

DOI: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2026.2.9>

УДК: УДК 621.396.669

ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИЙ ФИЛЬТР НА ОСНОВЕ МИКРОПОЛОСКОВЫХ РЕЗОНАНСНЫХ СТРУКТУР, ПОКРЫТЫХ МАГНИТОДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ПОГЛОТИТЕЛЕМ

Ю.В. Калашников, И.А. Иванцов, Е.С. Жечев, Р.С. Суровцев

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники,
634050, г. Томск, пр. Ленина, 40.

Статья поступила в редакцию 19 ноября 2025 г.

Аннотация. Представлен метод подавления побочных полос пропускания в полосно-пропускающих фильтрах (ППФ) за счет добавления витка меандровой линии (МЛ) с покрытием из магнитоэлектрического материала. С помощью предложенного метода выполнена модификация полосно-пропускающего фильтра третьего порядка на основе шпилечных резонаторов. В результате, размеры топологии изменились с 24×20 до 35×26 мм². Эксперимент показал увеличение вносимых потерь на частотах побочных полос пропускания не менее 8 дБ. Изготовленный прототип ППФ с витком МЛ и покрытием из магнитоэлектрика показал высокое подавление внеполосных помех. Для оценки его эффективности выполнено сравнение с известными решениями других авторов на основе расчета N -норм. Для этого выполнено полноволновое моделирование фильтров из работ других авторов. Анализ помехоподавляющих характеристик на примере трёх разных воздействий показал эффективность прототипа с предложенной модификацией для подавления широкополосных и узкополосных помех на частотах, лежащих за пределами полосы пропускания.

Ключевые слова: полосно-пропускающий фильтр, микрополосковый резонатор, модальное разложение, метод FSV, узкополосная и широкополосная помеха, N -нормы.

Финансирование: работа выполнена при финансовой поддержке Российского научного фонда (проект РНФ №24-79-00159) в ТУСУРе.

Автор для переписки: Иванцов Илья Александрович ilia.a.ivantsov@tusur.ru

Введение

Важнейшей задачей при организации беспроводных локальных сетей (WLAN) является обеспечение надежной связи между устройствами, функционирующими в одной сети (персональные компьютеры, смартфоны, планшеты). Для этого WLAN должна обеспечивать высокую скорость передачи данных, надежность и безопасность соединения. Согласно стандарту IEEE 802.11 [1], полоса 100 МГц на частотах от 2,4 ГГц до 2,5 ГГц используется для ISM и WLAN [2]. Для фильтрации полезных сигналов на указанных частотах часто применяют полосно-пропускающие фильтры (ППФ) [3]. Они должны иметь полосу шириной не менее 100 МГц с минимальными вносимыми потерями и быть компактными. Как правило, для селекции полезных сигналов и фильтрации помех применяют фильтры на сосредоточенных компонентах. Однако они обладают рядом недостатков, среди которых можно выделить паразитные параметры выводов, деградацию характеристик и ограниченный срок службы. В то же время, существуют фильтры с распределенными параметрами. Обычно они основаны на микрополосковых структурах, и имеют ряд преимуществ: они интегрированы в структуру подложки, а значит дешевле в производстве, более надежны и долговечны.

Известно множество исследований, посвященных анализу фильтров с распределенными параметрами. В одном из них предложен микрополосковый двухполосный планарный ППФ на основе ступенчато-импедансного резонатора, состоящий из двух секций для применения в сетях WLAN/WiMax [4]. В другой работе [5] представлены два широкополосных ППФ на основе щелевого

резонатора, а в работе [6] – широкополосный микрополосковый эллиптический ППФ с легкой настройкой полосы пропускания. В большинстве работ частотные характеристики фильтров представлены в узком диапазоне частот. Для них характерны паразитные полосы пропускания, способствующие выходу из строя чувствительного оборудования. Таким образом, наличие побочных полос пропускания определяет эффективность фильтра для подавления помех и является важным фактором при определении области его применения.

Известны исследования, посвящённые борьбе с побочными полосами пропускания [7,8]. Для решения этой проблемы авторы работы [7] предложили использовать вырезы в ППФ на основе шпилечных резонаторов. В работе [8] предложен альтернативный вариант трассировки и добавление вырезов в резонаторах. Также известны полосковые устройства ослабления помеховых воздействий во временной области, основанные их на модальном разложении. Они не имеют побочных полос пропускания в широком диапазоне частот, а принцип защиты основан на разложении сигнала во временной области на составляющие, которые за счет конструктивных особенностей устройства распространяются с разными фазовыми скоростями. Для их совершенствования и увеличения ослабления в широком диапазоне частот применяют СВЧ-электромагнитные поглотители [9,10]. В данной работе предлагается ППФ с модификацией за счет модального разложения и магнитодиэлектрика для подавления побочных полос пропускания в широком диапазоне частот.

1. Описание выбранного ППФ

Рассмотрим ППФ на основе трех шпилечных резонаторов. Он известен из работ [7,8], где предложена его модификация для подавления побочных полос пропускания. Фильтр прост в реализации, поскольку для его прототипирования достаточно технологии изготовления двухсторонних печатных плат. Он имеет высокую крутизну спада и является фильтром высокого порядка. В качестве основы прототипы использован материал марки FR-4 с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r = 4,5$ и толщиной $H = 1,5$ мм. Остальные

геометрические параметры фильтра выбраны для обеспечения полосы пропускания 400 МГц на частоте 2,4 ГГц: $w_1 = 2,7$ мм, $w_2 = 1$ мм, $s_1 = 0,5$ мм, $s_2 = 0,5$ мм, $l_1 = 9$ мм, $l_2 = 16$ мм. Размеры фильтра составили $34 \times 17,35$ мм².

Выполнено полноволновое моделирование фильтра с помощью метода FDTD в диапазоне от 0 до 20 ГГц. На рис. 1 показаны топология фильтра и частотные зависимости его S -параметров (отмечены полосы пропускания). Желаемая полоса пропускания имеет центральную частоту 2,4 ГГц и ширину 410 МГц, а побочные имеют центральные частоты 4,5, 8,6 и 19,8 ГГц и ширины 100, 1410 и 100 МГц, соответственно. Таким образом, показано, что в диапазоне частот от 4 до 20 ГГц фильтр имеет три побочные полосы пропускания.

