

Электродинамика, микроволновая техника, антенны

УДК 621.372.833

Оригинальная статья

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2019-22-5-17-32>

Широкополосный волноводно-микрорасположенный переход зондового типа миллиметрового диапазона длин волн

А. В. Можаровский^{1✉}, О. В. Сойкин¹, А. А. Артеменко¹, Р. О. Масленников¹, И. Б. Вендик²

¹ООО "Радио Гигабит", Нижний Новгород, Россия

²Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), Санкт-Петербург, Россия

✉ andrey.mozharovskiy@radiogigabit.com

Аннотация

Введение. Для увеличения скорости передачи данных в современных системах беспроводной радиосвязи необходимо существенное расширение полосы частот передаваемых сигналов, что возможно за счет увеличения рабочей частоты до миллиметрового диапазона. В системах радиосвязи миллиметрового диапазона соединение пассивных элементов антенно-фидерного тракта, реализованных на металлических волноводах, и активных элементов радиочастотного тракта, имеющих интерфейс на основе микрорасположенных линий, осуществляется с помощью волноводно-микрорасположенного перехода (ВМП).

Цель работы. Разработка и исследование широкополосного ВМП для частотного диапазона 60 ГГц с низким уровнем потерь для эффективной передачи сигналов между активными элементами радиочастотного тракта и пассивными элементами антенного тракта.

Материалы и методы. Оценка влияния материала подложки и свойств металлической фольги на характеристики печатных структур и расчет характеристик разработанного перехода выполнены с помощью электродинамического моделирования в системе автоматизированного проектирования CST Microwave Studio и подтверждены результатами экспериментального исследования изготовленных образцов широкополосного волноводно-микрорасположенного перехода на векторном анализаторе цепей.

Результаты. Разработанный ВМП основан на использовании проводящего зонда, реализованного на печатной плате, закрепленной между стандартным подводным волноводом WR15 и четвертьволновой заглушкой того же сечения. Для уменьшения потерь в переходе на печатной плате выполнены сквозные неметаллизированные отверстия, симметрично расположенные вокруг зонда для уменьшения доли диэлектрика печатной платы в волноводном канале. По результатам экспериментального исследования изготовленных макетов переходов, реализованных на печатных платах, выполненных из материалов RO4350B и RT/Duroid 5880 производства компании "Rogers", было получено, что переход согласован по уровню коэффициента отражения $S_{11} < -10$ дБ в полосе частот 50...70 ГГц и обеспечивает потери на прохождение не более 0.4 и 0.7 дБ для материалов RT/Duroid 5880 и RO4350B соответственно.

Заключение. Предложенный метод снижения потерь в волноводно-микрорасположенном переходе осуществляется за счет уменьшения влияния диэлектрической подложки при использовании различных СВЧ-материалов печатных плат. Это позволяет рассматривать разработанный волноводно-микрорасположенный переход как перспективный для соединения различных микрорасположенных и волноводных устройств миллиметрового диапазона длин волн.

Ключевые слова: миллиметровый диапазон длин волн; волноводно-микрорасположенный переход; печатная плата; металлический волновод

Для цитирования: Широкополосный волноводно-микрорасположенный переход зондового типа миллиметрового диапазона длин волн / А. В. Можаровский, О. В. Сойкин, А. А. Артеменко, Р. О. Масленников, И. Б. Вендик // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2019. Т. 22, № 5. С. 17–32. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-5-17-32

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 27.03.2019; принята к публикации после рецензирования 16.08.2019; опубликована онлайн 29.11.2019

© Можаровский А. В., Сойкин О. В., Артеменко А. А., Масленников Р. О., Вендик И. Б., 2019



Контент доступен по лицензии Creative Commons Attribution 4.0 License
This work is licensed under a Creative Commons Attribution 4.0 License

Wideband Waveguide-to-Microstrip Transition for mm-Wave Applications

Andrey V. Mozharovskiy^{1✉}, Oleg V. Soykin¹, Aleksey A. Artemenko¹,
Roman O. Maslennikov¹, Irina B. Vendik²

¹LLC "Radio Gigabit", Nizhny Novgorod, Russia

²Saint Petersburg Electrotechnical University, Saint Petersburg, Russia

✉andrey.mozharovskiy@radiogigabit.com

Abstract

Introduction. Increased data rate in modern communication systems can be achieved by raising the operational frequency to millimeter wave range where wide transmission bands are available. In millimeter wave communication systems, the passive components of the antenna feeding system, which are based on hollow metal waveguides, and active elements of the radiofrequency circuit, which have an interface constructed on planar printed circuit boards (PCB) are interconnected using waveguide-to-microstrip transition.

Aim. To design and investigate a high-performance wideband and low loss waveguide-to-microstrip transition dedicated to the 60 GHz frequency range applications that can provide effective transmission of signals between the active components of the radiofrequency circuit and the passive components of the antenna feeding system

Materials and methods. Full-wave electromagnetic simulations in the CST Microwave Studio software were used to estimate the impact of the substrate material and metal foil on the characteristics of printed structures and to calculate the waveguide-to-microstrip transition characteristics. The results were confirmed via experimental investigation of fabricated wideband transition samples using a vector network analyzer

Results. The probe-type transition consist of a PCB fixed between a standard WR-15 waveguide and a back-short with a simple structure and the same cross-section. The proposed transition also includes two through-holes on the PCB in the center of the transition area on either side of the probe. A significant part of the lossy PCB dielectric is removed from that area, thus providing wideband and low-loss performance of the transition without any additional matching elements. The design of the transition was adapted for implementation on the PCBs made of two popular dielectric materials RO4350B and RT/Duroid 5880. The results of full-wave simulation and experimental investigation of the designed waveguide to microstrip transition are presented. The transmission bandwidth for reflection coefficient $S_{11} < -10$ dB is in excess of 50...70 GHz. The measured insertion loss for a single transition is 0.4 and 0.7 dB relatively for transitions based on RO4350B and RT/Duroid 5880.

Conclusion. The proposed method of insertion loss reduction in the waveguide-to-microstrip transition provides effective operation due to reduction of the dielectric substrate portion in the transition region for various high-frequency PCB materials. The designed waveguide-to -microstrip transition can be considered as an effective solution for interconnection between the waveguide and microstrip elements of the various millimeter-wave devices dedicated for the 60 GHz frequency range applications.

Key words: millimeter wave band; waveguide-to-microstrip transition; printed circuit board; metal waveguide

For citation: Mozharovskiy A. V., Soykin O. V., Artemenko A. A., Maslennikov R. O., Vendik I. B. Wideband Waveguide-to-Microstrip Transition for mm-Wave Applications. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2019, vol. 22, no. 5, pp. 17–32. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-5-17-32

Conflict of interest. Authors declare no conflict of interest.

Submitted 27.03.2019; accepted 16.08.2019; published online 29.11.2019

Введение. Одной из основных современных тенденций развития беспроводных сетей является постоянный рост объема передаваемой информации. Это связано, в первую очередь, с увеличением доли мультимедийного мобильного трафика и популярностью современных сервисов потокового видео высокого разрешения. Для удовлетворе-

ния высоких требований к пропускной способности современные системы связи должны поддерживать скорости передачи данных вплоть до единиц и даже десятков гигабит в секунду. Достижение таких скоростей возможно прежде всего за счет использования более широкой полосы частот передаваемых сигналов, а также за счет приме-

ния более эффективных способов использования спектра. К таким способам можно отнести, например, модуляции высоких порядков и реализацию систем связи на основе технологии MIMO (Multiple Input Multiple Output) [1], позволяющей осуществлять одновременную параллельную передачу сразу нескольких потоков данных с использованием множества антенн, в том числе с помощью разделения потоков по поляризации.

Основной трудностью для выделения более широкой полосы частот передаваемых сигналов является перегруженность спектра в традиционных частотных диапазонах до 6 ГГц. Одним из возможных подходов к решению указанной проблемы является увеличение несущей частоты передаваемых сигналов до миллиметрового диапазона длин волн (30...300 ГГц). Этот диапазон позволяет использовать для передачи данных ряд полос шириной вплоть до нескольких гигагерц, что представляется достаточным для достижения требуемых скоростей.

Наиболее активно для разработки новых систем фиксированной радиосвязи миллиметровых (или близких к ним) диапазонов применяются диапазоны 27.5...29.5, 40.5...43.5, 57...64, 71...76/81...86 и 92...95 ГГц. При этом диапазон частот 57...64 ГГц является наиболее привлекательным для реализации систем Wi-Fi нового поколения [2], радиорелейных линий для сотовых систем связи, сетей фиксированного беспроводного доступа, а также развертывания мобильных сетей 5-го поколения (5G) [3]. Основной причиной этого является упрощенная (или полностью отсутствующая в ряде стран) процедура лицензирования частот и устройств, а также ослабленные регуляторные ограничения [4–6] ввиду нахождения внутри этого диапазона линии поглощения кислорода, что приводит к большому (вплоть до 16 дБ/км) значению затухания электромагнитной энергии при распространении [7]. Ввиду этого частотный диапазон 60 ГГц получил наибольшее развитие в локальных системах связи, предназначенных для работы на короткие расстояния до 10...20 м внутри и до 300...500 м вне помещений.

Большинство пассивных элементов систем радиосвязи миллиметрового диапазона длин волн, таких, как диплексеры, циркуляторы, поляризационные селекторы, а также внешние антенны с высоким значением коэффициента усиления, обычно выполняются на основе полых металлических волноводов или имеют волноводный интерфейс. Основным преимуществом устройств на

основе волноводов является низкий уровень потерь по сравнению с другими технологиями, а также высокая надежность, механическая стабильность, способность к передаче сигналов большой мощности и возможность интеграции с элементами корпуса системы связи. С другой стороны, подавляющее большинство активных элементов радиочастотного тракта систем связи миллиметрового диапазона, таких, как усилители мощности, малошумящие усилители, смесители, фильтры и др., обычно реализуются на печатных платах и имеют интерфейс на основе микрополосковых или других планарных линий передачи. Таким образом, задача разработки широкополосного волноводно-микрополоскового перехода (ВМПП) для эффективной передачи сигналов между активными элементами радиочастотного тракта и пассивными элементами антенного тракта систем связи является актуальной. Кроме того, такой переход может быть использован для тестирования характеристик различных образцов разработанных печатных устройств или схем на основе элементов поверхностного монтажа.

