

DOI: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2025.8.12>

УДК: 621.396.677.31

РАЗРАБОТКА НАПРАВЛЕННОЙ ДВУХДИАПАЗОННОЙ АНТЕННЫ ДЛЯ НАЗЕМНОГО ТЕРМИНАЛА СВЯЗИ БЕСПИЛОТНЫХ АВИАЦИОННЫХ СИСТЕМ

М. С. Шишкин

АО «ЭЙРБУРГ»
620063, Екатеринбург, ул. 8-марта 49, этаж 3

Статья поступила в редакцию 25 декабря 2024 г.

Аннотация. В статье рассмотрены методы расширения рабочей полосы частот микрополосковых антенн. На основе комбинации методов с добавлением пассивных элементов в одной плоскости с активным излучателем и над ним и их оптимального расположения относительно друг друга предложена конструкция двухдиапазонной направленной антенны. Антенна согласована в двух широких поддиапазонах по уровню коэффициента отражения от входа (модуля S_{11}) не выше минус 10 дБ: 866-1015 МГц или 16 % и 2050-2835 МГц или 32 % (один вход с сопротивлением 50 Ом). При этом конструкция позволяет формировать направленное излучение с коэффициентом усиления в направлении максимального излучения от 9 до 11 дБи в нижнем частотном поддиапазоне и от 11 до 14 дБи в верхнем. Поляризация антенны – линейная, с высоким уровнем кроссполяризационной развязки – не менее 40 дБ. Максимум диаграммы направленности антенны смещен в угломестной плоскости, при этом ее форма обеспечивает покрытие в верхней полусфере. Все элементы антенны изготавливаются из листового металла (нержавеющей стали) и крепятся друг другу с помощью стальных или латунных стоек, что делает конструкцию очень

прочной. В статье приводится методика проектирования предложенной антенны, результаты ее моделирования и экспериментальных исследований, выполненных на изготовленном образце. Изготовленная антенна имеет компактный размер ($0,8\lambda_{\max} \times 0,8\lambda_{\max} \times 0,07\lambda_{\max}$) и небольшой вес (не более 750 г). Антенна, в первую очередь, применима в системах беспроводной связи беспилотных авиационных систем в качестве антенны наземного терминала управления беспилотным летательным аппаратом.

Ключевые слова: сверхширокополосная антенна, многодиапазонная антенна, стабильная форма диаграммы направленности, высокий коэффициент усиления, антенна наземного терминала связи БАС.

Финансирование: работа выполнена на основе инициативной НИР, финансируемой АО «ЭЙРБУРГ».

Автор для переписки: Шишкин Михаил Сергеевич, m.shishkin@air-burg.ru

Введение

В современных системах беспроводной связи активно используются антенны, обеспечивающие радиопокрытие в определенном участке территории либо в определенном направлении. Они обычно имеют направленную диаграмму направленности (ДН) особой формы в горизонтальной (азимутальной) и вертикальной (угломестной) плоскостях. Использование таких антенн обусловлено необходимостью обеспечить уверенное покрытие радиосвязи на больших расстояниях за счет формирования поля в определенной области, например, в составе базовых станций или ретрансляторах сотовой связи, в составе станции радиорелейной связи (в том числе так называемые радиомосты), в качестве антенны станции управления роботизированным комплексом или беспилотным летательным аппаратом.

Существуют радиосистемы, основной функцией которых является передача голоса (DMR, TETRA, GSM и др.); системы, предназначенные для мониторинга или управления различными устройствами или датчиками (NB-IoT, LTE-M, LoRa и т. д.); и системы передачи данных (доступ в Интернет)

для мобильных устройств (LTE, Wi-MAX, UMTS и др.), в том числе системы передачи данных на короткие расстояния (Wi-Fi, Bluetooth). Каждый из перечисленных стандартов обладает рядом уникальных характеристик и поддерживает работу в одном или нескольких диапазонах радиочастот [1-4]. Часто подобные радиосистемы работают в широком (более 10 %) или даже сверхшироком (более 40 %) диапазонах радиочастот, кроме того, многие устройства должны поддерживать одновременную работу сразу нескольких технологий и соответственно работать в нескольких различных диапазонах. Это требует использования широкополосных, сверхширокополосных или многодиапазонных антенн с требуемыми характеристиками диаграммы направленности [5-8].

В области мобильной связи за последние два десятилетия значительно продвинулось использование широкополосных и многодиапазонных антенн, предназначенных для использования в мобильных устройствах, ретрансляторах и базовых станциях. Конструкции таких антенн имеют совершенно различные формы и размеры, в зависимости от их назначения, имеют различные требования к ДН, поляризации, уровню согласования. На сегодняшний день опубликовано значительное число работ, посвященных исследованию методов расширения рабочей полосы частот антенны, методам, позволяющим получать стабильные характеристики излучения в широком диапазоне частот. С появлением и повсеместным развитием роботизированной техники тема широкополосных и многодиапазонных антенн вновь становится актуальной [9-10].

В статье приводится анализ методов расширения рабочей полосы частот микрополосковых антенн (МПА). На основе комбинации методов, заключающихся в добавлении пассивных элементов в одной плоскости с активным излучателем и в добавлении пассивных элементов над активным при их оптимальном расположении относительно друг друга и возбуждении предложена конструкция двухдиапазонной направленной антенны линейной поляризации. Антенна согласована в двух широких диапазонах частот: 866-1015 МГц (16 %) и 2050-2835 МГц (32 %). Коэффициент усиления (КУ)

предложенной антенны составляет от 9 до 11 дБи в нижнем частотном поддиапазоне и от 11 до 14 дБи в верхнем; коэффициент кроссполяризации развязки составляет не менее 40 дБ. При этом, в отличие от антенной решетки с аналогичным коэффициентом усиления, конструкция имеет небольшие размеры ($0,8\lambda_{\max} \times 0,8\lambda_{\max} \times 0,07\lambda_{\max}$) и не требует сложной многодиапазонной схемы питания (диаграммообразующей схемы). Полученная антенна предназначена в первую очередь для укомплектования наземного терминала управления беспилотным летательным аппаратом (БПЛА), однако может использоваться в любой радиосистеме, где требуется работа в широком диапазоне частот, и форма ДН удовлетворяет условиям применения антенны.

1. Анализ методов расширения полосы частот микрополосковых антенн

Согласно рассуждениям из [7,11], антенна считается широкополосной, если ее полоса согласования по определенному уровню коэффициента стоячей волны или коэффициента отражения (модуль S_{ii}) составляет:

$$BW = \frac{f_u - f_l}{f_c} \cdot 100\% = 2 \cdot \frac{f_u - f_l}{f_u + f_l} \cdot 100\% \geq 10\%, \quad (1)$$

где f_u – верхняя частота рабочего диапазона антенны, f_l – нижняя частота рабочего диапазона антенны, а f_c – центральная частота рабочего диапазона антенны.

Некоторые методы увеличения рабочей полосы частот микрополосковых антенн рассматривались в [5-22]. Так, например, за счет вырезания щелей определенной формы в излучателе возможно расширить рабочую полосу микрополосковой антенны [12,13]. Наиболее популярными из этих антенн являются так называемые U-образные и E-образные микрополосковые антенны, подробно описанные в [14] и [15]. При использовании воздушной подложки в таких антеннах можно добиться ширины полосы согласования до 30 % и более при максимальном коэффициенте усиления до 7-7,5 дБи в рабочей полосе.

Другое семейство антенн с расширенной рабочей полосой частот относится к так называемым электродинамически-связанным микрополосковым антеннам (electromagnetically coupled patch antenna, ЕСРА). Известно множество антенн, например, [7,8,11], конструкции которых получены на основе техники ЕСРА. Суть метода заключается в добавлении пассивных элементов (излучателей) над активным, к которому непосредственно подводится питание антенны через микрополосковую, щелевую или коаксиальную линию передачи. Метод позволяет расширить рабочую полосу микрополосковой антенны до 15-20 %. При этом антенна может иметь коэффициент усиления от 5 до 7 дБи в рабочей полосе частот. Увеличить полосу согласования ЕСРА антенн более чем на 20% можно за счет использования различных способов питания активного излучателя, так, например, в [11] удалось достичь рабочей полосы антенны около 33% при равномерных характеристиках излучения в рабочей полосе.

