

DOI: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2026.5.13>

УДК: 621.396.67

ШИРОКОПОЛОСНАЯ МИКРОПОЛОСКОВАЯ АНТЕННА НА ОСНОВЕ ПРЯМОУГОЛЬНОГО ИЗЛУЧАТЕЛЯ С П-ОБРАЗНОЙ ЩЕЛЬЮ

Н.А. Гилев, Д.А. Мясников, Ю.Н. Паршин, О.И. Бирюков

**Научно-производственное объединение «Алмаз» имени академика А.А. Расплетина,
125190, Москва, Ленинградский проспект, д. 80, корп. 16**

Статья поступила в редакцию 27 апреля 2026 г.

Аннотация. В статье рассматривается разработка и исследование одиночной широкополосной микрополосковой антенны X-диапазона. Цель работы заключается в создании печатной излучающей структуры, обеспечивающей широкую полосу рабочих частот при сохранении приемлемых характеристик излучения. Для достижения поставленной цели базовая топология прямоугольного патча была модифицирована путем введения П-образной щели и усеченного экрана, а геометрические размеры нормированы к центральному значению длины волны. Анализ электродинамических характеристик выполнялся с применением методов трехмерного моделирования, параметрической оптимизации и эквивалентных схем. Оценка предельных возможностей согласования проводилась с привлечением интегрального критерия Боде-Фано. Результаты моделирования демонстрируют, что предложенная конфигурация позволяет расширить относительную рабочую полосу частот в 4,7 раза по сравнению с базовым прямоугольным излучателем (с 8,7 % до 41,0 % по уровню коэффициента стоячей волны по напряжению не более 1,7). Абсолютная рабочая полоса модифицированной антенны по указанному уровню составила 7,94-12,02 ГГц. Показано, что предложенная структура обладает

в 1,8 раза большим интегральным ресурсом согласования и эффективно перераспределяет его внутри рабочей полосы частот, реализуя 62 % доступного потенциала против 27 % у прототипа. Для подавления паразитных модовых составляющих и предотвращения деградации диаграммы направленности на верхних частотах диапазона в конструкцию введены два металлизированных сквозных отверстия. Такое решение позволило сохранить направление максимума излучения близким к нормали и обеспечить коэффициент усиления в пределах 2,74-6,33 дБ при преимущественно линейной поляризации. Разработанная и оптимизированная топология с нормированными размерами может рассматриваться как удобная базовая конфигурация для последующего проектирования аналогичных излучающих структур в других частотных диапазонах.

Ключевые слова: микрополосковая антенна, прямоугольный излучатель, П-образная щель, широкополосная антенна, многослойная подложка, металлизированные сквозные отверстия, критерий Боде-Фано.

Автор для переписки: Гилев Никита Андреевич, nikitagiliyov@gmail.com

Введение

Микрополосковые антенны широко применяются в современных радиолокационных, измерительных и телекоммуникационных системах благодаря малой толщине, технологичности изготовления и удобству интеграции с печатными СВЧ-трактами [1-4]. Вместе с тем классический прямоугольный микрополосковый излучатель обладает сравнительно узкой полосой согласования, что ограничивает его применение в задачах, где требуется перекрытие широкой рабочей полосы частот.

Введение щелей в конструкцию печатного излучателя позволяет изменить распределение поверхностного тока, увеличить эффективную длину его пути и сформировать несколько близко расположенных резонансных областей. При корректном выборе геометрических параметров такие области могут объединяться в единую широкую рабочую полосу [1-4, 7-8].

Целью настоящей работы является разработка и исследование широкополосной микрополосковой антенны X-диапазона на основе прямоугольного излучателя с П-образной щелью, топология которой может выступать универсальной базой для проектирования подобных излучателей. Такой подход позволяет использовать предложенную нормированную топологию как надежное первое приближение для синтеза аналогичных антенн в других частотных диапазонах, требующее лишь последующего перерасчета размеров с учетом свойств новых диэлектрических материалов. В качестве центральной частоты рабочего диапазона и базовой величины для нормировки всех геометрических параметров выбрана частота $f_0 = 10$ ГГц.

В работе приведены описание многослойной конструкции, оценка интегральной эффективности согласования на основе критерия Боде-Фано, а также результаты численного электродинамического моделирования в сравнении с базовым прямоугольным прототипом.

1. Конструкция антенны

Общий вид оптимизированной конструкции, положение излучающего элемента с П-образной щелью и детальная топология представлены на рис. 1-3. Для обеспечения универсальности все геометрические размеры нормированы к длине волны λ , соответствующей центральной частоте f_0 .

Антенна выполняется на многослойной композитной печатной плате, состоящей из двух слоев высокочастотного ламината Rogers 4350B с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r = 3,48$ толщиной 0,76 мм и 1,52 мм, соединенных слоем препрега FR-4 с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r = 4,3$ толщиной 0,14 мм [9]. При этом слой проводящей металлизации как экранирующей поверхности, так и самого печатного излучателя составляет 18 мкм. Схема многослойной подложки приведена на рис. 1.

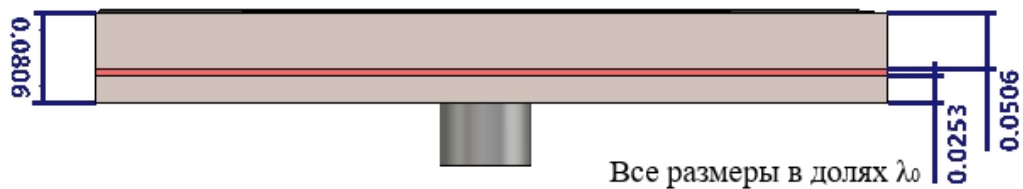


Рис. 1. Вид многослойной подложки сбоку с указанием слоев.

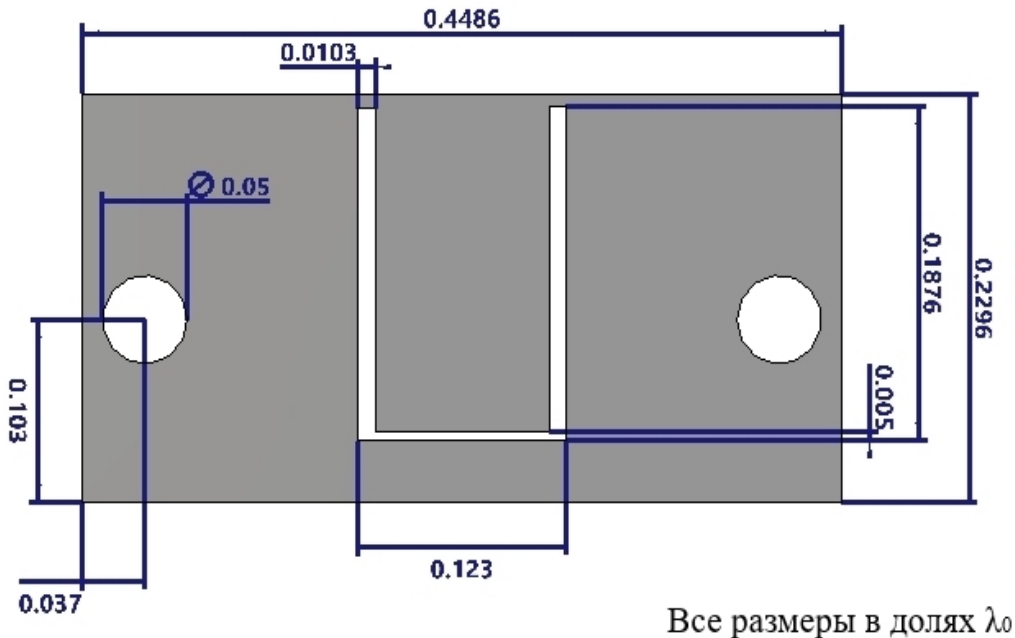


Рис. 2. Размеры излучающего элемента с П-образной щелью.

Важной конструктивной особенностью является использование усеченного экрана, размеры которого оптимизированы для расширения полосы согласования. Возбуждение осуществляется коаксиальным питанием. В качестве интерфейса подключения выбран стандартный коаксиально-микрополосковый переход ПКГм-50-001-01-3,30-19-В [5]. Точка питания располагается на оси симметрии внутри области внутреннего «язычка» П-образной щели. Геометрия излучающего элемента с П-образной щелью приведена на рис. 2.