С повышением рабочей частоты до миллиметрового диапазона существенно возрастают потери в печатных структурах, и уменьшение потерь при прохождении волны через переход становится важной проблемой. При этом возникает необходимость анализа влияния свойств материала диэлектрической подложки и проводящих слоев печатной платы на характеристики печатных структур, а также анализа методов уменьшения негативного влияния свойств подложки на характеристики разрабатываемого ВМПП.

Основными требованиями к разрабатываемому ВМПП являются малый уровень потерь на прохождение (менее 1 дБ) и согласование по значению коэффициента отражения $S_{11} < -10$ дБ в рассматриваемом диапазоне частот 57...64 ГГц. Поскольку ВМПП предназначен для использования в составе радиочастотного модуля системы радиосвязи, он должен быть реализован на общей многослойной печатной плате с активными элементами радиочастотного тракта. При реализации радиочастотного модуля для трассировки сигнальных линий, линий управления и питания активных компонентов, обеспечения нескольких экранирующих слоев металлизации, необходимых для изоляции цифровых и аналоговых схем, обычно используются несколько слоев металлизации печатной платы. Многослойная структура

печатной платы обеспечивает компактное расположение сосредоточенных и распределенных элементов и уменьшает общие габариты. Для подключения к волноводным компонентам антенного тракта систем связи частотного диапазона 57...64 ГГц, а также к измерительному оборудованию переход должен иметь интерфейс на основе стандартного прямоугольного волновода WR-15 с размерами сечения 3.76×1.88 мм.

С целью уменьшения потерь в переходе исследовано влияние диэлектрического материала подложки и способа изготовления медной фольги на характеристики печатных структур, реализованных на печатной плате, в том числе разработанного ВМПП.

В качестве основного варианта ВМПП выбран переход зондового типа с дополнительной волноводной заглушкой на основе закороченного отрезка регулярного волновода WR-15. Характеристики переходов исследованы методом электродинамического моделирования в системе автоматизированного проектирования (САПР) CST Microwave Studio и подтверждены при измерении тестовых макетов.

Влияние материала подложки и свойств металлической фольги на характеристики печатных структур. Свойства переходов и особенности технологии существенно зависят от свойств используемых материалов. Потери, возникающие в линиях передачи на печатных платах, можно по природе возникновения разделить на потери в проводниках и потери в диэлектрической подложке.

Потери в проводниках обусловлены несколькими основными причинами. Первая из них – конечная электрическая проводимость металлической фольги, используемой при производстве печатных плат. Объемная плотность тока максимальна у поверхности проводника и экспоненциально убывает при удалении от поверхности. Глубина, на которой объемная плотность тока уменьшается в e раз, известная как толщина скин-слоя, определяется выражением

$$\Delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}},$$

где f – частота; σ – электрическая проводимость; μ – магнитная проницаемость проводника. С ростом частоты толщина скин-слоя уменьшается, что приводит к увеличению плотности тока в приповерхностном слое проводника, а следова-

тельно, к значительному росту активного сопротивления проводника и к увеличению погонных потерь. Так с ростом частоты сигнала от 1 до 60 ГГц толщина скин-слоя медного проводника уменьшается с 2.1 до 0.27 мкм. Очевидно, что при столь малой толщине скин-слоя в миллиметровом диапазоне длин волн поверхностные неоднородности, вызванные особенностями производства медной фольги, становятся сопоставимыми с ним по размеру, что существенно влияет на погонные потери в проводниках.

Обычно выделяют 2 типа фольги, применяемой для производства печатных плат: катаная и электролитически осажденная. Катаную медную фольгу получают из толстой медной заготовки посредством последовательных холодных прокатов вплоть до достижения нужной толщины [8]. Гладкость поверхности фольги, обычно описываемая среднеквадратическим отклонением (СКО) зернистости, в этом случае зависит от характеристик прокатного станка и обычно составляет десятые доли микрометра, что способствует уменьшению погонных потерь в проводниках СВЧ. С другой стороны, равномерная поверхность уменьшает прочность склеивания слоев в многослойных печатных платах и ухудшает адгезию фоторезиста. Кроме того, катаная фольга имеет горизонтальную структуру зернистости, что усложняет травление в условиях ограниченного пространства проводника.

Для изготовления электролитически осажденной фольги используют процесс гальванического осаждения меди [8] на вращающемся барабане, изготовленном из титана или нержавеющей стали. Толщина осажденного слоя меди регулируется скоростью вращения барабана. При этом со стороны барабана поверхность меди получается более гладкая и блестящая, а со стороны осаждения электролита – матовая и более шероховатая. Шероховатой стороной медь клеится к диэлектрику для улучшения адгезивных свойств при сцеплении с подложкой. Такой подход позволяет улучшить сцепление диэлектрика и фольги в ядрах, что улучшает их механические свойства, однако при этом более шероховатая сторона располагается в области с большей диэлектрической проницаемостью окружающего пространства и, как следствие, в области большей плотности электрического тока за счет эффекта "втягивания" электромагнитного поля в диэлектрик.

Типичные значения шероховатости (СКО) для различных типов медной фольги материалов произ-

водства компании Rogers*¹ составляют 0.3...0.4 мкм для катаной фольги и 1.8...3.2 мкм для шероховатой стороны электролитически осажденной фольги. Для гладкой стороны электролитически осажденной фольги значения шероховатости близки к значениям для катаной фольги и составляют 0.4...0.5 мкм.

Для исследования влияния шероховатости поверхности медной фольги на погонные потери в линиях передачи на печатных платах проведено электродинамическое моделирование в САПР CST Microwave Studio на модели МПЛ с волновым импедансом 50 Ом, реализованной на подложке толщиной 0.203 мм. Толщина обоих слоев металлизации (МПЛ и металлический экран) была выбрана равной 18 мкм. Для исключения влияния потерь в диэлектрике тангенс угла потерь материала подложки задавался равным нулю. Шероховатость поверхности медной фольги задавалась вводом двухслойного материала с проводимостью меди и заданными параметрами СКО*¹ неоднородностей как со стороны диэлектрика, так и с обратной (гладкой) стороны.

На рис. 1 показаны результаты электродинамического моделирования погонных потерь l в миллиметровом диапазоне длин волн в МПЛ, выполненной из гладкой (без шероховатостей), катаной и электролитически осажденной меди. Как следует из рис. 1, учет шероховатости существенно влияет на погонные потери в МПЛ. По результатам моделирования в рассматриваемом

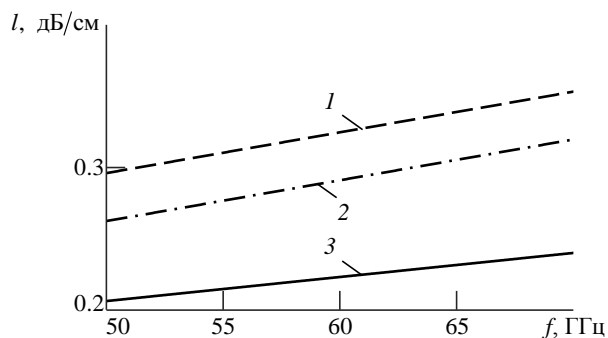


Рис. 1. Результаты электродинамического моделирования микрополосковой линии с различной шероховатостью материала: 1 – электролитически осажденная медная фольга; 2 – катаная медная фольга; 3 – гладкая фольга

Fig. 1. The results of electrodynamic simulation of a microstrip line with different roughness of the material: 1 – electrolytically deposited copper foil; 2 – rolled copper foil; 3 – smooth foil

диапазоне частот получено увеличение погонных потерь на 0.08 дБ/см при использовании катаной фольги и на 0.13 дБ/см для электролитически осажденной фольги по сравнению с потерями в случае применения гладкой фольги.

Другим источником потерь в печатных платах являются потери в диэлектрике. Наиболее распространены при производстве СВЧ-печатных плат являются материалы на основе углеродородного терморезистивного полимера с керамическим наполнителем, как, например, материалы серии RO4000*² и их аналоги. Основным преимуществом таких материалов является сравнительно низкая стоимость их изготовления и возможность изготавливать многослойные платы и надежные RO4000/FR4-гибридные сборки.

Однако на частотах порядка десятков гигагерц потери в этих материалах достаточно высоки. В качестве альтернативы могут быть использованы материалы на основе фторопласта с дополнительным усилением нетканым стекловолокном, как, например, в материале RT/Duroid 5880*³, или керамическим наполнителем, как в материалах серии RO3000*⁴. Тангенс угла диэлектрических потерь материалов на основе фторопласта является наименьшим среди поставляемых в настоящий момент материалов печатных плат, что делает их наиболее подходящими для СВЧ-устройств, где потери должны быть минимальны. Основным недостатком указанных материалов являются их низкие адгезивные свойства, что значительно усложняет технологию производства многослойных печатных плат. Так, для спекания многослойной структуры обычно требуется значительное (примерно на 100 °С) повышение температуры, что усложняет технологический процесс, увеличивает стоимость и уменьшает выход годных образцов.

Следует отметить, что большинство производителей материалов печатных плат указывают в спецификациях характеристики материалов только для частот до 10 ГГц, поэтому для анализа влияния потерь в диэлектрике на характеристики

*¹ <https://www.rogerscorp.com/documents/749/acs/Copper-Foils-for-High-Frequency-Circuit-Materials.pdf> (дата обращения: 29.09.2019).

