

# РАЗРАБОТКА КОМПАКТНОЙ ФИЛЬТР-АНТЕННЫ ДЛЯ СИСТЕМ СВЯЗИ НА ОСНОВЕ МОДИФИЦИРОВАННОГО ДЕФЕКТНОГО ЗАЗЕМЛЯЮЩЕГО СЛОЯ

## DEVELOPMENT OF A COMPACT FILTERING ANTENNA FOR COMMUNICATION SYSTEMS BASED ON A MODIFIED DEFECTED GROUND STRUCTURE

**ФЕРАС ХАБИБ РАММАХ<sup>1</sup>, М. С. МИХАЙЛОВ<sup>2</sup>, В. Г. МЕЛКОНЯН<sup>3</sup>,**

**А. А. КОМАРОВ<sup>4</sup>, В. А. ПЕРМЯКОВ<sup>5</sup>**

<sup>1, 2, 4, 5</sup> *Национальный исследовательский университет «МЭИ», Москва, Россия*

<sup>3</sup> *Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет), Москва, Россия*

**Feras Habib Rammah<sup>1</sup>, M. S. Mikhailov<sup>2</sup>, V. G. Melkonyan<sup>3</sup>,**

**A. A. Komarov<sup>4</sup>, V. A. Permyakov<sup>5</sup>**

<sup>1, 2, 4, 5</sup> *National Research University "Moscow Power Engineering Institute", Moscow, Russia*

<sup>3</sup> *Moscow Aviation Institute (National Research University), Moscow, Russia*

**Аннотация.** Предложена новая конструкция компактной микрополосковой фильтрующей антенны, в которой реализована интеграция параллельно-связанного полосового фильтра Чебышева четвертого порядка с патч-антенной на основе дефектного заземляющего слоя. Фильтр-антенна выполнена на одной подложке с центральной частотой 5,7 ГГц; при этом фильтр используется в качестве фидерной линии, что обеспечивает согласование без применения дополнительных согласующих цепей. Дефектный заземляющий слой, выполненный в виде щели в заземляющем слое, применяется для улучшения характеристик антенны. Проведён анализ влияния геометрических параметров ширины и длины щели дефектного заземляющего слоя на характеристики фильтр-антенны. Результаты измерений изготовленного прототипа демонстрируют хорошее согласие с результатами электромагнитного моделирования.

**Ключевые слова:** патч-антенна, фильтр-антенна, параллельно-связанный полосовой фильтр, дефектный заземляющий слой.

**Финансирование:** исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 23-19-00485 (URL : <https://rscf.ru/project/23-19-00485/>).

**Для цитирования:** Разработка компактной фильтр-антенны для систем связи на основе модифицированного дефектного заземляющего слоя / Хабиб Раммах Ферас [и др.] // Вопросы электромеханики. Труды ВНИИЭМ. 2026. Т. 210. № 1. С. 41–48.

**Annotation.** A new design of a compact microstrip filtering antenna is proposed, in which a fourth-order parallel-coupled Chebyshev bandpass filter is integrated with a patch antenna based on a defected ground structure. The filtering antenna is implemented on a single substrate with a center frequency of 5.7 GHz, where the filter serves as the feeding network, providing impedance matching without the need for additional matching circuits. The defected ground structure, realized as a slot etched in the ground plane, is employed to enhance the antenna performance. The influence of the geometric parameters – the width and length of the defected ground structure slot – on the filtering antenna characteristics has been analyzed. The measurement results of the fabricated prototype show good agreement with the electromagnetic simulation results.

**Key words:** patch antenna, filter-antenna, parallel-coupled bandpass filter, defected ground structure.

**Financing:** the study was carried out at the expense of a grant from the Russian Science Foundation No. 23-19-00485 (URL : <https://rscf.ru/en/project/23-19-00485/>).

**For citation:** Development of a compact filtering antenna for communication systems based on a modified defected ground structure / Habib Rammah Feras [et al.] // Electromechanical matters. VNIEM studies. 2026. Vol. 210. № 1. Pp. 41–48.

### Введение

Современные тренды в системах беспроводной связи предъявляют повышенные требования к радиочастотному оборудованию. В первую очередь оно должно быть более компактным и энергоэффективным. Одной из приоритетных задач становится уменьшение размеров компонентов без ухудшения их электрических характеристик. Одним из путей решения этой задачи является разработка интегрированных фильтрующих антенн устройств, совмещающих функции фильтра и антенны в единой конструкции. В противоположность традиционным подходам, где фильтры и антенны проектируются отдельно,

что приводит к увеличению габаритов и потерь, интегрированное проектирование позволяет создавать более компактные и эффективные системы.

Ключевым аспектом проектирования подобных устройств является достижение хорошего согласования и эффективного подавления помех. Таким образом, создание фильтрующей антенны с оптимизированными параметрами для современных систем связи представляет собой актуальную научно-техническую задачу [1, 2, 3].

Фильтр-антенны реализуются в различных конструктивных исполнениях. В [4] представлена фильтр-антенна, состоящая из  $U$ -образного излучателя, воз-

буждаемого через *T*-образный резонатор со встроенной связующей структурой и врезным возбуждением.