Для предотвращения нежелательного возбуждения паразитных мод в конструкцию введены два металлизированных сквозных отверстия, соединяющих боковые участки печатного излучателя, не являющиеся основными излучающими кромками, с экранирующей поверхностью. Расположение металлизированных отверстий, усеченного экрана и точки питания показано на рис. 3.

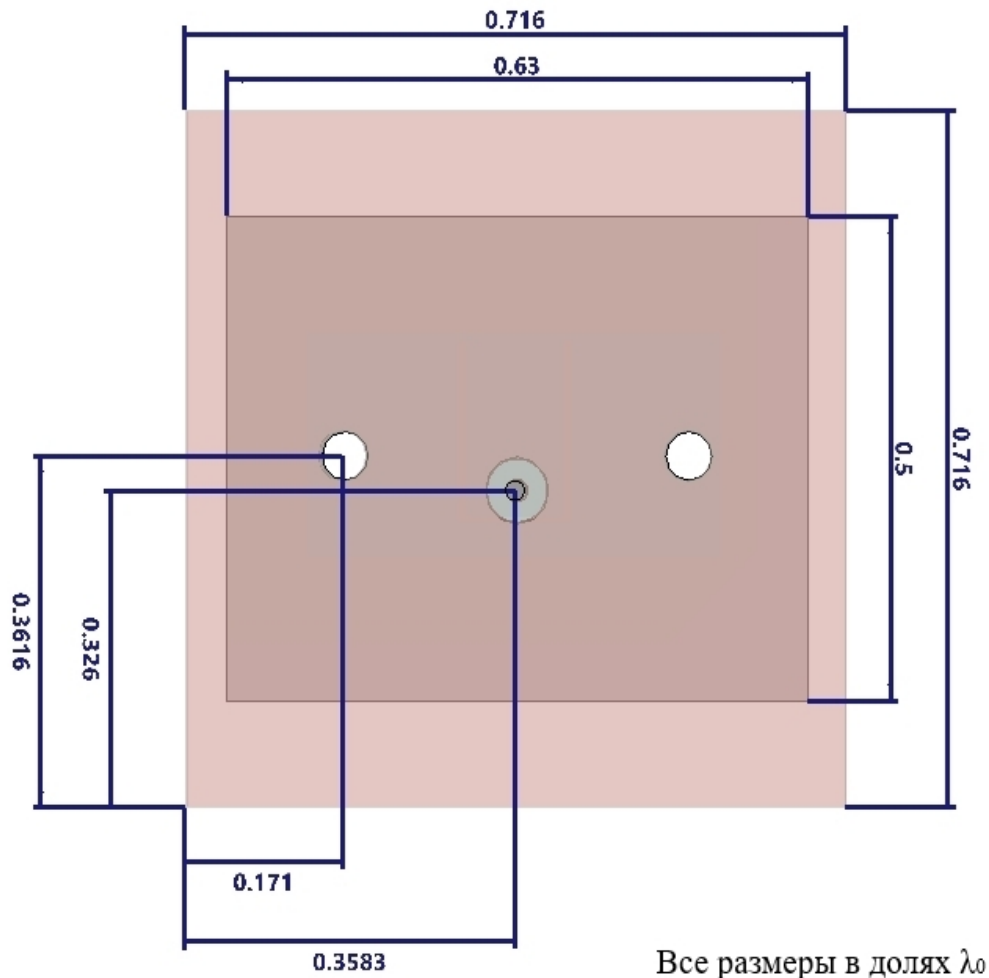


Рис. 3. Размеры подложки, усеченного экрана, положения металлизированных отверстий и точки питания модифицированной антенны.

2. Аналитический расчёт начальных геометрических параметров

Поскольку предложенная конструкция реализуется на композитной подложке, для предварительной оценки применяется модель однородного диэлектрика с эквивалентной относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_{r,eq}$ и суммарной толщиной h . Описанный ниже аналитический аппарат относится к синтезу эквивалентного однородного прототипа и служит исключительно для нахождения стартовой точки перед параметрической оптимизацией.

Несмотря на то, что многослойная подложка состоит из материалов с различающимися электродинамическими параметрами (ламинат Rogers 4350В с $\epsilon_r = 3,48$ и препрег FR-4 с $\epsilon_r = 4,3$), толщина связующего слоя препрега составляет всего 0,14 мм, что крайне мало по сравнению с суммарной толщиной

высокочастотных слоев. В связи с этим применение упрощенной модели эквивалентного однородного диэлектрика для предварительного расчета вносит лишь незначительную погрешность. Такое аналитическое допущение вполне оправдано для оперативной оценки начальных геометрических параметров базового излучателя. Возникающие при этом неточности, как и сложное взаимное влияние П-образной щели и усеченного экрана, в дальнейшем в значительной степени компенсируются на этапе параметрической оптимизации в специализированном пакете электродинамического моделирования.

В качестве базового прототипа для сопоставления используется классический прямоугольный микрополосковый излучатель, выполненный на аналогичной подложке. В отличие от предложенного решения, базовый патч выполнен без металлизированных сквозных отверстий, без П-образной щели и имеет полноценный сплошной экран во всю площадь подложки. Его геометрия приведена на рис. 4.

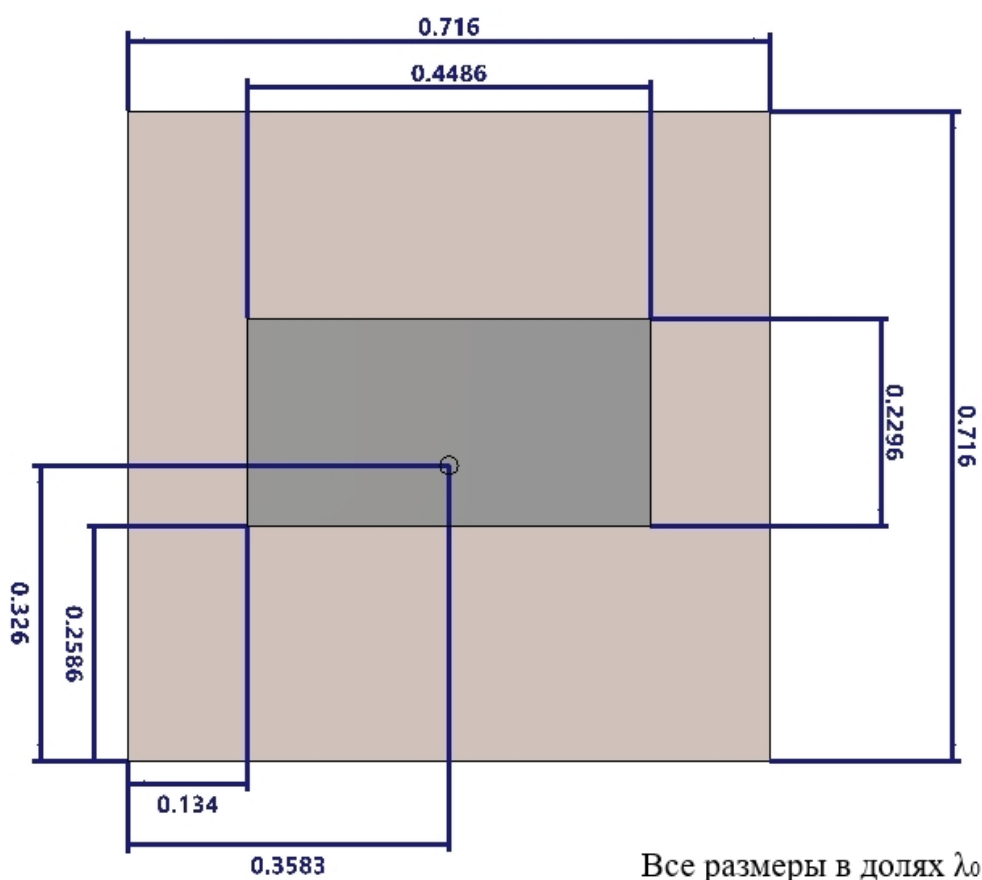


Рис. 4. Размеры подложки и базового прямоугольного излучателя.