*² <https://www.rogerscorp.com/documents/726/acm/RO4000-Laminates--Data-sheet.pdf> (дата обращения: 29.09.2019).

*³ <https://www.rogerscorp.com/documents/606/acm/RT-duroid-5870-5880-Data-Sheet.pdf> (дата обращения: 29.09.2019).

*⁴ <https://www.rogerscorp.com/documents/722/acs/RO3000-Laminate-Data-Sheet-RO3003-RO3006-RO3010-RO3035.pdf> (дата обращения: 29.09.2019).

печатных линий передачи важной задачей является исследование характеристик материала на более высоких частотах. Экспериментальные данные измерения диэлектрической проницаемости некоторых популярных СВЧ-материалов печатных плат производства компании Rogers представлены, например, в [9].

Для исследования потерь в различных диэлектрических подложках печатных плат использованы модели МПЛ на подложках из материалов Rogers RO4350B, RO3003 и RT/Duroid 5880 с волновым импедансом 50 Ом. При моделировании для каждого из материалов выбиралась наиболее тонкая подложка из представленных в спецификациях (табл. 1). Такой выбор объясняется, в первую очередь, тем, что с уменьшением толщины подложки уменьшается ширина МПЛ с выбранным волновым импедансом, что существенно упрощает последующую интеграцию печатных линий передачи с микросхемами и элементами поверхностного монтажа, а также увеличивает плотность компоновки узлов.

Результаты электродинамического моделирования погонных потерь для МПЛ на подложках, указанных в табл. 1, представлены на рис. 2. Сплошными линиями показаны результаты, полученные для МПЛ с характеристиками фольги, изготовленной методом электролитического осаждения, штрихами показаны результаты для катаной фольги.

В соответствии с результатами моделирования потери в диэлектрической подложке играют определяющую роль для планарных линий передачи миллиметрового диапазона длин волн, выполненных на печатных платах. Тем не менее для электрически больших структур, таких, как, например, планарные фильтры, потери в проводниках также оказывают существенное влияние на общий уровень потерь в планарной структуре. Полученные результаты подтверждаются экспериментальными данными, представленными в ряде работ для более низких частот (см., например, [10]). Так, для материала с малым тангенсом угла диэлектрических потерь в области низких частот потери в проводни-

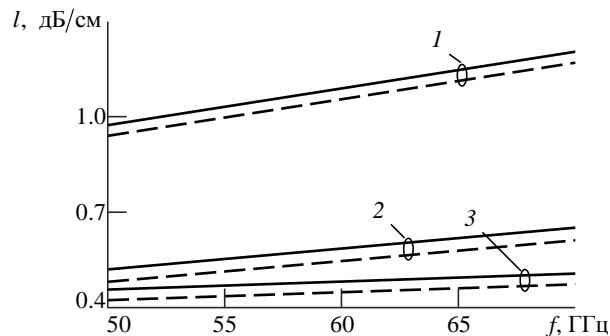


Рис. 2. Результаты электродинамического моделирования микрополосковой линии на подложках из материалов фирмы "Rogers": 1 – RO4350B; 2 – RO3003; 3 – RT/Duroid 5880.

Сплошные кривые – линии на основе электролитически осажденной фольги, штриховые кривые – линии на основе катаной фольги

Fig. 2. The results of electrodynamic simulation of a microstrip line on substrates of company "Rogers": 1 – RO4350B; 2 – RO3003; 3 – RT/Duroid 5880.

Solid curves – lines based on electrolytically deposited foil; dashed curves – lines based on rolled foil

ках превалируют над диэлектрическими потерями. Однако с ростом частоты влияние диэлектрических потерь увеличивается, и уже на частотах выше нескольких гигагерц они становятся доминирующими в общем уровне потерь. Как правило, потери в проводниках пропорциональны квадратному корню из частоты, а потери в диэлектрике пропорциональны частоте. Хотя результаты, представленные в [10], получены только для частотного диапазона до 20 ГГц, наблюдаемые зависимости справедливы и для более высоких частот.

Таким образом, на основе анализа свойств диэлектрической подложки и металлической фольги можно сделать заключение, что в миллиметровом диапазоне частот выбор материала печатной платы является ключевым фактором для уменьшения потерь в структуре печатных линий передачи.

Структура. Существует достаточно много различных вариантов реализации ВМПП миллиметрового диапазона длин волн. Например, переход может быть выполнен на основе печатной антенны, размещенной в теле металлического волновода. Антенный элемент может представлять со-

Таблица 1. Характеристики микрополосковых линий, реализованных на материалах фирмы "Rogers"

Table 1. Characteristics of microstrip lines, implemented on the materials of the company "Rogers"

Материал/ Material	Толщина подложки, мм/ Substrate thickness, mm	Ширина линии, мм/ Line width, mm	Диэлектрическая проницаемость/ Dielectric constant	Тангенс угла диэлектрических потерь на частоте 60 ГГц/ Dielectric loss tangent at frequency 60 GHz
RO4350B	0.101	0.2	3.66	0.0115
RO3003	0.127	0.29	3.0	0.0034
RT/Duroid 5880	0.127	0.36	2.2	0.0024

бой микрополосковую антенну [11, 12], печатный диполь [13, 14], квази-Уда-Яги-антенну [15], щелевую антенну [16, 17]. Обычно переходы указанных типов обеспечивают широкую полосу рабочих частот и не требуют модификаций в структуре подводящего волновода, однако имеют высокий уровень обратного излучения, а также значительные потери в диэлектрической подложке, которые существенно увеличиваются с ростом частоты. Другим распространенным типом переходов являются переходы, реализованные сонаправленно со структурой подводящего волновода с использованием согласующего металлического гребня [18] или на основе перекрывающихся полосковых линий [19], [20]. Однако такие переходы требуют модификаций в структуре волновода, которые должны выполняться с очень высокой точностью, что приводит к значительному увеличению стоимости изготовления и трудностям монтажа. Кроме того, зачастую переходы данного типа принципиально реализуются только на печатных платах с однослойной структурой, что затрудняет их использование в составе радиочастотных модулей, которые обычно реализуются на многослойных печатных платах. Возможным вариантом решения данной проблемы является использование печатных плат на основе комбинаций зон с однослойной и многослойной структурой [21], однако это существенно усложняет процесс изготовления печатных плат и увеличивает стоимость изготовления.

Одним из самых распространенных типов ВМПП миллиметрового диапазона длин волн яв-

ляются переходы зондового типа, в которых в структуре волноводного канала расположен проводящий зонд, реализованный на печатной плате и соединенный с МПП [22–24]. Печатная плата с зондовой структурой обычно располагается между подводящим волноводом, который может являться интерфейсом волноводного диплексера, поляризационного селектора или антенны, и дополнительной волноводной заглушкой (четверть-волновым закороченным отрезком волновода). Заглушка обеспечивает синфазное сложение падающей волны от подводящего волновода и волны, отраженной от волноводной заглушки на проводящем зонде (рис. 3, а). Обычно ВМПП зондового типа имеют малый уровень потерь на прохождение, широкую полосу частот и обеспечивают малый уровень паразитного излучения, что делает их очень привлекательными для использования в системах связи миллиметрового диапазона длин волн. Основным недостатком представленной конструкции ВМПП является наличие толстой многослойной диэлектрической подложки, через которую проходит волна в области волноводного канала. С ростом рабочей частоты диэлектрик все сильнее влияет на характеристики перехода, существенно увеличивая потери. Кроме того, диэлектрик печатной платы вносит дополнительную паразитную емкостную реактивность между подводящим волноводом и проводящим зондом, что усложняет импедансное согласование и сужает рабочую полосу [25]. Для компенсации паразитного влияния материала печатной платы и улуч-

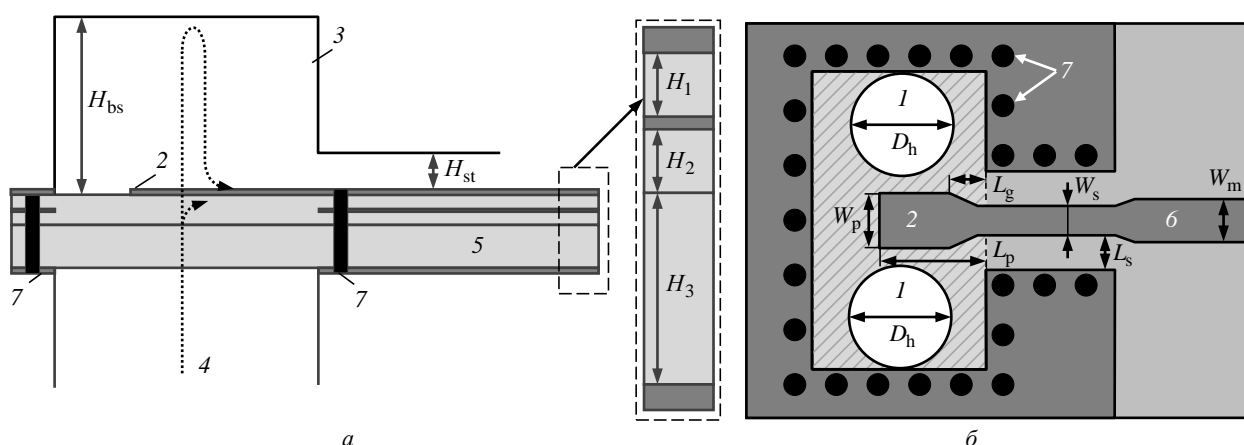


Рис. 3. Структура перехода зондового типа: а – разрез; б – вид сверху

(1 – сквозные неметаллизированные отверстия; 2 – зонд; 3 – четвертьволновая заглушка; 4 – подводящий волновод WR-15; 5 – печатная плата; 6 – микрополосковая линия; 7 – переходные отверстия)

Fig. 3. The structure of the probe type transition: a – section; б – top view

(1 – perforating non-metallic holes; 2 – probe; 3 – quarter-wave cap; 4 – supply waveguide WR-15; 5 – printed circuit board; 6 – microstrip line; 7 – vias)

шения согласования в ВМПП зондового типа обычно применяются согласующие схемы, которые могут быть основаны, например, на отрезках МПЛ [26], сложных цепях согласования [27] или на вырезах в ряде диэлектрических слоев [28]. Основным недостатком описанных подходов является сложная структура и, как правило, заметное сужение рабочей полосы частот.

