

УДК 621.396.677.7:621.372.833

Рупорная SIW-антенна со специальным копланарным переходом и диэлектрической линзой для питания планарной антенны вытекающей волны

Останков А.В.^{1,*}, Хрипунов Е.Г.¹

* avostankov@mail.ru

¹Воронежский государственный технический университет, Воронеж, Россия

Для питания малогабаритной антенны вытекающей волны диапазона КВЧ разработана *H*-плоскостная рупорная SIW-антенна, отличительной особенностью которой является высокая эффективность и расширенная полоса частот. Достигается это за счёт тщательного отбора конструкции функциональных элементов антенны и оптимизации их геометрических параметров, а также применения авторской модификации копланарного перехода и неоднородной диэлектрической линзы. Детально описаны все этапы проектирования антенны. Так, изложены особенности проектирования волновода, выполненного по SIW-технологии, приведены соотношения для расчета его основных размеров. Определены условия выбора конструкции перехода к SIW от микрополосковой линии и заземленных копланарных волноводов (GCPW). Рассмотрен нестандартный копланарный переход с дополнительной преобразованной заземленной поверхностью (EGCPW). Предложен оригинальный, более эффективный EGCPW-переход со щелями (SEGCPW) и даны рекомендации по его настройке. Выполнен анализ *H*-плоскостного SIW-рупора и приведена методика выбора его оптимальных размеров. Установлена зависимость эффективной диэлектрической проницаемости от диаметра сквозного отверстия элементарной ячейки диэлектрической линзы. Методом конечных интегралов Вейланда выполнен электродинамический анализ разработанного устройства возбуждения антенны вытекающей волны.

Ключевые слова: SIW; заземленный копланарный волновод; рупорная антенна; эффективная диэлектрическая проницаемость; диэлектрическая линза; антенна вытекающей волны

Введение

Антенны вытекающей волны (АВВ), более известные в отечественной литературе как антенны дифракционного излучения, используют эффект взаимного преобразования замедленной поверхностной волны диэлектрического волновода в объемную (сферическую) волну, излучаемую в свободное пространство, с помощью периодической дифракционной решетки [1]. Особой интерес у потребителей они вызывают благодаря способно-

сти формировать узконаправленный луч с возможностью сканирования диаграммы направленности (ДН) за счет изменения рабочей частоты [1–3].

Одной из сложных задач при проектировании антенн вытекающей волны является разработка устройства питания излучающей апертуры. Для экранированных АВВ, возбуждаемых волнами типа TE , экспериментально подтвержденные данные о конструкциях устройств питания представлены в [4,5]. В работе [6] описана плоская АВВ с узкими щелями и широкими лентами, возбуждаемая волнами TM -типа, в которой в качестве питающего устройства использован прямоугольный металлический волновод с квази- TEM -гребнем. Как показывают результаты анализа, антенна эффективно излучает в диапазоне 27,5–29,5 ГГц. Позднее, в работе [7], для АВВ с аналогичной структурой питающее устройство было заменено на интегрированную в ту же подложку рупорную антенну.

Заметим что, оба варианта [6,7] соответствуют конструкции излучающего раскрытия, при котором питающая волна распространяется в линии полуоткрытого типа. Вариант излучающего раскрытия с узкими лентами, при котором питание излучающего раскрытия антенны осуществляется поверхностной волной, требует более пристального изучения. Таким образом, целью работы является разработка методики проектирования рупорной антенны, выполненной на основе SIW-технологии, функционирующей в диапазоне частот, превышающем в 1,5–2 раза базовую конструкцию, описанную в [6], ориентированную на диэлектрическую нагрузку, при условии последующей интеграции с различными видами квазипериодических структур на одной подложке.

1. Общий анализ предполагаемой к использованию SIW-структуры

Волновод, интегрированный в подложку (SIW), представляет собой структуру, образованную двумя рядами металлических переходных отверстий, соединяющих две параллельные металлические пластины, которые сверху и снизу ограничивают диэлектрическую подложку (рис. 1).

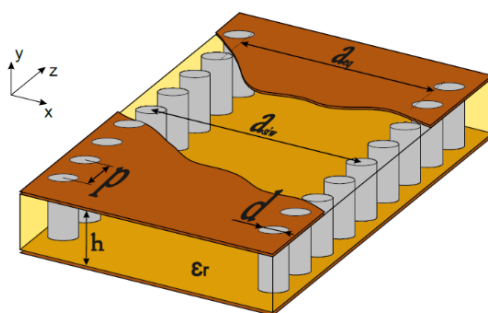


Рис. 1. Интегрированный в подложку волновод (SIW)

Поскольку при переходе от традиционного металлического прямоугольного волновода вертикальные стенки заменяются металлическими переходными отверстиями, то моды, поддерживаемые SIW несколько схожи с модами, распространяющимися в металлическом волноводе, но все же отличаются от них. Из рис. 1 следует, что по образующим

переходных отверстий могут протекать только вертикально ориентированные токи и, следовательно, SIW-структура может поддерживать лишь моды с вертикальными составляющими вектора электрического поля \vec{E}_y . В работах [8,9] показано, что рассматриваемая SIW-структура канализирует только TE_{m0} -волны, причём тип TE_{10} является основным. Таким образом, SIW является подходящим вариантом направляющей структуры, способной обеспечивать передачу энергии на одной доминирующей моде так же, как и традиционный прямоугольный волновод.

Основными параметрами конструкции SIW, показанной на рис. 1, являются: диаметр d металлических переходных отверстий, расстояние p между центрами соседних отверстий (шаг следования), эквивалентная ширина a_{eq} прямоугольного волновода, заполненного диэлектриком и ширина a_{siw} собственно SIW. Заметим, что толщина h не влияет на постоянную распространения основной моды k , что дает определённую степень свободы при выборе конкретной подложки.

Проектирование SIW может осуществляться на основе классической теории распространения волн в металлическом волноводе при условии замены реальной ширины волновода эквивалентной шириной a_{eq} . Последняя – есть параметр эквивалентного металлического прямоугольного волновода с диэлектрическим заполнением, имеющего ту же частоту среза f_c основной моды TE_{10} , что и рассматриваемая SIW-структура. Критическая частота волновода, интегрированного в подложку, с учетом диаметра металлизированных переходных отверстий d и периода их следования p найдена в работе [10] и для первых двух высших типов волн TE_{10} и TE_{20} может быть определена как:

$$f_{c(TE_{10})} = \frac{c}{2 \cdot \sqrt{\epsilon_r}} \left(a_{siw} - \frac{d^2}{0,95 \cdot p} \right)^{-1}, \quad (1)$$

$$f_{c(TE_{20})} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \left(a_{siw} - \frac{d^2}{1,1 \cdot p} - \frac{d^3}{6,6 \cdot p^2} \right)^{-1}, \quad (2)$$

где c – скорость света в вакууме;

ϵ_r – относительная диэлектрическая проницаемость материала подложки;

a_{siw} – ширина волновода, интегрированного в подложку.

Формулы (1) и (2) справедливы при использовании в SIW-структурах отверстий с диаметром $d < \lambda_0 \cdot \sqrt{\epsilon_r}/2$, где λ_0 – длина волны в свободном пространстве, и периодом следования $p < 4 \cdot d$.

Исследование влияния соотношения геометрических параметров d и p к длине λ_g направляемой SIW-структурой волны на обратные потери и потери, связанные с утечкой при излучении, выполнено в работе [11]. Было установлено, что при отсутствии потерь в диэлектрике и проводниках для минимизации указанных выше потерь диаметр переходных отверстий d и период их следования p должны удовлетворять следующим размерным ограничениям:

$$d = \frac{\lambda_g}{5}, \quad (3)$$

$$p \leq 2 \cdot d. \quad (4)$$

Кроме того, в работе [10] на основе соотношения (1) установлена эмпирическая зависимость, связывающая эквивалентную ширину a_{eq} эквивалентного металлического волновода, заполненного диэлектриком, и ширину волновода a_{siw} , интегрированного в подложку:

$$a_{eq} = a_{siw} - \frac{d^2}{0,95 \cdot p}. \quad (5)$$

Для получения более точных значений формула (5) в [9] приведена к виду, в большей степени учитывающему взаимосвязь диаметра отверстий d и эквивалентной ширины a_{eq} :

$$a_{eq} = a_{siw} - 1,08 \cdot \frac{d^2}{0,95 \cdot p} + 0,1 \cdot \frac{d^2}{a_{siw}}. \quad (6)$$

Уравнение (6) дает хорошее приближение в случае, когда $p/d < 3$ и $d/a_{siw} < 0,2$. Однако стоит отметить, что расчет ширины a_{siw} по формуле (6) является более сложной задачей по сравнению с использованием (5), поскольку искомое значение находится в знаменателе квадратичной функции.

Эквивалентная ширина a_{eq} также может быть найдена согласно [12] как:

$$a_{eq} = \frac{a_{rwg}}{\sqrt{\epsilon_r}}, \quad (7)$$

где a_{rwg} – ширина эквивалентного воздушного прямоугольного волновода, который обладает теми же частотными характеристиками распространения волны, что и рассматриваемый, интегрированный в подложку, волновод.

С использованием соотношений (1)–(5), (7) применительно к полосе частот 40–52 ГГц определены основные размеры SIW-структуры на рис. 1. По найденным параметрам методом конечных интегралов Вейланда реализованы модели SIW на подложках Rogers RO с различными значениями диэлектрической проницаемости. Длина SIW-структуры во всех случаях составляла $5\lambda_g$. Получены кривые коэффициентов отражения S_{11} SIW-структур (рис. 2,а) и передачи S_{21} (рис. 2,б) в режиме «из конца в конец», которые свидетельствуют об эффективности работы SIW в режиме передачи, а также позволяют выбрать предпочтительный тип подложки.

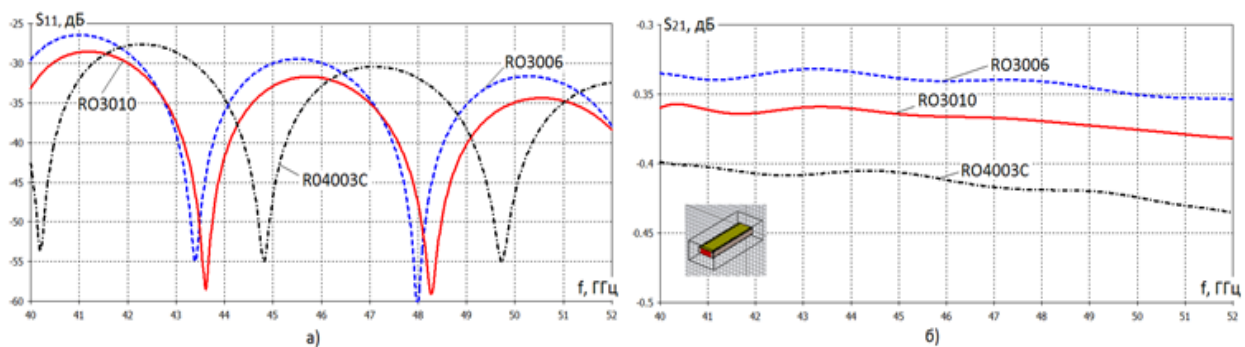


Рис. 2. Частотные зависимости коэффициентов отражения S_{11} (а) и передачи S_{21} (б) SIW-структур

2. Анализ переходов к SIW-структурам и выбор предпочтительного типа

Для перекачки энергии в SIW-структуру или ее интеграции с другими компонентами схемы используются специальные переходы. Наиболее часто применяются два вида переходов: конусообразный микрополосковый переход (MLS) и заземленный копланарный волновод (GCPW). В отличие от аналогичных относительно дорогостоящих объемных компонент они могут быть выполнены на одной подложке с рассматриваемым SIW-элементом, что позиционирует их как более выгодные в плане цены и регулировки [13].