В работе [5] описан подход к проектированию фильтрующих антенн с использованием излучающего элемента, обладающего фильтрующими свойствами. Такая структура представляет собой прямоугольный излучатель с щелями, сохраняющий характеристики традиционной микрополосковой антенны.

В [6] представлена бесшовная интеграция трехмерных вертикальных полостных фильтров с высокоэффективными щелевыми антеннами. Продемонстрирован вертикальный двухполосный полостной фильтр, интегрированный с щелевой антенной на центральной частоте 10,16 ГГц.

В [7] предложена антенна с фильтрующей функцией на основе технологии интегрированного волновода в подложке (ИВП). Конструкция включает щелевые излучатели.

В работе [8] представлена интегрированная щелевая антенна-фильтр, выполненная на основе ИВП. Конструкция состоит из единого волноводного резонатора, разделенного четырьмя металлизированными штырями на две полости с модой  $H_{110}$ , поперечной щели и коаксиального возбуждения.

Одним из эффективных методов расширения рабочего диапазона компонентов является использование дефектного заземляющего слоя (ДЗС). Данная концепция предполагает создание в заземляющем слое специальных нарушений целостности металлизации (щелей), что позволяет управлять распределением токов, изменять характеристические сопротивления и формировать необходимый частотный отклик структуры без существенного усложнения технологии изготовления [9].

В данной статье предлагается новый подход к проектированию фильтр-антенны, интегрирующей параллельно-связанный полостной фильтр Чебышева четвертого порядка с патч-антенной. Ключевой особенностью конструкции является введение ДЗС в виде щели для улучшения частотных характеристик. Фильтр при этом функционально заменяет фидерную линию, обеспечивая эффективное согласование и позволяя реализовать обе функции в единой компактной топологии.

### Конструкция фильтр-антенны

Проектирование фильтрующей антенны выполняется по каскадной методике: на первом этапе синтезируется полостной фильтр, на втором – проектируется антенна, после чего осуществляется их интеграция в единую структуру.

**Конструкция фильтра.** На рис. 1 представлена типовая структура микрополоскового полостного

фильтра с параллельной (или краевой) связью, выполненного на основе полуволновых резонаторов.

Резонаторы размещены параллельно друг другу на расстоянии, соответствующем приблизительно половине их электрической длины. Подобная конфигурация обеспечивает повышенный уровень электромагнитной связи при фиксированном межрезонаторном зазоре. Благодаря этому данная топология является предпочтительной для проектирования полосовых фильтров с расширенной полосой пропускания по сравнению с фильтрами, использующими концевую связь, такими как интердигитальные. Расчетные соотношения для фильтров данного типа приведены ниже:

$$\frac{J_{01}}{Y_0} = \sqrt{\frac{\pi FBW}{2 g_0 g_1}}; \quad (1)$$

$$\frac{J_{j,j+1}}{Y_0} = \frac{\pi FBW}{2} \frac{1}{\sqrt{g_j g_{j+1}}}, \quad j = 1 \dots n-1; \quad (2)$$

$$\frac{J_{n,n+1}}{Y_0} = \sqrt{\frac{\pi FBW}{2 g_n g_{n+1}}}, \quad (3)$$

где  $g_0, g_1 \dots g_n$  – элементы низкочастотного прототипа лестничного типа с нормализованной частотой среза, определяются из [10]; *FBW* – относительная полоса пропускания полосового фильтра;  $J_{j,j+1}$  – характеристические проводимости *J*-инверторов;  $Y_0$  – характеристическая проводимость конечных линий.

Для реализации рассчитанных выше *J*-инверторов используются связанные микрополосковые линии, характеристические сопротивления четной  $Z_{0e}$  и нечетной  $Z_{0o}$  мод которых определяются следующими выражениями [10]:

$$(Z_{0e})_{j,j+1} = \frac{1}{Y_0} \left[ 1 + \frac{J_{j,j+1}}{Y_0} + \left( \frac{J_{j,j+1}}{Y_0} \right)^2 \right], \quad j = 0 \dots n; \quad (4)$$

$$(Z_{0o})_{j,j+1} = \frac{1}{Y_0} \left[ 1 + \frac{J_{j,j+1}}{Y_0} + \left( \frac{J_{j,j+1}}{Y_0} \right)^2 \right], \quad j = 0 \dots n. \quad (5)$$

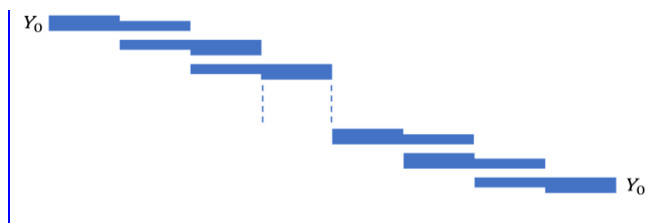


Рис. 1. Схема параллельно-связанного полосового фильтра

**Конструкция антенны.** Конструкция и компоновка прямоугольной патч-антенны показаны на рис. 2. Излучающий элемент выполнен в виде металлизированной области на диэлектрической подложке. Выбор такой геометрии обусловлен ее простотой и способностью формировать требуемую диаграмму направленности. Основные размеры патча определяются из следующих выражений:

$$W = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\left(\frac{2}{\epsilon_r + 1}\right)}, \quad (6)$$

где  $W$  – ширина патча;  $f_r$  – центральная частота;  $\epsilon_r$  – диэлектрическая проницаемость подложки.

