, что позволяет создать конфигурацию под

любую крышку или корпус. Улучшение подавления вне полосы пропускания фильтра можно наблюдать на рис. 8.

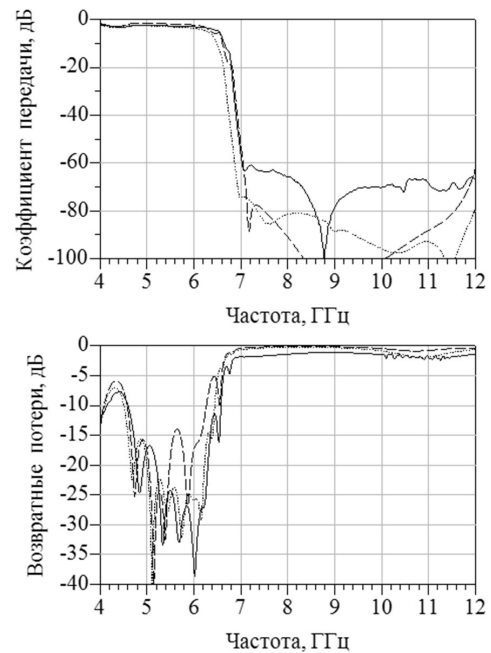


Рис. 6. Амплитудно-частотные характеристики измеренного фильтра нижних частот: — — измеренные; — Momentum Microwave; - - - - FEM



Рис. 7. Конструкция фильтра нижних частот с крышкой

Благодаря простоте изготовления и высоким частотно-селективным свойствам, фильтры рассмотренного типа весьма перспективны для применения в СВЧ-устройствах. В качестве продолжения эксперимента по предложенной методике был рассчитан, изготовлен и измерен фильтр аналогичной конструкции, но оптимизированный для полосы пропускания 6–7 ГГц.

Заключение

Изготовленная конструкция ФНЧ на микрополосковых резонаторах обладает большой крутизной и высокими амплитудно-частотными характеристиками. Благодаря свернутой форме образуются дополнительные связи, с помощью которых существенно увеличивается крутизна склона АЧХ. Такой фильтр прост в изготовлении, а установка на плате позволяет существенно экономить место в приборе. При этом численный электродинамический расчет хорошо согласуется с экспериментом, что позволяет без кардинальных изменений проводить синтез устройств с заданными характеристиками.

В ходе работы было экспериментально исследовано влияние электромагнитного окружения (фрезерованный канал и заполнение его поглощающим материалом) на топологию фильтра.