Начальная оценка ширины W_0 прямоугольного излучателя определяется классическим выражением для получения высокого коэффициента полезного действия излучения [6]:

$$W_0 = \frac{c}{2 \cdot f_0} \cdot \sqrt{\frac{2}{\varepsilon_{r,eq} + 1}}, \quad (1)$$

где c – скорость света в вакууме, f_0 – центральная (резонансная) частота, $\varepsilon_{r,eq}$ – эквивалентная относительная диэлектрическая проницаемость многослойной подложки.

С учетом эффекта краевых полей эффективная диэлектрическая проницаемость структуры ε_{eff} рассчитывается по формуле:

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_{r,ef} + 1}{2} + \frac{\varepsilon_{r,ef} - 1}{2} \cdot \left(1 + 12 \cdot \frac{h}{W_0}\right)^{-\frac{1}{2}}, \quad (2)$$

где h – суммарная толщина диэлектрической подложки.

Удлинение электрического размера резонатора ΔL определяется соотношением:

$$\Delta L = 0.412 \cdot h \cdot \frac{(\varepsilon_{eff} + 0.3) \cdot \left(\frac{W_0}{h} + 0.264\right)}{(\varepsilon_{eff} - 0.258) \cdot \left(\frac{W_0}{h} + 0.8\right)}. \quad (3)$$

Тогда начальная физическая длина излучателя L находится как:

$$L_0 = \frac{c}{2 \cdot f_0 \cdot \sqrt{\varepsilon_{eff}}} - 2 \cdot \Delta L. \quad (4)$$

Для коаксиального возбуждения положение точки питания x_f , отсчитываемое от излучающей кромки резонатора, в первом приближении оценивается из условия согласования по входному сопротивлению:

$$R_{in}(x_f) \approx R_{edge} \cdot \cos^2 \left(\pi \cdot \frac{x_f}{L_{eff}} \right), \quad (5)$$

где $R_{in}(x_f)$ – входное сопротивление в точке питания, R_{edge} – входное сопротивление на краю излучателя, $L_{eff} = L_0 + 2 \cdot \Delta L$ – эффективная длина резонатора с учетом краевых эффектов.

Введение П-образной щели и использование усеченного экрана существенно изменяют распределение поверхностных токов и импедансные характеристики, поэтому окончательные размеры определялись по результатам параметрической оптимизации в специализированном пакете электродинамического моделирования.

3. Результаты численного моделирования и анализ

Электродинамическое моделирование рассматриваемых структур проводилось в среде трехмерного СВЧ-моделирования методом конечного интегрирования во временной области с применением адаптивной гексаэдральной сетки. В численной модели учтены потери в металле и диэлектрических слоях: параметры металлизации соответствуют свойствам отожженной меди $\sigma = 5,8 \cdot 10^7$ См/м при толщине 18 мкм; параметры диэлектрических слоев заданы с учетом потерь на центральной частоте 10 ГГц: для Rogers 4350B $\text{tg}\delta = 0,0037$, для препрега FR-4 $\epsilon_r = 4,3$ и $\text{tg}\delta = 0,025$.

3.1. Анализ широкополосного согласования и критерий Бode-Фано

Базовый прямоугольный излучатель вблизи резонансной частоты может быть описан эквивалентной схемой в виде одиночного параллельного RLC-контура, нагруженного последовательной индуктивностью коаксиального перехода. Введение П-образной щели и усеченного экрана существенно

усложняет электродинамическую структуру излучателя, приводя к формированию нескольких связанных резонансных состояний. Такое изменение распределения реактивной энергии в ближней зоне антенны формирует многорезонансную характеристику согласования и способствует расширению рабочей полосы частот.

Фундаментальное ограничение на ширину полосы согласования задается интегральным соотношением Боде-Фано, ограничивающим общую площадь под кривой логарифма обратного коэффициента отражения [10]:

$$\int_0^{\infty} \ln \left| \frac{1}{\Gamma(\omega)} \right| d\omega \leq \frac{\pi}{RC}. \quad (6)$$

Для количественной оценки доступного «ресурса согласования» было выполнено численное интегрирование характеристики $\ln(1/|\Gamma|)$ в диапазоне 6-14 ГГц. Площадь интеграла S для базового прямоугольного патча составила $31,4 \cdot 10^9$ рад/с, в то время как для предложенной конструкции с П-образной щелью этот показатель равен $56,2 \cdot 10^9$ рад/с. Это свидетельствует об увеличении достигнутой интегральной эффективности согласования почти в 1,8 раза.

Рассчитанные площади интегралов позволяют ввести эквивалентную прямоугольную полосу согласования, удобную для сравнительной оценки эффективности использования интегрального ресурса. В идеальном предельном случае характеристика согласования имеет прямоугольную форму, при которой $|\Gamma(\omega)| = \Gamma_m$ в пределах полосы $\Delta\omega$, и наблюдается полное отражение вне её. В этом случае интеграл сводится к выражению $S = 2\pi \cdot \Delta f_{\max} \cdot \ln(1/\Gamma_m)$, откуда эквивалентная прямоугольная полоса частот:

$$\Delta f_{\max} = \frac{S}{2\pi \ln(1/\Gamma_m)}. \quad (7)$$

Оценка предельных характеристик проводилась для двух практически значимых критериев: по уровню КСВН $\leq 2,0$ ($\Gamma_m = 1/3$) и более строгому КСВН $\leq 1,7$ ($\Gamma_m \approx 0,26$). Расчетные частотные зависимости КСВН, на основе

которых определялись реальные рабочие полосы, представлены на рис. 5 (предложенная антенна) и рис. 6 (базовый прототип).

Для базового прямоугольного излучателя (центральная частота $f_0 \approx 11,41$ ГГц) эквивалентная прямоугольная полоса по КСВН $\leq 2,0$ составляет $\Delta f_{\max} \approx 4,55$ ГГц. При нормировке к центральной частоте это дает предельную относительную полосу 39,9 %. Однако, как видно из графиков (рис. 6), реальная конструкция демонстрирует узкополосный резонанс и обеспечивает полосу лишь 11,5 % (10,75-12,07 ГГц). Таким образом, это соответствует невысокой степени концентрации достигнутого интегрального ресурса согласования в допустимой рабочей полосе. При переходе к более строгому критерию КСВН $\leq 1,7$ эквивалентная прямоугольная полоса сужается до 32,4 %, а реальная рабочая полоса падает до 8,7 % (10,90-11,89 ГГц), что соответствует использованию достигнутого интегрального ресурса на уровне 27 %.

Для предложенной антенны с П-образной щелью ($f_0 = 10$ ГГц) возросшая площадь интеграла приводит к увеличению эквивалентной прямоугольной полосы по уровню КСВН $\leq 2,0$ до $\Delta f_{\max} \approx 8,14$ ГГц, что соответствует относительной полосе 81,4 %. Показанная на рис. 5 реально достигнутая в конструкции непрерывная рабочая полоса 45,5 % (7,79-12,34 ГГц) показывает, что антенна существенно эффективнее концентрирует достигнутый интегральный ресурс согласования в рабочей полосе. Еще показательнее сравнение по строгому критерию КСВН $\leq 1,7$: эквивалентная прямоугольная полоса для данной структуры составляет 66,3%, тогда как реализованная на практике полоса составляет 41,0 % (7,94-12,02 ГГц). В этом случае степень концентрации достигнутого интегрального ресурса достигает 62 %.

Таким образом, предложенная модификация не только обладает в 1,8 раза большим интегральным ресурсом согласования, но и значительно эффективнее концентрирует этот ресурс в рабочей полосе частот (62 % против 27 % для строгого критерия), формируя характеристику согласования, качественно более близкую к идеализированной прямоугольной форме. Полученная практическая полоса модифицированной антенны существенно превышает ту

полосу, которая реализована базовым прямоугольным прототипом, и не может быть объяснена в рамках достигнутого интегрального ресурса согласования последнего.