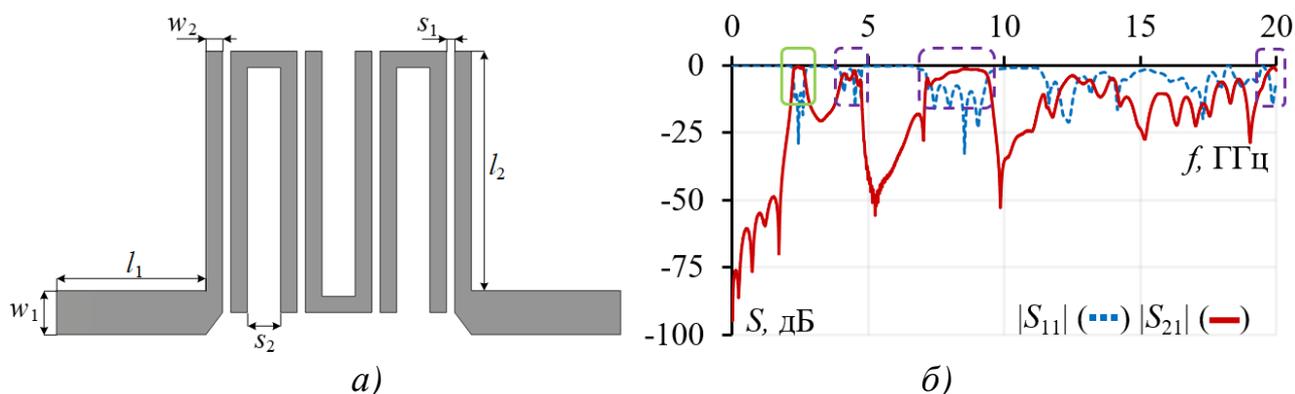


Рис. 1. Топология (а) и частотные характеристики ППФ на основе шпилечного резонатора (б).

2. Описание устройства на основе модального разложения

Для подавления побочных полос пропускания целесообразно применить ФНЧ. В качестве ФНЧ выбрано устройство, основанное на модальном разложении: виток меандровой линии (МЛ). Для разложения сигнала необходимо, чтобы его длительность t_{Σ} была меньше, чем разность максимальной (τ_{\max}) и минимальной (τ_{\min}) погонных задержек мод, умноженная на удвоенную длину витка (l) [11].

Недостатком устройств на основе МЛ является их существенная длина, что накладывает ограничения на их практическое применение. Решением этого является применение магнитодиэлектрического поглотителя [12,13]. Материал с большим значением ϵ_r , позволяет усилить модальные искажения и обладает

высокими потерями, что улучшает характеристики таких устройств. Применение магнетодиэлектрика обеспечит подавление побочных полос пропускания [14]. Использован поглотитель ЗИПСИЛ 410 [15]. Зависимость его параметров от частоты приведена на рис. 2. Материал обладает высокими потерями в рабочем диапазоне частот, где присутствуют побочные полосы пропускания. Таким образом, для подавления побочных полос выбран виток МЛ с покрытием из поглотителя. Поперечное сечение и схема соединения витка показаны на рис. 3.

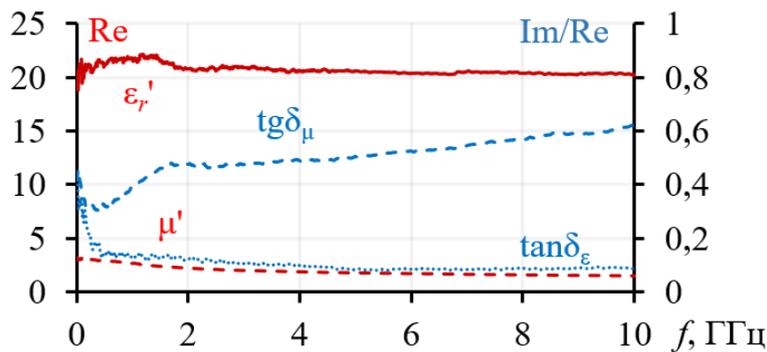


Рис. 2. Параметры магнетодиэлектрического поглотителя.

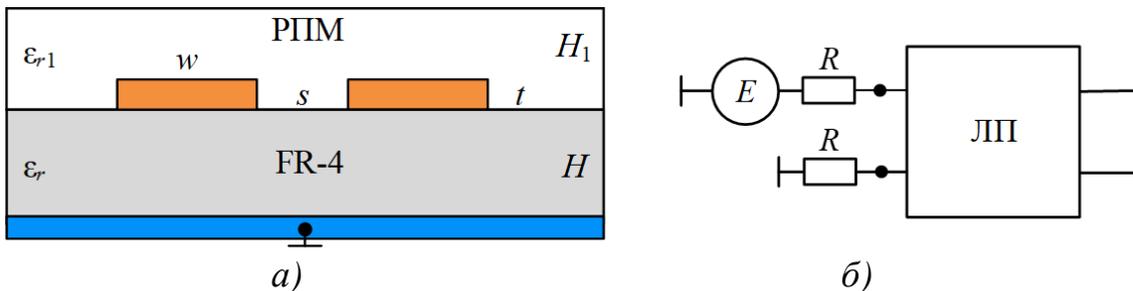


Рис. 3. Поперечное сечение (а) и схема соединения МЛ (б).

3. Прототипирование ППФ с витком МЛ и магнетодиэлектриком

Схема включения витка МЛ и ППФ показана на рис. 4. Для подавления побочных полос пропускания и сохранения основной полосы необходимо, чтобы частота среза витка МЛ (f_c) была больше суммы центральной частоты (f_u) и половины ширины основной полосы пропускания (Δf):

$$f_c^{\text{МЛ}} > f_u^{\text{ППФ}} + \Delta f^{\text{ППФ}} / 2. \quad (1)$$

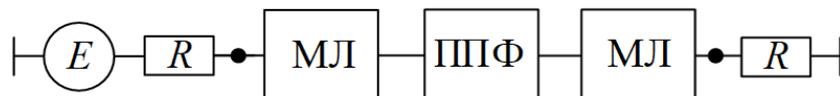


Рис. 4. Схема последовательного включения ППФ и витков МЛ.

Для экспериментального исследования изготовлено 2 прототипа. Первый прототип представляет ППФ с трассировкой как на рис 5 (ППФ1), а второй – ППФ с подключенными в соответствии с рис. 3 двумя витками МЛ (ППФ2) без магнитодиэлектрического поглотителя и с ним. Геометрические размеры ППФ1 (рис. 5а) составили $34 \times 20 \text{ мм}^2$, а ППФ2 (рис. 5б и в) – $35 \times 26 \text{ мм}^2$. Для включения в тракт на их обратной стороне размещены разъемы навесного монтажа.