Добавление пассивных (паразитных) элементов на подложку в одной плоскости рядом с активным излучателем также позволяет расширить рабочую полосу антенны [16]. Альтернативно, пассивные элементы могут быть соединены с активными элементами через линии передачи. Этот метод обеспечивает ширину полосы согласования антенны до 15 %, при этом КУ таких антенн может достигать 10 дБи. Для улучшения характеристик такой антенны предлагаются альтернативные варианты с различной формой как активных, так и пассивных элементов. Например, используя восьмиугольные пассивные излучатели, авторы смогли добиться полосы согласования антенны 16 %, результаты исследований такой антенны приведены в [17], а в [18] за счет формы излучателей авторы получили поле круговой поляризации.

Метод получения высокого КУ (до 12-13 дБи) при расширении полосы согласования антенны представлен в [19,20] и предполагает добавление пассивных элементов по углам активного прямоугольного элемента на большей высоте над проводящим экраном, чем активный. Этот метод обеспечивает ширину полосы согласования антенн не более 10-12 %. В работах [21] и [22] были предложены модификации этого метода, в которых авторы существенно

увеличили эффективность антенны. Так, в конструкции из [21] удалось добиться ширины полосы согласования антенны около 33 % ($|S_{11}| \leq -10$ дБ) при коэффициенте усиления от 10 до 13,5 дБи. А в статье [22] удалось добиться согласования антенны в полосе более 106% при уровне коэффициента отражения на входе не хуже, чем 10 дБ.

Как можно заметить, область исследования широкополосных антенн с высоким коэффициентом усиления весьма обширна; тем не менее рассмотренные методы имеют свои недостатки, что указывает на необходимость дальнейших исследований по этой теме.

2. Методика расширения полосы частот антенны в нижнем поддиапазоне

Рассмотрим классическую микрополосковую антенну прямоугольной формы, общий вид которой показан на рисунке 1. Антенна состоит из излучателя размером $a \times b$, расположенного на расстоянии h от токопроводящего экрана.

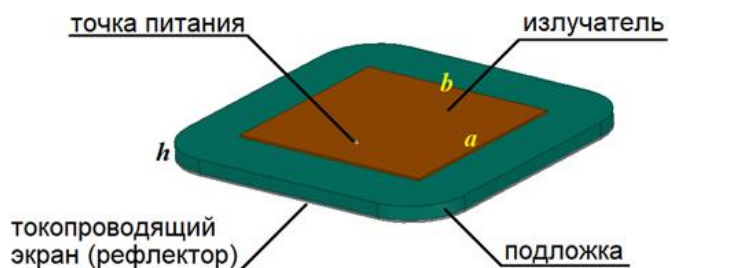


Рис. 1. Внешний вид микрополосковой антенны прямоугольной формы.

Для простой прямоугольной МПА известна методика расчета основных размеров, и согласно [15,23] включает в себя следующие шаги:

- 1) Рассчитывается длина нерезонансной стороны излучателя (резонатора):

$$b = \frac{\lambda_0}{2\sqrt{\varepsilon}}, \quad (2)$$

где λ_0 – длина волны в свободном неограниченном пространстве на центральной частоте рабочего диапазона; ε – относительная диэлектрическая проницаемость подложки.

- 2) Рассчитывается длина резонансной стороны излучателя:

$$a = b - 2\Delta, \quad (3)$$

где:

$$\Delta = 0,412 \cdot h \cdot \left| \frac{\varepsilon_{eff} + 0,3 \cdot \frac{b}{h} + 0,262}{\varepsilon_{eff} - 0,258 \cdot \frac{b}{h} + 0,813} \right|, \quad (4)$$

где ε_{eff} – эффективная диэлектрическая проницаемость микрополосковой линии передачи той же ширины, что и длина нерезонансной стороны излучателя:

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon + 1}{2} + \frac{\varepsilon - 1}{2} \cdot \left(1 + \frac{10 \cdot h}{b} \right)^{-1/2}. \quad (5)$$

3) Местоположение точки питания определяется как расстояние от центра резонатора:

$$x_0 = \frac{a}{\pi} \sin^{-1} \sqrt{\frac{R_i}{R_e}}, \quad (6)$$

где R_i – требуемое входное сопротивление антенны (50 Ом), R_e – сопротивление на краю излучателя:

$$R_e = \frac{1}{2G_e}, \quad (7)$$

где G_e – проводимость излучения резонатора:

$$G_e = \frac{\pi}{377} \cdot \frac{a}{\lambda_0}. \quad (8)$$

4) После расчетов основные размеры антенны оптимизируются для получения требуемых характеристик. Оптимизация требуется ввиду того, что формулы (2)-(8) позволяют рассчитать размеры МПА, во-первых, с некоторым приближением, во-вторых, не учитывают некоторых свойств антенны, например, размеров и способа установки входного разъема, толщины и электрических характеристик металла, размеров экрана и диэлектрика

под излучателем. Оптимизация заключается в выполнении полноценной трехмерной модели антенны в программном обеспечении, например, ANSYS EM Suite и незначительной подстройке размеров (сторон a и b , места включения питания x_0) до получения требуемого уровня согласования на заданной рабочей частоте с контролем сохранения формы и ориентации лепестка ДН.

Простейшая микрополосковая антенна, как прямоугольная, так и круглая, является узкополосной. Эквивалентная схема МПА прямоугольной формы представляет собой параллельный RLC резонатор, как показано на рисунке 2. Здесь индуктивность L определяется размером и формой излучающей пластины по аналогии с микрополосковой линией передачи [23]. Емкость C определяется объемным размером зазора между излучателем (излучающей пластиной) и экраном и свойствами заполняющего диэлектрика (подложки). Знак сопротивления R определяет в первую очередь проводимость излучения, но, кроме этого, включает в себя все потери (потери в металлических частях экрана и излучателя, потери в диэлектрике и т.п.), которыми, как правило, при условии удовлетворительного согласования антенны можно пренебречь. Схема на рисунке 2 справедлива и для круглой микрополосковой антенны.

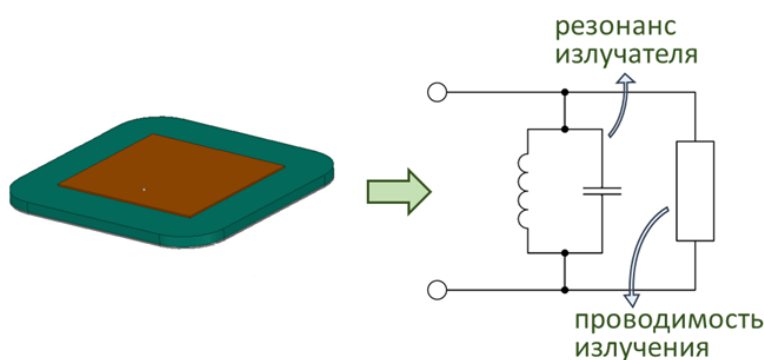


Рис. 2. Эквивалентная схема микрополосковой антенны.

Известны исследования, например, [7,21,22], где показано, что микрополосковая антенна на воздушной подложке имеет большую эффективность, чем аналогичная антенна с подложкой из любого диэлектрика, где $\varepsilon > 1$. При этом необходимо решить вопрос с креплением такой антенны, это может быть выполнено с помощью тонкой подвешенной подложки,

либо с применением диэлектрических крепежных элементов (стоек, болтов и т.п.), либо с помощью металлических крепежных элементов (рисунок 3).