Длина патча  $L$  рассчитывается по формуле:

$$L = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\left(\frac{1}{\epsilon_{\text{reff}}}\right)} - 2\Delta L, \quad (7)$$

где  $L$  – длина патча;  $\epsilon_{\text{reff}}$  – эффективная диэлектрическая проницаемость;  $\Delta L$  – поправка на краевой эффект [11 – 12]. Расчетные соотношения для  $\Delta L$  и  $\epsilon_{\text{reff}}$  имеют вид:

$$\Delta L = \frac{h0,412 \left( \frac{\epsilon_{\text{reff}} + 0,3}{\epsilon_{\text{reff}} - 0,258} \right) \left( \frac{W}{h} + 0,264 \right)}{\left( \frac{W}{h} + 0,8 \right)}; \quad (8)$$

$$\epsilon_{\text{reff}} = \left( \frac{\epsilon_r + 1}{2} \right) + \frac{\left( \frac{\epsilon_r - 1}{2} \right) 1}{\sqrt{\left( 1 + \frac{10h}{W} \right)}}. \quad (9)$$

Излучатель возбуждается через микрополосковую линию с волновым сопротивлением 50 Ом, что обеспечивает согласование по импедансу и эффективную передачу мощности. Конструкция антенны включает локализованную заземляющую плоскость, расположенную только под фидерной линией. Такая реализация заземляющего слоя, не занимающего всю площадь подложки, способствует расширению рабочей полосы частот.

**Конструкция фильтр-антенны.** Структура предложенной фильтр-антенны показана на рис. 3. Ее ключевой особенностью является прямая интеграция фильтра с антенной, при которой фильтр заменяет собой фидерную линию.

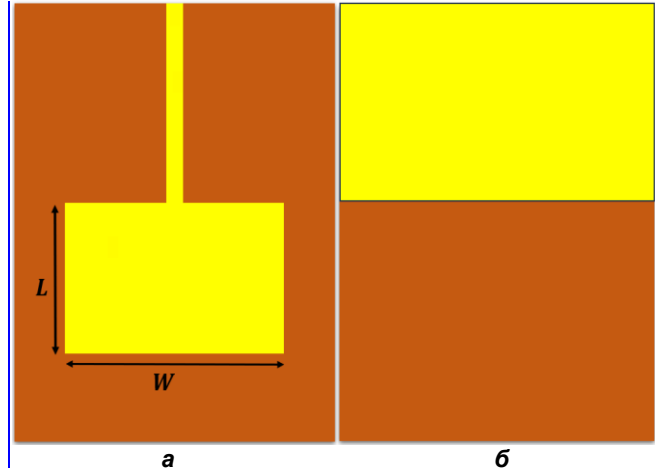


Рис. 2. Конструкция разработанной патч-антенны: а – вид сверху; б – вид снизу

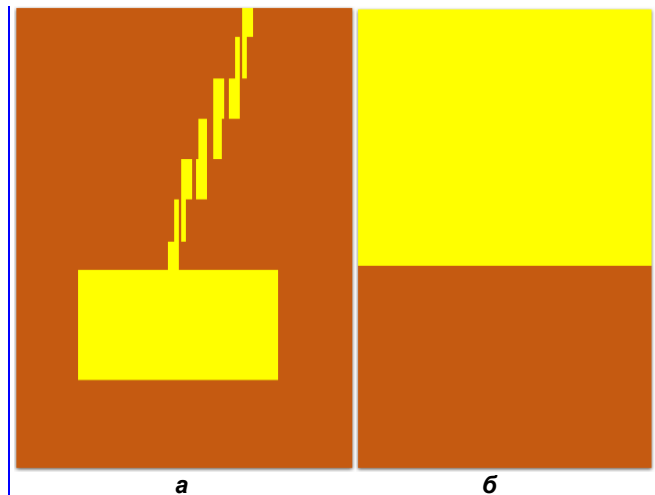


Рис. 3. Конструкция разработанной фильтр-антенны без дефектного заземляющего слоя: а – вид сверху; б – вид снизу

Для улучшения характеристик фильтр-антенны в ее заземляющем слое реализован ДЗС в виде щели размерами  $(W_{\text{slot}}, L_{\text{slot}})$ , как показано на рис. 4. Данная щель возбуждает резонансы, частоты которых определяются по формуле [8]:

$$f_m = m \frac{c_0}{2L_{\text{slot}} \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}^{\text{slot}}}}, \quad (10)$$

где  $m$  – номер резонансного режима,  $m = 1$  – основная гармоника,  $m = 2$  – вторая гармоника и т. д.;  $\epsilon_{\text{eff}}^{\text{slot}}$  – эффективная диэлектрическая проницаемость щелевой линии:

$$\epsilon_{\text{eff}}^{\text{slot}} = \left( \frac{\epsilon_r + 1}{2} \right) + \left( \frac{\epsilon_r - 1}{2} \right) \frac{1}{\sqrt{\left( 1 + 12h / W_{\text{slot}} \right)}}, \quad (11)$$

где  $W_{\text{slot}}$  – ширина щели;  $L_{\text{slot}}$  – длина щели.