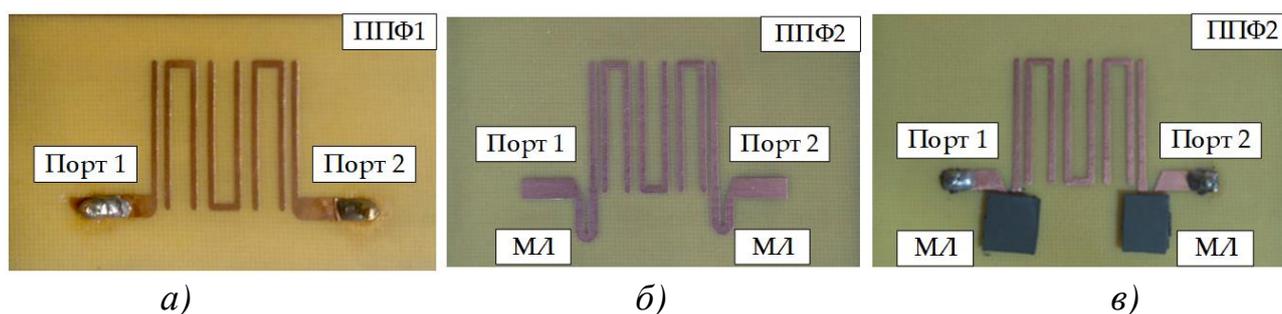


Рис. 5. Вид на ППФ1 (а) и ППФ2 без поглотителя (б) и с ним (в).

4. Результаты экспериментальных исследований

На рис. 6 показаны измерительная установка и ее структурная схема. В состав установки входят двухпортовый векторный анализатор цепей (ВАЦ) Rapoqama P4226, измеряемое устройство (ИУ) и персональный компьютер (ПК). Перед проведением измерений, выполнена калибровка обоих каналов при помощи эталонных мер набором НКММ-13-13Р [16].

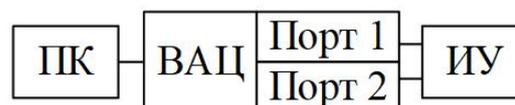
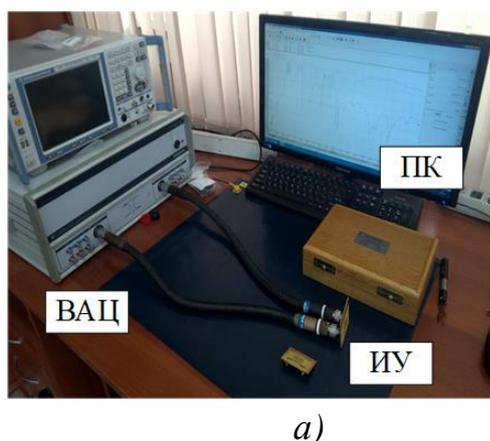


Рис. 6. Измерительная установка (а) и ее структурная схема (б).

На рис. 7 показаны измеренные частотные зависимости S -параметров для ППФ1 и ППФ2 без поглотителя и с ним. Для ППФ1 и ППФ2 без поглотителя заметны побочные полосы пропускания на частотах 4,5 и 9 ГГц, значение $|S_{21}|$ поднимается до 6 дБ. В то же время для ППФ2 с поглотителем коэффициент $|S_{21}|$ находится на уровне не выше 19,6 дБ. Для дальнейших исследований рассмотрен только ППФ2 с поглотителем.

Для оценки сходимости результатов предварительного моделирования и измерений использован метод валидации выделением особенностей, известный в зарубежных источниках, как feature selective validation method (далее – метод FSV) [17]. Результат анализа представляет собой гистограмму, которая состоит из следующей последовательности оценок: «отлично» (а), «очень хорошо» (б), «хорошо» (в), «удовлетворительно» (г), «плохо» (д) и «очень плохо» (е).

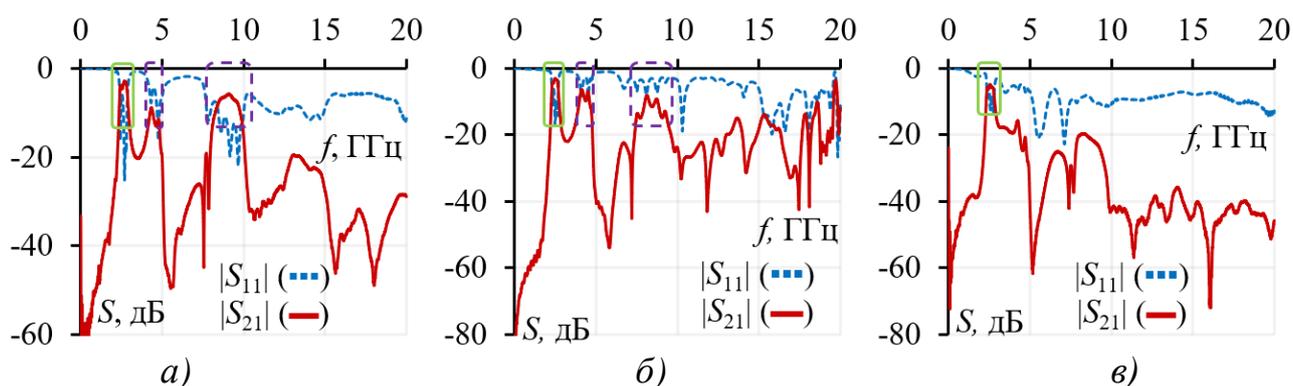


Рис. 7. Частотные зависимости S -параметров ППФ1 (а) и ППФ2 без поглотителя (б) и с ним (в).

На рис. 8 показаны частотные зависимости $|S_{21}|$ полученные в результате моделирования и измерений для ППФ1 и ППФ2 и соответствующие им гистограммы сходимости, полученные с помощью метода FSV. Из них видно, что результаты моделирования и измерений имеют преимущественно хорошую сходимость (преобладают оценки «в» и «г»).