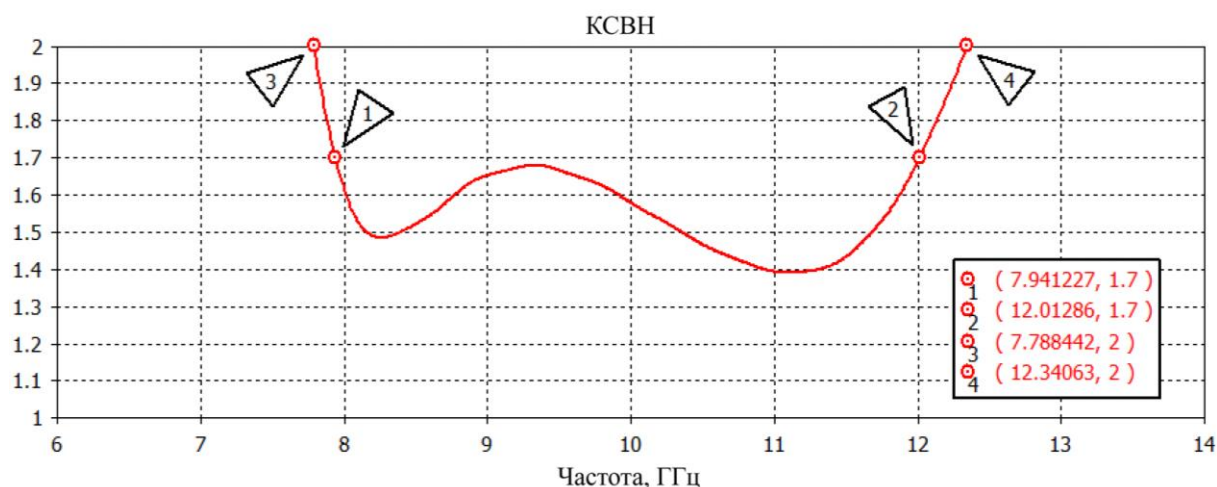


Рис. 5. Частотная зависимость КСВН предложенной антенны с П-образной щелью.

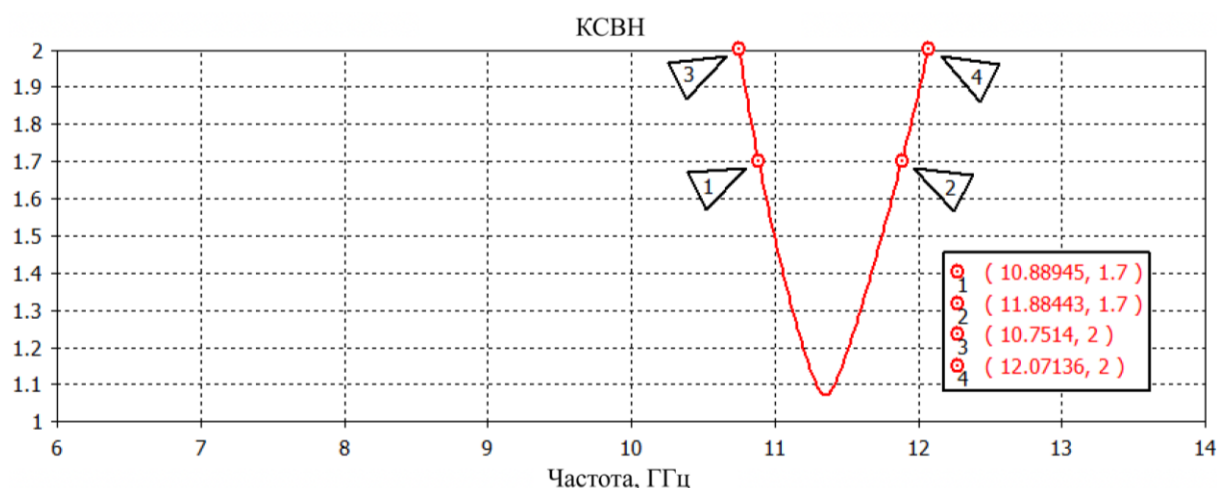


Рис. 6. Частотная зависимость КСВН базового прямоугольного прототипа.

3.2. Характеристики излучения и диаграммы направленности

Анализ полярных диаграмм направленности показал, что использование электрически толстой подложки и усеченного экрана может приводить к возбуждению паразитных мод более высокого порядка и поверхностных волн. В конфигурации без компенсирующих элементов их интерференция с основным излучающим полем вызывает заметную деградацию диаграммы направленности

на верхних частотах рабочего диапазона, вплоть до раздвоения главного лепестка.

Данный эффект деградации наблюдается в диапазоне 10-12 ГГц. Наглядным примером служит частота 10,6 ГГц, для которой соответствующая диаграмма направленности приведена на рис. 7: при отсутствии сквозных отверстий усиление по нормали, то есть при угле 0° , падает до 2,4 дБи, а максимум излучения отклоняется на углы $\pm 40^\circ$, формируя два боковых максимума с усилением 4,1 дБи.

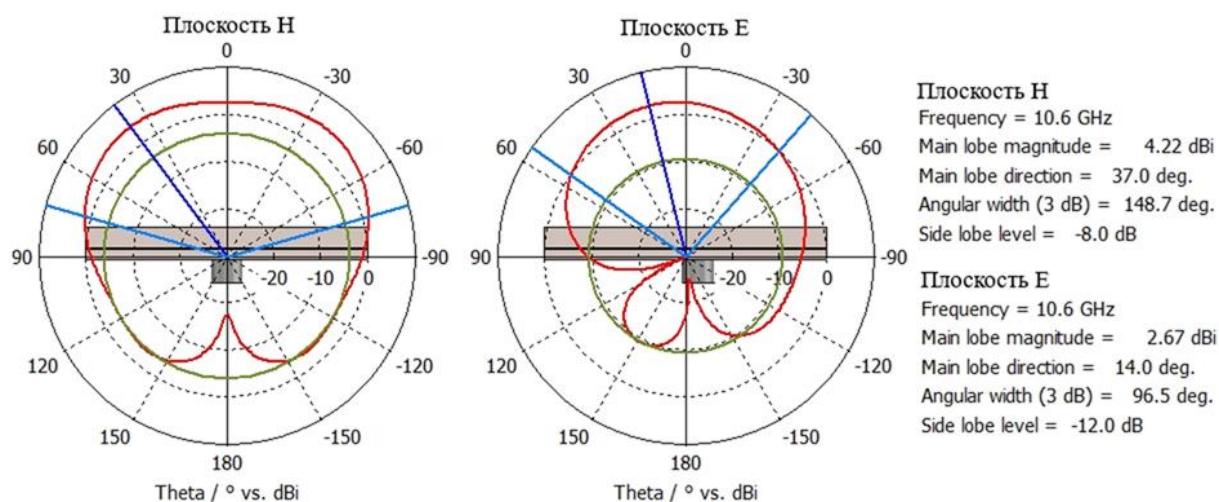


Рис. 7. Диаграмма направленности антенны без металлизированных отверстий на частоте 10,6 ГГц.

Введение двух металлизированных сквозных отверстий изменяет граничные условия для токов и полей в излучающей структуре, что приводит к подавлению паразитных составляющих и восстановлению основного максимума излучения вблизи нормали к поверхности. Моделирование показывает, что введение металлизированных отверстий позволяет в значительной степени устранить провал излучения по нормали: на той же частоте 10,6 ГГц максимум усиления возвращается к углу 0° и составляет 5,6 дБи, сохраняя целостность и направленные свойства диаграммы во всем широком рабочем диапазоне. Соответствующие диаграммы направленности предложенной антенны на частотах 8, 10 и 12 ГГц приведены на рис. 8-10.