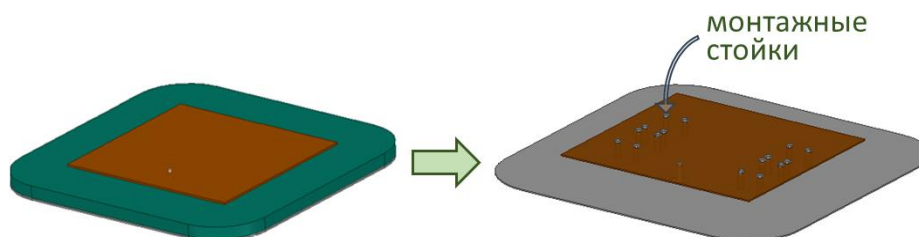


Рис. 3. Переход микрополосковой антенны на воздушный тип подложки.

Применение металлических крепежных элементов требует учета влияния их на характеристики излучателя (входное сопротивление, фазовый центр, распределение поля по поверхности излучателя). Так, короткозамыкающие соединители между излучателем и экраном представляют собой дополнительные параллельные индуктивности в эквивалентной схеме антенны [23,24], как показано на рисунке 4, что объясняет смещение рабочей частоты антенны.

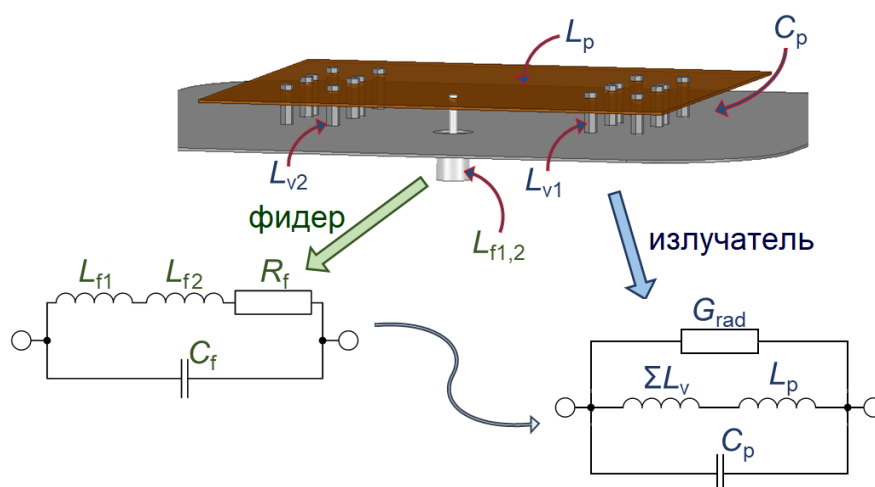


Рис. 4. Эквивалентная схема микрополосковой антенны на воздушной подложке с металлическими стойками.

Ранее кратко рассмотрены методы увеличения рабочей полосы частот микрополосковых направленных антенн [5-22]; предполагая дальнейшее улучшение антенны с точки зрения работы на другой частоте, отличной от резонансной частоты (или кратной) излучателя, методы расширения диапазона путем вырезов различной формы, а также добавления пассивного элемента над активным не являются оптимальными для расширения полосы

частот в нижнем поддиапазоне, так как это усложняет картину распределения поля по поверхности излучателя и накладывает некоторые ограничения при дальнейшем проектировании. Поэтому для расширения рабочей полосы частот в районе резонансной частоты антенны применим метод с добавлением пассивных элементов по краям излучателя. При этом пассивные элементы могут размещаться на подложке и их связь с активным осуществляется только посредством электромагнитной связи (связанные излучатели), либо соединяться тонкими проводниками, тогда мы имеем смешанный тип связи и такой вариант применим при использовании воздушной подложки (рисунок 5).

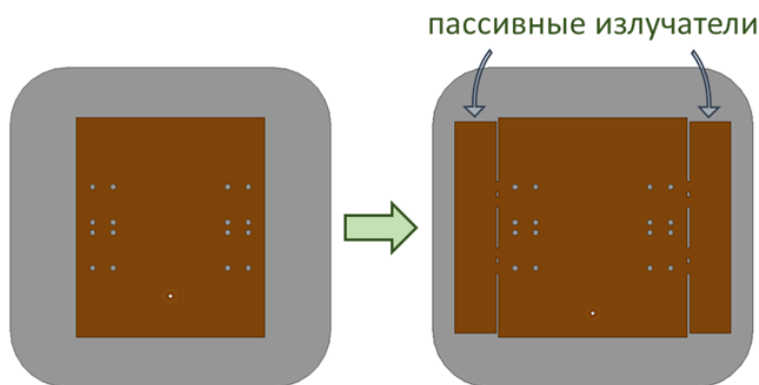


Рис. 5. Добавление пассивных элементов по краям излучателя для расширения рабочей полосы частот прямоугольной микрополосковой антенны

На рисунках 6-8 показаны особенности работы антенны с добавлением пассивных элементов по краям. Рисунок 6 демонстрирует распределение Е-поля на поверхности прямоугольного излучателя и его варианта с добавлением пассивных элементов. Из графиков видно, что антенна работает в полосе частот гораздо шире, чем простой прямоугольный излучатель и имеет два резонанса в районе частот 850 МГц и 1000 МГц, что также видно из частотной зависимости коэффициента отражения на рисунке 8. Положения резонансов и их связь зависят от размеров элементов (активного и пассивного) и расстояния между ними.

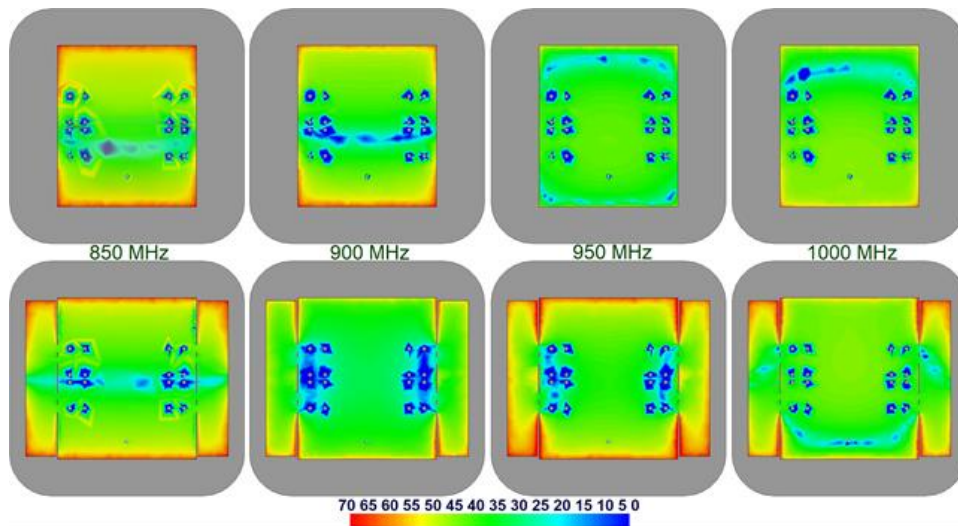


Рис. 6. Распределение Е-поля на поверхности прямоугольного излучателя и его варианта с добавлением пассивных элементов по краям.

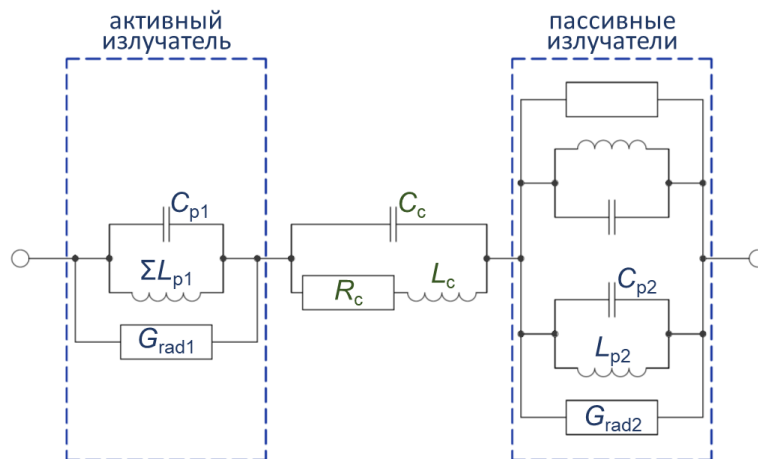


Рис. 7. Эквивалентная схема микрополосковой антенны с пассивными элементами по краям излучателя.