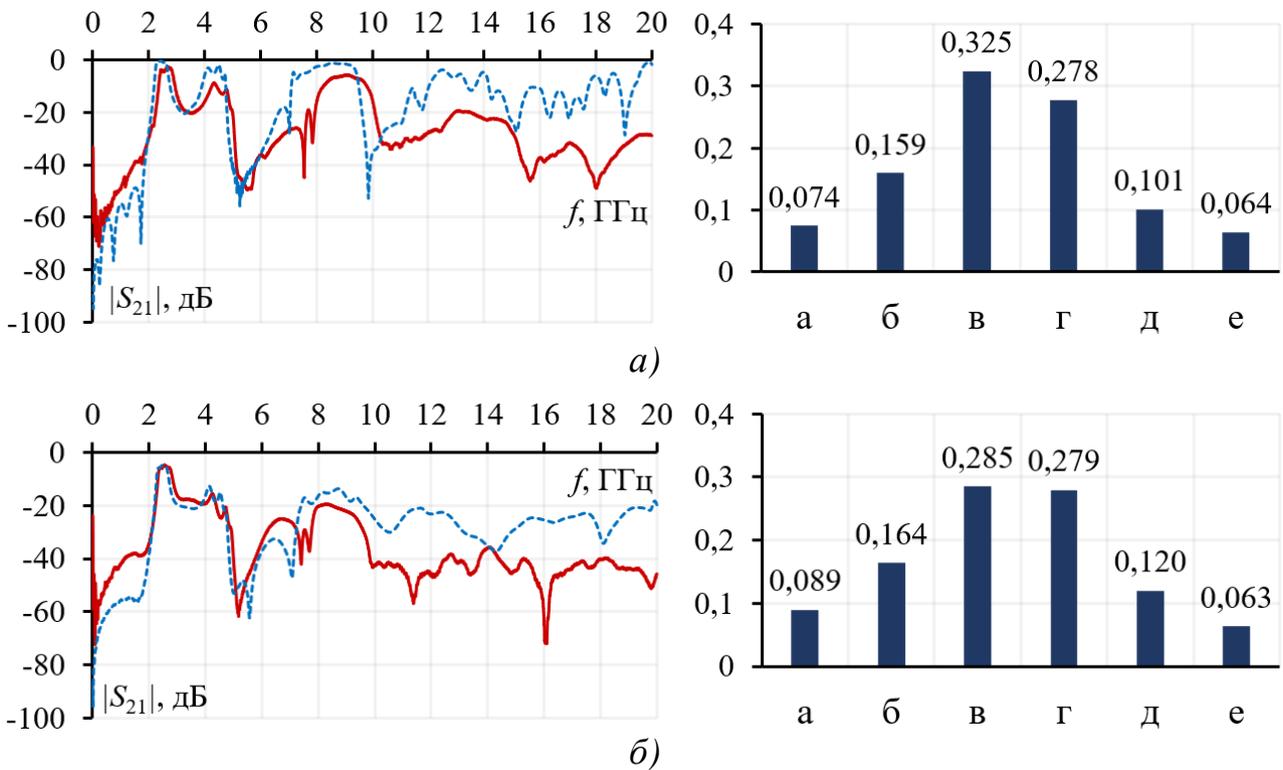


Рис. 8. Частотные зависимости $|S_{21}|$, полученные в результате предварительного моделирования (—) и измерений (---) и соответствующие им гистограммы сходимости для ППФ1 (а) и ППФ2 (б).

5. Анализ эффективности подавления помех

На рис. 9 показана схема включения для анализа во временной области. Для оценки помехоподавляющих характеристик фильтров выбраны следующие помеховые воздействия: узкополосная помеха с $f_u = 0,85$ ГГц [18] (рис. 10а), узкополосная помеха с $f_u = 4$ ГГц [19] (рис. 10б) и широкополосная помеха с частотным диапазоном от 0,1 до 6 ГГц [20] (рис. 10в). Центральные частоты узкополосных помех выбраны так, чтобы они являлись внеполосными воздействиями для исследуемых прототипов. Для моделирования использованы измеренные частотные зависимости S -параметров ППФ1 и ППФ2.

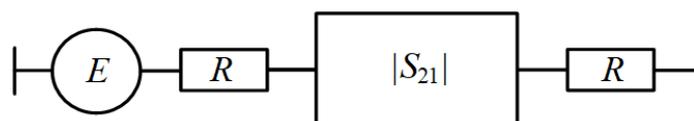


Рис. 9. Схема включения для анализа откликов во временной области.

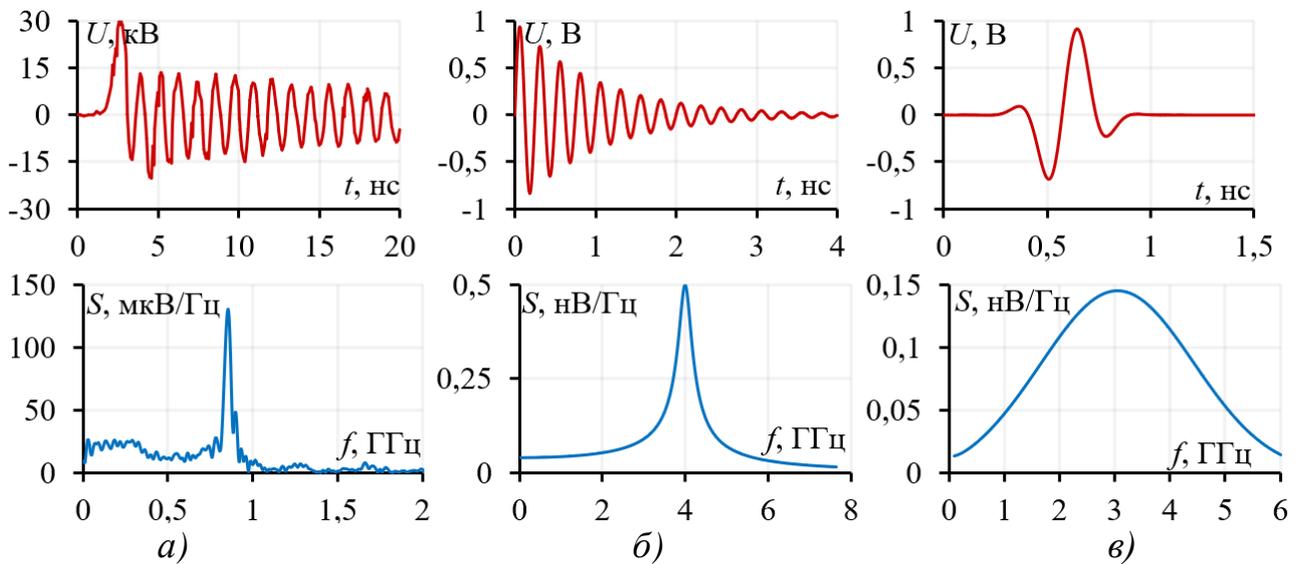


Рис. 10. Формы напряжений (—) и спектральные плотности (—) узкополосных помех с $f_u = 0,85$ ГГц (а) и 4 ГГц (б) и широкополосной помехи с частотным диапазоном от 0,1 до 6 ГГц (в).

На рис. 11 показаны формы напряжений и спектральные плотности, полученные на выходах ППФ1 и ППФ2 для узкополосной помехи с $f_u = 0,85$ ГГц. Максимальный уровень напряжения для ППФ1 составил 1,05 кВ, для ППФ2 – 1,04 кВ. Пиковое значение спектральной плотности на центральной частоте помехи для ППФ1 составило 0,46 мкВ/Гц, для ППФ2 – 3,24 мкВ/Гц. Для ППФ1 получен лучший результат, так как ППФ1 вносит большее ослабление по $|S_{21}|$ на данной частоте.