В работе, которой посвящена настоящая статья, для уменьшения влияния толстой диэлектрической подложки на характеристики перехода использовались сквозные неметаллизированные отверстия в печатной плате в области волноводного канала [29]. Использование отверстий позволяет уменьшить долю диэлектрического материала в области перехода, тем самым уменьшив все негативные эффекты влияния диэлектрической подложки, описанные ранее. Отверстия диаметром D_h имеют круглую форму и симметрично расположены вокруг проводящего зонда (рис. 3, б). Выбор формы отверстий обоснован простотой их формирования сверлением, что не увеличивает стоимость производства печатных плат и пригодно для массового производства. При разработке перехода исследовались также отверстия другой формы, однако при их использовании не было достигнуто существенного улучшения характеристик перехода по сравнению с отверстиями круглой формы. Диаметр и положение отверстий оптимизировались с помощью электромагнитного моделирования с целью уменьшения потерь в переходе и улучшения коэффициента отражения.

Трехмерная модель зондового перехода показана на рис. 4. Переход основан на комбинации

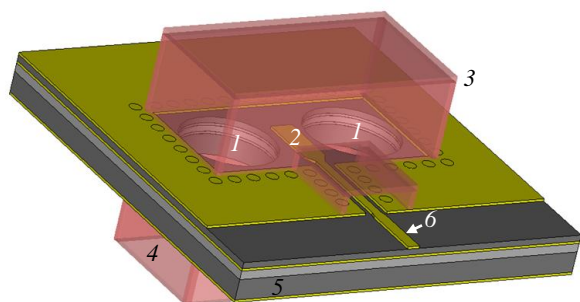


Рис. 4. Трехмерная модель разработанного перехода:
1 – сквозные неметаллизированные отверстия; 2 – зонд;
3 – четвертьволновая заглушка; 4 – подводящий волновод; 5 – печатная плата; 6 – микрополосковая линия

Fig. 4. 3D model of the developed transition:
1 – perforating non-metallic holes; 2 – probe; 3 – quarter-wave cap; 4 – supply waveguide; 5 – printed circuit board; 6 – microstrip line

печатной платы, содержащей проводящий зонд, расположенной между стандартным подводящим волноводом WR-15 сечением 3.76×1.88 мм и волноводной заглушкой того же сечения длиной порядка четверти длины волны в рассматриваемом диапазоне частот. В области волноводного канала металлизация убрана на всех слоях печатной платы (за исключением зонда) для свободного прохождения электромагнитных волн от подводящего волновода. Переходные металлизированные отверстия, расположенные по контуру подводящего волновода, позволяют эффективно продлить волноводный канал в теле платы и электрически соединить подводящий волновод и четвертьволновую заглушку. При этом обеспечивают надежное экранирование структуры перехода и предотвращение утечки сигнала или паразитного излучения. Диаметр металлизированных отверстий 0.2 мм с расстоянием между центрами около 0.4 мм. Для предотвращения отражения в области, где участок волноводной заглушки располагается над МПЛ, образуя квазиполосковую несимметричную структуру линии, было реализовано сужение, позволяющее компенсировать это влияние. Структура электрических полей в зондовом ВМПП представлена на рис. 5.

Для оценки влияния свойств диэлектрической подложки на характеристики волноводно-микрополоскового перехода его структура была реализована на двух различных печатных платах, выполненных на базе материалов Rogers 4350В (низкая стоимость, простота изготовления и применимость для массового производства, однако достаточно большое значение тангенса угла диэлектрических потерь в миллиметровом диапазоне длин волн) и Rogers RT/Duroid 5880 (наименьший тангенс угла диэлектрических потерь в миллиметровом диапазоне, однако высокая стоимость и сложность производства многослойных печатных плат).

Структура обеих плат соответствует представленной на рис. 3, а и выполнена на трех слоях диэлектрика и четырех слоях металлизации. Для обеих печатных плат ядра диэлектрика расположены на внешних слоях печатной платы и разделены одним слоем препрега (Rogers 4450В для платы на основе RO4350В и TacBond 1.5 для платы на основе RT/Duroid 5880). Размеры отдельных элементов и толщины диэлектрических слоев для обеих печатных плат представлены в табл. 2.

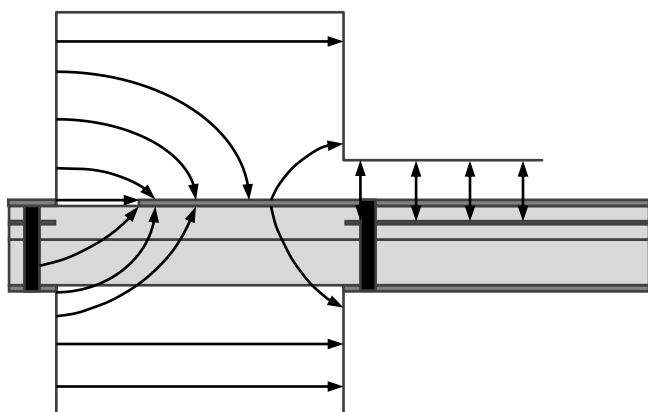


Рис. 5. Структура электрического поля зондового волноводно-микрорис. 6. Как следует из результатов моделирования, переходы в рассматриваемом диапазоне частот 57...64 ГГц согласованы по уровню коэффициента отражения $S_{11} < -17$ дБ и $S_{11} < -21$ дБ для переходов на основе материалов RO4350B и RT/Duroid 5880 соответственно. Кроме того, оба перехода согласованы по уровню коэффициента отражения $S_{11} < -10$ дБ во всей полосе частот 50...70 ГГц. Уровень коэффициента прохождения в диапазоне частот 57...64 ГГц составил $S_{21} > -0.6$ и -0.35 дБ соответственно.

Таблица 2. Размеры волноводно-микрорис. 6. Как следует из результатов моделирования, переходы в рассматриваемом диапазоне частот 57...64 ГГц согласованы по уровню коэффициента отражения $S_{11} < -17$ дБ и $S_{11} < -21$ дБ для переходов на основе материалов RO4350B и RT/Duroid 5880 соответственно. Кроме того, оба перехода согласованы по уровню коэффициента отражения $S_{11} < -10$ дБ во всей полосе частот 50...70 ГГц. Уровень коэффициента прохождения в диапазоне частот 57...64 ГГц составил $S_{21} > -0.6$ и -0.35 дБ соответственно.

Table 2. Dimensions of waveguide microstrip junctions implemented on printed circuit boards from Rogers materials

Размеры, мм (см. рис. 3)/ Dimensions, mm (see Fig. 3)	RO4350B	RT/Duroid 5880
W_p	0.38	0.35
L_p	1.22	1.0
W_s	0.15	0.2
L_s	0.115	0.15
W_m	0.2	0.36
L_g	0.27	0.2
D_h	1.55	1.4
H_{bs}	1.27	1.2
H_{st}	0.3	0.3
H_1	0.101	0.127
H_2	0.1	0.144
H_3	0.338	0.381

Результаты электродинамического моделирования перехода зондового типа. ВМПП зондового типа на подложках на основе материалов Rogers RO4350B и RT/Duroid 5880 исследовались с помощью электродинамического моделирования в САПР CST Microwave Studio. При моделировании характеристики подложки задавались в соответствии с табл. 1. Для моделей переходов во всех случаях свойства проводящих слоев печатной платы задавались в соответствии с характеристиками медной фольги, изготовленной методом электролитического осаждения. В качестве материала для отрезка подводящего волновода WR-15 и заглушки использовался алюминий.

Сравнение результатов моделирования S-параметров для обоих переходов представлено на

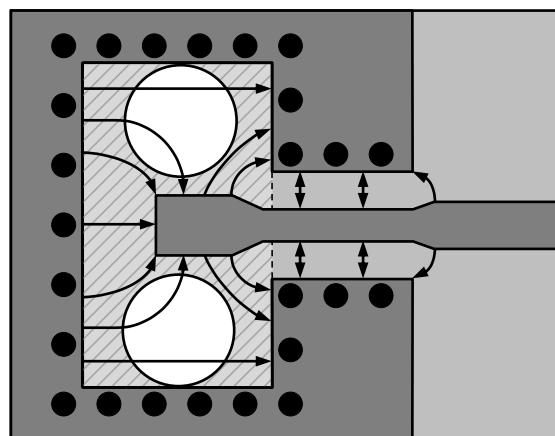


рис. 6. Как следует из результатов моделирования, переходы в рассматриваемом диапазоне частот 57...64 ГГц согласованы по уровню коэффициента отражения $S_{11} < -17$ дБ и $S_{11} < -21$ дБ для переходов на основе материалов RO4350B и RT/Duroid 5880 соответственно. Кроме того, оба перехода согласованы по уровню коэффициента отражения $S_{11} < -10$ дБ во всей полосе частот 50...70 ГГц. Уровень коэффициента прохождения в диапазоне частот 57...64 ГГц составил $S_{21} > -0.6$ и -0.35 дБ соответственно.