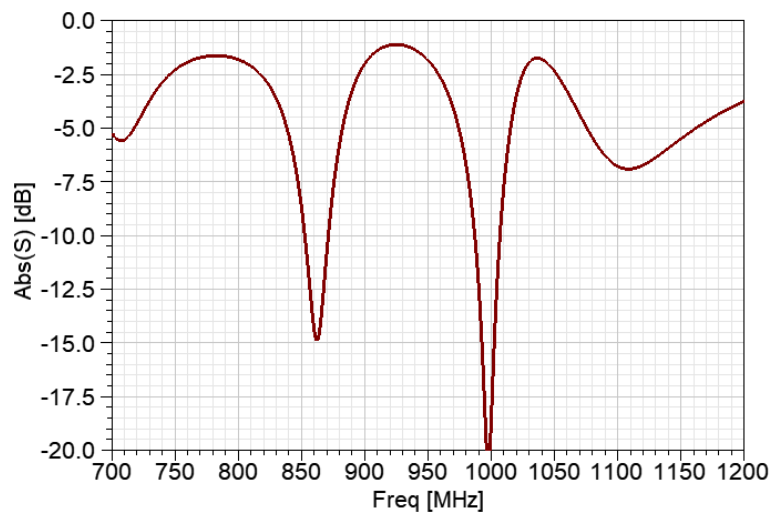


Рис. 8. Зависимость модуля коэффициента отражения от частоты на входе микрополосковой антенны с пассивными элементами по краям излучателя, рассчитанная на основе модели.

Для объяснения принципа работы МПА с пассивными излучателями предлагается эквивалентная схема на рисунке 7. Активный излучатель представляет собой прямоугольный элемент, эквивалентная схема которого $L_{p1}C_{p1}$ соответствует схеме на рисунке 2, преобразованной в соответствии с рисунком 4 при добавлении металлических стоек. Основные резонансы основной моды TM_{010} определяются вдоль резонансных сторон антенны, то есть сторон активного и пассивных элементов. Тогда для пассивных элементов на схеме добавляются два параллельно соединенных $L_{p2}C_{p2}$ контура по аналогии с классической схемой на рисунке 2. Высшими модами в данном рассуждении мы пренебрегаем, так как их резонансы слабы и это видно из графика на рисунке 8. Для более точного описания принципа работы антенны в схему следует добавить связь между активным и пассивными излучателями $R_cL_cC_c$, дабы показать их взаимное влияние и вливание соединяющих их элементов на положение резонансов МПА.

Таким образом рассмотрен метод расширения полосы частот прямоугольной микрополосковой антенны при добавлении пассивных элементов по краям излучателя.

3. Методика расширения полосы частот антенны в верхнем поддиапазоне

В работах [21] и [22] приведены конструкции антенн, где существенное расширение рабочей полосы частот антенны осуществляется путем добавления по углам широкополосного активного излучателя пассивных элементов, при этом пассивных элементы могут применяться как узкополосные [21], так и сверхширокополосные [22]. Такой подход не применим для исследуемой антенны, так как при расположении излучателей, рассчитанных на диапазон в районе 2500 МГц, расстояние между ними будет более 200 мм, что почти в 2 раза больше длины волны λ_0 на центральной частоте верхнего поддиапазона. При таком расположении взаимодействие излучателей будет слабым, поле, формируемое пассивными элементами, будет складываться не в фазе и достичь максимального КНД не удастся [25]. Пассивные элементы следует располагать над активным, тогда в верхнем поддиапазоне активный излучатель будет играть

роль экрана, а излучатели верхнего диапазона будут оказывать слабое влияние на работу антенны в нижнем поддиапазоне. Однако, существенным остается вопрос возбуждения пассивных излучателей верхнего поддиапазона, так как при расположении над активным излучателем они будут находиться в местах слабой концентрации электромагнитного поля.

Предлагается возбуждать антенну через щель длиной $\lambda_0/2$ на центральной частоте верхнего поддиапазона 2500 МГц (рисунок 9), при этом располагать пассивные элементы над щелью, обеспечивая их возбуждение. Рассмотрим распределения Е-поля по элементам антенны с добавлением щели и без нее, показанные на рисунке 10. Видно, что в нижнем поддиапазоне распределение практически одинаково и поле концентрируется по краям резонансных сторон излучателя нижнего поддиапазона. Однако на частотах 2100-2700 МГц распределение Е-поля на пассивных излучателях верхнего поддиапазона существенно улучшается в конструкции с добавлением щели, а в конструкции без щели излучатели не возбуждаются вовсе. Кроме того, из рисунка 10 видно, что щель сама по себе является излучателем на частотах верхнего поддиапазона. Таким образом введение возбуждающей щели оправдано.

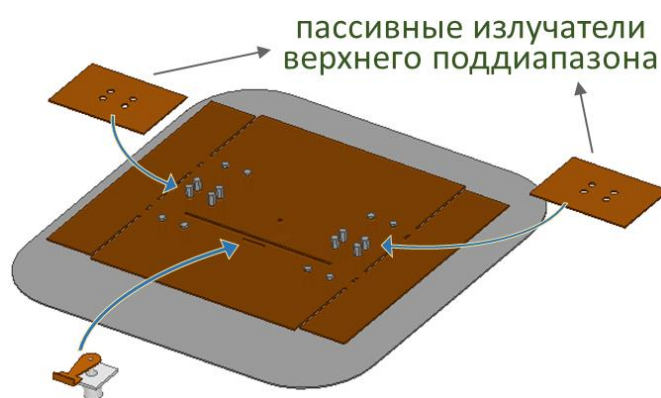


Рис. 9. Расширение полосы частот антенны в верхнем поддиапазоне.