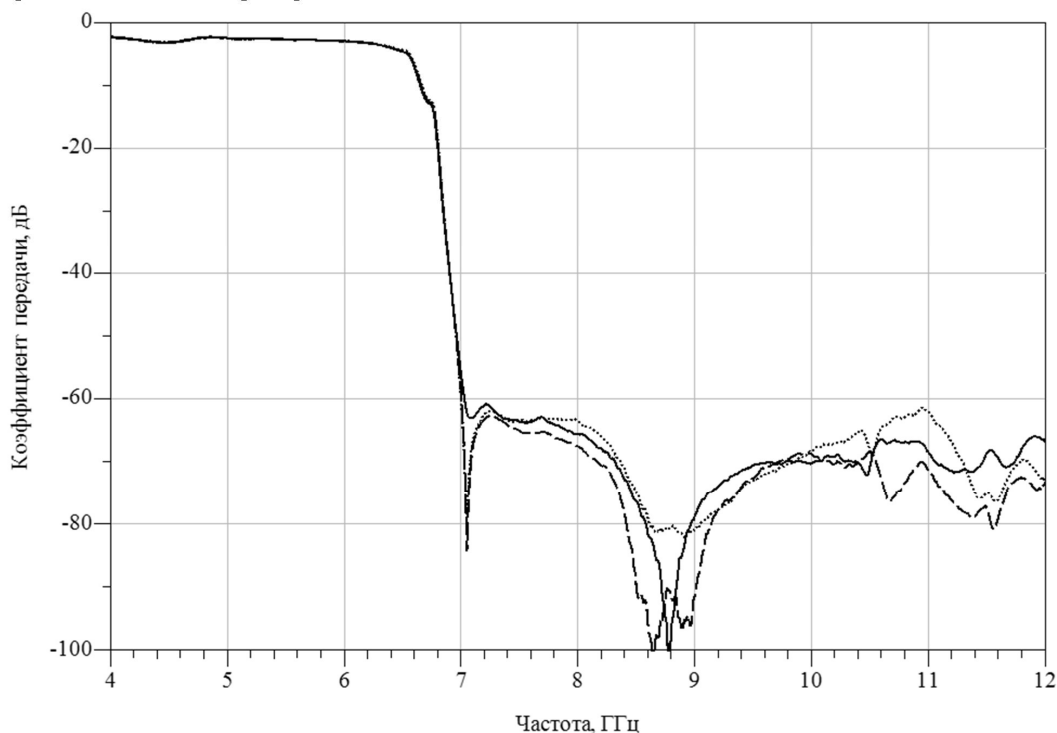


Рис. 8. Коэффициент передачи измеренного фильтра низких частот:
 — без крышки; с крышкой; - - - - с крышкой и поглотителем ЗИПСИЛ

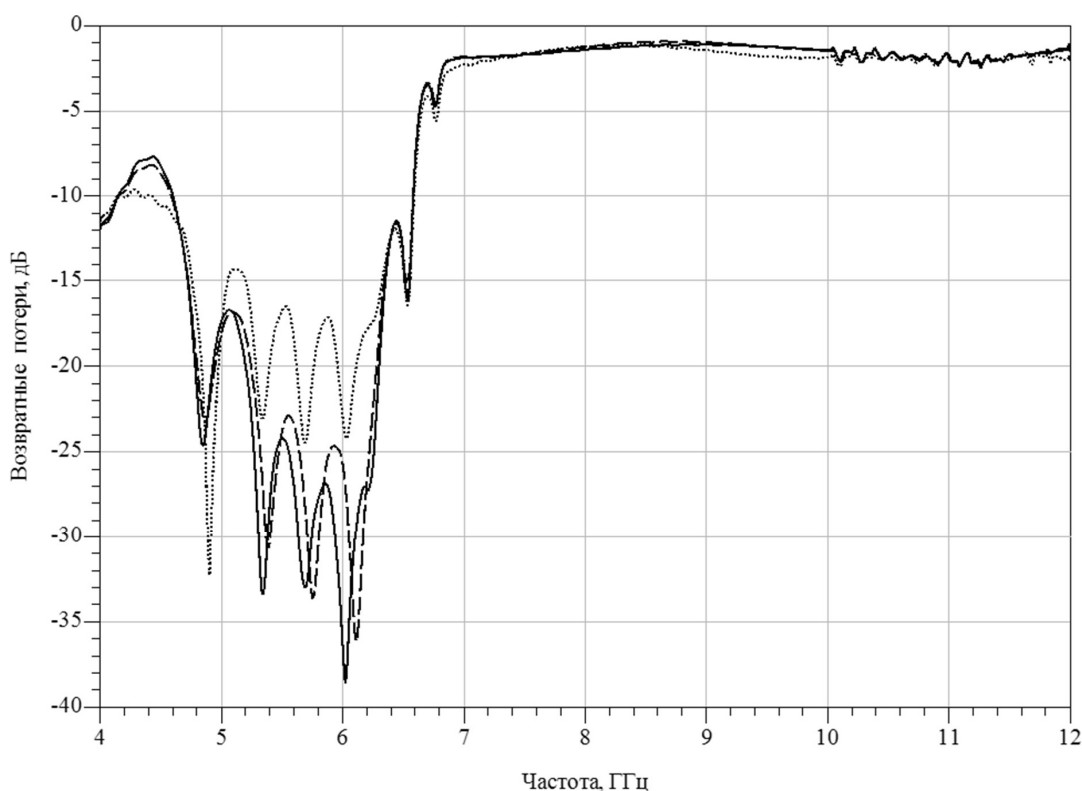


Рис. 9. Коэффициент отражения измеренного фильтра низких частот:
 — без крышки; с крышкой; - - - - с крышкой и поглотителем ЗИПСИЛ

Литература

1. Morgan M.A. Reflectionless filters. – Boston, London. Artech House Microwave Library, 2017. – P. 258.
 2. Hunter I.C. Theory and design of microwave filters. IET Electromagnetic Waves Series. – Cambridge: Cambridge Univ. Press, 2006. – Vol. 48. – P. 353.