Экспериментальные исследования прототипов зондовых переходов. Экспериментальная проверка зондовых ВМПП выполнялась на прототипах двухсторонних переходов "волноводно-МПЛ-волноводно". Для каждого из переходов были подготовлены двухсторонние реализации с различной длиной МПЛ. Такой подход позволил экспериментально оценить погонные потери в МПЛ для их последующего учета при определении характеристик отдельных переходов. Длины МПЛ для изготовленных двухсторонних переходов составили 25 и 35 мм для переходов на основе материала RO4350B и 25 и 40 мм для переходов на основе RT/Duroid 5880 (рис. 7). В экспериментальных макетах переходов для уменьшения уровня потерь использовалась катаная фольга.

Экспериментальные исследования выполнены с помощью векторного анализатора цепей Rhode & Schwarz ZVA24 с внешними повышающими смесителями ZVA-Z90E. Указанное оборудование позволяет проводить измерения в частотном диапазоне 57...95 ГГц, что достаточно для исследования разработанных переходов.

Сравнение измеренных и полученных по результатам электродинамического моделирования

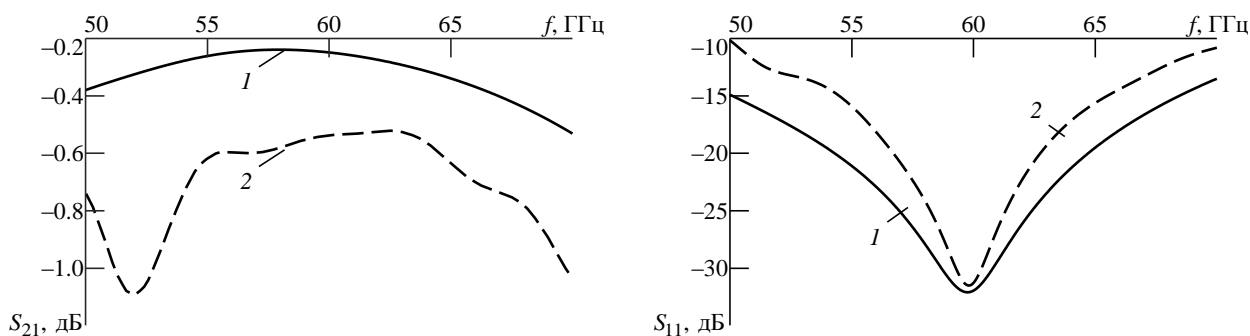


Рис. 6. Результаты электродинамического моделирования коэффициентов прохождения S_{21} и отражения S_{11} зондовых волноводно-микростриповых переходов. Материалы подложки: 1 – RT/Duroid 5880; 2 – RO4350B

Fig. 6. Results of electrodynamic modeling of coefficients of transmission S_{21} and reflection S_{11} of probe waveguide-microstrip transitions. Backing materials: 1 – RT/Duroid 5880; 2 – RO4350B

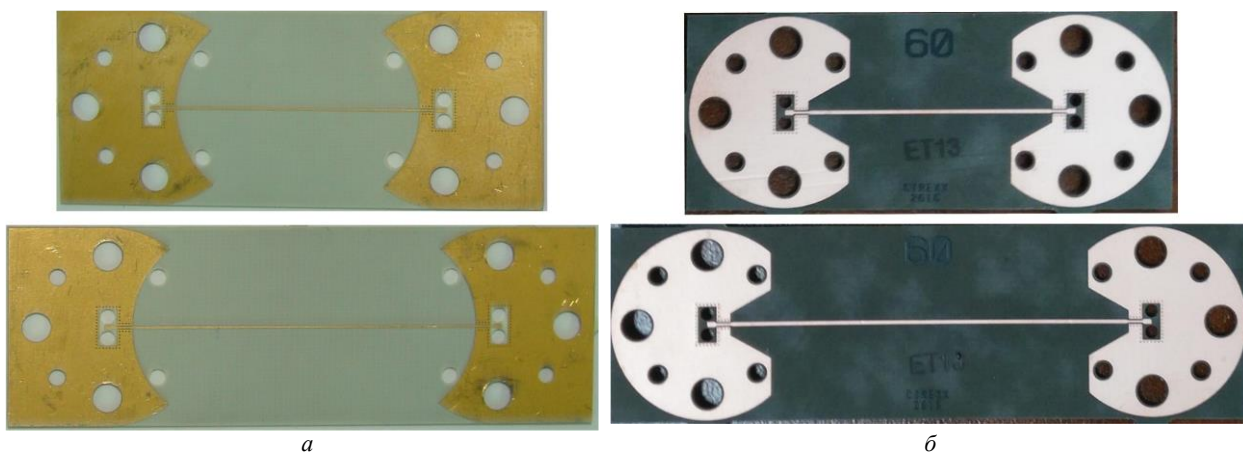


Рис. 7. Фотографии печатных плат двухсторонних переходов: а – на основе материала RO4350B; б – на основе материала RT/Duroid 5880

Fig. 7. Photos of printed circuit boards of two-way transitions: а – based on material RO4350B; б – based on material RT/Duroid 5880

коэффициентов отражения S_{11} и прохождения S_{21} для двухсторонних ВМПП представлено на рис. 8 для переходов на материале RO4350B и на рис. 9 для переходов на материале RT/Duroid 5880.

Для двухсторонних переходов достигнуто хорошее соответствие между результатами моделирования и измерения как для коэффициента отражения S_{11} , так и для коэффициента прохождения S_{21} . Так по результатам измерений, за исключением ряда точек, все двухсторонние переходы согласованы по уровню коэффициента отражения $S_{11} < -10$ дБ в полосе частот 57...70 ГГц. Увеличение коэффициента отражения по сравнению с отдельным переходом (рис. 6) вызвано переотражениями в двухсторонней структуре "волновод-МПЛ-волновод". Однако хорошее соответствие измеренных S -параметров тестовых структур с результатами моделирования позволяет сделать вывод, что для отдельного перехода значения ко-

эффициента отражения также должны быть близки к представленным на рис. 6.

По результатам измерений двухсторонних переходов с различной длиной МПЛ оценены погонные потери в МПЛ с волновым импедансом 50 Ом. В полосе частот 57...64 ГГц они составили 1.1 дБ для линии на подложке из материала RO4350B и 0.55 дБ для линии на подложке из материала RT/Duroid 5880, что хорошо согласуется с результатами электродинамического моделирования для МПЛ, выполненных из медной фольги, изготовленной методом электролитического осаждения. С учетом оценки погонных потерь в МПЛ можно определить потери на прохождение для отдельного ВМПП. Так, по результатам измерений в частотном диапазоне 57...64 ГГц потери в разработанных переходах составляют 0.4 и 0.7 дБ для материалов RT/Duroid 5880 и RO4350B соответственно, что также хорошо согласуется с результатами моделирования. Измерения проведены для

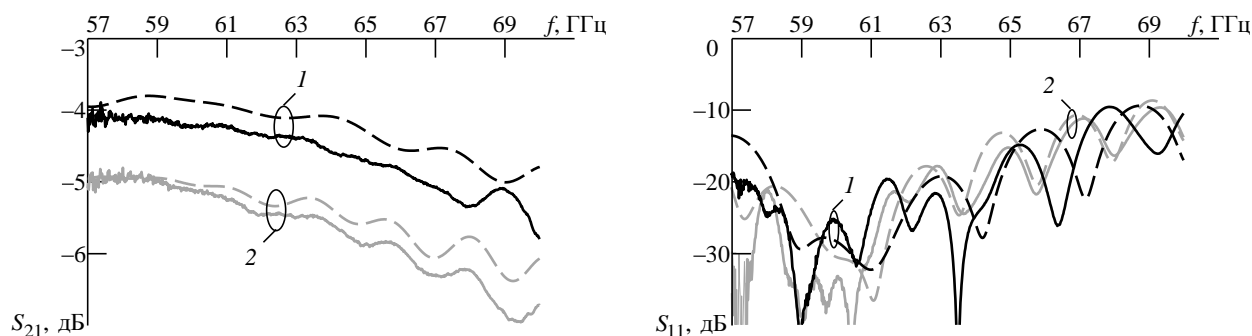


Рис. 8. Сравнение результатов моделирования и измерения коэффициентов прохождения S_{21} и отражения S_{11} двухсторонних волноводно-микростриповых переходов на базе материала RO4350B.

Длина микростриповой линии: 1 – 25 мм; 2 – 35 мм.

Сплошные линии – результаты моделирования; штриховые линии – результаты измерения

Fig. 8. Comparison of the results of modeling and measuring coefficients of the transmission S_{21} and reflection S_{11} of double-sided waveguide-microstrip junctions based on RO4350B.

Microstrip length: 1 – 25 mm; 2 – 35 mm.

Solid lines – simulation results; dashed lines – measurement results

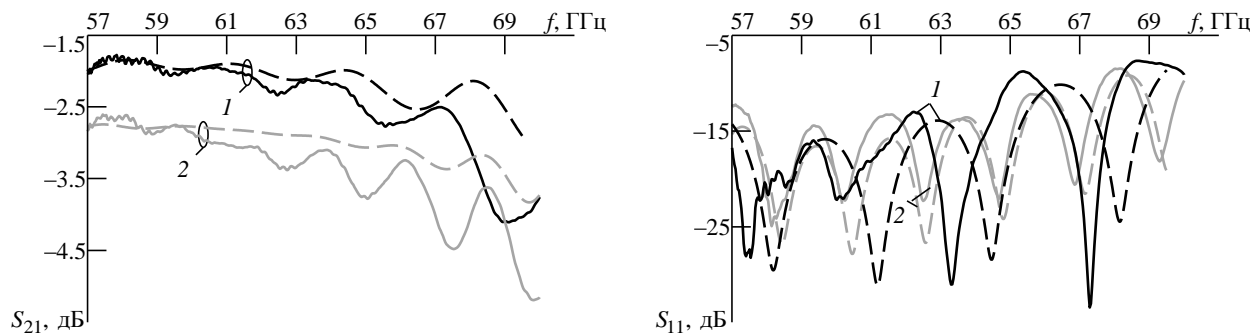


Рис. 9. Сравнение результатов моделирования и измерения коэффициентов прохождения S_{21} и отражения S_{11} двухсторонних волноводно-микростриповых переходов на базе материала RT/Duroid 5880.

