

УДК 621.372.825 DOI 10.30894/issn2409-0239.2021.8.3.89.98

Широкополосный металлодиэлектрический волноводный тракт с малыми потерями КВЧ-диапазона

В. В. Крутских, к. т. н., *KrutskikhVV@mpei.ru*

ФГБОУ ВО «НИУ «МЭИ»», Москва, Российская Федерация

А. Ю. Сизякова, к. т. н., *SiziakovaAY@mpei.ru*

ФГБОУ ВО «НИУ «МЭИ»», Москва, Российская Федерация

М. С. Минкара, к. т. н., *minkarasaad@mail.ru*

ФГБОУ ВО «НИУ «МЭИ»», Москва, Российская Федерация

Telecom Engineer, Lebanon Beirut Meatel, Zoghzoghi building, Block-B, 1-floor

А. Р. Ибрахим, к. т. н., *sc.alirashed@uoanbar.edu.iq*

ФГБОУ ВО «НИУ «МЭИ»», Москва, Российская Федерация

Department of Applied Mathematics, College of Science, University of Anbar, Ramadi, Iraq

А. Э. Мирзоян, *m.artavazd@yandex.ru*

АО «НПК «СПП»», Москва, Российская Федерация

ФГБОУ ВО «НИУ «МЭИ»», Москва, Российская Федерация

А. Н. Ушков, *UshkovAN@mpei.ru*

ФГБОУ ВО «НИУ «МЭИ»», Москва, Российская Федерация

Аннотация. Настоящая работа посвящена разработке нового экранированного металлодиэлектрического волноводного тракта с малыми потерями (менее 0,5 дБ/м) и широкой полосой для диапазона частот 90–100 ГГц. В ходе работы были рассмотрены различные виды волноведущих структур, такие как металлические волноводы, сверхразмерные металлические волноводы, диэлектрические волноводы, диэлектрические волноводы с металлическим экраном и различными конструкциями диэлектрического заполнения. Проведены оценки погонных потерь в них. Выполнен анализ конструкции волновода, содержащей сверхразмерный металлический экран круглого сечения и диэлектрический элемент, состоящий из пластины и стержня, находящегося в центре симметрии устройства. Рассмотрена задача создания перехода с исследуемого волновода на стандартный металлический волновод прямоугольного сечения, который представляет собой рупорный переход с круглого сечения на прямоугольное длиной более 25 длин волн с диэлектрической конструкцией, продолжающей диэлектрический элемент волноводного тракта. В результате работы были получены соотношения размеров элементов конструкций тракта и применяемых материалов, удовлетворяющие требуемым потерям.

Ключевые слова: экранированный диэлектрический волновод, малые потери, волновод с малыми потерями, волноводный переход

Broadband Metal-Dielectric Waveguide Path with Low Losses in the EHF Range

V. V. Krutskikh, *Cand. Sci. (Engineering)*, KrutskikhVV@mpei.ru
NRU "Moscow Power Engineering Institute", Moscow, Russian Federation

A. Yu. Sizyakova, *Cand. Sci. (Engineering)*, SizyakovaAY@mpei.ru
NRU "Moscow Power Engineering Institute", Moscow, Russian Federation

M. S. Minkara, *Cand. Sci. (Engineering)*, minkarasaad@mail.ru
NRU "Moscow Power Engineering Institute", Moscow, Russian Federation
Telecom Engineer, Lebanon Beirut Meatel, Zoghzoghi building, Block-B, 1-floor

A. R. Ibrahim, *Cand. Sci. (Engineering)*, sc.alirashed@uoanbar.edu.iq
NRU "Moscow Power Engineering Institute", Moscow, Russian Federation
Department of Applied Mathematics, College of Science University of Anbar, Ramadi, Iraq

A. E. Mirzoyan, m.artavazd@yandex.ru
*Joint-Stock Company "Research and Production Corporation" Precision Instrument Systems",
Moscow, Russian Federation*