MLS-переход (рис. 3,а) состоит из прямоугольной микрополосковой 50-Ω линии и конусообразного четвертьволнового трансформатора, который подключается непосредственно к верхней металлической стенке SIW.

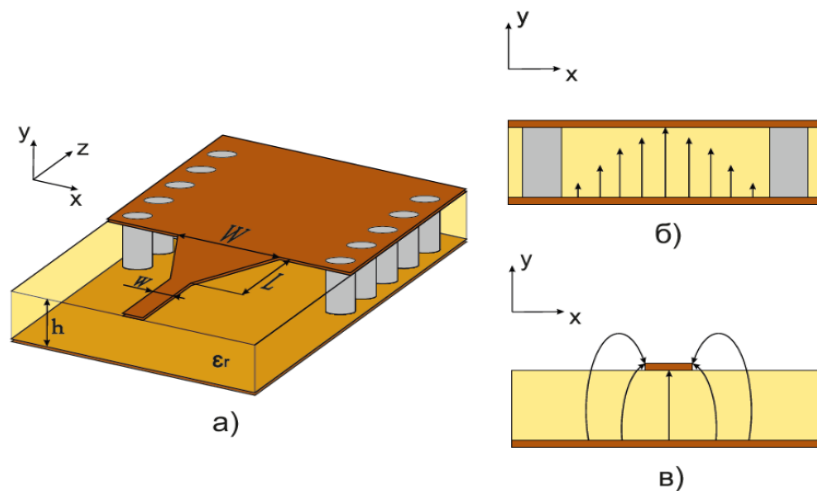


Рис. 3. Конусообразный микрополосковый переход (а), направление силовых линий электромагнитного поля в переходе (б, в)

Благодаря простоте структуры такого перехода оптимальный размер конусообразного трансформатора для согласования импедансов SIW и линии передачи можно подобрать путем прямой настройки его ширины W и длины L при моделировании. Кроме того, в работе [14] приведено аналитическое выражение, которое позволяет для любого типа подложки с диэлектрической проницаемостью ϵ_r и толщиной h достаточно точно определить ширину W образующего переход конуса:

$$\frac{1}{W} = \frac{4,38}{a_{eq}} \cdot \exp \left[-0,627 \cdot \frac{\epsilon_r}{\frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2 \cdot \sqrt{1 + \frac{12h}{w}}}} \right], \quad (8)$$

где w – ширина 50-Ω микрополосковой линии.

Как видно из рис. 3,б и в, еще одним преимуществом MLS-перехода над GCPW является то, что распределение входного поперечного \vec{E}_y поля SIW аналогично распределению \vec{E}_y поля внутри подложки микрополосковой линии. Следовательно, подложки этих

структур могут быть объединены в одной плоскости. Также конусообразные MLS имеют более широкую полосу пропускания и относительно просты в изготовлении, поскольку для реализации GCPW-перехода необходимо выполнить две параллельные щели с высокой точностью, чтобы минимизировать обратные потери.

Для анализа MLS-перехода и заземленных копланарных переходов взята подложка Rogers RO3110 с $\epsilon_r = 10,2$. Материал с таким значением диэлектрической проницаемости выбран неслучайно. Поскольку в рамках исследования синтезируется устройство питания для АВВ с частотным сканированием, то для обеспечения максимальной угло-частотной чувствительности АВВ в прямом направлении желательно, чтобы $\epsilon_r > 9$ [15].

С использованием электромагнитного моделирования методом Вейланда получены коэффициенты отражения S_{11} (рис. 4,а) и передачи S_{21} (рис. 4,б) для структуры MLS-SIW-MLS в режиме «из конца в конец» для различных значений толщины h подложки.

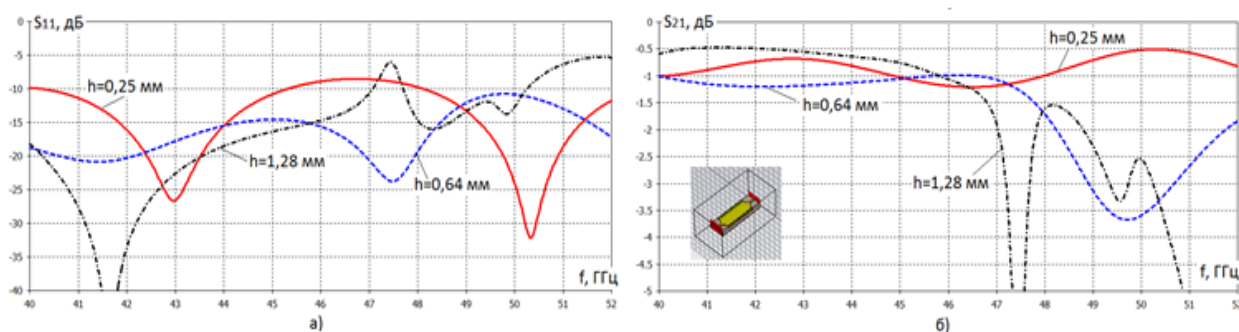


Рис. 4. Частотные зависимости коэффициентов отражения S_{11} (а) и передачи S_{21} (б) структуры MLS-SIW-MLS для различных значений толщины h подложки

Заметим, что с увеличением толщины подложки h увеличивается и ширина w микрополосковой линии. Это связано с необходимостью поддерживать 50- Ω -импеданс между передатчиком/приемником и MLS-переходом. Иногда такое увеличение может привести к нежелательным потерям, связанным с излучением. Если нельзя пренебречь таким эффектом, как, например, в полосе частот (47–52 ГГц) анализируемой MLS-SIW-MLS-структуры (рис. 4), следует использовать заземленные копланарные переходы. Одним из них является так называемый токовый зонд (рис. 5) [16].

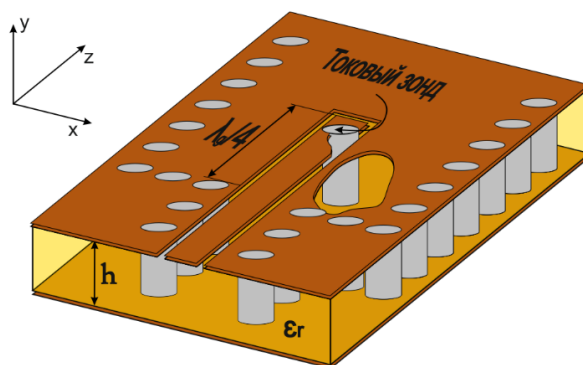


Рис. 5. Заземленный копланарный переход с токовым зондом

Как видно из рис. 5, для обеспечения наиболее полной перекачки энергии в одном направлении металлизированное переходное отверстие (токовый зонд), которое расположено у разрыва GCPW линии на расстоянии $\lambda_g/4$ от начала волновода, должно быть накоротко замкнуто.

Заземленный копланарный волновод с токовым зондом служит для трансформации передающей линии от волновода к планарной структуре и может быть легко интегрирован в устройство на поздних стадиях разработки. Поскольку характеристическое сопротивление GCPW практически не зависит от толщины подложки и обладает значениями, близкими к значениям сопротивления SIW, потери на излучение при использовании GCPW по сравнению с MLS уменьшаются [17]. Заметим, что для всех типов заземленных копланарных волноводов обязательным является наличие переходных отверстий вдоль всей передающей линии. Это предотвратит проникновение паразитных волноводных мод, распространяющихся в направлении от SIW.

С использованием электромагнитного моделирования получены коэффициенты отражения S_{11} и передачи S_{21} для GCPW-SIW-GCPW-структуры на подложке Rogers RO3110 с $h = 0,64$ мм. Их частотные зависимости показаны на рис. 6. Из рис. 6 видно, что в полосе частот 47–52 ГГц, в границах которой у MLS-SIW-MLS-структуры наблюдалось катастрофическое ухудшение коэффициента передачи (рис. 4,б), заземленный копланарный волновод с токовым зондом, наоборот, характеризуется минимальными потерями.

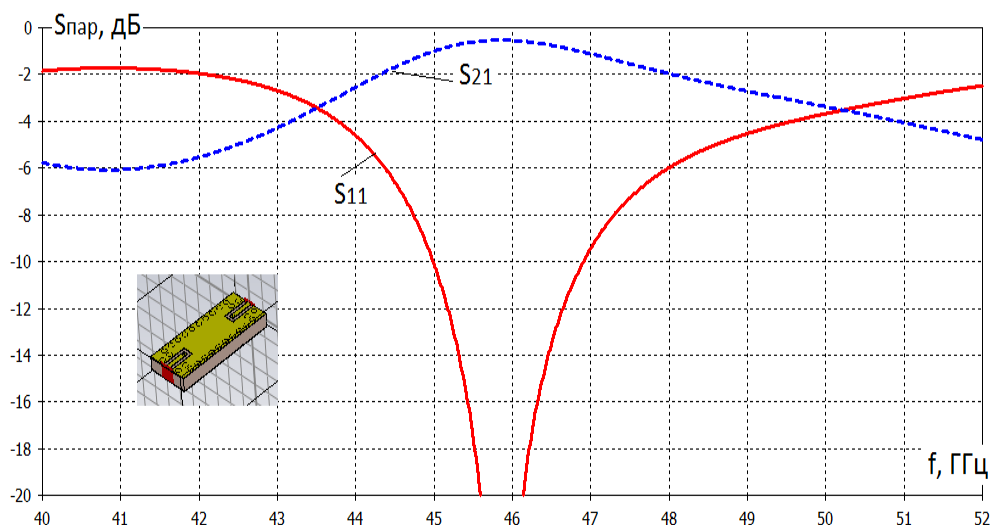


Рис. 6. Частотные зависимости коэффициентов отражения S_{11} (сплошная) и передачи S_{21} (пунктир) GCPW-SIW-GCPW-структуры

Другой переход от GCPW к SIW-структуре, показанный на рис. 7,а и впервые описанный в работе [18], включает согласующие щели. Согласующие щели, как видно из рис. 7,б, выступают в роли магнитной дипольной антенны, у которой амплитуда поперечного \vec{E}_y поля наиболее велика в центре и убывает к краю щели.

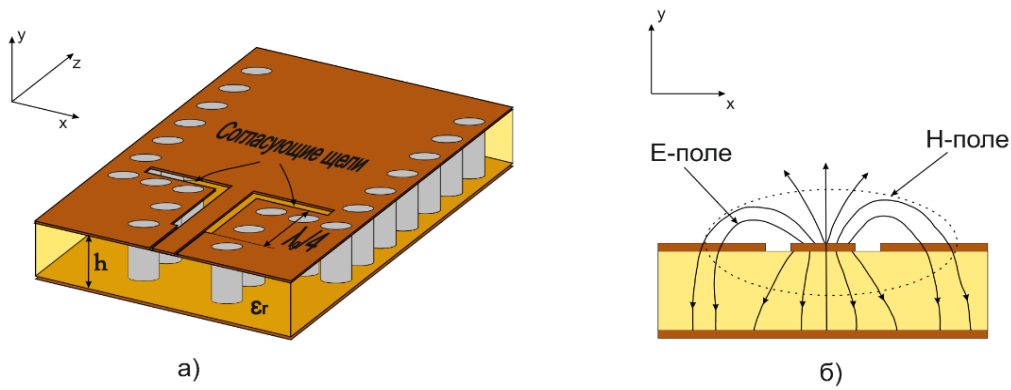


Рис. 7. Заземленный копланарный переход с согласующими щелями (а), направление линий электромагнитного поля в переходе (б)

С использованием электромагнитного моделирования получены коэффициенты отражения S_{11} и передачи S_{21} (рис. 8) для GCPW-SIW-GCPW-структуры на подложке Rogers RO3110 с $h = 0,64$ мм при условии наличия у GCPW согласующих щелей.