### Результаты и обсуждения

Параметрические модели фильтра, антенны и фильтр-антенны были разработаны и исследованы в программе электродинамического моделирования *CST Studio Suite*. Ниже представлены результаты анализа фильтра, антенны, фильтр-антенны без ДЗС, а также влияние некоторых геометрических параметров фильтр-антенны с ДЗС (размеров щели) на коэффициент отражения  $S_{11}$ .

На рис. 5 представлены графики частотной характеристики фильтра Чебышева четвертого порядка, разработанного на центральную частоту 5,7 ГГц с использованием подложки WL-CT338, имеющей диэлектрическую проницаемость 3,38 и толщину 0,508 мм. Результаты моделирования показывают, что относительная полоса пропускания фильтра составляет 10%, вносимые потери менее 0,6 дБ, а затухание в полосе пропускания составляет порядка 20 дБ.

На рис. 6 показан график частотной зависимости коэффициента отражения  $S_{11}$  антенны (см. рис. 2), спроектированной для работы на центральной частоте 5,7 ГГц на подложке WL-CT338 ( $\epsilon_r = 3,38$ ,  $h = 0,508$  мм). Из рис. 6 следует, что антенна имеет относительную полосу пропускания 10% по уровню -10 дБ.

На рис. 7 представлен график частотной зависимости коэффициента отражения  $S_{11}$  фильтр-антенны без ДЗС, показанной на рис. 3. Из рис. 7 следует, что фильтр-антенна без ДЗС имеет относительную полосу пропускания 9% по уровню -10 дБ.

На рис. 8 представлены графики частотной зависимости коэффициента отражения  $S_{11}$  фильтр-антенны с ДЗС (ее конструкция показана на рис. 4), полученные в ходе исследования влияния длины щели  $L_{slot}$ . Из графиков следует, что увеличение длины щели приводит к заметному смещению резонансных частот в сторону низких частот, не влияя при этом на ширину полосы пропускания.

На рис. 9 приведены графики частотной зависимости коэффициента отражения  $S_{11}$  фильтр-антенны с ДЗС, полученные при исследовании влияния ширины щели  $W_{slot}$ . Анализ графиков показывает, что увеличение ширины щели приводит к расширению рабочей полосы частот.

На рис. 10 приведен график зависимости коэффициента отражения  $S_{11}$  от частоты. Анализ графика показывает, что относительная полоса пропускания разработанной фильтр-антенны с ДЗС составляет 14% по уровню -10 дБ. Сравнение с фильтр-антенной без ДЗС демонстрирует увеличение относительной полосы пропускания на 4% (что соответствует 200 МГц), а также улучшение коэффициента отражения в полосе пропускания, где затухание достигает порядка 20 дБ.

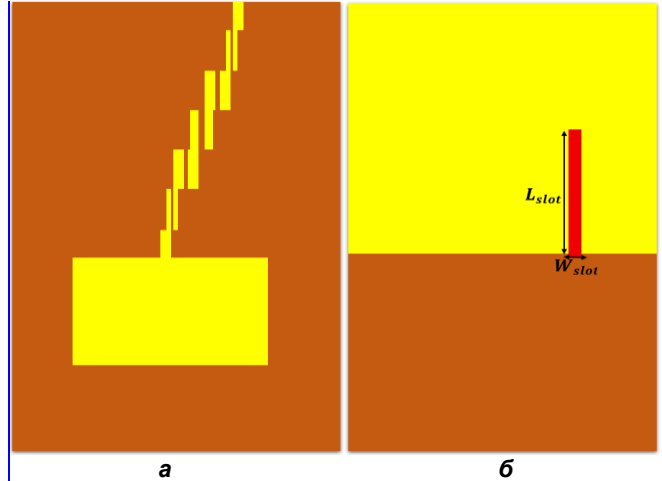


Рис. 4. Конструкция разработанной фильтр-антенны с дефектным заземляющим слоем: а – вид сверху; б – вид снизу