NRU "Moscow Power Engineering Institute", Moscow, Russian Federation

A. N. Ushkov, UshkovAN@mpei.ru
NRU "Moscow Power Engineering Institute", Moscow, Russian Federation

Abstract. The present paper is devoted to the design of a new shielded metal-dielectric waveguide with low losses (less than 0.5 dB/m) and wide bandwidth for the 90–100 GHz frequency range. Various types of waveguide structures were analyzed, such as metal waveguides, oversized metal waveguides, dielectric waveguides, dielectric waveguides with a metal shield and various designs of the dielectric filling element. Estimates of loss per unit length in them are obtained. The design of a waveguide containing an oversized round metal screen and a dielectric element consisting of a plate and a rod, located in the center of symmetry of the device, is proposed. The task of creating a transition from the investigated waveguide to a standard rectangular metal waveguide is considered. It is a horn transition from a circular cross-section to a rectangular one with a length of more than 25 wavelengths with a dielectric structure continuing the dielectric element of the waveguide path. As a result of the work, the ratios of the dimensions of the structural elements of the waveguide path and the materials used were obtained that satisfy the required losses.

Keywords: shielded dielectric waveguide, low losses, low-loss waveguide, waveguide transition

Введение

Расширение функциональных возможностей радиолокационных устройств КВЧ-диапазона сформировало задачу создания специфического волноведущего тракта, сочетающего в себе такие противоположные свойства, как широкополосность и высокую фазовую стабильность на заданной частоте. В интерферометрах РИ-3 [1] и ФМК-301 [2] измерение скорости и расстояния производится при помощи выносных антенн, подключаемых к прибору при помощи защищенного диэлектрического волноводного тракта. Для расширения возможности контроля газодинамических процессов при помощи этих приборов было предложено использовать дополнительно радиометрический модуль, в связи с чем и возникла решаемая задача. Как известно, для задачи радиоинтерферометрии требуется тракт с наибольшей фазовой стабильностью и наименьшими потерями, а для радиометрии тракт с широкой полосой пропускания. Одновременно требуется иметь волноводный тракт с потерями не более 0,5 дБ/м, чтобы обеспечить удаленность аппаратуры от объекта испытаний. К гибкости волноведущего тракта требований не предъявляется.

Надо отметить, что в последние годы интерес к радиолокационным системам, работающим в диапазоне частот 90–100 ГГц, растет не только в нашей стране. Ряд работ с 2012 г. по настоящее время подтверждает это. Например, в работе [3] описана конструкция и решен ряд задач для импульсного радара в области радиовидения. Активно исследуются возможности скоростной передачи данных между микросхемами посредством диэлектрических волноводов (ДВ), что отражено в работах [4] и [5], а также многомодовые диэлектрические волноводы [6]. Активно начинают применяться стержневые диэлектрические антенны [7] и антенные решетки, рассмотренные в работах [8] и [9].

С 60-х годов прошлого века исследовались лучеводы или сверхразмерные полые металлические волноводы [10], которые ничем конструктивно не отличаются от обычных, за исключением увеличенных размеров сечения (рис. 1, а). Потери в них — это затухание в металлических стенках. Любая нерегулярность в такой линии может привести к появлению высших типов волн и соответ-

ственно потерям за счет модового преобразования. В работе [11] предлагалась конструкция защищенного диэлектрического волновода с высокой фазовой устойчивостью (рис. 1, б). Но для данной конструкции волноведущего тракта существуют технологические трудности в изготовлении устройства для фиксации стержня внутри экрана. Конструкция (рис. 1, в) не может использоваться по понятным физическим причинам.

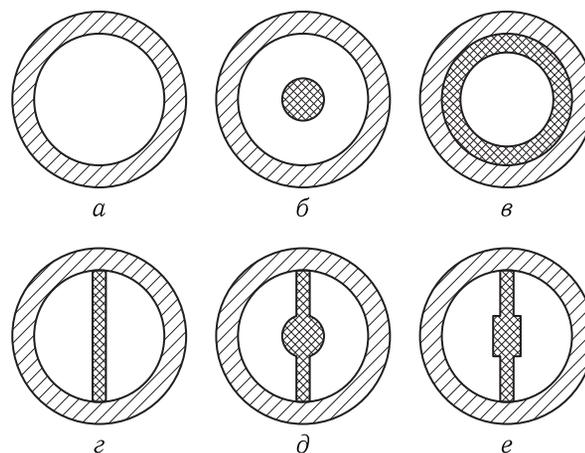


Рис. 1. Поперечные сечения волноведущих структур

В качестве волноведущей структуры с требуемыми потерями можно использовать полужэкранированный ДВ. Расчет таких потерь был произведен по методике, описанной в [12]. Однако этот вариант не будет удовлетворять условию полного экранирования.