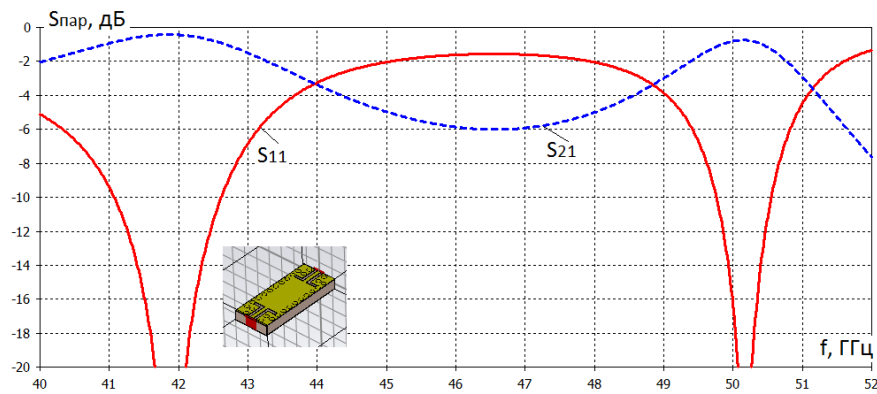


Рис. 8. Частотные зависимости коэффициентов отражения S_{11} (сплошная) и передачи S_{21} (пунктир) GCPW-SIW-GCPW-структуры с согласующими щелями

Поскольку переходы с токовым зондом и согласующими щелями зачастую не способны обеспечить требуемую полосу частот, от которой зависит максимальный сектор сканирования АВВ, имеет смысл отдать предпочтение GCPW, у которого согласующие щели и конусообразный четвертьволновый трансформатор интегрированы (рис. 9) [18,19].

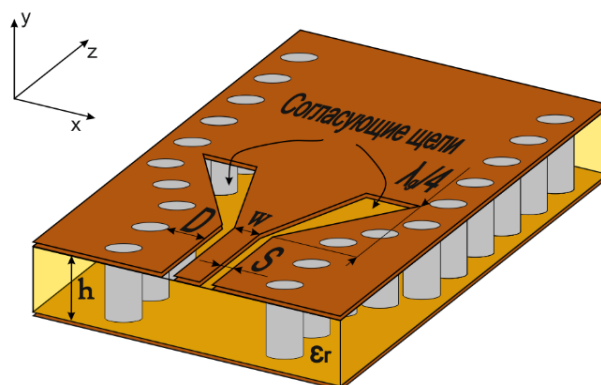


Рис. 9. Заземленный копланарный переход с согласующими щелями и конусообразным трансформатором

Щели у показанного на рис. 9 перехода также играют роль преобразователя заданного импеданса GCPW в произвольный импеданс SIW-структуры, а конусообразный четвертьволновый трансформатор гарантирует более широкую полосу пропускания. Заметим, что как и в предыдущих вариантах реализации GCPW-перехода обязательным является наличие переходных отверстий и плавное сужение области их ограничения вдоль согласующих щелей. Такая мера позволяет предотвратить потери на излучение и дает возможность избежать нежелательных резонансов в рабочей полосе частот, гарантируя при этом одномодовый режим распространения, для обеспечения которого необходимо выполнение следующего условия [14]:

$$w + 2 \cdot S + 2 \cdot D < \frac{c}{2 \cdot f_{max} \cdot \sqrt{\epsilon_r}} \quad (9)$$

где w – ширина полосы основной линии GCPW;

S – зазор между основной линией и параллельной ей плоскости заземления;

D – расстояние от края плоскости заземления до края переходного металлического отверстия;

f_{max} – максимальная рабочая частота.

С использованием электромагнитного моделирования получены коэффициенты отражения S_{11} (рис. 10,а) и передачи S_{21} (рис. 10,б) GCPW-SIW-GCPW-структуры с согласующими щелями и конусообразным трансформатором на подложке Rogers RO3110 для разных значений толщины h .

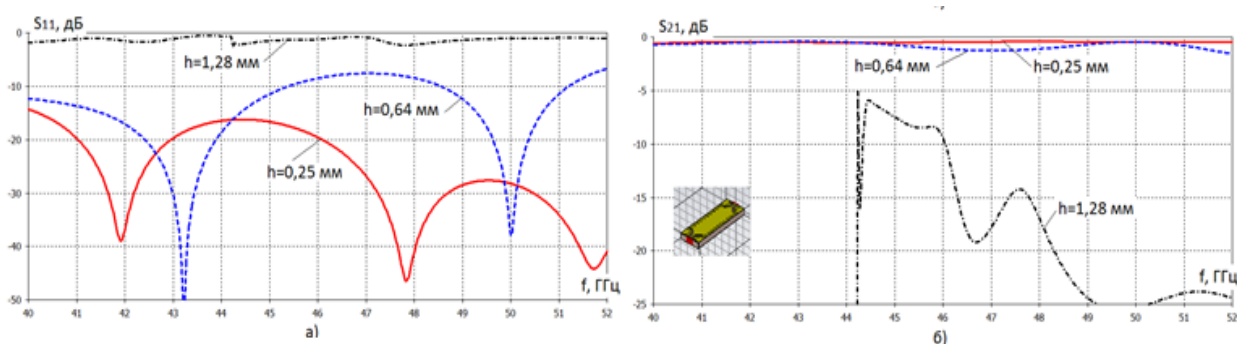


Рис. 10. Частотные зависимости коэффициентов отражения S_{11} (а) и передачи S_{21} (б) GCPW-SIW-GCPW-структуры с согласующими щелями и конусообразным трансформатором

Как видно из рис. 10,б, при толщине подложки $h = 1,28$ мм имеет место практически полное отражение энергии на входе GCPW, о чем свидетельствуют глубокие провалы коэффициента передачи S_{21} . Однако для реализации АВВ в рассматриваемой частотной области подложка такой толщины является наиболее предпочтительной. Связано это с тем, что для указанного выше значения ϵ_r именно такая толщина гарантирует одномодовый характер диэлектрического волновода, нагружаемого дифракционной решеткой, а также выполняется условие его радиопрозрачности.

Один из возможных способов разрешения подобной проблемы предложен в работе [20]. Там GCPW-переход с согласующими щелями и конусным трансформатором распо-

лагался над преобразованной заземленной поверхностью (рис. 11), которая была приподнята на расстояние половины высоты подложки h . Такой переход получил название EGCPW-перехода.

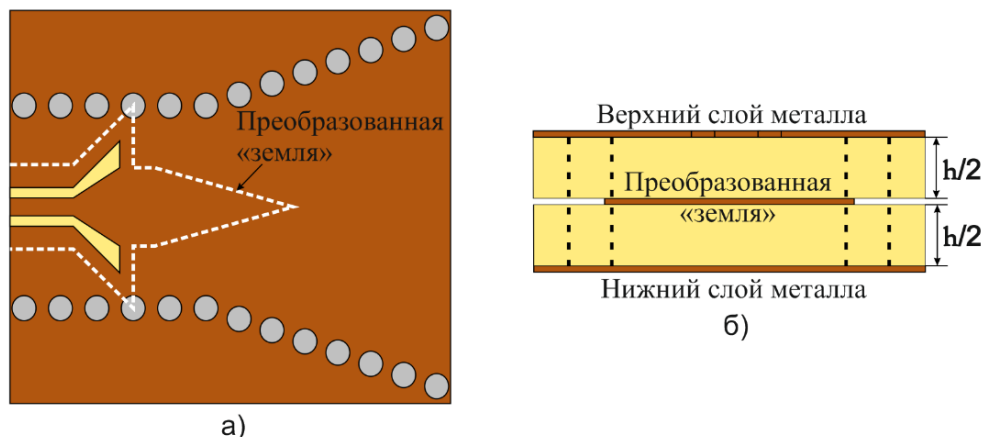


Рис. 11. EGCPW-переход: вид сверху (а) и сзади (б)

Данные работы [20] свидетельствуют о том, что преобразованная заземленная поверхность клинообразной формы обеспечивает наилучшие частотные характеристики прохождения и отражения из целого ряда поверхностей разнообразной формы. Там же установлено, что переход от GCPW к SIW-структуре, выполненной на подложке типа Arlon TC600 с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r = 6,15$ и толщиной 2 мм, на центральной частоте $f_0 = 20$ ГГц демонстрирует сходные с EGCPW-переходом показатели при сохранении материала подложки, но увеличении её толщины вдвое.

Авторами настоящей работы впервые предложен модифицированный EGCPW-переход со щелями в преобразованной заземленной поверхности – Slot EGCPW (SEGCPW) (рис. 12). Щели прямоугольной формы выполняются в конусообразной части поверхности с фиксированным шагом перпендикулярно направлению распространения волны так, чтобы первая щель в продольном направлении располагалась несколько дальше точки окончания согласующих щелей конусообразного четвертьволнового трансформатора.

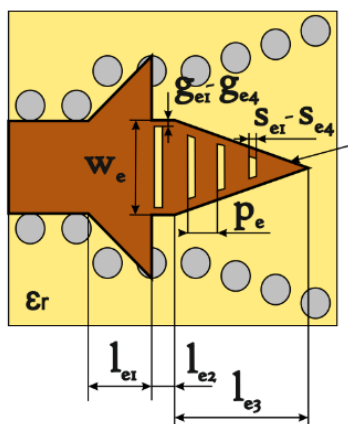


Рис. 12. Предлагаемый SEGCPW-переход

Заметим, что помимо размеров EGCPW-перехода, которые предложены в [20], при переходе к SEGCPW-переходу добавляются параметры, определяющие размеры и позицию щелей на клинообразной поверхности. Наиболее важным при этом является зазор между щелью и краем поверхности: $g_{e1} - g_{e4}$. Для различных значений $g_{e1} - g_{e4}$ на основе электромагнитного моделирования в режиме «из конца в конец» получены коэффициенты отражения S_{11} для SEGCPW-SIW-SEGCPW-структуры (рис. 13). При этом шаг следования щелей взят равным $p_e = 0,2$ мм, ширина щелей – $s_{e1} = s_{e2} = s_{e3} = s_{e4} = s_e = 0,05$ мм, ширина w_e равна ширине конусообразного трансформатора $W = 1,08$ мм, характерные длины участков перехода – $l_{e1} = 0,64$ мм, $l_{e2} = \lambda_g/8$, $l_{e3} = \lambda_g/4$.

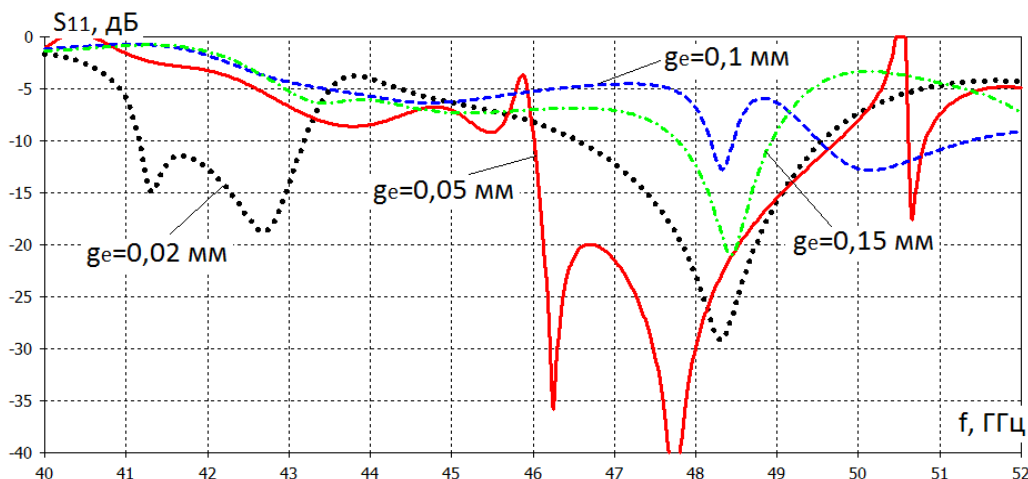


Рис. 13. Частотные зависимости коэффициентов отражения S_{11} SEGCPW-SIW-SEGCPW-структуры для различных значений зазоров $g_{e1} - g_{e4}$

Еще одним критичным параметром, величина которого может существенно влиять на характеристики распространения, является ширина щелей s_e , для разных значений которой также получены кривые S_{11} (рис. 14). При этом зазоры $g_e = 0,05$ мм были выбраны на основе результатов моделирования, отраженных на рис. 13.