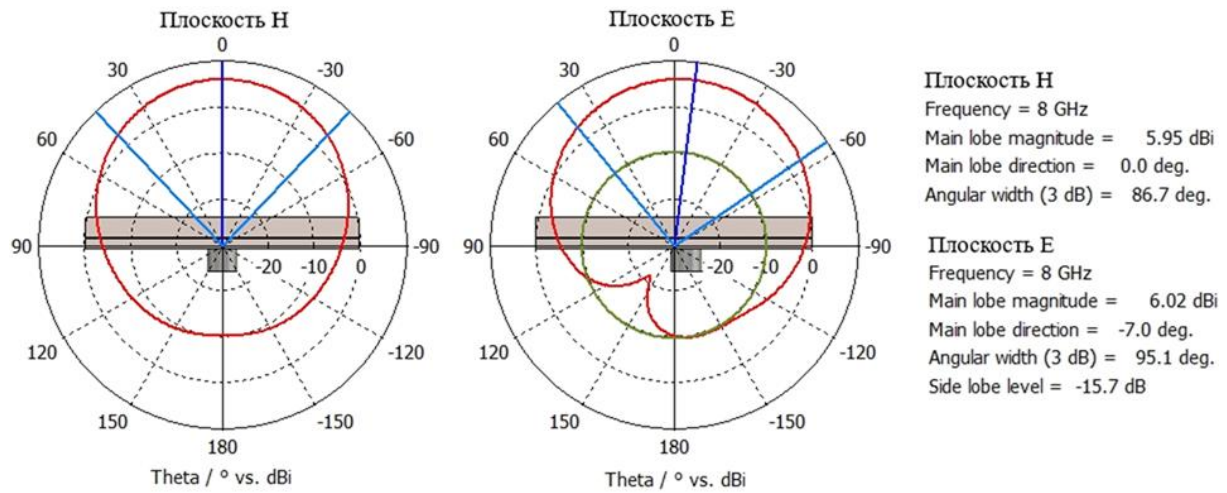


Рис. 8. Диаграмма направленности предложенной антенны в двух ортогональных главных плоскостях на частоте 8 ГГц.

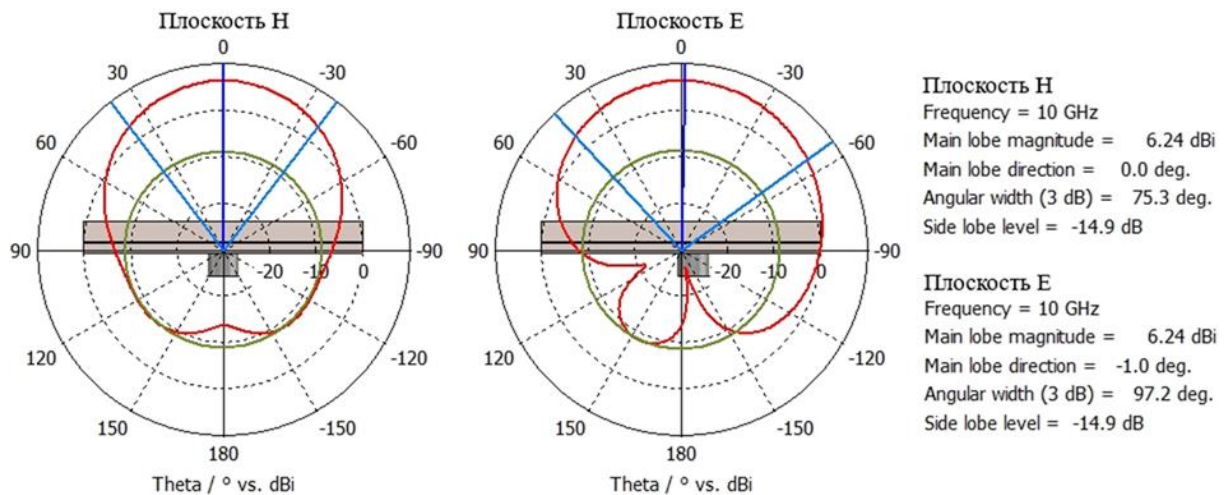


Рис. 9. Диаграмма направленности предложенной антенны в двух ортогональных главных плоскостях на частоте 10 ГГц.

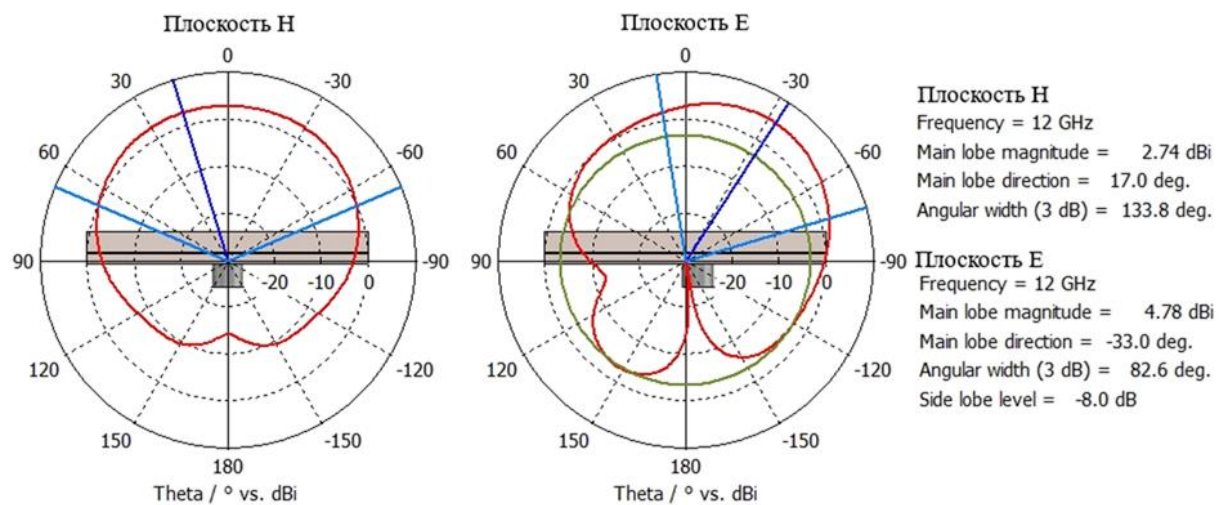


Рис. 10. Диаграмма направленности предложенной антенны в двух ортогональных главных плоскостях на частоте 12 ГГц.

Из-за несимметричности топологии в одной из ортогональных плоскостей, а именно в плоскости расположения щели, наблюдается частотно-зависимое угловое смещение направления максимального излучения.

3.3. Коэффициент усиления

В продольной плоскости направление максимума диаграммы направленности в широком диапазоне частот остается близким к нормали к поверхности антенны. В поперечной плоскости наблюдается частотно-зависимое смещение луча, что вызывает спад усиления строго в направлении нормали на верхних частотах диапазона.

На рис. 11 и 12 приведены частотные зависимости коэффициента усиления по нормали к поверхности антенны, а также максимального коэффициента усиления в двух ортогональных главных плоскостях Е и Н для предложенной антенны и базового прототипа. Анализ данных в целевой рабочей полосе 8-12 ГГц показывает, что максимальный коэффициент усиления предложенной широкополосной антенны в главных плоскостях изменяется в пределах 2,74-6,33 дБи, тогда как для узкополосного базового прототипа этот разброс значительно шире и составляет 0,34-6,61 дБи. Несмотря на незначительное снижение абсолютного пикового значения, антенна с П-образной щелью демонстрирует существенно более высокую стабильность максимального коэффициента усиления в пределах всей рабочей полосы.

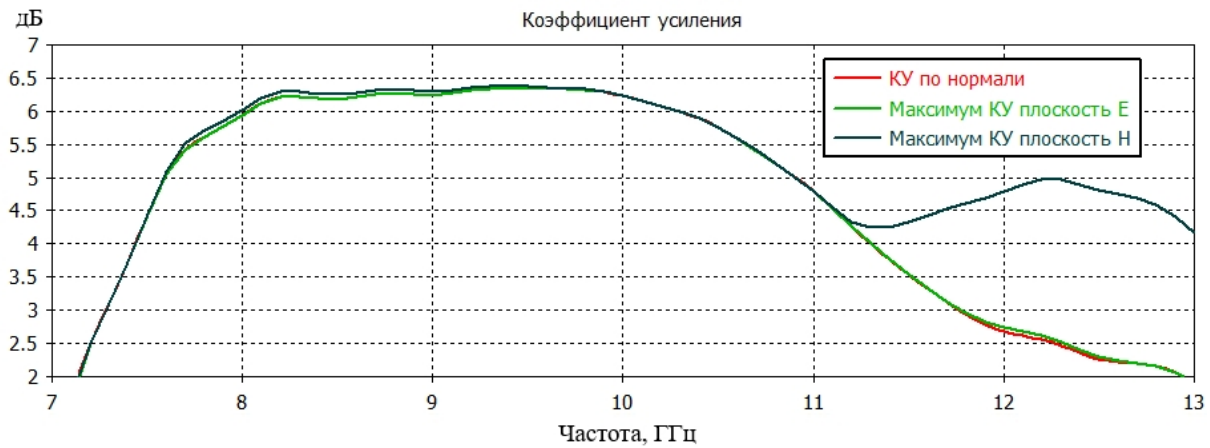


Рис. 11. Частотные зависимости коэффициента усиления предложенной антенны: по нормали к поверхности, а также максимального коэффициента усиления в главных плоскостях E и H.