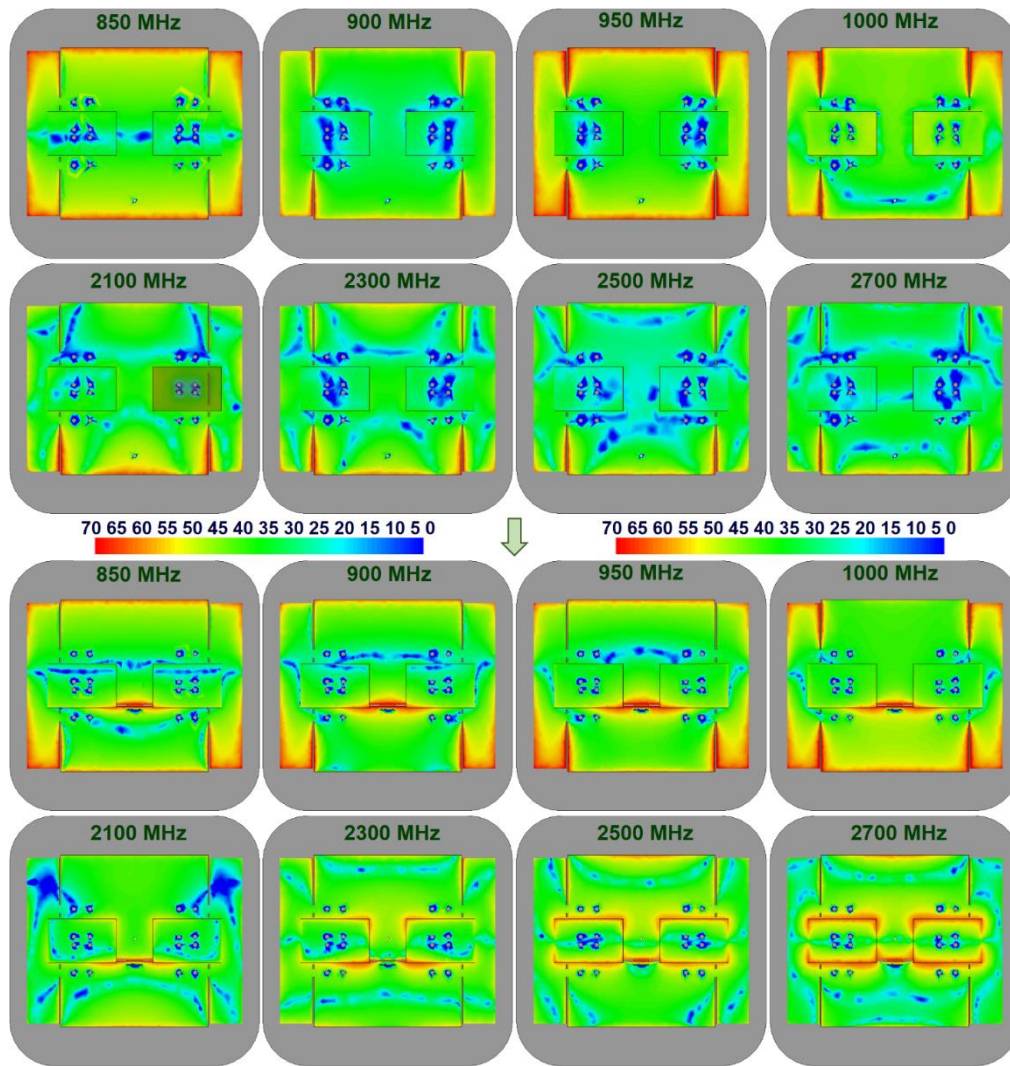


Рис. 10. Распределение Е-поля на поверхности МПА при добавлении пассивных элементов верхнего поддиапазона (вверху) и излучающей щели (внизу).

При питании антенны через щель эквивалентная схема излучателя нижнего поддиапазона дополняется эквивалентной схемой фидера, включающей в себя отрезок микрополосковой линии передачи и саму щель, однако с целью не перегружать изображение мы не будем ее изображать, так как на частотные характеристики эта часть влияет незначительно. В верхнем поддиапазоне эквивалентная схема будет включать в себя два параллельно соединенных резонансных контура прямоугольных излучателей с короткозамыкающими элементами $C_p \Sigma L_p$, расположенных над излучателем нижнего поддиапазона, который играет роль экрана (рисунок 11). Из рисунка 10 было видно, что щель не только обеспечивает улучшение возбуждения пассивных элементов, но и излучает сама, поэтому мы представляем ее на эквивалентной схеме в виде

контура $L_s C_s$. Из рисунка 12 видны три резонанса, два из них (около 2500 МГц и около 2900 МГц) соответствуют схеме, приведенной на рисунке 11. Если рассмотреть распределение полей на рисунке 10, то появление двух верхних резонансов соответствует возбуждению щели и пассивных излучателей верхнего поддиапазона. Нижний резонанс можно объяснить возбуждением волны TM_{020} на частоте нижнего поддиапазона антенны.

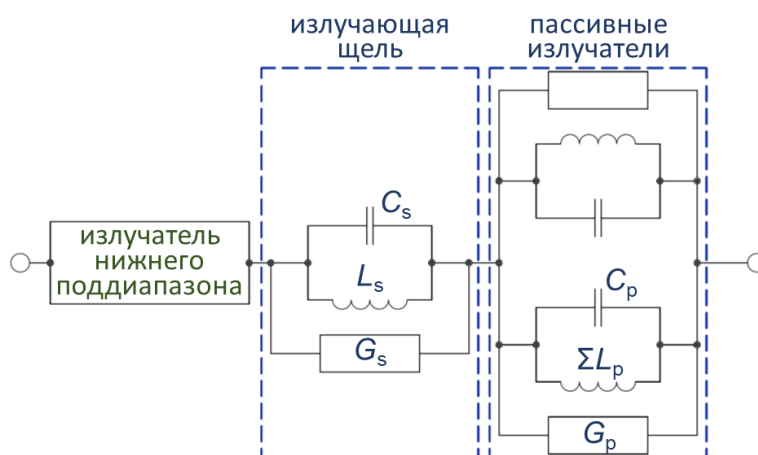


Рис. 11. Эквивалентная схема микрополосковой антенны с пассивными элементами верхнего поддиапазона и излучающей щелью.

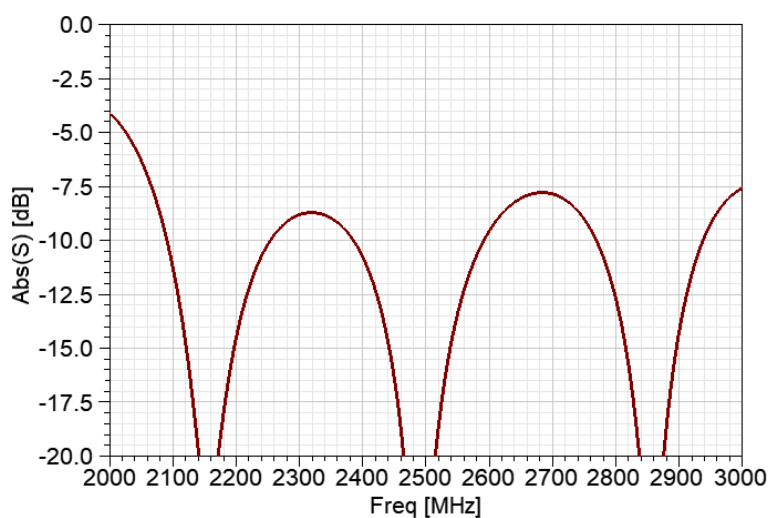


Рис. 12. Зависимость модуля коэффициента отражения от частоты на входе микрополосковой антенны с пассивными элементами верхнего поддиапазона, рассчитанная на основе модели.

Таким образом, анализируя полученные на рисунках 8 и 12 графики, антенна имеет 5 резонансов в двух поддиапазонах исследуемого диапазона частот. Для того, чтобы добиться согласования антенны в едином поддиапазоне

частот (между рядом расположенными резонансами) необходимо выполнить оптимизацию конструкции антенны с целью увеличения электромагнитной связи между ее элементами.

4. Оптимизация конструкции антенны и результаты ее моделирования

Конструкция антенны после ее оптимизации приведена на рисунке 13. Для улучшения согласования в нижнем частотном поддиапазоне пассивные излучатели (2) преобразованы в дугообразные кольцевые; для более сильного возбуждения пассивных излучателей (10) помимо щели (12) добавлен U-образный вырез (4); кроме того, добавлены вырезы (5) в активном излучателе (1), обеспечивающие улучшение согласования антенны в верхнем поддиапазоне. Пассивные излучатели (10) расположены над активным (1) на высоте 5 мм и закреплены с помощью металлических монтажных стоек (11), активный излучатель (1) расположен над экраном (7) на высоте 12 мм и также закреплен с помощью металлических монтажных стоек (6) и (11). Возбуждение антенны осуществляется с помощью небольшого отрезка микрополосковой линии передачи (8), соединенной одним концом с входным коаксиальным разъемом (9).

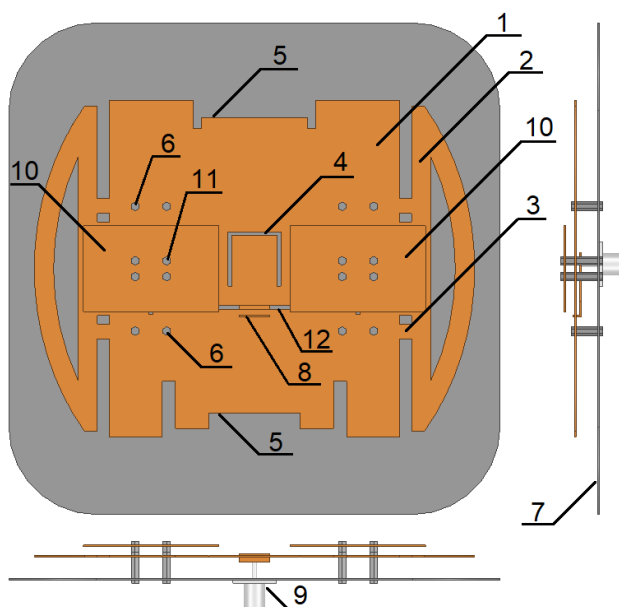


Рис. 13. Оптимизированная конструкция двухдиапазонной антенны.