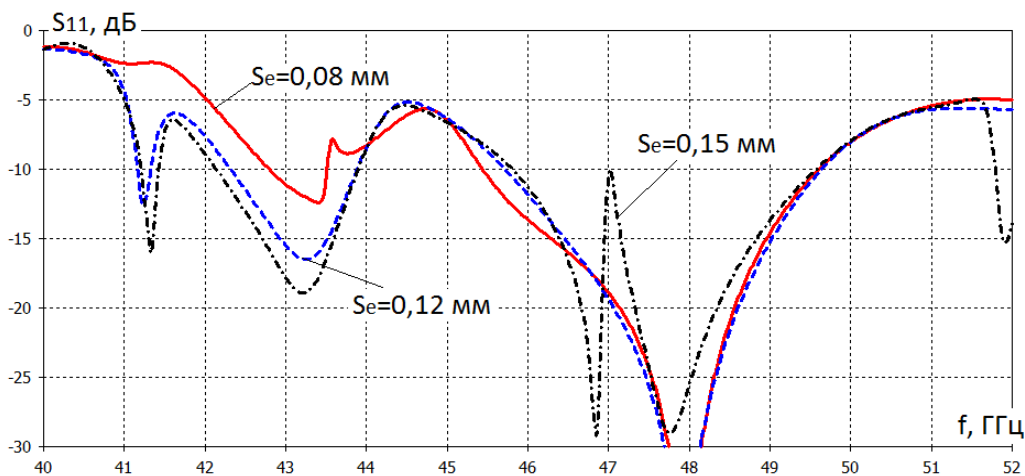


Рис. 14. Частотные зависимости коэффициентов отражения S_{11} SEGCPW-SIW-SEGCPW-структуры для разных значений ширины щелей s_e

В дополнение к ним получены коэффициенты отражения S_{11} (рис. 15) для разных значений длины конуса заземленной поверхности l_{e3} и величины шага щелей p_e . При этом ширина щелей s_e на основе анализа рис. 14 взята равной $g_e = 0,05$ мм, а остальные размеры остались без изменений.

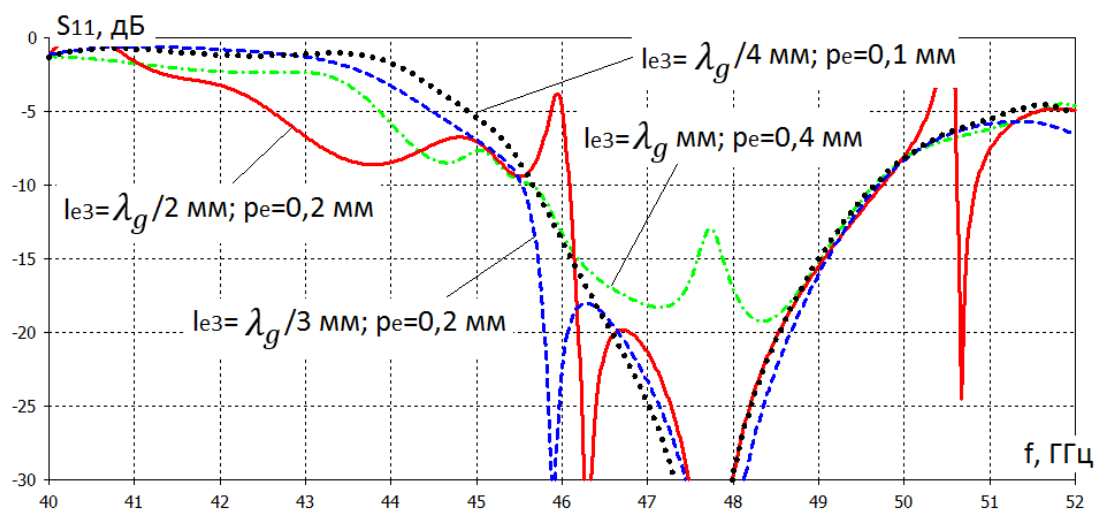


Рис. 15. Частотные зависимости коэффициентов отражения S_{11} SEGCPW-SIW-SEGCPW-структуры для разных значений длины конуса заземленной поверхности l_{e3} и шага щелей p_e

Таким образом, за счет оптимального подбора величины зазоров между щелями и краем поверхности $g_{e1} - g_{e4}$, ширины щелей $s_{e1} - s_{e4}$, а также шага p_e и длины конуса заземленной поверхности l_{e3} можно добиться значений коэффициента отражения S_{11} , меньших «минус» 15 дБ в полосе частот, превышающей 3 ГГц. Дальнейшая оптимизация может быть выполнена за счет последовательного подбора размеров индивидуально каждой щели.

В целях сравнения переходов EGCPW и SEGCPW получены частотные зависимости коэффициентов отражения S_{11} (рис. 16,а) и коэффициента стоячей волны (КСВ) (рис. 16,б). При этом размеры заземленной поверхности взяты одинаковыми, отличие заключалось лишь в наличии щелей у SEGCPW-перехода, размеры которых были выбраны на основании указанных выше результатов моделирования.

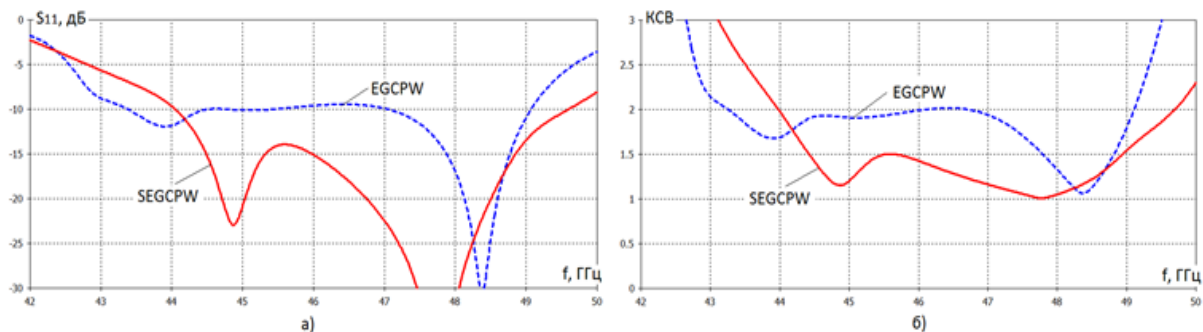


Рис. 16. Зависимости коэффициента отражения S_{11} (а) и КСВ (б) от частоты для EGCPW и SEGCPW-переходов

Как видно из рис. 16, предложенный SEGCPW-переход обладает коэффициентом отражения S_{11} в полосе частот 44–49 ГГц, на 10 дБ меньшим, чем у EGCPW-перехода. При этом значение КСВ для EGCPW-перехода в полосе частот 44–47 ГГц составляет около 2, тогда как у SEGCPW-перехода КСВ меньше 1,5. Таким образом, применение предложенной модификации перехода для рассматриваемой частотной области и типа подложки Rogers RO3110 с $h = 1,28$ мм обосновано и предпочтительно.

3. Расчет геометрии H -плоскостного SIW-рупора

Как известно, рупорные антенны обладают высоким коэффициентом усиления, имеют широкую полосу пропускания и достаточно просты в изготовлении. Для анализа излучения рупоров обычно используется классическая теория апертурных антенн. Первая H -плоскостная рупорная антенна, выполненная по технологии SIW (рис. 17), была представлена в работе [21]. Поскольку внутренний объем такой антенны заполнен диэлектрическим материалом, возникла проблема, связанная со снижением излучательной способности из-за отражения электромагнитной волны на границе раздела «диэлектрик-воздух». В связи с этим в работе [22] SIW-рупор дополнен диэлектрической нагрузкой для улучшения согласования со свободным пространством. Также в подобных антеннах нередко появление фазовых ошибок из-за разницы длин от центра ввода энергии до края рупора. Такая проблема решается, например, путем деления рупора на дополнительные секторы, как подробно описано в работе [23].

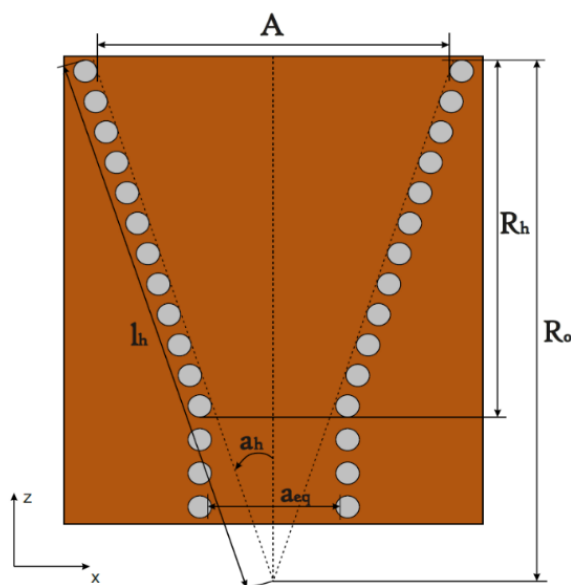


Рис. 17. H -плоскостной SIW-рупор (вид сверху)

Размеры SIW-рупора (рис. 17) могут быть рассчитаны в соответствии со следующими соотношениями [22]:

$$l_h = \sqrt{R_0^2 + (A/2)^2}, \quad (10)$$

$$R_h = \frac{R_0(A - a_{eq})}{A}, \quad (11)$$

$$\alpha_h = \arctg\left(\frac{A}{2R_0}\right), \quad (12)$$

где A – ширина апертуры;

R_0 – общая длина рупора;

a_{eq} – эквивалентная ширина волновода.

Поиск оптимальных размеров рупора может выполняться, например, на основе анализа зависимости его коэффициента усиления (КУ) или коэффициента направленного действия (КНД) от ширины апертуры A для различных длин R_0 , получаемой на основе электромагнитного моделирования. Для рассматриваемого рупора с SEGCPW-переходом без нагрузки получена зависимость КУ от ширины апертуры A при фиксированных значениях длин R_0 (рис. 18).