3. With Parallel Open-ended stubbing novel double-folded SCMRC structure compact lowpass filter with wide stopband / K. Li, M. Zhao, Yo. Fan, Z. Zhu, W. Cui // Progress in Electromagn. – 2013. – Vol. 36. – P. 77–86.
 4. A compact lowpass filter with ultra wide stopband using stepped impedance resonator / M. Hayati, F. Shama // Radioengineering. – 2017. – Vol. 26, No. 1. – P. 269–274.

5. Compact ultra wide band filter using triangular patch resonators / D. Kumarand, A. De // *Radioelectronics and Commun Syst.* – 2015. – Vol. 58, No. 4. – P. 151–156.

6. Microstrip lowpass filter with high and wide rejection band / M. Hayati, H. Asadbeigi, A. Sheikhi // *Electronics Lett.* – 2012. – Vol. 48, No. 19. – P. 1217–1219.

7. Design and simulation of printed micro strip low pass filter based on the electromagnetic models 18GHz printed microstrip lowpass filter using x-models / K. Arfiya, K. Pramod, H. Kumaraswamy, N. Jayaraj // *International Journal of Research in Engineering and Technology.* – 2014. – No. 3. – P. 312–318.

8. A novel differential equation model for a microstrip lowpass Filter / J. Hong, Y. Liu, B. Wang, K. Mei // *Microwave and optical technology letters.* – 2002. – Vol. 35, No. 5. – P. 368–370.

9. Implementations of cross couplings in microwave bandpass filters / B.A. Belyaev, A.M. Serzhantov, Y.F. Bal'va, V.V. Tyurnev, A.A. Leksikov, R.G. Galeev // *Microwave and Optical Technol. Lett.* – 2014. – Vol. 56, No. 9. – P. 2021–2025.

10. Высокоселективный полосковый фильтр нижних частот с уровнем заграждения более 100 дБ в широкой полосе / Б.А. Беляев, А.М. Сержантов, А.А. Лексиков, Я.Ф. Бальва, Е.О. Грушевский, С.А. Ходенков // *Письма в ЖТФ.* – 2020. – Т. 46, № 8. – С. 10–13.

11. Sharp cut-off, miniaturized metamaterial binomial microstrip low-pass filter / A. Abid, H. Zhirun // *Microwave and Optical Technology Letters.* – 2007. – Vol. 49, No. 10. – P. 2406–2409.

12. Устройства СВЧ и антенны. – Ч. 1 / В.А. Неганов, Д.С. Ключев, Д.П. Табаков. – М.: Стереотип: ЛЕНАНД, 2016. – 608 с.

13. СВЧ-цепи. Анализ и автоматизированное проектирование / А.А. Вольман, А.Д. Муравцова. – М.: Радио и связь, 1990. – 288 с.

14. Гошин Г.Г. Антенны и фидеры. Сборник задач с формулами и решениями: учеб. пособие. – Томск, 2012. – 236 с.

15. Фильтр нижних частот на двумерном микрополосковом электромагнитном кристалле / Б.А. Беляев, С.А. Ходенков, Р.Г. Галеев, В.Ф. Шабанов // *Доклады Академии наук.* – 2019. – Т. 485, № 1. – С. 27–32.

Ламанов Юрий Александрович

Студент каф. сверхвысокочастотной и квантовой радиотехники (СВЧ и КР) Томского государственного ун-та систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР) Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-913-870-07-66
Эл. почта: yury_lamanov@mail.ru

Кудрявцева Татьяна Олеговна

Студентка каф. СВЧ и КР ТУСУРа Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-906-972-41-02
Эл. почта: tanja.kudrjawzewa@mail.ru

Дроботун Николай Борисович

Канд. техн. наук, начальник отдела СВЧ-схемотехники, департамент информационно-измерительных систем (ДИИС), АО «НПФ «Микран» Кирова пр-т, 51 д, г. Томск, Россия, 634041
Тел.: +7-960-975-73-44
Эл. почта: nikolay.drobotun@micran.ru

Lamanov Y.A., Kudryavtseva T.O., Drobotun N.B.

Design and Research Process of Microstrip Low-Pass Filters with High Slope Steepness

This paper presents the results of design process and scientific investigation of planar low pass filters with cut-off frequencies of 6 and 7 GHz. Main features of this design are high steep performance, high level of rejection out of band (in comparison to conventional topologies), high filter order and small occupied area. The analysis of high absorptive electromagnetic influence on filter performance are shown as well.