На рисунке 14 показана зависимость модуля коэффициента отражения от частоты на входе оптимизированной микрополосковой антенны. Из графика видно, что антенна согласована по уровню $|S_{11}| \leq -10$ дБ в двух широких поддиапазонах частот: 866-1015 МГц и 2050-2835 МГц одновременно. При этом в большей части рабочего диапазона уровень модуля коэффициента отражения на входе не превышает минус 15 дБ.

На рисунках 15 и 16 показаны диаграммы усиления оптимизированной антенны, рассчитанные на основе модели. Видно, что диаграмма симметричная в азимутальной плоскости во всем рабочем диапазоне частот. В угломестной плоскости максимум отклоняется от нормали к плоскости антенны, формируя преимущественное излучение в верхней полусфере. Коэффициент усиления в нижнем поддиапазоне составляет 9-11 дБи, в верхнем – от 11 до 14 дБи.

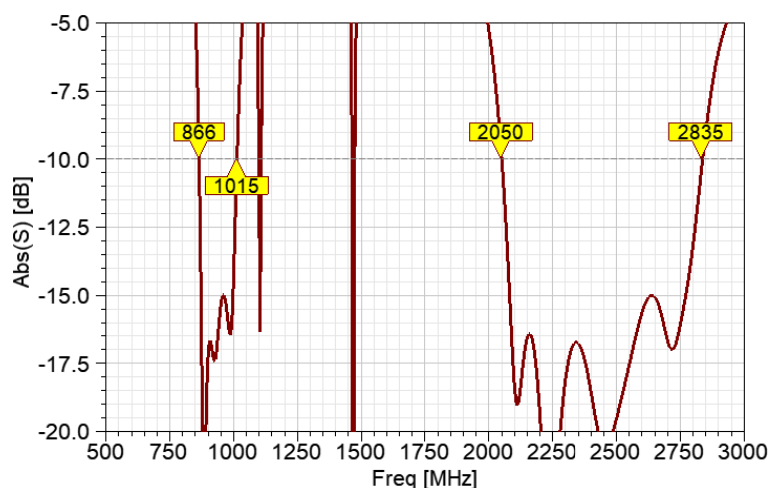


Рис. 14. Зависимость модуля коэффициента отражения от частоты на входе оптимизированной антенны, рассчитанная на основе модели.

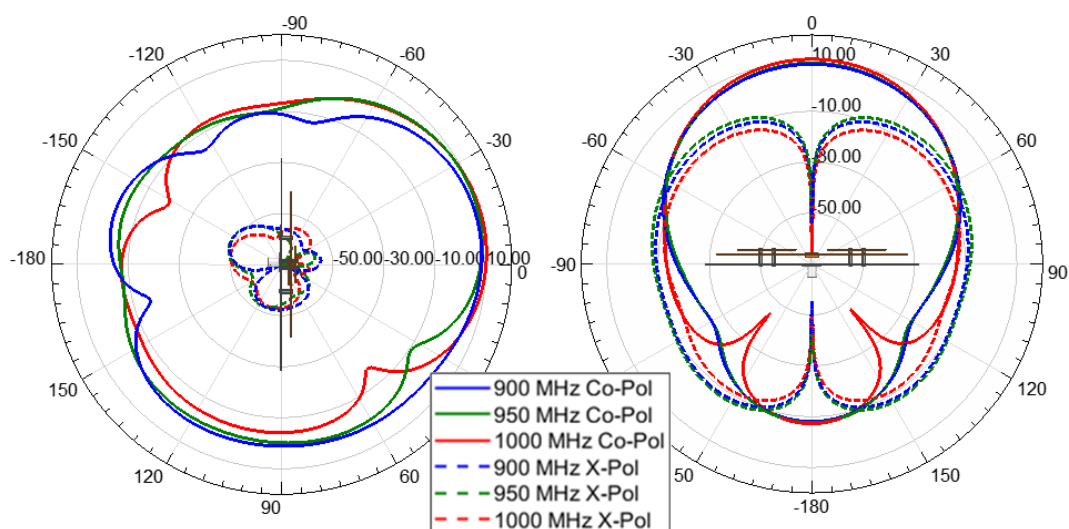


Рис. 15. Диаграмма усиления оптимизированной антенны, рассчитанная на основе модели в нижнем частотном поддиапазоне.

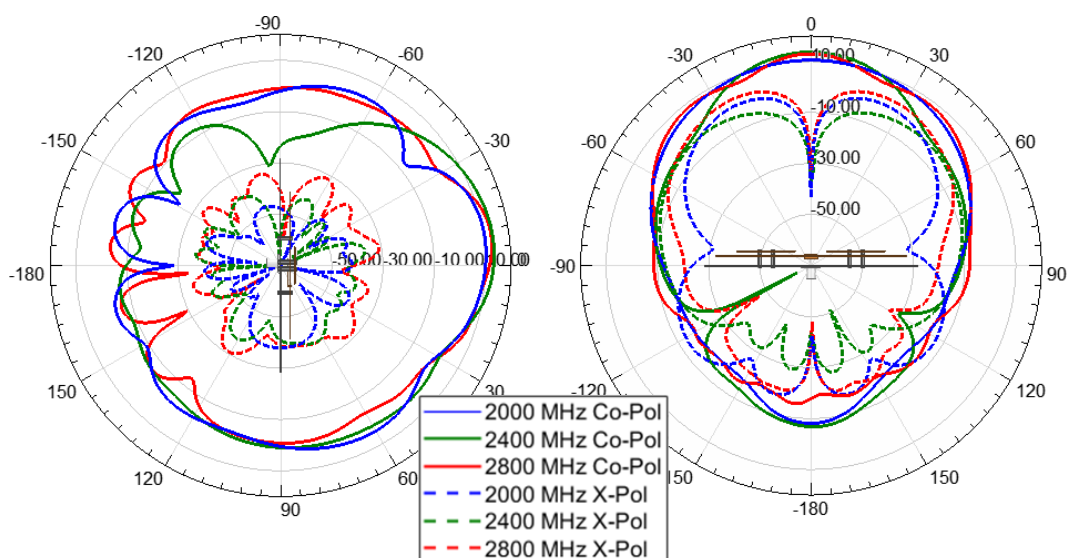


Рис. 16. Диаграмма усиления оптимизированной антенны, рассчитанная на основе модели в верхнем частотном поддиапазоне.

5. Результаты экспериментальных исследований антенны

Изготовленный экспериментальный образец исследуемой антенны представлен на рисунке 17. Все составные части антенны изготовлены из листов нержавеющей стали толщиной 1 мм посредством лазерной резки при точности не хуже 0,1 мм с последующей обработкой граней. Для крепления элементов антенны использовались латунные стойки диаметром 5 мм с высотой в соответствии с оптимизированной моделью антенны (рисунок 13), гайки и винты. Соединение микрополосковой линии передачи с входным разъемом

и активным излучателем выполнено посредством пайки. В качестве входного разъема выбран разъем типа N-female.

На рисунках 18-21 показаны ДН в главных плоскостях спроектированной двухдиапазонной антенны, измеренные в нижнем и верхнем частотных поддиапазонах в основной и кррсовой поляризациях. Измеренные диаграммы очень близки по форме к полученным при моделировании; ДН симметрична в азимутальной плоскости, ширина луча в нижнем поддиапазоне составляет около 50° , в верхнем – около 40° на частотах выше 2 ГГц; коэффициент защитного действия составляет более 13 дБ. Измеренный КУ соответствует полученному при моделировании, отклонение составляет не более 0,5 дБ во всем диапазоне.