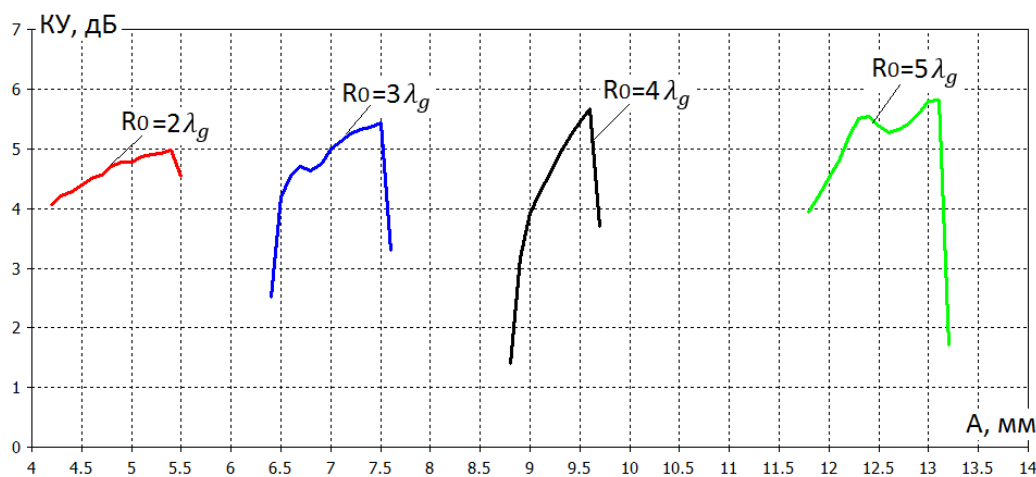


Рис. 18. Зависимость КУ SIW-рупора от ширины апертуры при фиксированных значениях R_0

Как видно из рис. 18, для каждой длины антенны R_0 существует оптимальная апертура A . При этом с увеличением R_0 увеличивается и A , а прирост КУ уменьшается.

4. Расчет диэлектрической нагрузки SIW-рупора

Как уже отмечалось выше, в отличие от обычного рупора, заполненного воздухом, SIW-рупор выполняется на подложке из диэлектрика, значение ϵ_r которого может в несколько раз превышать единицу. В результате этого на границе апертуры рупора со свободным пространством происходит частичное отражение электромагнитной волны из-за разницы диэлектрической проницаемости. В случае исполнения SIW-рупора и АВВ на единой подложке такого явления наблюдаться не будет, однако, может потребоваться создание разности диэлектрической проницаемости между выходом SIW-рупора и дифракционной решёткой, чтобы обеспечить эффект приходящей извне волны. Такой подход актуален в ситуации решётки с узкими лентами и широкими щелями. Также всегда существует необходимость обеспечения равномерного фазового распределения на входе АВВ.

Поэтому и в ситуации согласования SIW-рупора со свободным пространством, и в случае возбуждения с АВВ предлагается использование диэлектрической линзы. Заметим, что поскольку питающее устройство АВВ здесь рассматривается в отдельности, то основные характеристики рупорной SIW-антенны будут определяться для случая согласования диэлектрика с воздухом.

В случае тонкой диэлектрической подложки, то есть когда ее толщина меньше значения $\lambda_0/6$, применяются различные печатные структуры. В работах [24-26] приведены результаты моделирования антенны с толщиной подложки $h \sim \lambda_0/11$, где в качестве устройства согласования предложен слоистый печатный переход (рис. 18, а). Переход представляет собой совокупность двух параллельных пластинчатых резонаторов, разделенных зазорами и выполненными на той же диэлектрической пластине, что и SIW-рупор. Однако для ситуации питания SIW-рупором АВВ применение подобной слоистой структуры может вызвать нежелательное преждевременное рассеяние электромагнитных волн и сдвинуть рабочий диапазон угловых направлений излучения антенны.

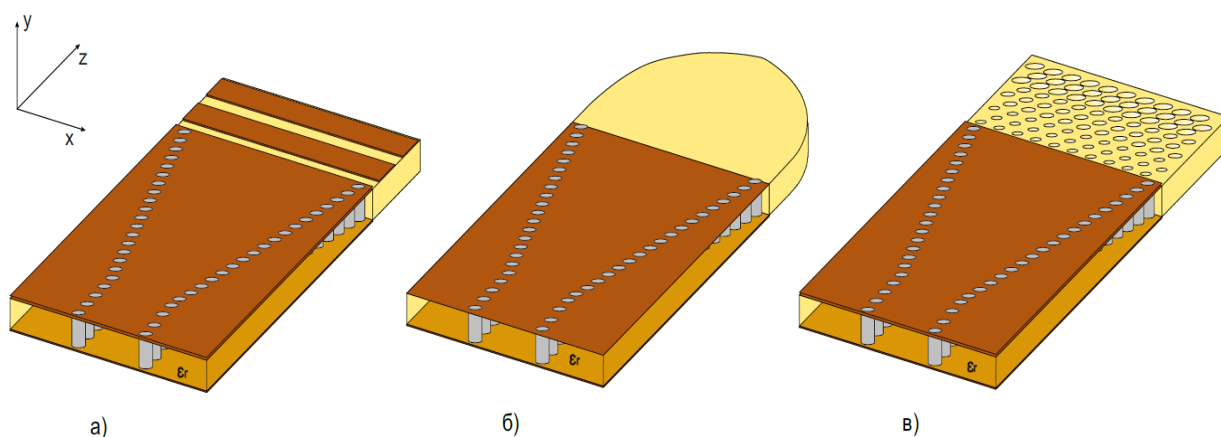


Рис. 19. Рупорные SIW-антенны с различными вариантами диэлектрической нагрузки: со слоистым переходом (а), со сплошной диэлектрической линзой (б), с диэлектрической линзой с отверстиями (в)

Сплошная линза (рис. 19,б) в качестве устройства согласования менее эффективна по сравнению с линзой, в которой выполнены отверстия (рис. 19,в). В последнем случае за счёт непрерывного или дискретного увеличения диаметра отверстий d_h (рис. 20) можно добиться уменьшения эффективной диэлектрической проницаемости $\epsilon_{\text{эфф}}$ и, соответственно, обеспечить наилучшее согласование.

В работе [27] представлена рупорная SIW-антенна, нагруженная диэлектрической линзой с отверстиями различного диаметра d_h и реализованная на подложке толщиной $h = 4,7$ мм ($\lambda_0/3$) и диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r = 4,8$. Результаты исследования в диапазоне от 16 до 24 ГГц показали, что такой подход обеспечивает улучшение согласования на 40% по сравнению с такой же антенной, но без применения перфорированной линзы. Также за счёт вариации диаметра отверстий по ширине апертуры можно добиться более равномерного фазового распределения [28].

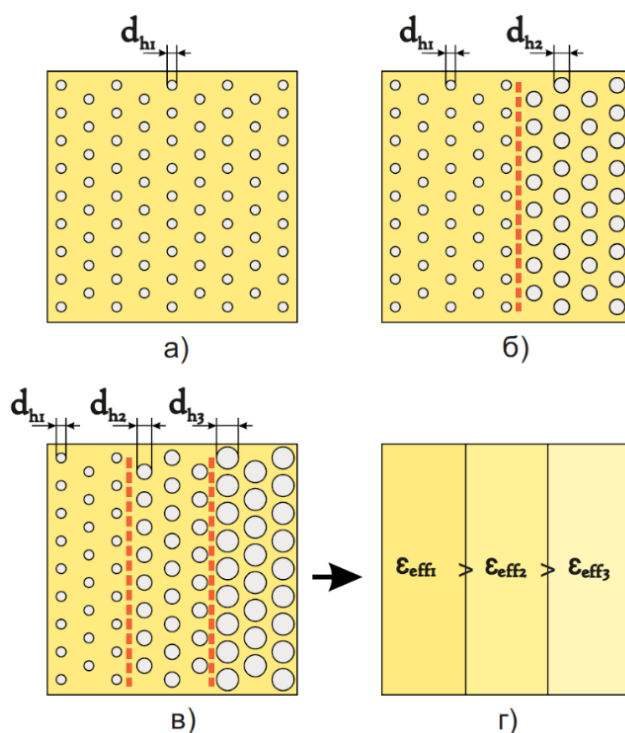


Рис. 20. Диэлектрические линзы с различными вариациями диаметров отверстий

Для разработки диэлектрической линзы с несколькими областями (рис. 20,в,г), имеющими разные диэлектрические проницаемости и, соответственно, диаметры отверстий выполнено электромагнитное моделирование. Его целью стало выявление зависимости эффективной диэлектрической проницаемости элементарной ячейки периодической структуры (рис. 20,а) от диаметра сквозного отверстия – $\varepsilon_{\text{эфф}}(d_h)$.

Как установлено в [29], чтобы подтвердить теорию эффективной среды размер элементарной ячейки должен быть менее одной десятой длины волны. Однако для интересующего нас диапазона частот 40–52 ГГц и используемой подложки Rogers RO3010 отверстия в ячейках подобных размеров становятся технически нереализуемыми. Поэтому принято решение использовать при расчетах такие размеры элементарной ячейки, чтобы максимальный диаметр отверстия d_h не выходил за пределы интервала $[\lambda_g/5, \lambda_g/6]$, где λ_g – длина волны, направляемой SIW.

Эффективная диэлектрическая проницаемость $\varepsilon_{\text{эфф}}$ ячейки с размерами $0,4 \times 0,4 \times 1,28$ мм и ориентацией сквозного отверстия диаметром d_h перпендикулярно направлению распространения волны рассчитана с помощью Eigen mode Solver пакета CST на центральной частоте диапазона $f_0=46$ ГГц и с использованием соотношения:

$$\varepsilon_{\text{эфф}}(d_h) = \frac{k(\Delta\varphi) \cdot c}{2\pi \cdot f(d_h)}, \quad (13)$$

где $\Delta\varphi$ – заданный сдвиг фаз;

$k(\Delta\varphi)$ – постоянная распространения волны, определяемая в пределах длины одной элементарной ячейки периодической структуры (0,4 мм) для заданного $\Delta\varphi$;

$f(d_h)$ – частота, которой для заданного диаметра отверстия d_h соответствует $\Delta\varphi$;
 c – скорость света в вакууме.

Результаты расчета представлены на рис. 21, который использован для разработки диэлектрической линзы с несколькими периодически перфорированными областями, имеющими разные диаметры отверстий.



Рис. 21. Зависимость эффективной диэлектрической проницаемости $\epsilon_{эфф}$ ячейки периодической структуры от диаметра сквозного отверстия d_h

5. Разработанное устройство питания антенны вытекающей волны

Краткое описание составных элементов разработанной рупорной SIW-антенны для питания АВВ (рис. 22) приведено ниже, основные размеры указаны в таблице.

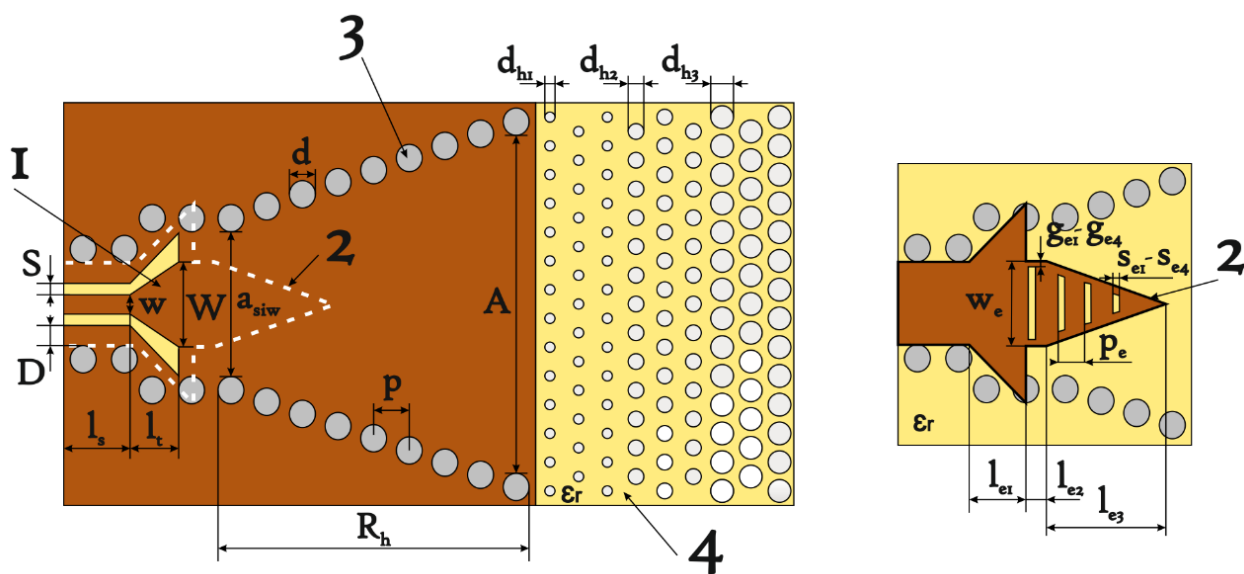


Рис. 22. Общий вид разработанной рупорной SIW-антенны для питания АВВ

Позицией 1 на рис. 22 обозначен переход от копланарной линии передачи к интегрированной в подложку структуре (GCPW-to-SIW). Заметим, что использованный переход является оригинальным, поскольку содержит дополнительную преобразованную заземленную поверхность с квазипериодическими щелями (позиция 2). Позицией 4 обозначена перфорированная диэлектрическая линза с тремя областями периодических неоднородностей. Рупор (позиция 3), выполненный по технологии SIW и нагруженный перфорированной диэлектрической линзой, является предполагаемым источником поверхностной волны, предназначенной для возбуждения излучающего раскрытия АВВ.