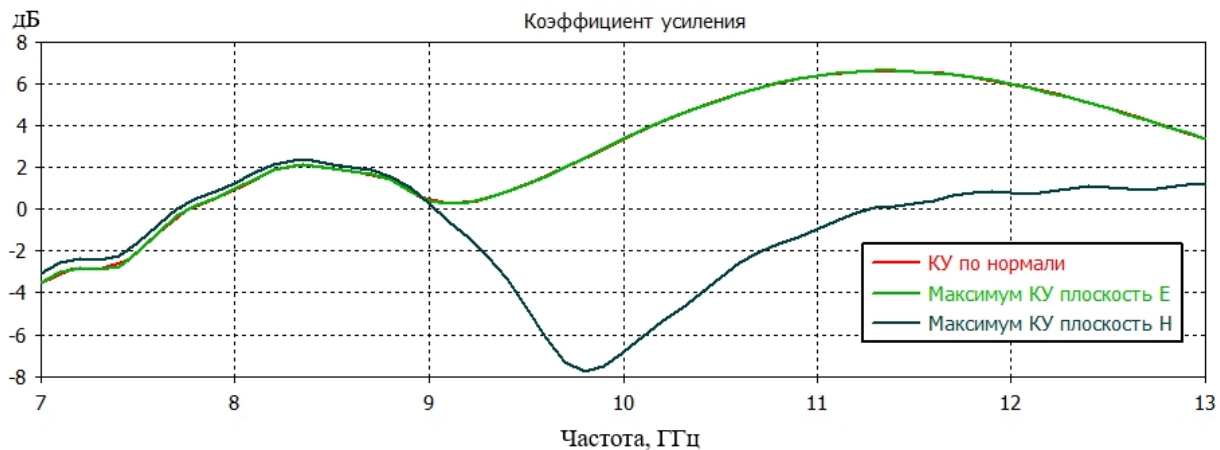


Рис. 12. Частотные зависимости коэффициента усиления базового прямоугольного прототипа: по нормали к поверхности, а также максимального коэффициента усиления в главных плоскостях E и H.

3.4. Распределение поверхностных токов

Для уточнения физического механизма работы предложенной конструкции были проанализированы распределения поверхностных токов на печатном излучателе в диапазоне частот 8-12 ГГц как при наличии металлизированных сквозных отверстий, так и без них. Полученные карты показывают, что во всем рабочем диапазоне основные токовые максимумы локализуются вблизи кромок П-образной щели и в области коаксиального возбуждения. Это подтверждает, что именно П-образная щель формирует удлиненный путь протекания тока и обеспечивает возникновение нескольких близко расположенных резонансных состояний, совместно расширяющих рабочую полосу согласования (рис. 13, 14).

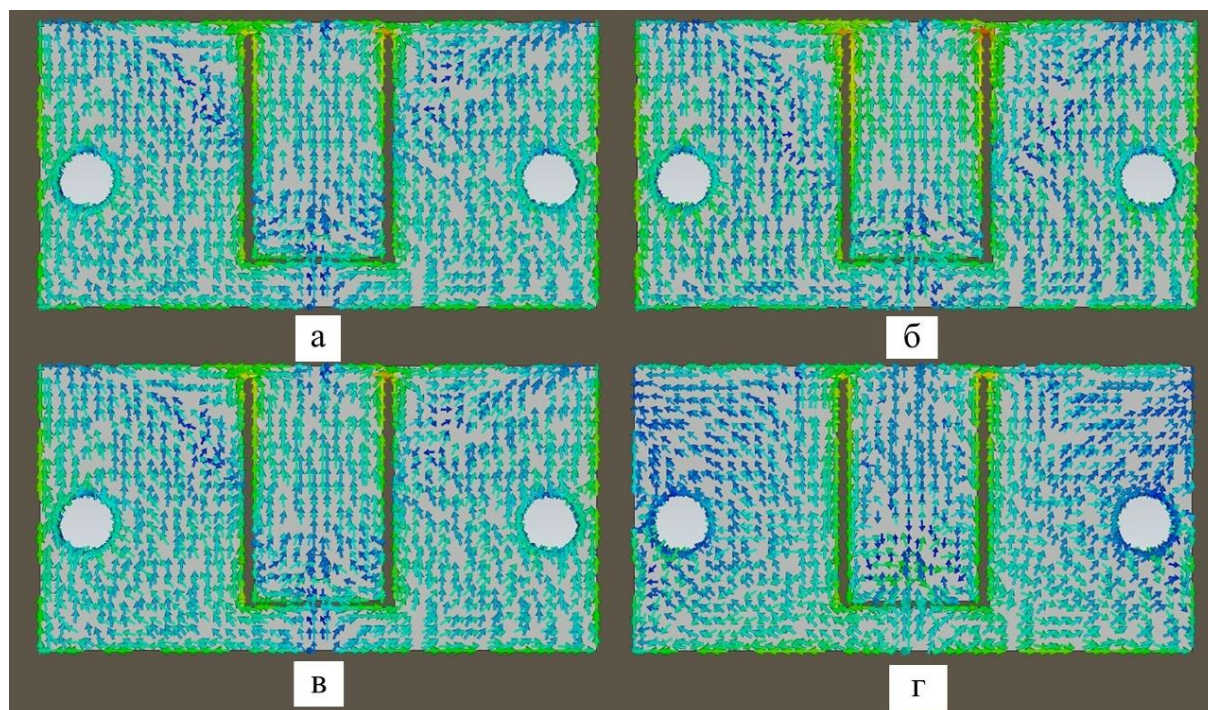


Рис. 13. Распределение поверхностных токов на предложенной антенне с металлизированными отверстиями:
а – 8 ГГц; б – 10 ГГц; в – 10,6 ГГц;
г – 12 ГГц.

На частотах 8 и 10 ГГц токораспределение для конструкции с металлизированными отверстиями остается относительно упорядоченным: повышенная плотность тока сосредоточена преимущественно вдоль внутренних кромок щели и в зоне возбуждения, тогда как на периферийных участках патча токи выражены слабее. Это соответствует устойчивому возбуждению основной излучающей моды и согласуется с сохранением приемлемой формы диаграммы направленности в указанной части диапазона (рис. 13).

Наиболее показательной является область верхних частот, прежде всего 10,6 и 12 ГГц. В конфигурации без металлизированных отверстий распределение токов становится существенно более сложным: возрастают поперечные составляющие тока, усиливается токовая активность на центральном «язычке» и на боковых участках патча, а структура линий тока приобретает признаки интерференции нескольких модовых составляющих. Именно такое усложнение токораспределения качественно объясняет ранее показанную на рис. 7 деградацию диаграммы направленности и склонность к раздвоению главного лепестка. При введении двух металлизированных отверстий токовая картина на тех же

частотах становится более локализованной и упорядоченной: заметно ослабляются паразитные токовые составляющие на периферийных участках, а основная токовая активность вновь концентрируется вблизи резонансного контура щели и области возбуждения (рис. 13, 14).