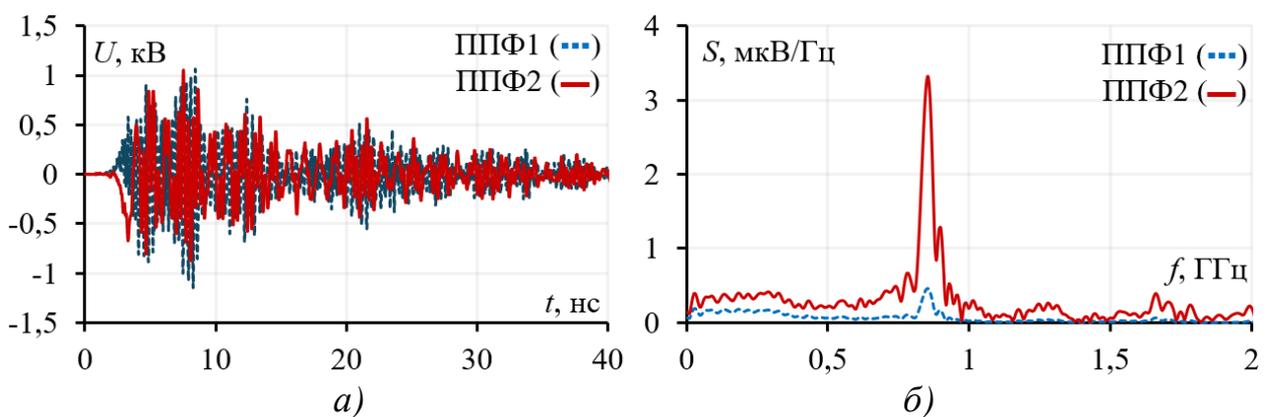


Рис. 11. Формы напряжения (а) и их спектральная плотность (б) на выходе фильтров при узкополосном помеховом воздействии $f_u = 0,85$ ГГц.

На рис. 12 показаны формы напряжений и спектральные плотности, полученные для узкополосной помехи с $f_u = 4$ ГГц. Максимальный уровень напряжения для ППФ1 составил 0,15 В, для ППФ2 – 0,06 В. Пиковое значение

спектральной плотности на центральной частоте помехи для ППФ1 составило 0,084 нВ/Гц, для ППФ2 – 0,028 нВ/Гц. Таким образом, ППФ2 в 3,16 раза эффективнее подавляет помеху с $f_u = 4$ ГГц.

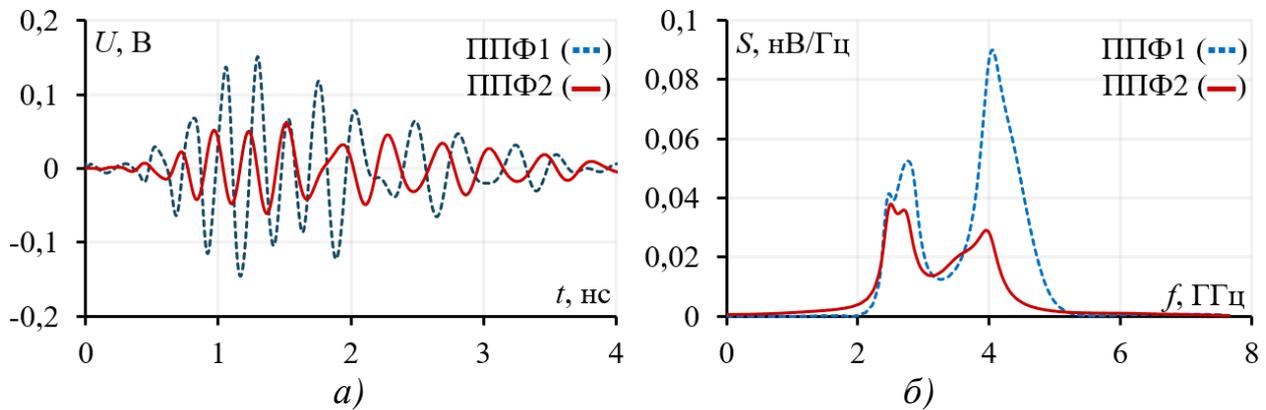


Рис. 12. Форма напряжения (а) и их спектральная плотность (б) на выходе фильтров при узкополосном помеховом воздействии $f_u = 4$ ГГц.

На рис. 13 показаны формы напряжений и спектральные плотности, полученные для широкополосного помехового воздействия с частотным диапазоном от 0,1 до 6 ГГц. Максимальный уровень напряжения для ППФ1 составил 0,11 В, для ППФ2 – 0,07 В. Среднее значение спектральной плотности в частотном диапазоне помехи для ППФ1 составило 0,015 нВ/Гц, для ППФ2 – 0,011 нВ/Гц. Пиковое значение спектральной плотности на частоте 4,4 ГГц для ППФ1 составило 0,025 нВ/Гц, для ППФ2 – 0,0032 нВ/Гц. Таким образом, в диапазоне частот 4-5 ГГц (побочная полоса пропускания ППФ1) ППФ2 в 5 раз эффективнее подавляет широкополосное воздействие. Также, ППФ2 устойчив к внеполосным помеховым воздействиям в диапазоне 4-5 ГГц.

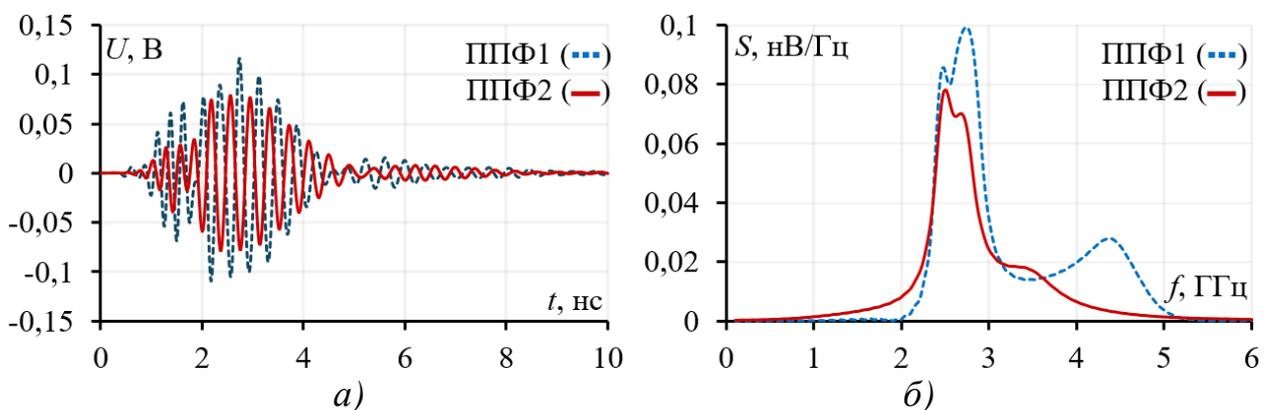


Рис. 13. Форма напряжения (а) и ее спектральная плотность (б) на выходе фильтров при широкополосном помеховом воздействии.