В настоящей работе будут рассматриваться, на наш взгляд, перспективные конструкции, которые схематически представлены на рис. 1, г–е.

Базовый физический анализ потерь в волноведущих структурах

Анализ конструкций по потерям целесообразно разбить на два этапа. Первый этап — оценка потерь в металле экрана и в диэлектрической структуре, а второй — проверка потерь при помощи моделей в системах электродинамического моделирования.

По понятным причинам конструкции стандартных металлических волноводов для заданного диапазона не рассматривали, зная априорно, что потери на требуемой частоте составляют более 2 дБ/м,

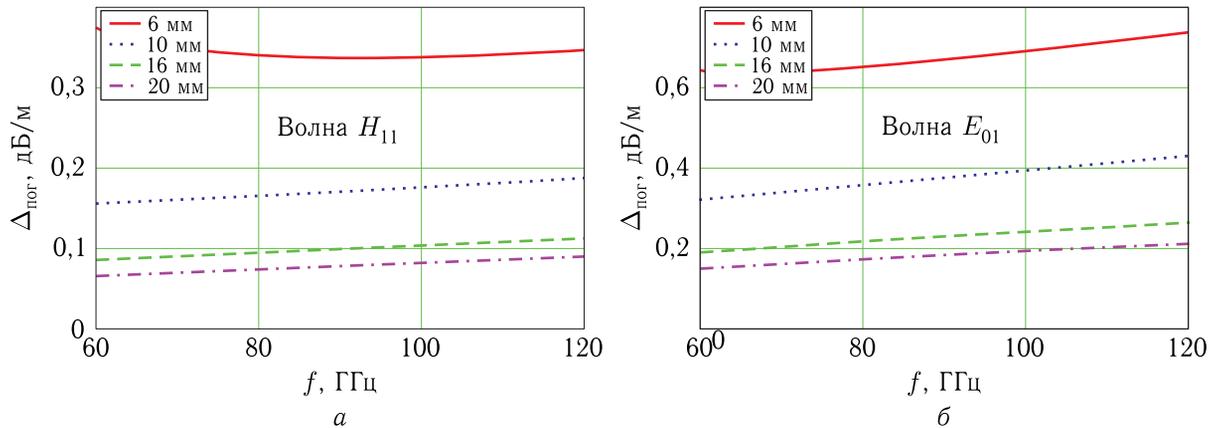


Рис. 2. Зависимость погонного затухания от частоты в полем медном волноводе круглого сечения для различных диаметров с волной типа H_{11} (а) и волны E_{01} (б)

а также зная о том, что потери падают с увеличением площади сечения волновода. Опираясь на ГОСТ 17426-72 «Трубы волноводные металлические» и ГОСТ РВ 51914-2002 «Элементы соединения СВЧ-трактов электронных измерительных приборов», проанализировали потери в металлических волноводах как прямоугольного, так и круглого сечений для основного типа волны. Для этого использовались расчетные соотношения, приведенные в [13, 14].

Сравнительный анализ потерь в трубах круглого и прямоугольного сечений показал, что трубы круглого сечения наиболее перспективны, и поэтому расчет погонных потерь приведем для основных типов волны круглого волновода H_{11} и E_{01} .

Погонное затухание в металлическом волноводе определяется

$$\Delta_{\text{пог}} \approx 8,686 \cdot h'' \left[\frac{\text{дБ}}{\text{м}} \right], \quad (1)$$

где $h'' = h''_{\text{м}} + h''_{\text{ср}}$ — суммарный коэффициент затухания в металле и в диэлектрическом заполнении.