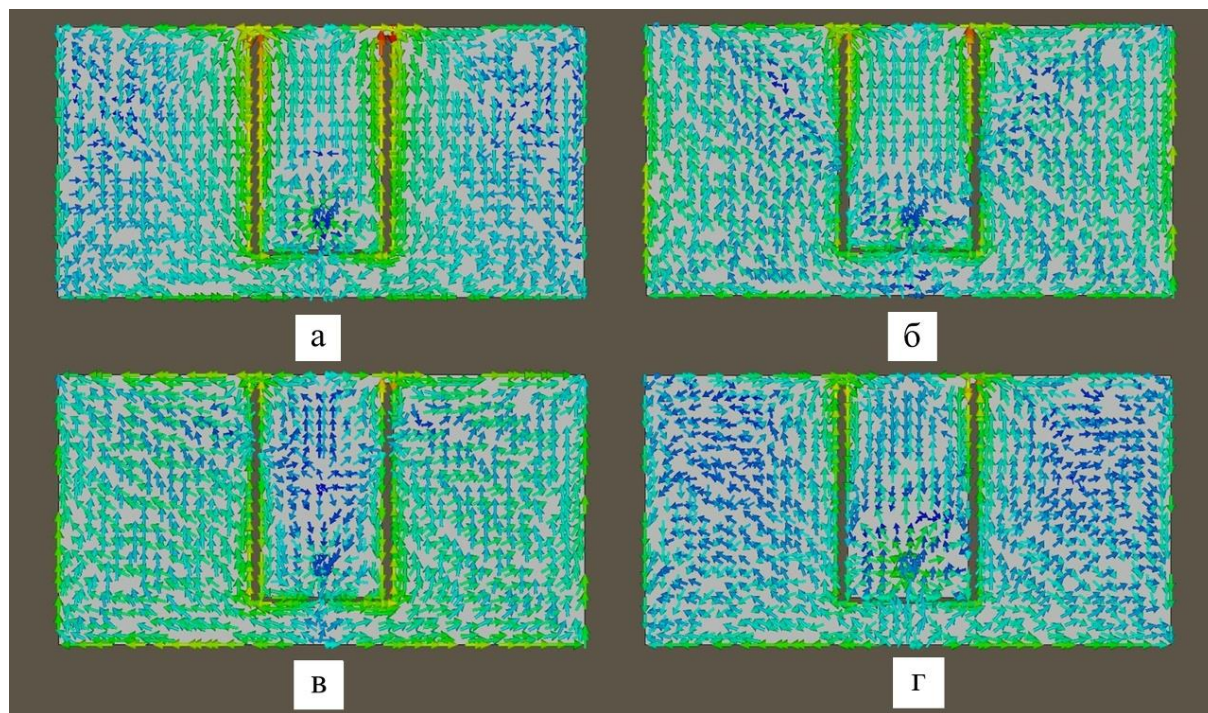


Рис. 14. Распределение поверхностных токов на антенне без металлизированных отверстий:
а – 8 ГГц; б – 10 ГГц; в – 10,6 ГГц; г – 12 ГГц.

Таким образом, результаты анализа поверхностных токов подтверждают, что металлизированные отверстия изменяют граничные условия в излучающей структуре и подавляют паразитные модовые составляющие, ответственные за ухудшение излучательных характеристик на верхних частотах рабочего диапазона.

3.5. Поляризационные характеристики

Дополнительный анализ поляризационных свойств предложенной антенны был выполнен на частотах 8, 10, 10,6 и 12 ГГц. Пространственные диаграммы с отображением направления вектора электрического поля показывают, что в области основного излучения антенна сохраняет преимущественно линейную поляризацию во всем исследуемом диапазоне.

При этом с ростом частоты наблюдается постепенное увеличение асимметрии поляризационной картины, что согласуется с ранее отмеченным частотно-зависимым смещением направления максимума излучения в одной из главных плоскостей (рис. 15).

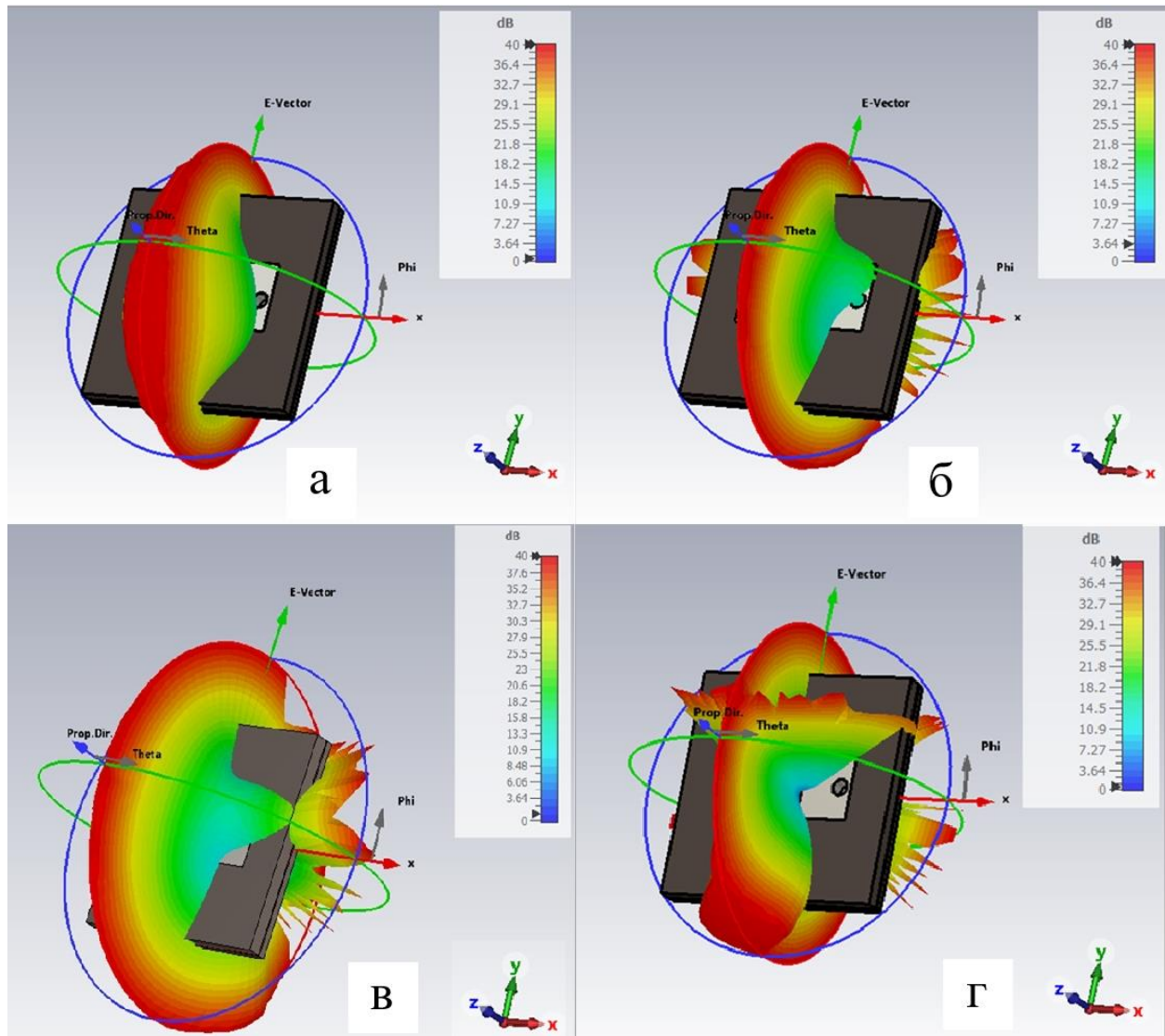


Рис. 15. Пространственные поляризационные характеристики предложенной антенны: а – 8 ГГц; б – 10 ГГц; в – 10,6 ГГц; г – 12 ГГц.

Плоскостные зависимости отношения осей поляризационного эллипса при ($\varphi = 90^\circ$) подтверждают данный вывод. В направлении основного лепестка отношение осей остается значительно выше уровня 3 дБ, что соответствует преимущественно линейной поляризации. Локальные уменьшения этого показателя наблюдаются главным образом вне области основного максимума и связаны с возрастанием вклада боковых и паразитных составляющих поля.

На частотах 10,6 и 12 ГГц эти особенности выражены сильнее, что указывает на усложнение поляризационной структуры излучения на верхней границе рабочего диапазона, однако в направлении основного излучения доминирующий характер линейной поляризации сохраняется (рис. 16).