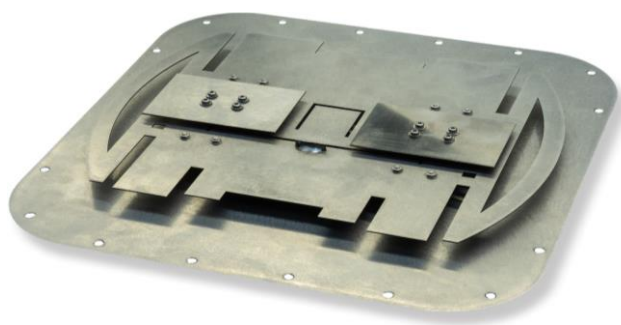


Рис. 17. Изготовленный образец двухдиапазонной направленной микрополосковой антенны.

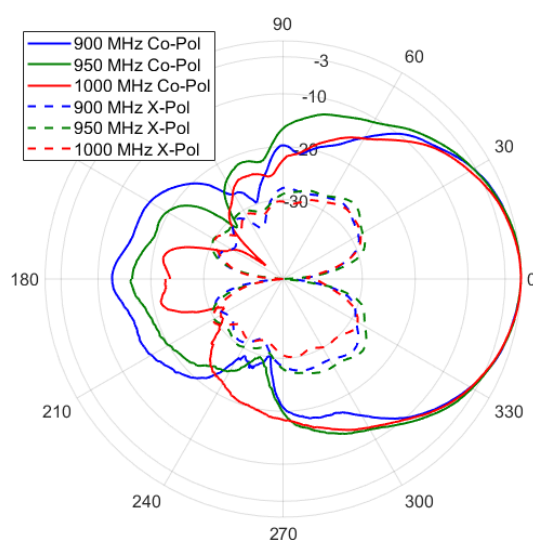


Рис. 18. Диаграмма направленности спроектированной антенны, измеренная в нижнем частотном поддиапазоне в азимутальной плоскости.

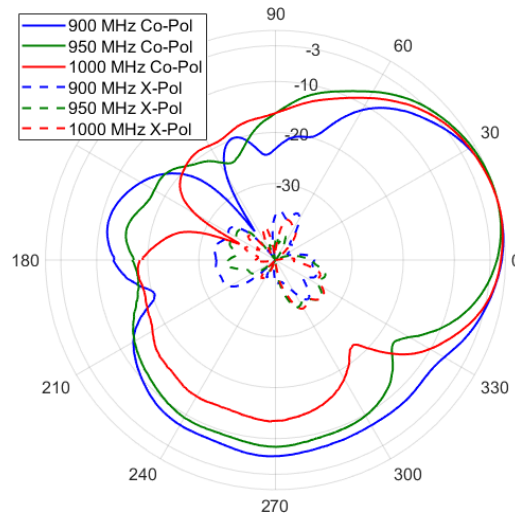


Рис. 19. Диаграмма направленности спроектированной антенны, измеренная в нижнем частотном поддиапазоне в угломестной плоскости.

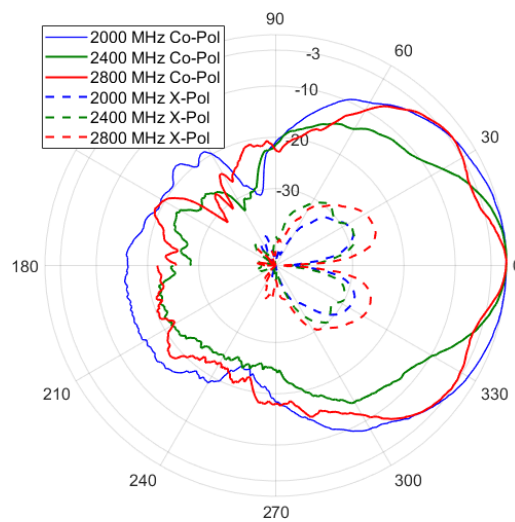


Рис. 20. Диаграмма направленности спроектированной антенны, измеренная в верхнем частотном поддиапазоне в азимутальной плоскости.

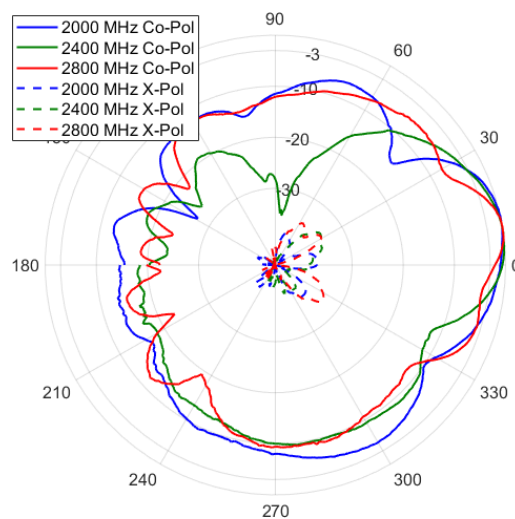


Рис. 21. Диаграмма направленности спроектированной антенны, измеренная в верхнем частотном поддиапазоне в угломестной плоскости.

На рисунке 22 показана измеренная зависимость модуля коэффициента отражения от частоты на входе спроектированной микрополосковой антенны. Из графика видно, что антенна согласована по уровню $|S_{11}| \leq -10$ дБ в двух широких поддиапазонах частот: 861-1013 МГц и 2087-2804 МГц одновременно, что достаточно близко к результатам, полученным на основе моделирования, формы кривых также близки к расчетным. Отклонения можно объяснить неточностью изготовления элементов антенны, а также погрешностью моделирования.

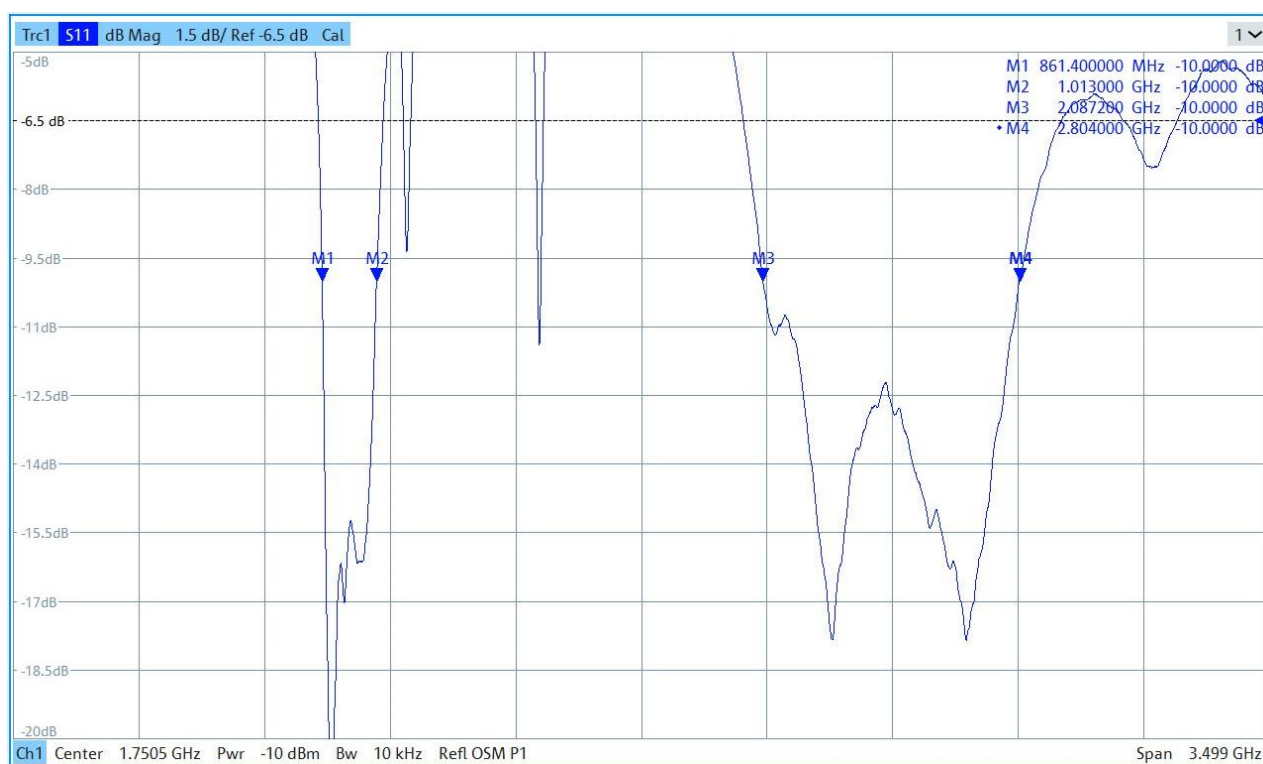


Рис. 22. Измеренная зависимость модуля коэффициента отражения от частоты на входе спроектированной антенны.