Длина микростриповой линии: 1 – 25 мм; 2 – 40 мм.

Сплошные линии – результаты моделирования; штриховые линии – результаты измерения

Fig. 9. Comparison of the results of modeling and measuring coefficients of the transmission S_{21} and reflection S_{11} of double-sided waveguide-microstrip junctions based on RT/Duroid 5880.

Microstrip length: 1 – 25 mm; 2 – 40 mm.

Solid lines – simulation results; dashed lines – measurement results

нескольких образцов изготовленных переходов, при этом получены близкие результаты, что доказывает устойчивость характеристик разработанного ВМПЗ к неточностям изготовления и его применимость для массового производства.

Заключение. Рассмотрена задача разработки широкополосного ВМПЗ зондового типа для частотного диапазона 60 ГГц. Отличительной особенностью перехода является использование сквозных неметаллизированных отверстий в теле печатной платы, симметрично расположенных вокруг зонда. Указанные отверстия позволяют уменьшить долю диэлектрика печатной платы в волноводном канале и, тем самым, уменьшить потери в волноводе и обеспечить хорошее согласование подводящего волновода и МПЛ. Структура перехода была адаптирована к применению печатных плат.

Анализ потерь в металлической фольге и материале диэлектрика позволил обосновать выбор диэлектрика и метода изготовления фольги. В результате переход изготавливался с использованием двух распространенных СВЧ-материалов производства компании Rogers: RO4350B и RT/Duroid 5880.

Для проведения экспериментальных исследований были изготовлены макеты двухсторонних переходов "волновод–МПЛ–волновод" на печатных платах, выполненных на выбранных материалах. Измерения двухсторонних переходов подтвердили результаты предварительно проведенного электродинамического моделирования. Полоса пропускания разработанных переходов по уровню коэффициента отражения $S_{11} < -10$ дБ составила более 20 %. Для материала RT/Duroid 5880 погонные потери в МПЛ составили 0.55 дБ/см, а потери в переходе 0.4 дБ,

для материала RO4350B 1.1 и 0.7 дБ соответственно. В результате исследования решена проблема обеспечения низкого уровня потерь в ВМПП частотного диапазона 57...64 ГГц за счет использования СВЧ-материалов печатных плат с кананой фольгой и дополнительных неметаллизированных пере-

ходных отверстий в структуре перехода. Полученные результаты показали, что предложенная конструкция перехода позволяет добиться низких значений потерь на прохождение за счет уменьшения влияния диэлектрической подложки при использовании различных СВЧ-материалов печатных плат.

Авторский вклад

Можаровский А. В. – исследование влияния материала подложки и свойств металлической фольги на характеристики переходов между металлическим волноводом и микрополосковой линией передачи. Расчет характеристик разработанного перехода с помощью электродинамического моделирования. Экспериментальное исследование изготовленных макетов переходов. Подготовка текста статьи.

Сойкин О. В. – исследование методов уменьшения влияния диэлектрической подложки на характеристики разработанного перехода. Экспериментальное исследование изготовленных макетов переходов.

Артемченко А. А. – электродинамическое моделирование разработанного перехода.

Масленников Р. О. – руководство работой.

Вендик И. Б. – руководство работой. Подготовка текста статьи.

Authors' contribution

Andrey V. Mozharovskiy, the study of methods to reduce the influence of the dielectric substrate on the characteristics of the designed transition. Experimental study of the fabricated transition samples. Preparation of the paper text.

Oleg V. Soykin, the study of methods to reduce the influence of the dielectric substrate on the characteristics of the developed transition. An experimental study of the fabricated transition samples.

Aleksey A. Artemenko, electrodynamic simulation of the developed transition.

Roman O. Maslennikov, management of the work.

Irina B. Vendik, management of the work. Preparation of the paper text.

Список литературы

1. Five Disruptive Technology Directions for 5G / F. Boccardi, R. W. Heath, A. Lozano, T. L. Marzetta, P. Popovski // IEEE Communications Magazine. 2014. Vol. 52, iss. 2. P. 74–80. doi: 10.1109/MCOM.2014.6736746

2. 802.11-2016. IEEE Standard for Information technology – Telecommunications and information exchange between systems Local and metropolitan area networks – Specific requirements. Pt. 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications. doi: 10.1109/IEEESTD.2016.7786995

3. Millimeter Wave Mobile Communications for 5G Cellular: It Will Work! / T. S. Rappaport, S. Sun, R. Mayzus, H. Zhao, Y. Azar, K. Wang, G. N. Wong, J. K. Schulz, M. Samimi, F. Gutierrez // IEEE Access (Invited). 2013. Vol. 1. P. 335–349. doi: 10.1109/ACCESS.2013.2260813

4. Решение ГКРЧ от 20.12.2011 № 11-13-06-1. Об использовании радиоэлектронными средствами фиксированной службы полосы радиочастот 57–64 ГГц (в ред. от 10.03.2017 г. № 17-40-03). URL: http://grfc.ru/upload/medialibrary/713/Reshenie_GKRCH_ot_10.03.2017_17_40_03_15.02.2019.docx (дата обращения: 29.09.2019)

5. ETSI EN 302 217-3 V2.2.1 (2014-04): Harmonized European Standard. URL: https://www.etsi.org/deliver/etsi_en/302200_302299/30221703/02.02.01_60/en_30221703v020201p.pdf (дата обращения: 29.09.2019)

6. Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding Operation in the 57–64 GHz Band. URL: http://fjallfoss.fcc.gov/edocs_public/attachmatch/FCC-13-112A1.pdf (дата обращения: 29.09.2019)

7. Stevens M., Grafton G. The Benefits of 60 GHz Unlicensed Wireless Communications. 10 p. URL: <https://www.faltnmann.de/pdf/white-paper-benefits-of-60ghz.pdf> (дата обращения: 15.02.2019)

8. Богданов Ю., Кочемасов В., Хасьянова Е. Фольгированные диэлектрики – как выбрать оптимальный вариант для печатных плат ВЧ/СВЧ-диапазонов // Печатный монтаж. 2013. № 3. С. 142–147.

9. Felbecker R., Keusgen W., Peter M. Estimation of permittivity and loss tangent of high frequency materials in the millimeter wave band using a hemispherical open resonator // IEEE Intern. Conf. on Microwaves, Communications, Antennas and Electronics Systems (COMCAS

2011), Tel Aviv, Israel, 7–9 Nov. 2011. P. 1–8. doi: 10.1109/COMCAS.2011.6105829

10. Signal transmission loss due to copper surface roughness in high-frequency region / E. Liew, T.-A. Okubo, T. Sudo, T. Hosoi, H. Tsuyoshi, F. Kuwako // IPC APEX EXPO 2014, Las Vegas, 25–27 March 2014. URL: http://www.circuitinsight.com/pdf/signal_transmission_loss_copper_surface_roughness_ipc.pdf (дата обращения: 29.09.2019)

11. Design of wideband waveguide to microstrip transition for 60 GHz frequency band / A. Artemenko, A. Maltsev, R. Maslennikov, A. Sevastyanov, V. Ssorin // Proc. of 41st European Microwave Conference (EuMC), 2011, Manchester, UK, 10–13 Oct. 2011. P. 838–841.

12. Millimeter-Wave Topside Waveguide-to-Microstrip Transition in Multilayer Substrate / Y. Ishikawa, K. Sakakibara, Y. Suzuki, N. Kikuma // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. 2018. Vol. 28, iss. 5. P. 380–382. doi: 10.1109/LMWC.2018.2812125

13. A V-band Waveguide Transition Design Appropriate for Monolithic Integration / J. L. Kook, H. L. Dong, J.-S. Rieh, M. Kim // Proc. of Asia-Pacific Microwave Conf. (APMC), Bangkok, Thailand, 11–14 Dec. 2007. P. 1–4. doi: 10.1109/APMC.2007.4554756

14. Kim J., Choe W., Jeong J. Submillimeter-Wave Waveguide-to-Microstrip Transitions for Wide Circuits/Wafers // IEEE Trans. on Terahertz Science and Technology. 2017. Vol. 7, iss. 4. P. 440–445. doi: 10.1109/THZ.2017.2701151

15. Kaneda N., Qian Y., Itoh T. A broad-band Microstrip-to-Waveguide Transition Using Quasi-Yagi Antenna // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 1999. Vol. 47, iss. 12. P. 2562–2567. doi: 10.1109/22.809007

16. Low-Radiation-Loss Waveguide-to-Microstrip Transition Using a Double Slit Configuration for Microstrip Array Feeding / H. Aliakbarian, A. Enayati, M. Yousefbeigi, M. Shahabadi // Asia-Pacific Microwave Conf. Bangkok, Thailand, 11–14 Dec. 2007. Piscataway: IEEE, 2007. P. 737–740. doi: 10.1109/APMC.2007.4554952

17. Low-Radiation-Loss Waveguide-to-Microstrip Transition Using a Double Slit Configuration for Microstrip Array Feeding / H. Aliakbarian, A. Enayati, M. Yousefbeigi, M. Shahabadi // Asia-Pacific Microwave Conf., Bangkok, Thailand, 11–14 Dec. 2007. doi: 10.1109/APMC.2007.4554952

18. Design of a Wideband Transition from Double-Ridge Waveguide to Microstrip Line / Y. Zhou, H. Liu, E. Li, G. Guo, T. Yang // Intern. Conf. on Microwave and Millimeter Wave Technology, Chengdu, China, 8–11 May 2010. Piscataway: IEEE, 2010. doi: 10.1109/icmmt.2010.5525049

19. Wideband Tapered Antipodal Fin-Line Waveguide-to-Microstrip Transition for E-band Applications /

A. Mozharovskiy, A. Artemenko, V. Ssorin, R. Maslennikov, A. Sevastyanov // Proc. of 43rd Europ. Microwave Conf. (EuMC), Nuremberg, Germany, 6–10 Oct. 2013. In 3 Vols. Vol. 3. P. 1187–1190.