6. Сравнение с аналогами

Выполнено сравнение эффективности предложенных прототипов с известными решениями других авторов [21-27]. Эти фильтры выбраны, поскольку имеют побочные полосы пропускания в широком диапазоне частот. В большинстве работ авторами представлены частотные характеристики фильтров в ограниченном диапазоне частот. Кроме того, без полного набора S -параметров сложно оценить их помехоподавляющие характеристики. Поэтому для их оценки выполнено полноволновое моделирование методом FDTD. Фильтры и их параметры выбраны такими же, как в указанных работах. Для оценки корректности моделирования использован FSV-анализ (для этого оцифрованы частотные зависимости $|S_{21}|$ фильтров из публикаций).

На рис. 14 показаны частотные зависимости $|S_{21}|$, полученные в результате оцифровки и моделирования. Также представлены гистограммы их сходимости. На гистограммах для фильтра из [21] получен очень хороший общий уровень сходимости, из [22] – удовлетворительный, [23] – очень хороший, из [24] – очень хороший, из [25] – очень хороший, [26] – хороший, из [27] – отличный. В таблицу 1 сведены все $f_{ц}$ и Δf из источников [21-27], а также результаты моделирования и измерений предложенных фильтров. Из нее видно, что результаты моделирования согласуются.

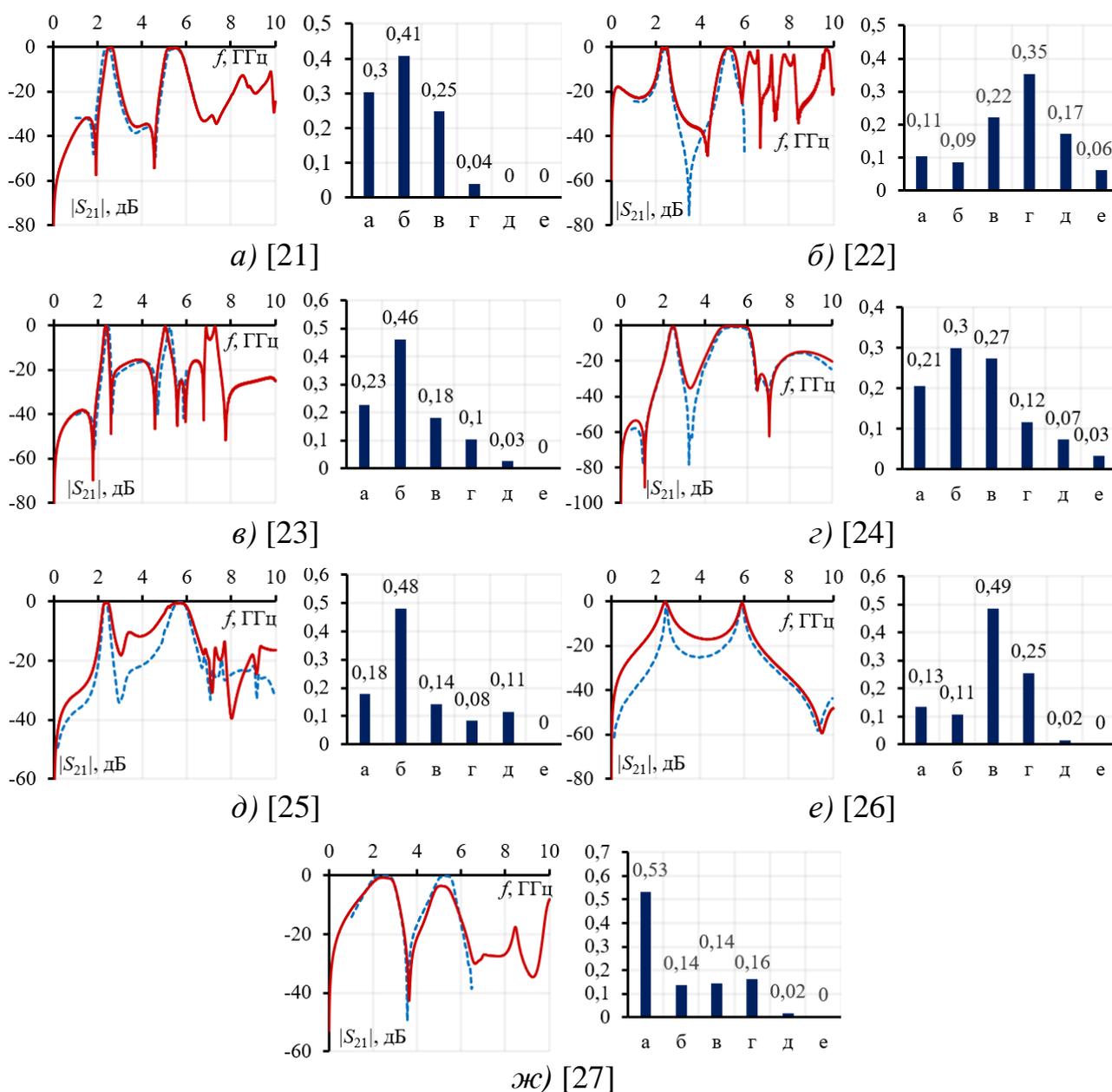


Рис. 14. Оцифрованные (---) и вычисленные (—) частотные зависимости $|S_{21}|$ и гистограммы их сходимости.

Таблица 1. Сравнение параметров ППФ из указанных источников.

№	Размер, мм ²	Источник		Моделирование	
		$f_{ц}$, ГГц	Δf , МГц	$f_{ц}$, ГГц	Δf , МГц
[21]	19×9,2	2,45/5,47	330/580	2,58/5,4	330/725
[22]	24×30	2,4/5,25	240/320	2,4/5,3	340/490
[23]	16×16	2,45/5,25	160/140	2,36/5,03	140/170
[24]	15,6×13,6	2,46/5,5	210/1220	2,7/5,4	240/1480
[25]	25,8×22	2,35/5,7	210/640	2,4/5,6	350/1040
[26]	27×15,6	2,48/5,8	70/130	2,43/5,9	310/200
[27]	40×22	2,5/5,3	1140/790	2,5	1060
	Размер	Эксперимент		Моделирование	
ППФ1	34×20	2,63/9,1	435/857	2,4/4,5/8,6/13,1	500/650/2140/1920
ППФ2	35×26	2,55	40	2,46	35

7. Анализ эффективности фильтров

Для сравнения эффективности фильтров использовались N -нормы [27]. Их расчет основан на применении математических операторов ко всей форме воздействия. Краткое определение норм N_1 - N_5 вместе с областями их применения представлены в таблице 2 [28,29].