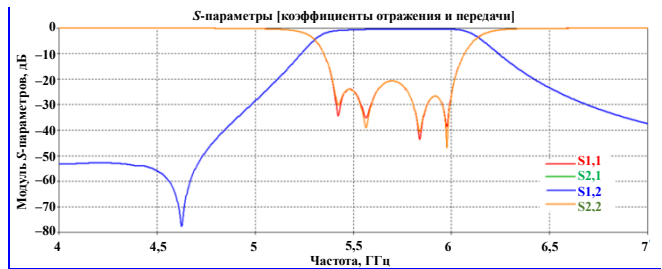


Рис. 5. Частотная характеристика полосового фильтра Чебышева четвертого порядка

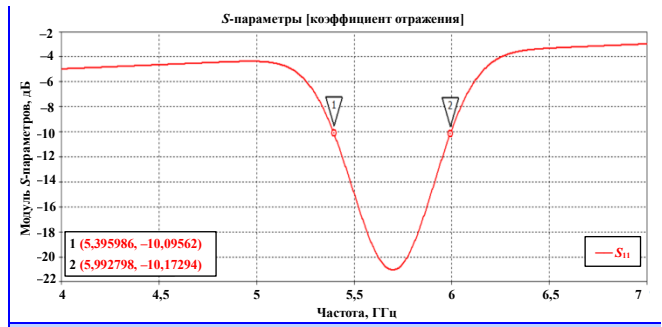
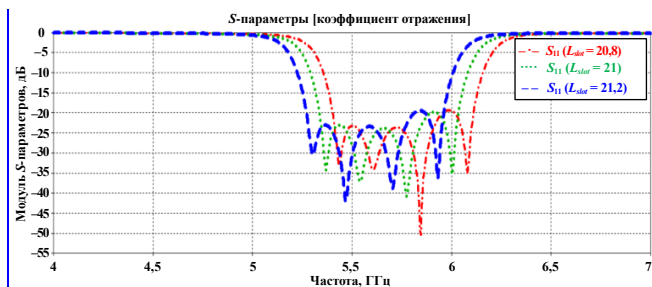


Рис. 6. График частотной зависимости коэффициента отражения  $S_{11}$  антенны

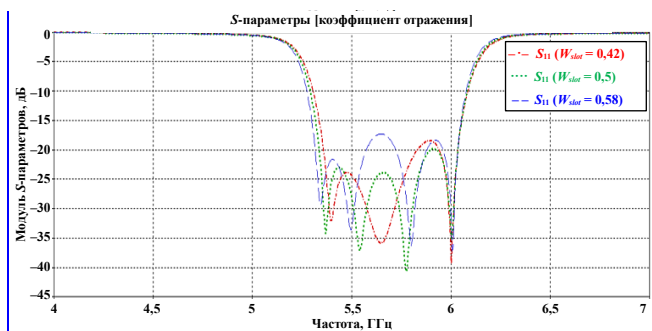


Рис. 7. График частотной зависимости коэффициента отражения  $S_{11}$  разработанной фильтр-антенны без дефектного заземляющего слоя

На рис. 11 представлены диаграммы направленности в масштабе коэффициента направленного действия (КНД) разработанной фильтр-антенны с ДЗС в двух ортогональных плоскостях  $\varphi = 0^\circ$  и  $\varphi = 90^\circ$ . Как видно из рис. 11, максимальное значение КНД фильтр-антенны с ДЗС в рабочей полосе частот составляет 3,28 дБ.



**Рис. 8. График частотной зависимости коэффициента отражения  $S_{11}$  разработанной фильтр-антенны с дефектным заземляющим слоем для различных значений длины щели  $L_{slot}$ : 20,8; 21 и 21,2 мм**

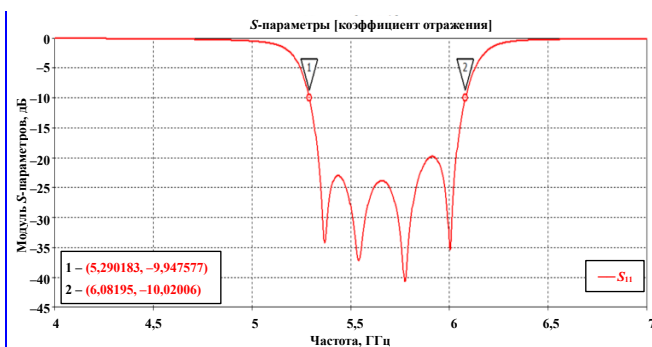


**Рис. 9. График частотной зависимости коэффициента отражения  $S_{11}$  разработанной фильтр-антенны с дефектным заземляющим слоем для различных значений ширины щели  $W_{slot}$ : 0,42; 0,5 и 0,58 мм**

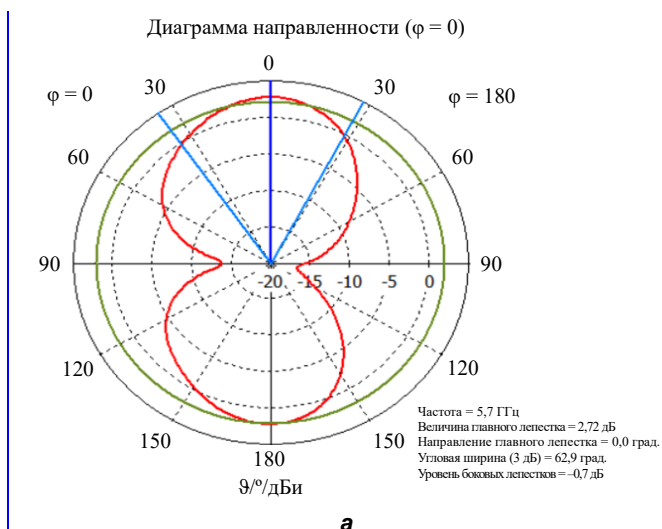
На рис. 12 показан внешний вид изготовленного прототипа разработанной фильтр-антенны с ДМС.