20. Zhang C. W. A Novel W-Band Waveguide-To-Microstrip Antipodal Finline Transition // IEEE Intern. Conf. on Applied Superconductivity and Electromagnetic Devices. Beijing, China, 25–27 Oct. 2013. P. 166–168. doi: 10.1109/ASEMD.2013.6780735

21. Beam-Steerable Integrated Lens Antenna with Waveguide Feeding System for 71-76/81-86 GHz point-to-point Applications / A. Mozharovskiy, A. Artemenko, A. Sevastyanov, V. Ssorin, R. Maslennikov // 10th Europ. Conf. on Antennas and Propagation (EuCAP), Davos, Switzerland, 10–15 Apr. 2016. doi: 10.1109/EuCAP.2016.7481774

22. Broadband and Planar Microstrip-to-Waveguide Transitions in Millimeter-Wave Band / K. Sakakibara, M. Hirono, N. Kikuma, H. Hirayama // Intern. Conf. on Microwave and Millimeter Wave Technology, Nanjing, China, 21–24 Apr. 2008. Piscataway: IEEE, 2008. doi: 10.1109/ICMMT.2008.4540667

23. Broadband and planar microstrip-to-waveguide transitions in millimeter-wave band / K. Sakakibara, M. Hirono, N. Kikuma, H. Hirayama // Intern. Conf. on Microwave and Millimeter Wave Technology, Nanjing, China, 21–24 Apr. 2008. doi: 10.1109/ICMMT.2008.4540667

24. Refined characterization of E-plane waveguide to microstrip transition for millimeter-wave applications / Y. Tikhov, J.-W. Moon, Y.-J. Kim, Y. Sinelnikov // Asia-Pacific Microwave Conf. Sydney, NSW, Australia, 3–6 Dec. 2000. P. 1187–1190. doi: 10.1109/APMC.2000.926043

25. Wideband Probe-Type Waveguide-to-Microstrip Transition for V-band Applications / O. Soykin, A. Artemenko, V. Ssorin, A. Mozharovskiy, R. Maslennikov // Proc. of 46th Europ. Microwave Conf. (EuMC). London, UK, 4–6 Oct. 2016. P. 1–4. doi: 10.1109/EuMC.2016.7824262

26. Shireen R., Shi S., Prather D. W. W-band microstrip-to-waveguide transition using via fences // Progress In Electromagnetics Research Lett. 2010. Vol. 16. P. 151–160.

27. A novel microstrip-to-waveguide transition using electromagnetic bandgap structures / Y. Tahara, A. Ohno, H. Oh-hashii, S. Makino, M. Ono, T. Ohba // Proc. of Intern. Symp. on Antennas and Propagation (ISAP), 2005. P. 459–462.

28. Pat. US 6 967 542 B2. Int. Cl. H01P 5/107; H01P 5/10; H01P 005/107 (2006.01). Microstrip-Waveguide Transition / M. E. Weinstein. Publ. 2005/11/22.

29. Пат. RU 2 600 506 C1. H01P 5/107 (2006.01). Волноводно-микрополосковый переход / О. В. Сойкин, В. Н. Ссорин, А. В. Мозхаровский, А. А. Артеменко, П. О. Масленников; опубли. 20.10.2016. Бюл. 29.

Информация об авторах

Можаровский Андрей Викторович – старший инженер по СВЧ-устройствам и антенной технике ООО "Радио Гигабит". Окончил Нижегородский государственный университет им. Н. И. Лобачевского (2011) по специальности "Информационные системы и технологии". Соискатель кафедры микрорадиоэлектроники и технологии радиоаппаратуры Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета

Широкополосный волноводно-микрополосковый переход зондового типа миллиметрового диапазона длин волн
Wideband Waveguide-to-Microstrip Transition for mm-Wave Applications

"ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 30 печатных работ. Сфера научных интересов – антенно-фидерные устройства миллиметрового диапазона длин волн, включая печатные, волноводные и линзовые антенны и антенные решетки; планарные и волноводные дуплексирующие устройства и фильтры.

Адрес: ООО "Радио Гигабит", ул. Ошарская, д. 95, корп. 2, Нижний Новгород, 603105, Россия

E-mail: andrey.mozharovskiy@radiogigabit.com

<https://orcid.org/0000-0002-9827-6720>

Сойкин Олег Валерьевич – магистр радиофизических наук (2014), научный сотрудник ООО "Радио Гигабит". Исследователь. Преподаватель-исследователь (2018). Автор 13 научных публикаций. Сфера научных интересов – антенные системы для беспроводных систем связи; СВЧ-линии передачи/антенны и другие пассивные устройства; устройства миллиметрового диапазона длин волн.

Адрес: ООО "Радио Гигабит", ул. Ошарская, д. 95, корп. 2, Нижний Новгород, 603105, Россия

E-mail: oleg.soykin@radiogigabit.com

Артемченко Алексей Андреевич – кандидат технических наук (2013), директор по исследованиям и разработкам ООО "Радио Гигабит". Автор около 50 научных работ и 14 патентов. Сфера научных интересов – антенная техника, включая апертурные антенны, особенно антенны миллиметрового диапазона длин волн, антенные решетки, печатные антенны, антенны с электронным управлением лучом; СВЧ-техника, включая пассивные устройства и активные радиочастотные модули, такие, как волноводно-микроразветвляющие переходы, поляризационные селекторы, фильтры на металлических и поверхностных волноводах; СВЧ-приемопередатчики на современной электронной компонентной базе диапазонов частот от 0 до 90 ГГц.

Адрес: ООО "Радио Гигабит", ул. Ошарская, д. 95, корп. 2, Нижний Новгород, 603105, Россия

E-mail: alexey.artemenko@radiogigabit.com

Масленников Роман Олегович – кандидат физико-математических наук (2012), генеральный директор ООО "Радио Гигабит". Автор более 100 печатных научных работ и более 30 изобретений. Сфера научных интересов – алгоритмы оптимальной обработки сигналов в современных беспроводных системах связи.

Адрес: ООО "Радио Гигабит", ул. Ошарская, д. 95, корп. 2, Нижний Новгород, 603105, Россия

E-mail: roman.maslennikov@radiogigabit.com

Вендик Ирина Борисовна – доктор технических наук (1991), профессор (1993) кафедры микрорадиоэлектроники и технологии радиоаппаратуры Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), руководитель лаборатории СВЧ-микроразветвляющей техники названного университета. Член ряда международных сообществ, в том числе IEEE (senior member) и EuMA. Автор более 300 научных работ. Сфера научных интересов – исследование свойств материалов для электроники (сверхпроводники, сегнетоэлектрики, метаматериалы); разработка устройств микроволнового и терагерцового диапазонов.

Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5, Санкт-Петербург, 197376, Россия

E-mail: ibvendik@rambler.ru

<https://orcid.org/0000-0001-5632-1223>

References

1. Boccardi F., Heath R. W., Lozano A., Marzetta T. L., Popovski P. Five Disruptive Technology Directions for 5G. IEEE Communications Magazine. 2014, vol. 52, iss. 2, pp. 74–80. doi: 10.1109/MCOM.2014.6736746
2. 802.11-2016. IEEE Standard for Information technology – Telecommunications and information exchange between systems Local and metropolitan area networks – Specific requirements – Pt 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications. doi: 10.1109/IEEESTD.2016.7786995
3. Rappaport T. S., Sun S., Mayzus R., Zhao H., Azar Y., Wang K., Wong G. N., Schulz J. K., Samimi M., Gutierrez F. Millimeter Wave Mobile Communications for 5G Cellular: It Will Work! IEEE Access (Invited). 2013, vol. 1, pp. 335–349. doi: 10.1109/ACCESS.2013.2260813
4. Decision of the State Committee for Emergencies of 12.12.2011 no. 11-13-06-1. On the Use by Radio-Electronic Means of the Fixed Service of the Radio Frequency Band 57–64 GHz. Available at: http://grfc.ru/upload/medialibrary/713/Reshenie_GKRCH_ot_10.03.2017_17_40_03_15.02.2019.docx (accessed: 29.09.2019)
5. ETSI EN 302 217-3 V2.2.1 (2014-04): Harmonized European Standard. Available at: https://www.etsi.org/deliver/etsi_en/302200_302299/30221703/02.02.01_60/en_30221703v020201p.pdf (accessed: 29.09.2019)
6. Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding Operation in the 57–64 GHz Band. Available at: http://fjallfoss.fcc.gov/edocs_public/attachmatch/FCC-13-112A1.pdf (accessed: 29.09.2019)
7. Stevens M., Grafton G. The Benefits of 60 GHz Unlicensed Wireless Communications. 10 p. Available at: <https://www.faltnann.de/pdf/white-paper-benefits-of-60ghz.pdf> (accessed: 15.02.2019)
8. Bogdanov Yu., Kochemasov V., Khas'yanova E. Foil Dielectrics – How to Choose the Best Option for RF / Microwave Circuit Boards. *Pechatnyi montazh* [Printed Wiring]. 2013, no. 3, pp. 142–147. (In Russ.)