Основные размеры элементов рупорной SIW-антенны

| Параметр | Размер, мм | Параметр | Размер, мм | Параметр | Размер, мм |
|----------|--------------------|----------|--------------------|-----------|------------|
| w | 0,30 | l_{e3} | $\lambda_g/2=0,88$ | p_e | 0,2 |
| l_s | 0,74 | g_{e1} | 0,05 | a_{siw} | 1,95 |
| S | 0,23 | g_{e2} | 0,1 | d | 0,30 |
| D | 0,05 | g_{e3} | 0,1 | p | 0,50 |
| W | 1,10 | g_{e4} | 0,1 | A | 7,50 |
| l_t | $\lambda_g/4=0,44$ | s_{e1} | 0,05 | R_h | 4,05 |
| w_e | 1,10 | s_{e2} | 0,05 | d_{h1} | 0,18 |
| l_{e1} | 0,64 | s_{e3} | 0,05 | d_{h2} | 0,28 |
| l_{e2} | $\lambda_g/8=0,22$ | s_{e4} | 0,05 | d_{h3} | 0,36 |

Для описанной рупорной SIW-антенны методом конечных интегралов Вейланда получены частотные зависимости коэффициента отражения S_{11} (рис. 23) для разных вариантов исполнения диэлектрической линзы (рис. 20), диаметры отверстий d_h которых подобраны в соответствии с данными рис. 21, а также для вариантов линзы без отверстий и её отсутствия.

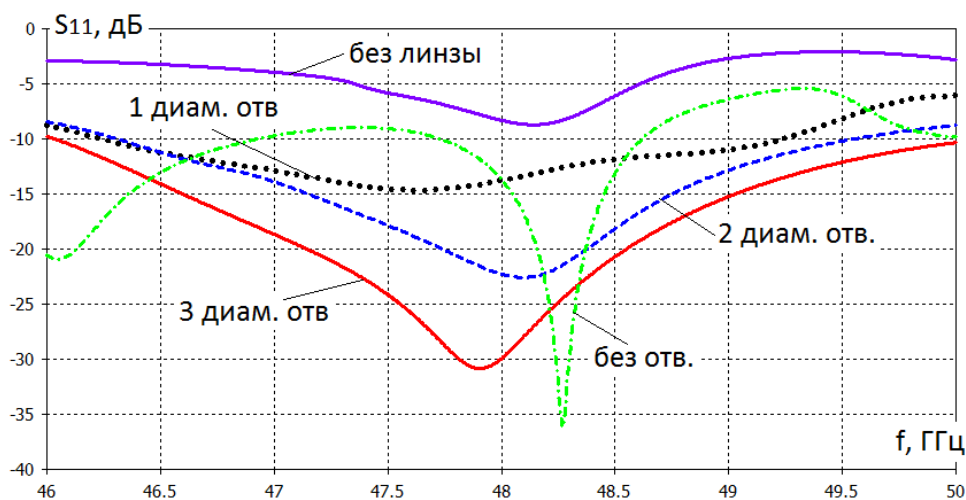


Рис. 23. Частотные зависимости коэффициента отражения S_{11} по входу рупорной SIW-антенны для разных вариантов исполнений диэлектрической линзы, а также в случае ее отсутствия

Рассчитаны диаграммы направленности антенны в H -плоскости (рис. 24) и полная эффективность антенны (рис. 25).

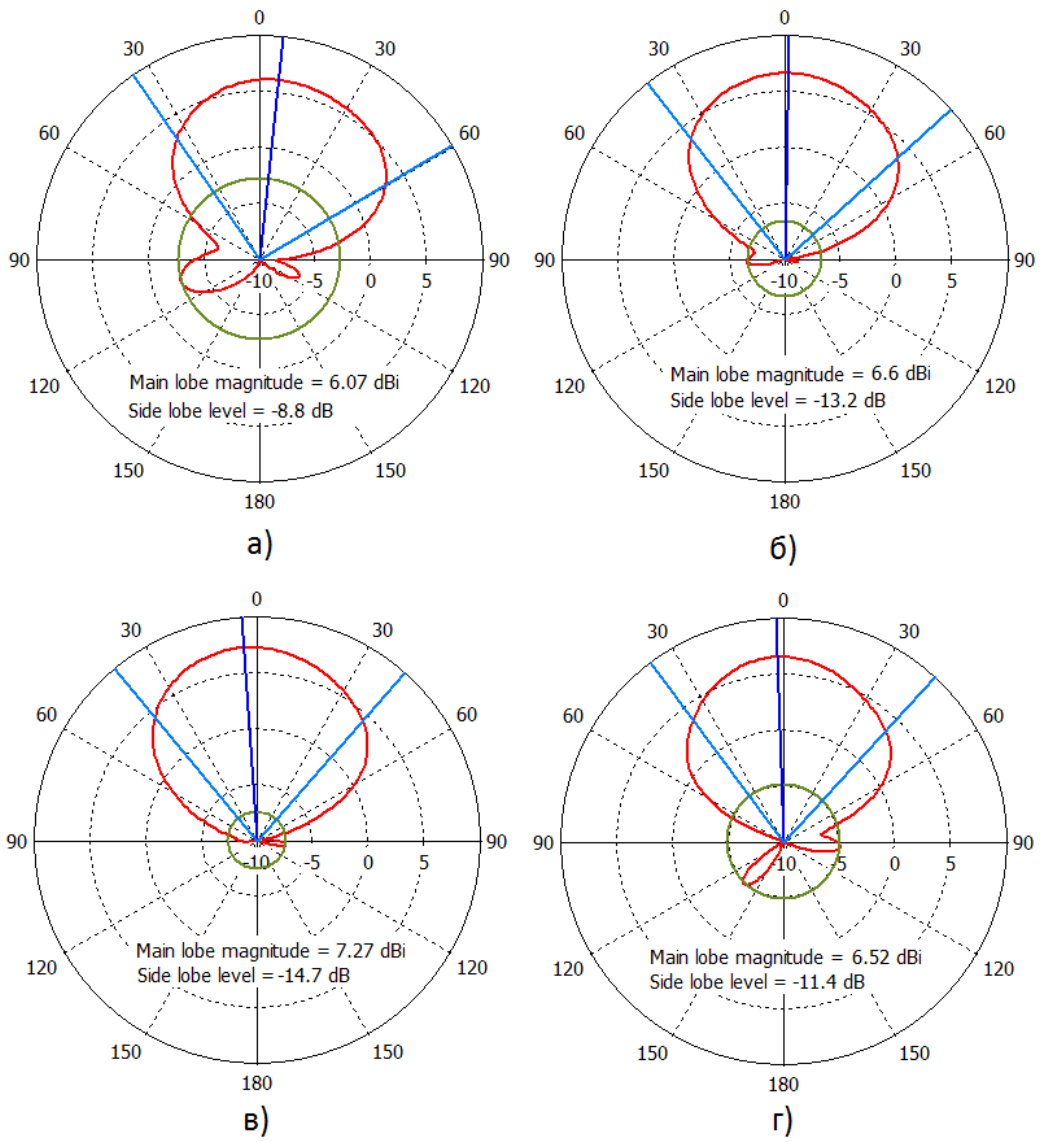


Рис. 24. Диаграмма направленности разработанной рупорной SIW-антенны в H -плоскости: 46,5 ГГц (а), 47,5 ГГц (б), 48,5 ГГц (в), 49,5 ГГц (г)

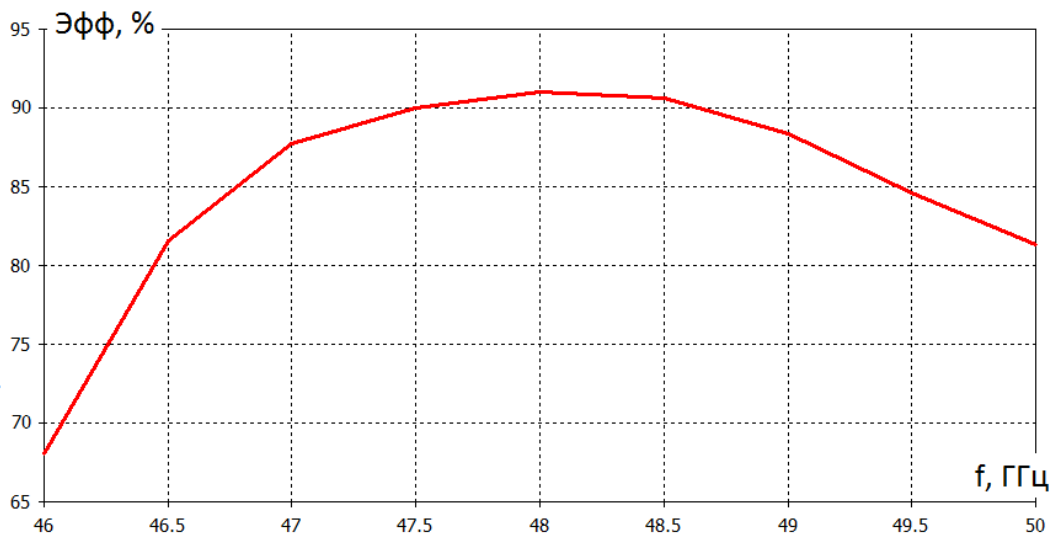


Рис. 25. Полная эффективность разработанной рупорной SIW-антенны

Как видно из рис. 25, разработанное устройство питания для АВВ имеет полную эффективность более 85% на частотах от 46,7 до 49,4 ГГц.

Заключение

Выполнен полномасштабный синтез устройства питания для антенн вытекающей волны, представляющего собой *H*-плоскостную рупорную SIW-антенну, нагруженную диэлектрической линзой со сквозными отверстиями. Для передачи энергии в SIW-структуру, выполненную на толстой подложке, предложен оригинальный и более эффективный по сравнению с известными аналогами SEGCPW-переход, дополнительная заземленная поверхность которого содержит специальные щели. С точки зрения оптимального выбора рассмотрены наиболее распространенные типы волноводных переходов к SIW, включая микрополосковые линии (MSL) и заземленные копланарные волноводы (GCPW). Определены условия выбора конструкции перехода в зависимости от ширины полосы пропускания и габаритов подложки. На основе электромагнитного моделирования элементарной ячейки для перфорированной диэлектрической линзы установлена зависимость эффективной диэлектрической проницаемости от диаметра сквозного отверстия. Показано, что устройство питания имеет полную эффективность более 85 % в диапазоне частот около 3 ГГц и не менее 67 % – в полосе 4 ГГц или 8 % (от 46 до 50 ГГц).