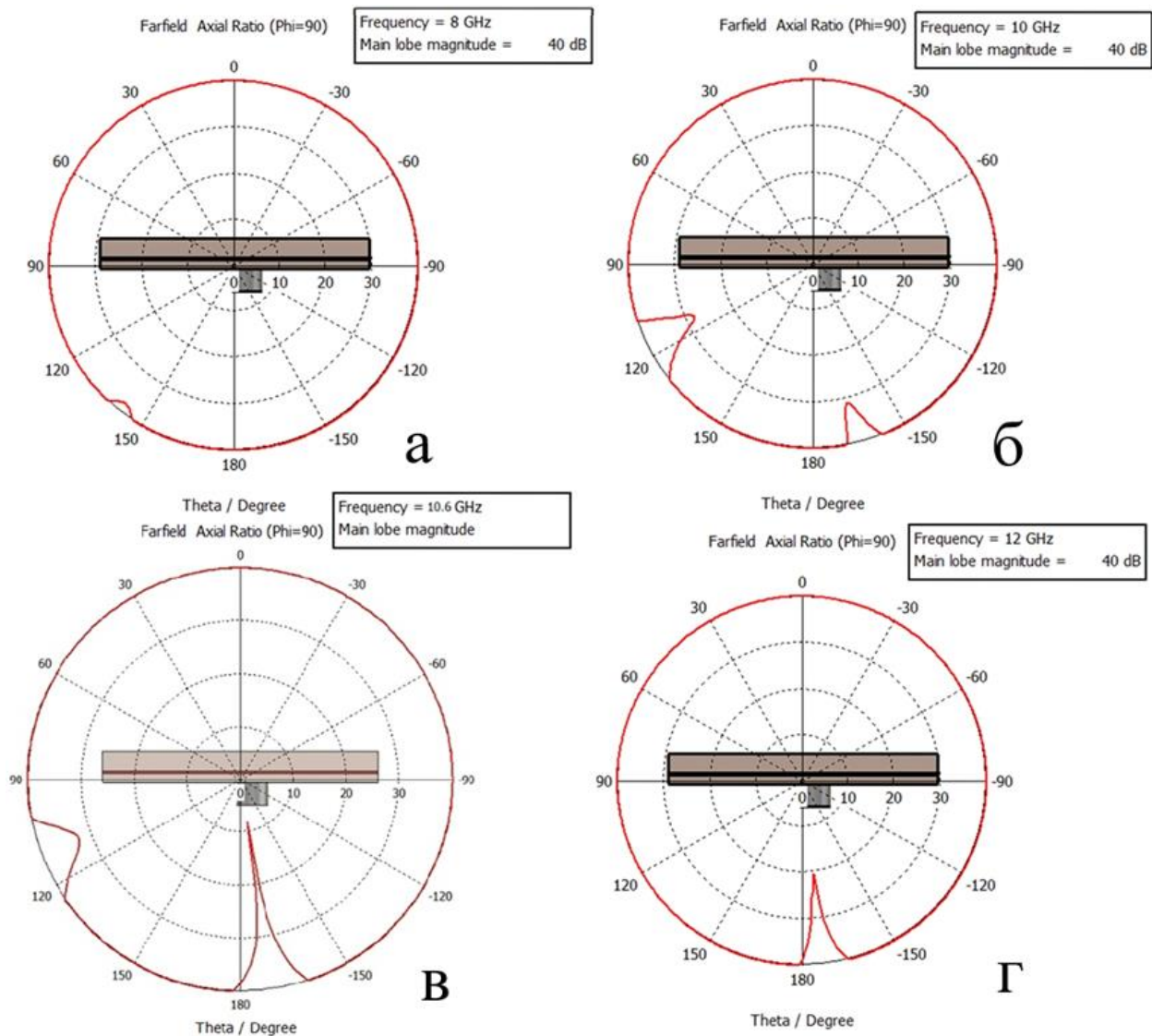


Рис. 16. Плоскостные поляризационные характеристики предложенной антенны ($\varphi = 90^\circ$):
а – 8 ГГц; б – 10 ГГц; в – 10,6 ГГц; г – 12 ГГц.

Полученные результаты позволяют сделать вывод, что предложенная широкополосная антенна обеспечивает не только расширенную полосу согласования, но и приемлемую устойчивость поляризационных характеристик в пределах X-диапазона. Это является дополнительным аргументом в пользу практической применимости разработанной топологии в компактных печатных

СВЧ-устройствах, где одновременно важны широкополосность, стабильность диаграммы направленности и предсказуемая поляризация излучения.

Заключение

В работе предложена и исследована конструкция одиночной широкополосной микрополосковой антенны X-диапазона на основе прямоугольного излучателя. Показано, что комплексная модификация базовой топологии – введение П-образной щели и усеченного экрана – позволяет расширить относительную рабочую полосу частот в 4,7 раза по сравнению с прямоугольным прототипом (с 8,7 % до 41,0 % по уровню коэффициента стоячей волны по напряжению не более 1,7). Абсолютная рабочая полоса предложенной антенны составила 7,94-12,02 ГГц.

На основе интегрального критерия Боде-Фано установлено, что модифицированная структура обладает в 1,8 раза большим интегральным ресурсом согласования и обеспечивает существенно более высокую степень его реализации в рабочей полосе: излучатель с П-образной щелью задействует 62 % от этого ресурса против 27 % у базового прототипа.

Продемонстрировано, что деградация диаграммы направленности на верхних границах частотного диапазона, вызванная интерференцией паразитных модовых составляющих, подавляется введением в конструкцию двух металлизированных сквозных отверстий. Это решение восстанавливает максимум излучения по нормали и обеспечивает коэффициент усиления в пределах 2,74-6,33 дБи при сохранении линейной поляризации.

Предложенный подход к нормировке геометрических параметров делает разработанную топологию универсальной электродинамической основой для масштабирования подобных печатных антенн под требования иных частотных диапазонов с учетом свойств выбранных СВЧ-материалов.

Литература

1. Huynh T., Lee K. F. Single-layer single-patch wideband microstrip antenna // Electronics Letters. – 1995. – Vol. 31. – №. 16. – P. 1310–1312.
<https://doi.org/10.1049/el:19950950>
2. Tong K. F., Luk K. M., Lee K. F., Lee R. Q. A broad-band U-slot rectangular patch antenna on a microwave substrate // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2000. – Vol. 48. – №. 6. – P. 954–960.
<https://doi.org/10.1109/8.865229>
3. Weigand S., Huff G. H., Pan K. H., Bernhard J. T. Analysis and design of broad-band single-layer rectangular U-slot microstrip patch antennas // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2003. – Vol. 51. – №. 3. – P. 457–468.
<https://doi.org/10.1109/TAP.2003.809836>
4. Lee K. F., Yang S. L. S., Kishk A. A., Luk K. M. The versatile U-slot patch antenna // IEEE Antennas and Propagation Magazine. – 2010. – Vol. 52. – №. 1. – P. 71–88. <https://doi.org/10.1109/MAP.2010.5466402>
5. Коаксиально-микрополосковый переход ПКГМ-50-001-01-3,30-19-B [Электронный ресурс] // Каталог ИРЗ: [сайт]. URL: https://irzirk.ru/catalog/element/perekhod_pkgm_50_001_01_3_30_19_v_fimd_430421_003tu/ (дата обращения: 05.04.2026).
6. Balanis C. A. Antenna theory: analysis and design. – 4th ed. – John Wiley & Sons, 2016. – 1104 p.
7. Sharma M., Singh V. K. Wideband Designs of Offset U-slot and Dual U-slot cut Rectangular Microstrip Antennas // 2021 4th Biennial International Conference on Nascent Technologies in Engineering (ICNTE). – IEEE, 2021. – P. 1–6.
<https://doi.org/10.1109/ICNTE51185.2021.9487584>
8. Lin X. et al. Wideband Patch Antenna with Shorting Vias // International Journal of Antennas and Propagation. – 2022. – Vol. 2022. – P. 1–8.
<https://doi.org/10.1155/2022/4609462>

9. RO4000 Series High Frequency Circuit Materials [Electronic resource] // Rogers Corporation: [сайт]. URL: <https://www.rogerscorp.com/advanced-electronics-solutions/ro4000-series-laminates> (дата обращения: 05.04.2026).
10. Pozar D. M. Microwave engineering. – 4th ed. – John Wiley & Sons, 2011. – 732 p.

Для цитирования:

Гилев Н.А., Мясников Д.А., Паршин Ю.Н., Бирюков О.И. Широкополосная микрополосковая антенна на основе прямоугольного излучателя с П-образной щелью. // Журнал Радиоэлектроники. – 2026. – №. 5. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2026.5.13>