На рис. 13 приведены графики частотной зависимости коэффициента отражения  $S_{11}$  изготовленного прототипа и результаты электродинамического моделирования разработанной фильтр-антенны с ДЗС. Из рис. 13 видно, что расхождение между экспериментальными и расчетными данными не существенно.

На рис. 14 представлены диаграммы направленности в масштабе КНД изготовленного прототипа и результаты электродинамического моделирования разработанной фильтр-антенны с ДЗС в двух ортогональных плоскостях  $\varphi = 90^\circ$  и  $\varphi = 0^\circ$ . Как видно из рис. 14, максимальное значение КНД фильтр-антенны с ДЗС в рабочей полосе частот составляет 3 дБ. Наблюдается хорошее согласование между экспериментальными и расчетными данными.



**Рис. 10. График частотной зависимости коэффициента отражения  $S_{11}$  разработанной фильтр-антенны с дефектным заземляющим слоем**



**Рис. 11. Диаграммы направленности разработанной фильтр-антенны с дефектным заземляющим слоем в двух плоскостях:  $\varphi = 0^\circ$  (а),  $\varphi = 90^\circ$  (б)**

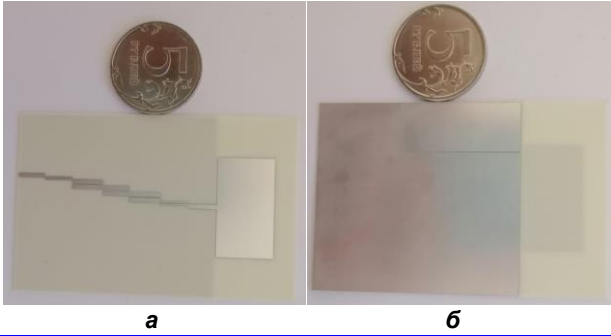


Рис. 12. Изготовленный прототип разработанной фильтр-антенны с дефектным заземляющим слоем: а – вид сверху; б – вид снизу

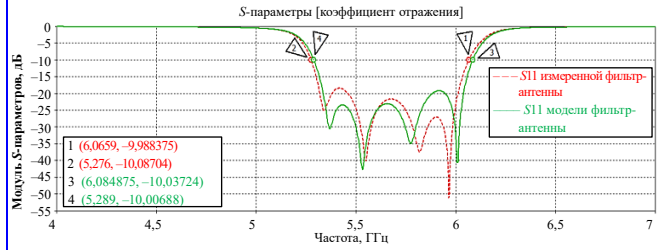
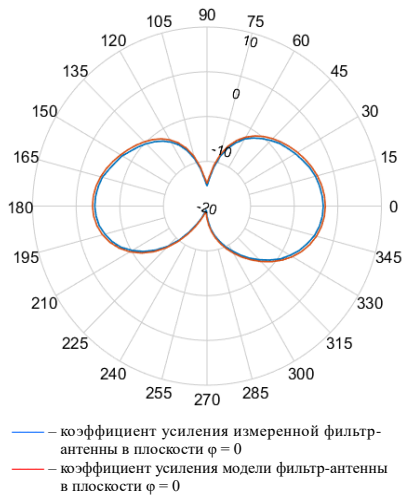
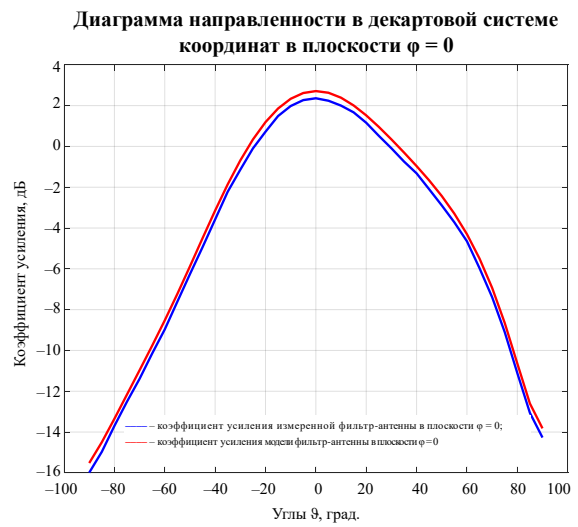


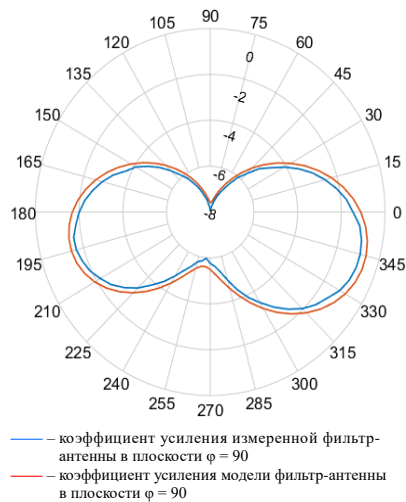
Рис. 13. Сравнение коэффициента отражения  $S_{11}$  изготовленного прототипа и результаты электродинамического моделирования разработанной фильтр-антенны с дефектным заземляющим слоем