Keywords: low pass filter, microstrip device, steepness.

doi: 10.21293/1818-0442-2021-24-2-7-13

References

1. Morgan M.A. *Reflectionless filters.* Boston, London, Artech House Microwave Library, 2017, 258 p.

2. Hunter I. C. *Theory and design of microwave filters. IET electromagnetic waves series.* Cambridge: Cambridge Univ. Press, 2006, vol. 48, 353 p.

3. Li K., Zhao M., Fan Yo., Zhu Z., Cui W. With Parallel open-ended stubbing novel double-folded SCMRC structure compact lowpass filter with wide. *Progress in Elettromagn,* 2013, vol. 36, pp. 77–86.

4. Hayati M., Shama F. A Compact lowpass filter with ultra wide stopband using stepped impedance resonator. *Radi-oengineering,* 2017, vol. 26, no. 1, pp. 269–274.

5. Kumarand D., De A. Compact ultra wide band filter using triangular patch resonators. *Radioelectronics and Commun Syst,* 2015, vol. 58, no. 4, pp. 151–156.

6. Hayati M., Asadbeigi H., Sheikhi A. Microstrip low-pass filter with high and wide rejection band. *Electronics Lett,* 2012, vol. 48, no. 19, pp. 1217–1219.

7. Arfiya K., Pramod K., Kumaraswamy H., Jayaraj N. Design and simulation of printed micro strip lowpass filter based on the electromagnetic models 18GHz printed microstrip lowpass filter using x-models. *International Journal of Research in Engineering and Technology,* 2014, no. 3, pp. 312–318.

8. Hong J., Liu Y., Wang B., Mei K. A novel differential equation model for a microstrip lowpass filter. *Microwave and Optical Technology Letters,* 2002, vol. 35, no. 5, pp. 368–370.

9. Belyaev B.A., Serzhantov A.M., Bal'va Y.F., Tyurnev V.V., Leksikov A.A., Galeev R.G. Implementations of cross couplings in microwave bandpass filters. *Microwave and Optical Technol. Lett,* 2014, vol. 56, no. 9, pp. 2021–2025.

10. Belyaev B.A., Serzhantov A.M., Leksikov A.A., Bal'va Y.F., Grushevsky E.O., Khodenkov S.A. [High selectivity band pass filter with rejection of 100 dB in wide bandwidth]. *Technical Physics Letters,* 2020, vol. 46, no. 8, pp. 10–13 (in Russ).

11. Abid A., Zhirun H. Sharp cut-off, miniaturized metamaterial binomial microstrip low-pass filter. *Microwave and Optical Technology Letters,* 2007, vol. 49, no. 10, pp. 2406–2409.

12. Neganov V.A., Kluev D.S., Tabakov D.P. *Ustroistva SVCH i antennoy CH. 1* [Microwave devices and antennas]. Moscow, Stereotip: LENAND Publ., 2016. 608 p. (in Russ).

13. Volman A.A., Muravtsova A.D. *SVCH tsepi. Analiz i avtomatizirovannoe proektirovanie* [Microwave circuits. analysis and design]. Moscow, Radio i Svyaz, 1990, 288 p. (in Russ).

14. Goshin G.G. *Antenny i fidery. Sbornik zadach s formulami i resheniyami* [Antennas and feeders. Problem book with formulas and solutions]. Tutorial. Tomsk, 2012, 236 p. (in Russ).

15. Belyaev B.A., Khodenkov S.A., Galeev R.G., Shabanov V.F. [Low pass filter based on two-dimensional microstrip electromagnetic crystal]. *Reports of the Academy of Sciences*, 2019, vol. 485, no 1, pp. 27–32 (in Russ).

Yury A. Lamanov

Student, Department of Microwave and Quantum Radio Engineering, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR)
40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7-913-870-07-66
Email: yury_lamanov@mail.ru

Tatyana O. Kudryavtseva

Student, Department of Microwave and Quantum Radio Engineering, TUSUR
40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7-906-972-41-02
Email: tanja.kudrjawzewa@mail.ru

Nikolai B. Drobotun

Candidate of Science in Engineering, Head of Microwave Design Group, Test and Measurement Department, MICRAN, Research and Production Company
51 d, Kirov pr., Tomsk, Russia, 634041
Phone: +7-960-975-73-44
Email: nikolay.drobotun@micran.ru