Таким образом результаты экспериментальных исследований подтвердили полученные при моделировании характеристики антенны; подтверждена возможность разработки и изготовления двухдиапазонной направленной антенны на основе предложенной в статье методики. Спроектированная антенна имеет высокие характеристики (коэффициент усиления и кроссполяризационной развязки, стабильность формы ДН, уровень согласования) при работе в двух

широких диапазонах частот одновременно, при этом конструкция антенны остается достаточно простой и не требует высоких затрат при ее изготовлении.

Заключение

В данной статье представлена методика разработки микрополосковой направленной антенны, работающей в двух широких диапазонах частот, на основе комбинации методов с добавлением пассивных элементов в одной плоскости с активным излучателем и над ним и их оптимального расположения относительно друг друга. По предложенной методике спроектирована антенна и оптимизированы ее размеры в программе трехмерного моделирования, рассчитаны основные характеристики: согласование по уровню $|S_{11}| \leq -10$ дБ в двух широких диапазонах частот: 866-1015 МГц (16 %) и 2050-2835 МГц (32 %); один вход, рассчитанный на входное сопротивление 50 Ом; ДН симметрична в азимутальной плоскости, ширина луча в нижнем поддиапазоне составляет около 50° , в верхнем – около 40° на частотах выше 2 ГГц; в угломестной плоскости максимум диаграммы направленности антенны смещен таким образом, что обеспечивается покрытие в верхней полусфере; коэффициент защитного действия составляет более 13 дБ; коэффициентом усиления в направлении максимального излучения составляет от 9 до 11 дБи в нижнем поддиапазоне и от 11 до 14 дБи в верхнем; поляризация антенны – линейная с уровнем кроссполяризационной развязки не менее 40 дБ.

На основе трехмерной модели изготовлен экспериментальной образец антенны, измерены его характеристики. Все элементы антенны изготовлены из листового металла (нержавеющей стали), крепление элементов выполняется с помощью стальных или латунных стоек, что делает подобную конструкцию антенны весьма прочной и ударостойкой. Изготовленная антенна имеет компактный размер – $0,8\lambda_{\max} \times 0,8\lambda_{\max} \times 0,07\lambda_{\max}$. Полученные результаты экспериментальных исследований подтвердили полученные при моделировании характеристики антенны; подтверждена возможность разработки и изготовления

двухдиапазонной направленной антенны на основе предложенной в статье методики.

Разработанная в соответствии с представленной методикой антенна, в первую очередь, применима в системах беспроводной связи беспилотных авиационных систем в качестве антенны наземного терминала управления беспилотным летательным аппаратом, но может найти применение в любой радиотехнической системе, где требуется обеспечение двухдиапазонного режима работы с высоким коэффициентом усиления антенны.

Финансирование: работа выполнена на основе инициативной НИР, финансируемой АО «ЭЙРБУРГ»

Литература

1. Harte L. Introduction to mobile telephone systems, 1G, 2G, 2.5 G, and 3G technologies and services. – Althos, 2006.
2. Rahnema M., Dryjanski M. From LTE to LTE-Advanced Pro and 5G. – Artech House, 2017.
3. Agrawal D. P., Zeng Q. A., Agrawal D. P. Introduction to wireless and mobile systems. – UK : Thomson, 2006.
4. Kanatas A. G., Nikita K. S., Mathiopoulos P. T. (ed.). New directions in wireless communications systems: from mobile to 5G. – CRC Press, 2017.
5. Chen Z. N., Luk K. M. Antennas for base stations in wireless communications. – McGraw-Hill, 2009.
6. Sabban A. (ed.). Wearable systems and antennas technologies for 5G, IOT and medical systems. – CRC Press, 2020.
7. Shishkin M. S. Wideband High-Gain Dual-Polarized Antenna for 5G Communications // 2021 XV International Scientific-Technical Conference on Actual Problems of Electronic Instrument Engineering (APEIE). – IEEE, 2021. – C. 311-316.

8. Shishkin M. S. Research of a wideband dual-polarization microstrip antenna array on a suspended substrate with irregular arrangement of elements //2024 IEEE 25th International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM). – IEEE, 2024. – C. 630-635.
9. Zeng Y. et al. (ed.). UAV Communications for 5G and Beyond. – John Wiley & Sons, 2020.
10. Saad W. et al. Wireless communications and networking for unmanned aerial vehicles. – Cambridge University Press, 2020.
11. Shishkin M. S., Shabunin S. N. Analysis of Various Designs of Wideband Patch Antennas // 2022 IEEE International Multi-Conference on Engineering, Computer and Information Sciences (SIBIRCON). – IEEE, 2022. – P. 1190–1193.
12. Wi S. H., Lee Y. S., Yook J. G. Wideband microstrip patch antenna with U-shaped parasitic elements //IEEE transactions on antennas and propagation. – 2007. – T. 55. – №. 4. – C. 1196-1199.
13. Najeeb D. et al. Design and simulation of wideband Microstrip patch antenna for RFID applications //2016 HONET-ICT. – IEEE, 2016. – C. 84-87.
14. Boufrioua A. (ed.). Microstrip antennas modeling for recent applications. – Nova Science Publishers, Incorporated, 2016.
15. Chen Z. N. et al. Handbook of antenna technologies. – Springer Publishing Company, Incorporated, 2016.
16. Kumar G., Ray K. P. Broadband microstrip antennas. – Artech house, 2002.
17. Kim S. W., Yu H. G., Choi D. Y. Analysis of patch antenna with broadband using octagon parasitic patch //Sensors. – 2021. – T. 21. – №. 14. – C. 4908.
18. Cao W. Q., Hong W. Bandwidth and gain enhancement for probe-fed CP microstrip antenna by loading with parasitical patches //Progress In Electromagnetics Research Letters. – 2016. – T. 61. – C. 47-53.
19. Legay H., Shafai L. New stacked microstrip antenna with large bandwidth and high gain //IEE Proceedings-Microwaves, Antennas and Propagation. – 1994. – T. 141. – №. 3. – C. 199-204.
20. Balanis C. A. Modern antenna handbook. – John wiley & sons, 2008.

21. Shishkin M. S. Bandwidth enhancement methods analysis for high-gain stacked microstrip antenna //Progress In Electromagnetics Research B. – 2024. – Т. 107. – С. 19-31.
22. Shishkin M. S. Ultrawideband High-Gain Stacked Microstrip Antenna with Modified E-Shaped Active Exciter and Four Single-Sided Bowtie Passive Elements //Progress In Electromagnetics Research B. – 2024. – Т. 109. – С. 1-16.
23. Garg R. Microstrip antenna design handbook. – Artech house, 2001.
24. Zhang X., Zhu L. Gain-enhanced patch antennas with loading of shorting pins //IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2016. – Т. 64. – №. 8. – С. 3310-3318.
25. Balanis C. A. Antenna theory: analysis and design. – John wiley & sons, 2015.

Для цитирования:

Шишкин М.С. Разработка направленной двухдиапазонной антенны для наземного терминала связи беспилотных авиационных систем. // Журнал радиоэлектроники. – 2025. – №. 8. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2025.8.12>