Список литературы

1. Шестопалов В.П. Физические основы миллиметровой и субмиллиметровой техники. Т. 1: Открытые структуры. Киев: Наукова думка, 1985. 213 с.
2. Евдокимов А.П. Антенны дифракционного излучения // Физические основы приборостроения. 2013. Т. 2. № 1(6). С. 108–124. DOI: [10.25210/jfop-1301-108125](https://doi.org/10.25210/jfop-1301-108125)
3. Крюков Д.Ю., Останков А.В. Рефлективный анализ возможностей и основных конструктивно-технических характеристик антенн дифракционного излучения на основе периодических замедляющих структур // Вестник Воронежского гос. техн. ун-та. 2017. Т. 13. №1. С. 95-103.
4. Honey R. A flush-mounted leaky-wave antenna with predictable patterns // IEEE Trans. on Antennas and Propagation. 1959. Vol. 7. No. 4. Pp. 320–329. DOI: [10.1109/TAP.1959.1144703](https://doi.org/10.1109/TAP.1959.1144703)
5. Ghomi M., Lejay B., Amalric J.L., Baudrand H. Radiation characteristics of uniform and nonuniform dielectric leaky-wave antennas // IEEE Trans. on Antennas and Propagation. 1993. Vol. 41. No. 9. Pp. 1177–1186. DOI: [10.1109/8.247743](https://doi.org/10.1109/8.247743)
6. Sharkawy M.A., Foroozesh A., Kishk A.A., Paknys R. A robust horn ridge gap waveguide launcher for metal strip grating leaky wave antenna // IEEE Trans. on Antennas and Propagation. 2014. Vol. 62. No. 12. Pp. 6019–6026. DOI: [10.1109/TAP.2014.2364050](https://doi.org/10.1109/TAP.2014.2364050)
7. Yang Cai, Zuping Qian, Yingsong Zhang. Design of planar leaky wave antenna fed by substrate integrated waveguide horn // Frequenz. 2017. Vol. 72. No. 1–2. Pp. 33–37. DOI: [10.1515/freq-2016-0290](https://doi.org/10.1515/freq-2016-0290)

8. Ke Wu, Deslandes D., Cassivi Y. The substrate integrated circuits – a new concept for high-frequency electronics and optoelectronics // 6th Intern. conf. on telecommunications in modern satellite, cable and broadcasting services: TELSIKS'03 (Nis, Yugoslavia, October 1-3, 2003): Proc. Vol. 1. N.Y.: IEEE, 2003. Pp. P–III. DOI: [10.1109/TELSKS.2003.1246173](https://doi.org/10.1109/TELSKS.2003.1246173)
9. Feng Xu, Ke Wu. Guided-wave and leakage characteristics of substrate integrated waveguide // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 2005. Vol. 53. No. 1. Pp. 66–73. DOI: [10.1109/TMTT.2004.839303](https://doi.org/10.1109/TMTT.2004.839303)
10. Cassivi Y., Perregrini L., Arcioni P., Bressan M., Ke Wu, Conciauro G. Dispersion characteristics of substrate integrated rectangular waveguide // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. 2002. Vol. 12. No. 9. Pp. 333–335. DOI: [10.1109/LMWC.2002.803188](https://doi.org/10.1109/LMWC.2002.803188)
11. Deslandes D., Ke Wu. Single-substrate integration technique of planar circuits and waveguide filters // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 2003. Vol. 51. No. 2. Pp. 593–596. DOI: [10.1109/TMTT.2002.807820](https://doi.org/10.1109/TMTT.2002.807820)
12. Bozzi M., Feng Xu, Deslandes D. Ke Wu. Modeling and design considerations for substrate integrated waveguide circuits and components // 8th Intern. conf. on telecommunications in modern satellite, cable and broadcasting services (Nis, Serbia, September 26-28, 2007): Proc. N.Y.: IEEE, 2007. Pp. P-VII–P-XVI. DOI: [10.1109/TELSKS.2007.4375921](https://doi.org/10.1109/TELSKS.2007.4375921)
13. Bozzi M., Perregrini L., Ke Wu, Arcioni P. Current and future research trends in substrate integrated waveguide technology // Radioengineering. 2009. Vol. 18. No. 2. Pp. 201-209. Режим доступа: https://www.radioeng.cz/fulltexts/2009/09_02_201_209.pdf (дата обращения 7.06.2020).
14. Deslandes D. Design equations for tapered microstrip-to-substrate integrated waveguide transitions // IEEE MTT-S intern. microwave symp. (Anaheim, CA, USA, May 23-28, 2010): Proc. N.Y.: IEEE, 2010. DOI: [10.1109/MWSYM.2010.5517884](https://doi.org/10.1109/MWSYM.2010.5517884)
15. Mahmoud S.F., Antar Y.M.M. Printed leaky wave antennas // Microstrip and printed antennas: new trends, technique and applications. Hoboken: Wiley, 2010. Ch. 13. Pp. 435-462. DOI: [10.1002/9780470973370.ch13](https://doi.org/10.1002/9780470973370.ch13)
16. Deslandes D., Ke Wu. Analysis and design of current probe transition from grounded coplanar to substrate integrated rectangular waveguides // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 2005. Vol. 53. No. 8. Pp. 2487–2494. DOI: [10.1109/TMTT.2005.852778](https://doi.org/10.1109/TMTT.2005.852778)
17. Kazemi R., Fathy A.E., Songnan Yang, Sadeghzadeh R.A. Development of an ultra wide band GCPW to SIW transition // IEEE radio and wireless symp. (Santa Clara, CA, USA, January 15-18, 2012): Proc. N.Y.: IEEE, 2012. Pp. 171–174. DOI: [10.1109/RWS.2012.6175308](https://doi.org/10.1109/RWS.2012.6175308)
18. Song Lin, Songnan Yang, Fathy A., Elsherbini A. Development of a novel UWB Vivaldi antenna array using SIW technology // Progress in Electromagnetics Research. 2009. Vol. 90. Pp. 369–384. DOI: [10.2518/PIER09020503](https://doi.org/10.2518/PIER09020503)
19. Songnan Yang, Elsherbini A., Song Lin, Fathy A.E., Kamel A., Elhennawy H. A highly efficient Vivaldi antenna array design on thick substrate and fed by SIW structure with integrated

- GCPW feed // IEEE Antennas and Propagation Soc. intern. symp. (Honolulu, HI, USA June 9-15, 2007): Proc. N.Y.: IEEE, 2007. Pp. 1985–1988. DOI: [10.1109/APS.2007.4395912](https://doi.org/10.1109/APS.2007.4395912)
20. Yang Cai, Zuping Qian, Wenquan Cao, Yingsong Zhang, Jun Jin, Liu Yang, Nan Jing. Compact wideband SIW horn antenna fed by elevated-CPW structure // IEEE Trans. on Antennas and Propagation. 2015. Vol. 63. No. 10. Pp. 4551–4557. DOI: [10.1109/TAP.2015.2456936](https://doi.org/10.1109/TAP.2015.2456936)
21. Zhaolong Li, Ke Wu, Denidni T.A. A new approach to integrated horn antenna // 10th intern. symp. on antenna technology and applied electromagnetics (Ottawa, Canada, July 20-23, 2004): Proc. N.Y.: IEEE, 2004. Pp. 535–538. DOI: [10.1109/ANTEM.2004.7860646](https://doi.org/10.1109/ANTEM.2004.7860646)
22. Hao Wang, Da-Gang Fang, Bing Zhang, Wen-Quan Che. Dielectric loaded substrate integrated waveguide (SIW) *H*-plane horn antennas // IEEE Trans. on Antennas and Propagation. 2010. Vol. 58. No. 3. Pp. 640–647. DOI: [10.1109/TAP.2009.2039298](https://doi.org/10.1109/TAP.2009.2039298)
23. Lei Wang, Xiaoxing Yin, Shunli Li, Hongxin Zhao, Leilei Liu, Ming Zhang. Phase corrected substrate integrated waveguide *H*-plane horn antenna with embedded metal-via arrays // IEEE Trans. on Antennas and Propagation. 2014. Vol. 62. No. 4. Pp. 1854–1861. DOI: [10.1109/TAP.2014.2298042](https://doi.org/10.1109/TAP.2014.2298042)
24. Morote M.E., Fuchs B., Mosig J.R. Analytical model of a printed transition for SIW antennas // 6th European conf. on antennas and propagation: EUCAP 2012 (Prague, Czech Republic, March 26-30, 2012): Proc. N.Y.: IEEE, 2012. Pp. 414–417. DOI: [10.1109/EuCAP.2012.6206105](https://doi.org/10.1109/EuCAP.2012.6206105)
25. Esquius-Morote M., Fuchs B., Zurcher J.-F., Mosig J.R. A printed transition for matching improvement of SIW horn antennas // IEEE Trans. on Antennas and Propagation. 2013. Vol. 61. No. 4. Pp. 1923–1930. DOI: [10.1109/TAP.2012.2231923](https://doi.org/10.1109/TAP.2012.2231923)
26. Esquius-Morote M., Fuchs B., Zurcher J.-F., Mosig J.R. Novel thin and compact *H*-plane SIW horn antenna // IEEE Trans. on Antennas and Propagation. 2013. Vol. 61. No. 6. Pp. 2911–2920. DOI: [10.1109/TAP.2013.2254449](https://doi.org/10.1109/TAP.2013.2254449)
27. Yang Cai, Zhang Y.-S., Qian Z.-P., Jun Jin, Cao W.-Q. Bandwidth enhancement of SIW horn antenna loaded with air-via perforated dielectric slab // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. 2014. Vol. 13. Pp. 571–574. DOI: [10.1109/LAWP.2014.2312917](https://doi.org/10.1109/LAWP.2014.2312917)
28. Yingsong Zhang, Yang Cai, Hao Chi Zhang, Tao Yang, Weimin Ni, Jun Jin. Broadband implementation of SIW horn antenna with air-via dielectric slab // IEEE 4th Asia-Pacific conf. on antennas and propagation: APCAP 2015 (Kuta, Indonesia, June 30-July 3, 2015): Proc. N.Y.: IEEE, 2015. Pp. 563–567. DOI: [10.1109/APCAP.2015.7374489](https://doi.org/10.1109/APCAP.2015.7374489)
29. Xi Chen, Hui Feng Ma, Xia Ying Zou, Wei Xiang Jiang, Tie Jun Cui. Three-dimensional broadband and high-directivity lens antenna made of metamaterials // J. of Applied Physics. 2011. Vol. 110. No. 4. Pp. 044904–044904-8. DOI: [10.1063/1.3622596](https://doi.org/10.1063/1.3622596)

SIW Horn Antenna with a Special Coplanar Transition and Dielectric Lens for Feeding a Leaky-Wave Antenna

A.V. Ostankov^{1,*}, E.G. Khripunov¹

[*avostankov@mail.ru](mailto:avostankov@mail.ru)

¹Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Keywords: SIW; grounded coplanar waveguide (GCPW); horn antenna; effective permittivity; dielectric lens; leaky-wave antenna

The paper describes the main phases and features in designing a feeder for a leaky-wave antenna in the *Ka*-band. The problem of feeding can be effectively solved using a horn antenna SIW technology-based and single substrate-integrated with the radiating aperture of the leaky-wave antenna. Unlike most similar studies, where an aperture exciting from a closed-type structure is analyzed, in our work the open-type antenna feeder is synthesized.