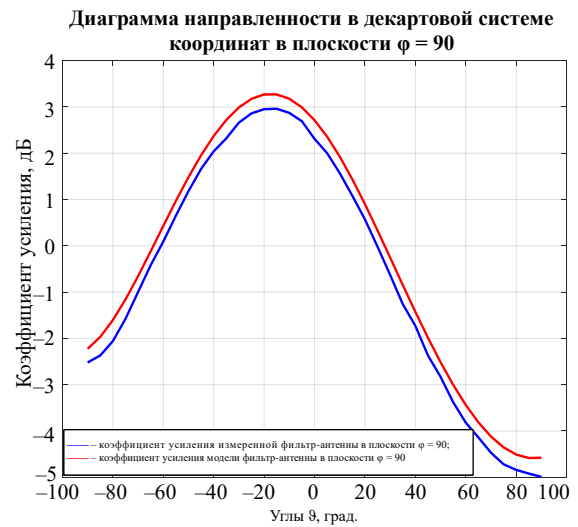
а



б



в



г

Рис. 14. Сравнение диаграммы направленности в масштабе коэффициента направленного действия изготовленного прототипа и результаты электродинамического моделирования разработанной фильтр-антенны с дефектным заземляющим слоем в двух плоскостях:  $\varphi = 0$  (а, б);  $\varphi = 90^\circ$  (в, г)

В таблице представлены результаты сравнительного анализа характеристик разработанной фильтр-антенны и характеристик фильтр-антенн, описанных в работах [4 – 8].

Таблица

**Результаты сравнения характеристик планарных антенн**

Номер источника	Порядок	Резонансная частота, ГГц	Ширина рабочей полосы частот, ГГц	Кол-во слоев
[4]	2	5	2%	1
[5]	2	5,24	7%	1
[6]	2	10,16	3%	Много слоев
[7]	3	31,5	1,56%	Много слоев
[8]	2	4,45	5,4%	1
Разработанная фильтр-антенна	4	5,7	14%	1

Из данных таблицы следует, что разработанная фильтр-антенна с ДЗС обеспечивает более широкую полосу рабочих частот и отличается простотой структуры. Благодаря этим преимуществам, предложенная фильтр-антенна с ДЗС является перспективной для применения в современных системах беспроводной связи.

**Заключение**

Предложена конструкция фильтр-антенны для систем связи. Было проведено исследование влияния параметров фильтр-антенны с ДЗС (ширины и длины щели) на ее характеристики, в результате которого определены их оптимальные значения. Также был изготовлен макет разработанной фильтр-антенны и проведены измерения его характеристик, которые показали результаты, идентичные результатам моделирования. На основании данных измерений и электродинамического моделирования можно утверждать, что предложенная фильтр-антенна отвечает всем предъявляемым требованиям и пригодна для использования в современных системах беспроводной связи.

**Список источников**

1. Маттей Д. Л., Янг Л., Джонс Е. М. Т. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. В 2 т. Т. 2 / Пер. с англ. М. : Связь, 1972. 496 с.
2. Study of a leaky waveguide for the design of filtering antennas [Электронный ресурс] / F. Queudet [et al.] // 2003 33rd European Microwave Conference. 2003. Pp. 943–946. DOI : 10.1109/EUMA.2003.341118.
3. Банков С. Е., Давыдов А. Г., Курушин А. А. Антенна-фильтр // Журнал радиоэлектроники. 2010. № 4. С. 1–37.
4. Lin C. K., Chung S. J. A compact filtering microstrip antenna with quasi-elliptic broadside antenna gain response [Электронный ресурс] // IEEE Antennas and wireless propagation letters. 2011. Vol. 10. Pp. 381–384. DOI : 10.1109/LAWP.2011.2147750.
5. Jin Jun Ye, Shaowei Liao, Quan Xue. Design of filtering-radiating patch antennas with tunable radiation nulls for high selectivity // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2018. Vol. 66. Iss. 4. Pp. 2125–2130.
6. Yusuf Y., Cheng H., Gong X. A seamless integration of 3-D vertical filters with highly efficient slot antennas // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2011. Vol. 59. Iss. 11. Pp. 4016–4022.
7. A 3-D millimeter-wave filtering antenna with high selectivity and low cross-polarization / Chu Hui [et al.] // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2015. Vol. 63. Iss. 5. Pp. 2375–2380.
8. Codesigned high-efficiency single-layered substrate integrated waveguide filtering antenna with a controllable radiation null / Peng Kai Li [et al.] // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. 2018. Vol. 17. Iss. 2. Pp. 295–298.
9. Guha D., Yahia M. M. A. Microstrip and printed antennas: new trends, techniques and applications. Chichester : John Wiley & Sons, 2011. 481 p.
10. Hong J.-S. G., Michael J. L. Microstrip filters for RF/microwave applications. New York ; Chichester ; Weinheim ; Brisbane ; Singapore ; Toronto : John Wiley & Sons, 2004. 457 p.
11. Balanis C. A. Antenna theory: analysis and design. Hoboken : John Wiley & Sons, 2016. 1072 p.
12. Сазонов Д. М. Антенны и устройства СВЧ: Учеб. для радиотехнич. спец. вузов. М. : Высш. шк., 1988. 432 с.