9. Felbecker R., Keusgen W., Peter M. Estimation of Permittivity and Loss Tangent of High Frequency Materials in the Millimeter Wave Band Using a Hemispherical Open Resonator. IEEE Intern. Conf. on Microwaves, Communications, Antennas and Electronics Systems (COMCAS 2011). Tel Aviv, Israel, 7–9 Nov. 2011, pp. 1–8. doi: 10.1109/COMCAS.2011.6105829
10. Liew E., Okubo T.-A., Sudo T., Hosoi T., Tsuyoshi H., Kuwako F. Signal Transmission Loss Due to Copper Surface Roughness in High-Frequency Region. IPC APEX EXPO 2014. Las Vegas, 25–27 March 2014. Available at: http://www.circuitinsight.com/pdf/signal_transmission_loss_copper_surface_roughness_ipc.pdf (accessed: 29.09.2019)
11. Artemenko A., Maltsev A., Maslennikov R., Sevastyanov A., Ssorin V. Design of Wideband Waveguide to Microstrip Transition for 60 GHz Frequency Band. Proc. of 41st European Microwave Conference (EuMC), Manchester (UK), 10–13 Oct. 2011, pp. 838–841.
12. Ishikawa Y., Sakakibara K., Suzuki Y., Kikuma N. Millimeter-Wave Topside Waveguide-to-Microstrip Transition in Multilayer Substrate. IEEE Microwave and Wireless Components Letters. 2018, vol. 28, iss. 5, pp. 380–382. doi: 10.1109/LMWC.2018.2812125
13. Kook J. L., Dong H. L., Rieh J.-S., Kim M. A V-band Waveguide Transition Design Appropriate for Monolithic Integration. Proc. of Asia-Pacific Microwave Conf. (APMC). Bangkok, Thailand, 11–14 Dec. 2007, pp. 1–4. doi: 10.1109/APMC.2007.4554756
14. Kim J., Choe W., Jeong J. Submillimeter-Wave Waveguide-to-Microstrip Transitions for Wide Circuits/Wafers. IEEE Trans. on Terahertz Science and Technology. 2017, vol. 7, iss. 4, pp. 440–445. doi: 10.1109/TTHZ.2017.2701151
15. Kaneda N., Qian Y., Itoh T. A Broad-Band Microstrip-to-Waveguide Transition Using Quasi-Yagi Antenna. IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 1999, vol. 47, iss. 12, pp. 2562–2567. doi: 10.1109/22.809007
16. Aliakbarian H., Enayati A., Yousefbeigi M., Shahabadi M. Low-Radiation-Loss Waveguide-to-Microstrip Transition Using a Double Slit Configuration for Microstrip Array Feeding. Asia-Pacific Microwave Conf. Bangkok, Thailand, 11–14 Dec. 2007. Piscataway, IEEE, 2007, pp. 737–740. doi: 10.1109/APMC.2007.4554952
17. Aliakbarian H., Enayati A., Yousefbeigi M., Shahabadi M. Low-Radiation-Loss Waveguide-to-Microstrip Transition Using a Double Slit Configuration for Microstrip Array Feeding. Asia-Pacific Microwave Conf. Bangkok, Thailand, 11–14 Dec. 2007. doi: 10.1109/APMC.2007.4554952
18. Zhou Y., Liu H., Li E., Guo G., Yang T. Design of a Wideband Transition from Double-Ridge Waveguide to Microstrip Line. Intern. Conf. on Microwave and Millimeter Wave Technology. Chengdu, China, 8–11 May 2010. Piscataway, IEEE, 2010. doi: 10.1109/icmmt.2010.5525049
19. Mozharovskiy A., Artemenko A., Ssorin V., Maslennikov R., Sevastyanov A. Wideband Tapered Antipodal Fin-Line Waveguide-to-Microstrip Transition for E-band Applications. Proc. of 43rd Europ. Microwave Conf. (EuMC). Nuremberg, Germany, 6–10 Oct. 2013. In 3 Vols, vol. 3, pp. 1187–1190.
20. Zhang C. W. A Novel W-Band Waveguide-To-Microstrip Antipodal Finline Transition. IEEE Intern. Conf. on Applied Superconductivity and Electromagnetic Devices. Beijing, China, 25–27 Oct. 2013, pp. 166–168. doi: 10.1109/AEMD.2013.6780735
21. Mozharovskiy A., Artemenko A., Sevastyanov A., Ssorin V., Maslennikov R. Beam-Steerable Integrated Lens Antenna with Waveguide Feeding System for 71-76/81-86 GHz point-to-point Applications. 10th Europ. Conf. on Antennas and Propagation (EuCAP). Davos, Switzerland, 10–15 April 2016. doi: 10.1109/EuCAP.2016.7481774
22. Sakakibara K., Hirono M., Kikuma N., Hirayama H. Broadband and Planar Microstrip-to-Waveguide Transitions in Millimeter-Wave Band. Intern. Conf. on Microwave and Millimeter Wave Technology. Nanjing, China, 21–24 April 2008, Piscataway, IEEE, 2008. doi: 10.1109/ICMMT.2008.4540667
23. Sakakibara K., Hirono M., Kikuma N., Hirayama H. Broadband and Planar Microstrip-To-Waveguide Transitions in Millimeter-Wave Band. Intern. Conf. on Microwave and Millimeter Wave Technology. Nanjing, China, 21–24 April 2008. doi: 10.1109/ICMMT.2008.4540667
24. Tikhov Y., Moon J.-W., Kim Y.-J., Sinelnikov Y. Refined Characterization of E-Plane Waveguide to Microstrip Transition for Millimeter-Wave Applications. Asia-Pacific Microwave Conf. Sydney, NSW, Australia, 3–6 Dec. 2000, pp. 1187–1190. doi: 10.1109/APMC.2000.926043
25. Soykin O., Artemenko A., Ssorin V., Mozharovskiy A., Maslennikov R. Wideband Probe-Type Waveguide-to-Microstrip Transition for V-band Applications. Proc. of 46th Europ. Microwave Conf. (EuMC). London, UK, 4–6 Oct. 2016, pp. 1–4. doi: 10.1109/EuMC.2016.7824262
26. Shireen R., Shi S., Prather D. W. W-Band Microstrip-to-Waveguide Transition Using Via Fences. Progress In Electromagnetics Research Letters. 2010, vol. 16, pp. 151–160.
27. Tahara Y., Ohno A., Oh-hashii H., Makino S., Ono M., Ohba T. A Novel Microstrip-to-Waveguide Transition Using Electromagnetic Bandgap Structures. Proc. of Intern. Symp. on Antennas and Propagation (ISAP), 2005, pp. 459–462.
28. Pat. US 6 967 542 B2. Int. Cl. H01P 5/107; H01P 5/10; H01P 005/107 (2006.01). Weinstein M. E. Microstrip-Waveguide Transition. Publ. 2005/11/22.
29. Soikin O. V., Ssorin V. N., Mozharovskii A. V., Artemenko A. A., Maslennikov R. O. Waveguide Microstrip Junction. Pat. RF 2 600 506 C1. H01P 5/107 (2006.01). Publ. 20.10.2016. Bul. 29. (In Russ.)

Information about the authors

Andrey V. Mozharovskiy, Senior microwave systems and antennas engineer in LLC "Radio Gigabit". He graduated from Lobachevsky State University of Nizhny Novgorod (2011) with a degree in "Information Systems and Technologies". He is a PhD student of the Department of Microradioelectronics and Radio Technology at Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 30 scientific publications. Area of expertise: various millimeter wavelength range antenna and feeding systems, including printed, waveguide and lens antennas and antenna arrays; planar and waveguide duplexing devices and filters.

Address: LLC "Radio Gigabit", 95 bld. 2, Osharskaya Str., Nizhny Novgorod 603105, Russia

E-mail: andrey.mozharovskiy@radiogigabit.com

<https://orcid.org/0000-0002-9827-6720>

Oleg V. Soykin, Master Sci. (2014) on Radiophysics, Researcher in LLC "Radio Gigabit". The author of 13 scientific publications. Area of expertise: antenna systems for wireless communication systems; microwave transmission lines/antennas and other passive devices; millimeter wavelength devices.

Address: LLC "Radio Gigabit", 95 bld. 2, Osharskaya Str., Nizhny Novgorod 603105, Russia

E-mail: oleg.soykin@radiogigabit.com

Aleksey A. Artemenko, Cand. Sci. (Eng.) (2013), R&D director in LLC "Radio Gigabit". The author of more than 50 scientific publications. Area of expertise: antenna technology, including aperture antennas, especially millimeter-wave antennas, antenna arrays, printed antennas, and electronically controlled antennas; microwave technology, including passive devices and active radio frequency modules, such as waveguide-to-microstrip transitions, polarization selectors, filters on metal and surface mounted waveguides; microwave transceivers on a modern electronic component base in frequency bands from 0 to 90 GHz.

Address: LLC "Radio Gigabit", 95 bld. 2, Osharskaya Str., Nizhny Novgorod 603105, Russia

E-mail: alexey.artemenko@radiogigabit.com

Roman O. Maslennikov, Cand. Sci. (Phys.-Math.) (2012), CEO in LLC "Radio Gigabit". The author of more than 100 scientific publications. Area of expertise: optimal signal processing algorithms in modern wireless communication systems.

Address: LLC "Radio Gigabit", 95 bld. 2, Osharskaya Str., Nizhny Novgorod 603105, Russia

E-mail: roman.maslennikov@radiogigabit.com

Irina B. Vendik, Dr. Sci. (Eng.) (1991), Professor (1993) of the Department of Microradioelectronics and Radio Technology of Saint Petersburg Electrotechnical University, Head of the Laboratory of Microwave Microelectronics named university. She is a member of a number of international communities, including IEEE (senior member) and EuMA. The author of more than 300 scientific publications. Area of expertise: properties of materials for electronics (superconductors, ferroelectrics, metamaterials); microwave and terahertz devices.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 Professor Popov Str., St Petersburg 197376, Russia

E-mail: ibvendik@rambler.ru

<https://orcid.org/0000-0001-5632-1223>