In the paper, we give a brief overview of the main achievements in designing traditional SIW-structures and present relations for their calculation. Basing on results of electromagnetic modeling, determine the influence of the substrate permittivity on the efficiency of SIW transmission line by the method of finite Weiland integrals. Consider the most popular types of the waveguide transitions to SIW, including micro-strip lines and grounded coplanar waveguides (GCPW). Depending on the required bandwidth and substrate dimensions specify conditions for selecting a design type of the waveguide transition.

A special attention is paid to the non-standard coplanar transition with an elevated grounded surface (EGCPW), which is worth using if the substrates are thick. It was used as a basis for designing a new, more efficient EGCPW transition with the elevated grounded surface, which contains specially made slots (SEGCPW). Recommendations for its adjustment are given.

The dependences of the gain on the aperture width for the *H*-plane SIW horn antenna, which are used to select its optimal size, are obtained basing on simulation. It was found that for matching the feeder with the leaky-wave antenna and decreasing the side lobes level, a dielectric lens with through holes worth using. Basing on the simulation of the unit cell of the lens the dependence of the effective permittivity on the diameter of the through hole is obtained. An influence of the non-uniformity degree of the lens with the holes of different diameters on the radiation efficiency of a horn antenna is determined. The complete design of the synthesized feeder and its radiation pattern is presented to prove the antenna efficiency in the wide frequency band.

References

1. Shestopalov V.P. *Fizicheskie osnovy millimetrovoj i submillimetrovoj tekhniki. Tom 1: Otkrytye struktury* [Physical fundamentals of millimeter and submillimeter equipment. Vol. 1: Open structures]. Kiev: Naukova Dumka Publ., 1985. 213 p. (in Russian).
2. Evdokimov A.P. Diffraction radiation antennas. *Fizicheskie osnovy priboro-stroeniia* [Physical Bases of Instrumentation], 2013, vol. 2, no. 1(6), pp. 108–124. DOI: [10.25210/jfop-1301-108125](https://doi.org/10.25210/jfop-1301-108125) (in Russian)
3. Kryukov D.Yu., Ostantkov A.V. Reflexive analysis of opportunities and main constructive and technical characteristics of antennas of diffraction radiation on the basis of the periodic slowing down structures. *Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta* [Herald of the Voronezh State Technical Univ.], 2017, vol. 13, no. 1, pp. 95-103 (in Russian).
4. Honey R. A flush-mounted leaky-wave antenna with predictable patterns. *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, 1959, vol. 7, no. 4, pp. 320–329. DOI: [10.1109/TAP.1959.1144703](https://doi.org/10.1109/TAP.1959.1144703)
5. Ghomi M., Lejay B., Amalric J., Baudrand H. Radiation characteristics of uniform and nonuniform dielectric leaky-wave antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1993, vol. 41, no. 9, pp. 1177–1186. DOI: [10.1109/8.247743](https://doi.org/10.1109/8.247743)
6. Sharkawy M.A., Foroozesh A., Kishk A.A., Paknys R. A robust horn ridge gap waveguide launcher for metal strip grating leaky wave antenna. *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, 2014, vol. 62, no. 12, pp. 6019–6026. DOI: [10.1109/TAP.2014.2364050](https://doi.org/10.1109/TAP.2014.2364050)
7. Yang Cai, Zuping Qian, Yingson Zhang. Design of planar leaky wave antenna fed by substrate integrated waveguide horn. *Frequenz*, 2017, vol. 72, no. 1–2, pp. 33–37. DOI: [10.1515/freq-2016-0290](https://doi.org/10.1515/freq-2016-0290)
8. Ke Wu, Deslandes D., Cassivi Y. The substrate integrated circuits – a new concept for high-frequency electronics and optoelectronics. *6th Intern. conf. on telecommunications in modern satellite, cable and broadcasting services: TELSIKS'03* (Nis, Yugoslavia, October 1-3, 2003): Proc. Vol. 1. N.Y.: IEEE, 2003. Pp. P–III. DOI: [10.1109/TELSKS.2003.1246173](https://doi.org/10.1109/TELSKS.2003.1246173)
9. Feng Xu, Ke Wu. Guided-wave and leakage characteristics of substrate integrated waveguide. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2005, vol. 53, no. 1, pp. 66–73. DOI: [10.1109/TMTT.2004.839303](https://doi.org/10.1109/TMTT.2004.839303)
10. Cassivi Y., Perregrini L., Arcioni P., Bressan M., Ke Wu, Conciauro G. Dispersion characteristics of substrate integrated rectangular waveguide. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2002, vol. 12, no. 9, pp. 333–335. DOI: [10.1109/LMWC.2002.803188](https://doi.org/10.1109/LMWC.2002.803188)
11. Deslandes D., Wu K. Single-substrate integration technique of planar circuits and waveguide filters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2003, vol. 51, no. 2, pp. 593–596. DOI: [10.1109/TMTT.2002.807820](https://doi.org/10.1109/TMTT.2002.807820)
12. Bozzi M., Feng Xu, Deslandes D., Ke Wu. Modeling and design considerations for substrate integrated waveguide circuits and components. *8th Intern. conf. on telecommunications in mod-*

- ern satellite, cable and broadcasting services* (Nis, Serbia, September 26-28, 2007): Proc. N.Y.: IEEE, 2007. Pp. P-VII–P-XVI. DOI: [10.1109/TELSKS.2007.4375921](https://doi.org/10.1109/TELSKS.2007.4375921)
13. Bozzi M., Perregrini L., Ke Wu, Arcioni P. Current and future research trends in substrate integrated waveguide technology. *Radioengineering*, 2009, vol. 18, no. 2, pp. 201-209. Available at: https://www.radioeng.cz/fulltexts/2009/09_02_201_209.pdf, accessed 7.06.2020.
 14. Deslandes D. Design equations for tapered microstrip-to-substrate integrated waveguide transitions. *IEEE MTT-S intern. microwave symp.* (Anaheim, CA, USA, May 23-28, 2010): Proc. N.Y.: IEEE, 2010. DOI: [10.1109/MWSYM.2010.5517884](https://doi.org/10.1109/MWSYM.2010.5517884)
 15. Mahmoud S.F., Antar Y.M.M. Printed leaky wave antennas. *Microstrip and printed antennas: new trends, technique and applications*. Hoboken: Wiley, 2010. Ch. 13. Pp. 435-462. DOI: [10.1002/9780470973370.ch13](https://doi.org/10.1002/9780470973370.ch13)
 16. Deslandes D., Ke Wu. Analysis and design of current probe transition from grounded coplanar to substrate integrated rectangular waveguides. *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, 2005, vol. 53, no. 8, pp. 2487–2494. DOI: [10.1109/TMTT.2005.852778](https://doi.org/10.1109/TMTT.2005.852778)
 17. Kazemi R., Fathy A.E., Songnan Yang, Sadeghzadeh R.A. Development of an ultra wide band GCPW to SIW transition. *IEEE radio and wireless symp.* (Santa Clara, CA, USA, January 15-18, 2012): Proc. N.Y.: IEEE, 2012. Pp. 171–174. DOI: [10.1109/RWS.2012.6175308](https://doi.org/10.1109/RWS.2012.6175308)
 18. Song Lin, Songnan Yang, Fathy A., Elsherbini A. Development of a novel UWB Vivaldi antenna array using SIW technology. *Progress in Electromagnetics Research*, 2009, vol. 90, pp. 369–384. DOI: [10.2528/PIER09020503](https://doi.org/10.2528/PIER09020503)
 19. Songnan Yang, Elsherbini A., Song Lin, Fathy A.E., Kamel A., Elhennawy H. A highly efficient Vivaldi antenna array design on thick substrate and fed by SIW structure with integrated GCPW feed. *IEEE Antennas and Propagation Soc. intern. symp.* (Honolulu, HI, USA, June 9-15, 2007): Proc. N.Y.: IEEE, 2007. Pp. 1985–1988. DOI: [10.1109/APS.2007.4395912](https://doi.org/10.1109/APS.2007.4395912)
 20. Yang Cai, Zuping Qian, Wenquan Cao, Yingsong Zhang, Jun Jin, Liu Yang, Nan Jing. Compact wideband SIW horn antenna fed by elevated-CPW structure. *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, 2015, vol. 63, no. 10, pp. 4551–4557. DOI: [10.1109/TAP.2015.2456936](https://doi.org/10.1109/TAP.2015.2456936)
 21. Zhaolong Li, Ke Wu, Denidni T.A. A new approach to integrated horn antenna. *10th intern. symp. on antenna technology and applied electromagnetics* (Ottawa, Canada, July 20-23, 2004): Proc. N.Y.: IEEE, 2004. Pp. 535–538. DOI: [10.1109/ANTEM.2004.7860646](https://doi.org/10.1109/ANTEM.2004.7860646)
 22. Hao Wang, Da-Gang Fang, Bing Zhang, Wen-Quan Che. Dielectric loaded substrate integrated waveguide (SIW) H-plane horn antennas. *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, 2010, vol. 58, no. 3, pp. 640–647. DOI: [10.1109/TAP.2009.2039298](https://doi.org/10.1109/TAP.2009.2039298)
 23. Lei Wang, Xiaoxing Yin, Shunli Li, Hongxin Zhao, Leilei Liu, Ming Zhang. Phase corrected substrate integrated waveguide H-plane horn antenna with embedded metal-via arrays. *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, 2014, vol. 62, no. 4, pp. 1854–1861. DOI: [10.1109/TAP.2014.2298042](https://doi.org/10.1109/TAP.2014.2298042)
 24. Morote M.E., Fuchs B., Mosig J.R. Analytical model of a printed transition for SIW antennas. *6th European conf. on antennas and propagation: EUCAP 2012* (Prague, Czech Republic,

March 26-30, 2012): Proc. N.Y.: IEEE, 2012. Pp. 414–417.

DOI: [10.1109/EuCAP.2012.6206105](https://doi.org/10.1109/EuCAP.2012.6206105)

25. Esquiús-Morote M., Fuchs B., Zürcher J.F., Mosig J.R. A printed transition for matching improvement of SIW horn antennas. *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, 2013, vol. 61, no. 4, pp. 1923–1930. DOI: [10.1109/TAP.2012.2231923](https://doi.org/10.1109/TAP.2012.2231923)
26. Esquiús-Morote M., Fuchs B., Zürcher J.-F., Mosig J.R. Novel thin and compact *H*-plane SIW horn antenna. *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, 2013, vol. 61, no. 6, pp. 2911–2920. DOI: [10.1109/TAP.2013.2254449](https://doi.org/10.1109/TAP.2013.2254449)
27. Yang Cai, Zhang Y.-S., Qian Z.-P., Jun Jin, Cao W.-Q. Bandwidth enhancement of SIW horn antenna loaded with air-via perforated dielectric slab. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2014, vol. 13, pp. 571–574. DOI: [10.1109/LAWP.2014.2312917](https://doi.org/10.1109/LAWP.2014.2312917)
28. Yingsong Zhang, Yang Cai, Hao Chi Zhang, Tao Yang, Weimin Ni, Jun Jin. Broadband implementation of SIW horn antenna with air-via dielectric slab. *IEEE 4th Asia-Pacific conf. on antennas and propagation: APCAP 2015* (Kuta, Indonesia, June 30-July 3, 2015): Proc. N.Y.: IEEE, 2015. Pp. 563–567. DOI: [10.1109/APCAP.2015.7374489](https://doi.org/10.1109/APCAP.2015.7374489)
29. Xi Chen, Hui Feng Ma, Xia Ying Zou, Wei Xiang Jiang, Tie Jun Cui. Three-dimensional broadband and high-directivity lens antenna made of metamaterials. *J. of Applied Physics*, 2011, vol. 110, no. 4, pp. 044904–044904-8. DOI: [10.1063/1.3622596](https://doi.org/10.1063/1.3622596)