**References**

1. Mattei D. L., Young L., Jones E. M. T. Microwave filters, matching circuits and coupling circuits. In two part. Part 2 / Translation from English. M. : Svyaz, 1972. 496 p.
2. Study of a leaky waveguide for the design of filtering antennas [Electronic resource] / F. Queudet [et al.] // 2003 33rd European Microwave Conference. 2003. Pp. 943–946. DOI : 10.1109/EUMA.2003.341118.
3. Bankov S. E., Davydov A. G., Kurushin A. A. Antenna-filter // Journal of Radio Electronics. 2010. No. 4. Pp. 1–37.

4. Lin C. K., Chung S. J. A compact filtering microstrip antenna with quasi-elliptic broadside antenna gain response [Electronic resource] // IEEE Antennas and wireless propagation letters. 2011. Vol. 10. Pp. 381–384. DOI : 10.1109/LAWP.2011.2147750.
5. Jin Jun Ye, Shaowei Liao, Quan Xue. Design of filtering-radiating patch antennas with tunable radiation nulls for high selectivity // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2018. Vol. 66. Iss. 4. Pp. 2125–2130.
6. Yusuf Y., Cheng H., Gong X. A seamless integration of 3-D vertical filters with highly efficient slot antennas // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2011. Vol. 59. Iss. 11. Pp. 4016–4022.
7. A 3-D millimeter-wave filtering antenna with high selectivity and low cross-polarization / Chu Hui [et al.] // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2015. Vol. 63. Iss. 5. Pp. 2375–2380.
8. Codesigned high-efficiency single-layered substrate integrated waveguide filtering antenna with a controllable radiation null / Peng Kai Li [et al.] // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. 2018. Vol. 17. Iss. 2. Pp. 295–298.
9. Guha D., Yahia M. M. A. Microstrip and printed antennas: new trends, techniques and applications. Chichester : John Wiley & Sons, 2011. 481 p.
10. Hong J.-S. G., Michael J. L. Microstrip filters for RF/microwave applications. New York ; Chichester ; Weinheim ; Brisbane ; Singapore ; Toronto : John Wiley & Sons, 2004. 457 p.
11. Balanis C. A. Antenna theory: analysis and design. Hoboken : John Wiley & Sons, 2016. 1072 p.
12. Sazonov D. M. Antennas and microwave devices : Textbook for radio engineering specialized universities. M. : Vysshaya shkola, 1988. 432 p.

Поступила в редакцию 24.11.2025

The article was submitted 24.11.2025

---

#### Информация об авторах

**Ферас Хабиб Раммах** – аспирант, т. +7 (977) 038-22-62, e-mail: [firmah90@gmail.com](mailto:firmah90@gmail.com);

**Михаил Сергеевич Михайлов** – кандидат технических наук, доцент, т. +7 (926) 431-21-83,  
e-mail: [mikhailovms@mpei.ru](mailto:mikhailovms@mpei.ru);

**Владимир Гарриевич Мелконян** – инженер, т. +7 (925) 705-22-23, e-mail: [melkonyan1016@mail.ru](mailto:melkonyan1016@mail.ru);

**Алексей Александрович Комаров** – кандидат технических наук, доцент, т. +7 (910) 455-84-29,  
e-mail: [komarovAIA@mpei.ru](mailto:komarovAIA@mpei.ru);

**Валерий Александрович Пермяков** – доктор технических наук, профессор, т. +7 (910) 404-36-97,  
e-mail: [permyakovvalery@yandex.ru](mailto:permyakovvalery@yandex.ru).

#### Information about the authors

**Feras Habib Rammah** – Postgraduate Student, t. +7 (977) 038-22-62, e-mail: [firmah90@gmail.com](mailto:firmah90@gmail.com);

**Mikhail Sergeevich Mikhailov** – Candidate of Technical Sciences, Associate Professor, t. +7 (926) 431-21-83,  
e-mail: [mikhailovms@mpei.ru](mailto:mikhailovms@mpei.ru);

**Vladimir Garrievich Melkonyan** – Engineer, t. +7 (925) 705-22-23, e-mail: [melkonyan1016@mail.ru](mailto:melkonyan1016@mail.ru);

**Alexey Alexandrovich Komarov** – Candidate of Technical Sciences, Associate Professor, t. +7 (910) 455-84-29,  
e-mail: [komarovAIA@mpei.ru](mailto:komarovAIA@mpei.ru);

**Valery Alexandrovich Permyakov** – Doctor of Technical Sciences, Professor, t. +7 (910) 404-36-97,  
e-mail: [permyakovvalery@yandex.ru](mailto:permyakovvalery@yandex.ru).