Таблица 2. Описание N -норм и область их применения.

Норма	Название	Применение
$N_1 = R(t) _{\max}$	Пиковое (абсолютное) значение	Сбой схемы / электрический пробой / дуговые эффекты
$N_2 = \left \frac{\partial R(t)}{\partial t} \right _{\max}$	Пиковая (абсолютная) производная	Искрение компонента / сбой схемы
$N_3 = \left \int_0^t R(t) dt \right _{\max}$	Пиковый (абсолютный) импульс	Диэлектрический пробой (если R обозначает поле E)
$N_4 = \int_0^{\infty} R(t) dt $	Выпрямленный общий импульс	Повреждение оборудования
$N_5 = \left\{ \int_0^{\infty} R(t) ^2 dt \right\}^{\frac{1}{2}}$	Квадратный корень интеграла действия	Выгорание компонента

В таблицу 3 сведены значения N -норм при воздействии узкополосной помехи с $f_u = 0,85$ ГГц. Видно, что максимальное значение N_1 составило $6,54 \cdot 10^3$ (фильтр из [27]), минимальное – $1,05 \cdot 10^3$ (ППФ2); максимальное значение N_2 – $81,111 \cdot 10^3$ (фильтр из [24]), минимальное – $13,591 \cdot 10^3$ (ППФ2); максимальное значение N_3 – $139,67$ (ППФ2), минимальное – $0,016$ (фильтр из [24]); максимальное значение N_4 – $41,44 \cdot 10^3$ (фильтр из [27]), минимальное – $6,648 \cdot 10^3$ (ППФ2); максимальное значение N_5 – $8,92 \cdot 10^3$ (фильтр из [27]), минимальное – $1,48 \cdot 10^3$ (ППФ2). Таким образом, ППФ2 наиболее эффективен для защиты, в то время как фильтры из [24,27] наоборот, оказались наименее эффективны.

В таблице 4 приведены вычисленные значения N -норм при воздействии узкополосной помехи с центральной частотой 4 ГГц. Из результатов можно выделить следующие экстремумы: максимальное значение N_1 составило $0,298$ (фильтр из [24]), минимальное – $0,061$ (ППФ2); максимальное значение N_2 – $8,064$ (фильтр из [24]), минимальное – $1,308$ (ППФ2); максимальное значение

$N_3 - 57,636 \cdot 10^{-5}$ (ППФ2), минимальное – $0,076 \cdot 10^{-5}$ (фильтр из [24]); максимальное значение $N_4 - 0,197$ (фильтр из [25]), минимальное – $0,082$ (ППФ2); максимальное значение $N_5 - 0,151$ (фильтр из [25]), минимальное – $0,048$ (ППФ2). Таким образом, видно, что ППФ2 наиболее эффективен для подавления узкополосной помехи с центральной частотой 4 ГГц, а фильтры из [24,25] оказались наименее эффективны.

Таблица 3. Вычисленные значения N -норм при воздействии узкополосной помехи с центральной частотой 0,85 ГГц.

Источник	УП (0,85 ГГц)				
	$N_1 \cdot 10^3$	$N_2 \cdot 10^3$	N_3	$N_4 \cdot 10^3$	$N_5 \cdot 10^3$
[21]	1,364	36,55	6,137	8,737	1,977
[22]	3,171	45,318	22,556	18,769	4,32
[23]	1,136	29,348	1,719	7,771	1,616
[24]	1,664	81,111	0,016	9,636	2,195
[25]	2,335	40,258	2,848	11,169	2,486
[26]	3,074	35,982	2,425	12,913	2,955
[27]	6,54	71,723	2,37	41,444	8,921
ППФ1	1,147	40,984	68,449	6,682	1,529
ППФ2	1,054	13,591	139,67	6,648	1,483

Таблица 4. Вычисленные значения N -норм при воздействии узкополосной помехи с центральной частотой 4 ГГц.

Источник	УП (4 ГГц)				
	N_1	N_2	$N_3 \cdot 10^{-5}$	N_4	N_5
[21]	0,128	3,635	3,62	0,12	0,081
[22]	0,129	3,518	17,546	0,125	0,078
[23]	0,124	3,324	1,917	0,165	0,093
[24]	0,298	8,064	0,076	0,177	0,139
[25]	0,282	7,906	2,69	0,197	0,151
[26]	0,239	5,188	1,686	0,117	0,099
[27]	0,273	4,403	1,409	0,118	0,122
ППФ1	0,161	3,884	32,728	0,155	0,102
ППФ2	0,061	1,308	57,636	0,082	0,048

В таблице 5 приведены результаты оценки N -норм при воздействии широкополосной помехи. Можно выделить следующие экстремумы: максимальное значение N_1 составило $0,38$ (фильтр из [27]), минимальное – $0,079$ (ППФ2); максимальное значение $N_2 - 7,312$ (фильтр из [27]), минимальное – $1,286$ (ППФ2); максимальное значение $N_3 - 15,836 \cdot 10^{-5}$ (фильтр из [23]), минимальное – $0,031 \cdot 10^{-5}$ (фильтр из [27]); максимальное значение $N_4 - 0,207$ (фильтр из [24]), минимальное – $0,128$ (ППФ2); максимальное значение $N_5 - 0,187$ (фильтр из [27]),

минимальное – 0,073 (ППФ2). Показано, что ППФ2 при воздействии широкополосной помехи в диапазоне от 0,1 до 6 ГГц обеспечивает эффективную защиту, а наименее эффективен фильтр из [27].

Таблица 5. Вычисленные значения N -норм при воздействии широкополосной помехи с частотным диапазоном от 0,1 до 6 ГГц.

Источник	ШП (от 0,1 до 6 ГГц)				
	N_1	N_2	$N_3 \cdot 10^{-5}$	N_4	N_5
[21]	0,16	2,506	1,846	0,189	0,12
[22]	0,157	2,642	9,862	0,199	0,114
[23]	0,096	1,775	15,836	0,190	0,087
[24]	0,207	5,197	1,537	0,207	0,123
[25]	0,164	4,148	1,488	0,202	0,125
[26]	0,219	3,629	0,523	0,171	0,127
[27]	0,38	7,312	0,031	0,187	0,187
ППФ1	0,116	2,056	0,832	0,178	0,1
ППФ2	0,079	1,286	15,446	0,128	0,073

Заключение

В работе представлены ППФ третьего порядка на основе шпилечного резонатора и его модификация за счёт добавления двух витков МЛ, покрытых магнетодиэлектрическим поглотителем, для подавления побочных полос пропускания. Полноволновое моделирование методом FDTD показало наличие четырех побочных полос пропускания у исходного ППФ в диапазоне от 0 до 20 ГГц. Выявлено, что модифицированный ППФ со схемой включения МЛ-ППФ-МЛ без поглотителя обеспечивает внеполосное ослабление не менее 6 дБ в диапазоне от 3 до 20 ГГц, а с поглотителем – не менее 19,6 дБ. Анализ помехоподавления на примере трех разных воздействий показал эффективность предложенного ППФ для подавления внеполосных воздействий. В результате сравнения эффективности модифицированного ППФ с известными решениями других авторов показано, что изготовленный прототип эффективен для защиты, как от широкополосных, так и от узкополосных помех.

Финансирование: работа выполнена при финансовой поддержке Российского научного фонда (проект РНФ №24-79-00159) в ТУСУРе.

Литература

1. Zhou P. et al. IEEE 802.11 ay-based mmWave WLANs: Design challenges and solutions //IEEE Communications Surveys & Tutorials. – 2018. – Т. 20. – №. 3. – С. 1654-1681.
2. Беспроводные локальные сети. <https://mosproject-eng.ru>
3. Mollah M. N., Karmakar N. C., Fu J. S. Uniform circular photonic bandgap structures (PBGs) for harmonic suppression of a bandpass filter //AEU-International Journal of Electronics and Communications. – 2008. – Т. 62. – №. 10. – С. 717-724.
4. Wang K., Li J. A novel compact microstrip dual-band bandpass filter (BPF) using embedded SIRs for WLAN/WiMax application //2018 12th International Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory (ISAPE). – IEEE, 2018. – С. 1-3
5. Yang L. et al. Analysis and design of wideband microstrip-to-microstrip equal ripple vertical transitions and their application to bandpass filters //IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2017. – Т. 65. – №. 8. – С. 2866-2877
6. Zhang F. et al. A wideband microstrip elliptic bandpass filter with flexibly tunable bandwidth //2018 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT). – IEEE, 2018. – С. 1-3.
7. Колмакова И. В., Колмаков Я. А. Микрополосковый полосно-пропускающий фильтр без паразитной полосы пропускания //Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. – 2005. – №. 1. – С. 71-74.
8. Chatterjee S., Das T. K. Compact hairpin-line bandpass filter with harmonic suppression by periodic grooves //2019 IEEE 19th Mediterranean Microwave Symposium (MMS). – IEEE, 2019. – С. 1-4.
9. X. Jiao et al. EMI mitigation with lossy material at 10 GHz //2014 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC). – 2014. – С. 150-154.

10. Q. Liu et al. Modeling absorbing materials for EMI mitigation //2015 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC). – 2015, С. 1548-1552.
11. Surovtsev R. S. et al. Possibility of protection against UWB pulses based on a turn of a meander microstrip line //IEEE Transactions on electromagnetic compatibility. – 2017. – Т. 59. – №. 6. – С. 1864-1871.
12. Zhechev Y. S., Adnan A. H., Malygin K. P. New technique for improving modal filter performance by using an electromagnetic absorber //IEEE Access. – 2022. – Т. 10. – С. 86663-86670.
13. Трубченинов В.А. Жечев Е.С. Применение радиопоглощающего материала в четырехслойной зеркально-симметричной структуре с модальным резервирование // XVIII Международная научно-практическая конференция «Электронные средства и системы управления» – Томск: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники. –2022. – С. 324-326.
14. Rodrigues E. M. G., Godina R., Pouresmaeil E. Industrial applications of power electronics //Electronics. – 2020. – Т. 9. – №. 9. – С. 1534.
15. Поглощающий СВЧ-энергию широкополосный герметик ЗИПСИЛ 410 РПИМ-Л. <https://www.zipsil.ru/high-loss-microwave-absorber-silicone-compound>
16. НКММ-13-13Р. Наборы калибровочных мер для векторных анализаторов цепей. <https://www.pribor-service.ru/catalog/radioizmeritelnye-pribory/nabory-mer/nabory-kalibrovochnyh-mer-dlya-vektornyh-analizatorov-tsepey-nkmm-13-13r.htm>
17. IEEE Std 1597.1-2008. IEEE Standard for Validation of Computational Electromagnetics Computer Modeling and Simulations. – 2008. – С. 1-41.
18. Mora N. et al. Study and classification of potential IEMI sources //System design and assessment notes. – 2014. – Т. 41.
19. ГОСТ MIL-STD-461F. Requirements for the Control of Electromagnetic Interference Characteristics of Subsystems and Equipment. – 2007.

20. ГОСТ IEC/TR 61000-1-5-2014. Electromagnetic Compatibility (EMC): High Power Electromagnetic (HPEM) Effects on Civil Systems. – 2004. – С. 43.
21. Eun J. W., Lee J. H. A microstrip dual-band bandpass filter using feed line with SIR //IEICE Electronics Express. – 2017. – Т. 14. – №. 4. – С. 20170022-20170022.
22. Ma D. et al. Compact dual-band bandpass filter using folded SIR with two stubs for WLAN //Progress In Electromagnetics Research. – 2011. – Т. 117. – С. 357-364
23. Lv S., Ge Y., Zhang W. Compact high-selectivity dual/tri-band bandpass filters for WLAN applications //Progress In Electromagnetics Research C. – 2016. – Т. 61. – С. 131-138.
24. Lee J., Lim Y. A dual-band bandpass filter using dual and triple-mode resonators //2012 IEEE Radio and Wireless Symposium. – IEEE, 2012. – С. 143-146.
25. Lahmissi A., Challal M. A Novel Microstrip Dual-Band Bandpass Filter Design with Harmonic-Suppression //2019 International Conference on Advanced Electrical Engineering (ICAEE). – IEEE, 2019. – С. 1-5.
26. Thabet S. F., Ezzulddin A. S., Hamid O. T. Minimization and optimization in the performance of dual-band BPF by using E-shape microstrip structure //2016 8th International Conference on Electronics, Computers and Artificial Intelligence (ECAI). – IEEE, 2016. – С. 1-6.
27. Murmu L., Das S. A dual-band bandpass filter for 2.4 GHz bluetooth and 5.2 GHz WLAN applications //Progress in Electromagnetics Research Letters. – 2015. – Т. 53. – С. 65-70.
28. Giri D. V. High-power electromagnetic radiators: nonlethal weapons and other applications. – Harvard University Press, 2004.
29. ГОСТ IEC/TS 61000-4-33-2005. Electromagnetic compatibility (EMC): Testing and measurement techniques – Measurement methods for high-power transient parameters. – 2005. – С. 4-33.

Для цитирования:

Калашников Ю.В., Иванцов И.А., Жечев Е.С., Суровцев Р.С. Полосно-пропускающий фильтр на основе микрополосковых резонансных структур, покрытых магнитодиэлектрическим поглотителем. // Журнал радиоэлектроники. – 2026. – №. 2. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2026.2.9>