Коэффициент затухания за счет потерь в стенках круглого металлического волновода для волны магнитного типа H_{mn} записывается в виде:

$$h''_{\text{м}} = \frac{\sqrt{\frac{\mu_{\text{ам}}\omega}{2\sigma_{\text{м}}}}}{r_0 \sqrt{\frac{\mu_a}{\varepsilon_a}}} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{\text{кр}}}{f}\right)^2}} \left[\left(\frac{f_{\text{кр}}}{f}\right)^2 + \frac{m^2}{\mu_{mn}^2 - m^2} \right]. \quad (2)$$

Коэффициент затухания за счет потерь в стенках круглого металлического волновода для волны

электрического типа E_{mn} рассчитывается по формуле

$$h''_{\text{м}} = \frac{\sqrt{\frac{\mu_{\text{ам}}\omega}{2\sigma_{\text{м}}}}}{r_0 \sqrt{\frac{\mu_a}{\varepsilon_a}}} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{\text{кр}}}{f}\right)^2}}. \quad (3)$$

На рис. 2 приведены зависимости погонных затуханий от частоты для медных труб разных размеров сечений для волн основного типа. Из графика видно, что потери монотонно растут с увеличением частоты. Волноводы начинают удовлетворять условиям задачи начиная с диаметра более 6 мм для круглых металлических волноводов.

Анализ потерь для разных материалов показал, что покрытие серебром внутренней поверхности экрана незначительно уменьшает погонные потери на (3–5%), но значительно удорожает изделие.

Анализ потерь в диэлектрических структурах, которые находятся внутри экрана, проводится исходя из общих физических принципов расчета потерь в волноводах. Погонные потери в диэлектрической среде оцениваются по формуле

$$P_{\text{пот.пог.диэл}} = \frac{\sigma_{\text{ср}}}{2} \int_S |\vec{E}|^2 dS, \quad (4)$$

где $\sigma_{\text{ср}} = \omega\varepsilon_0\varepsilon \text{tg} \delta$ — удельная проводимость, ε и $\text{tg} \delta$ — диэлектрическая проницаемость и тангенс угла диэлектрических потерь материала заполняющей среды.

В случае экранированного ДВ сложного сечения (как приведенные на рис. 1, з, д, е) мощность потерь в диэлектрике будет рассчитываться

сложнее, чем в волноводе со сплошным равномерным заполнением. Вклад в суммарные потери будет незначительным за счет малого размера диэлектрических конструкций и преобладающего воздушного заполнения. Оценочный расчет по методике, описанной в [15], показал, что мощность тепловых потерь в полиэтилене на 2 порядка меньше, чем в стенках экрана для некоторых конструкций.

Погонные потери уменьшаются при уменьшении размеров сечения диэлектрического стержня, согласно методике расчета потерь в ДВ, представленной в [14], и возрастают при увеличении диэлектрической проницаемости исходя из формулы (4). Благодаря этим факторам возможно найти приемлемые решения для конструкции диэлектрической структуры, удовлетворяющей заданным требованиям. Численный расчет показал, что потери в полиэтиленовом или фторопластовом ДВ становятся приемлемыми только при толщине диэлектрического элемента менее 1 мм.

К дополнительным потерям можно отнести потери за счет поворота плоскости поляризации волны и потери за счет перекачки энергии в другие моды. Тогда суммарные потери в волноводе могут быть оценены по следующей формуле:

$$\Delta_{\Sigma} = (\Delta_{\text{мет}} + \Delta_{\text{диэл}}) + \Delta_{\text{пол}} + \Delta_{\text{мод}}. \quad (5)$$

Потери, вносимые поворотом плоскости поляризации за счет слабых нерегулярностей, можно оценить из геометрических соображений при условии установки приемной и передающей секций в одной плоскости и некоторой плавной нерегулярности, вносящей вклад в поворот плоскости поляризации внутри волновода.

Оценить потери за счет модовых преобразований оказывается более сложной задачей, требующей конкретизации типа нерегулярности. В данной работе эта задача не рассматривалась.

Сравнительный анализ потерь для различных конструкций волноведущих металло-диэлектрических трактов

Анализ потерь для различных конструкций волноведущих трактов приведен в таблице. Рассмотрим более подробно каждый из случаев.

Сверхразмерный волновод диаметром 20 мм. Возбуждение происходило волной H_{11} . На распределении поля E видно, что в данном волноводе будет иметь место многомодовый режим, непригодный для выполнения поставленной задачи. Поэтому данный волновод далее обсуждать не будем, а используем его как опорный вариант для сравнения. Добавим лишь, что рассчитанные по точным формулам [14] и моделируемые при помощи пакетов потери для участка длиной 1 м различаются на 30–40%. Такое различие обусловлено появлением волн высших типов и наличием поворота плоскости поляризации в случае расчетной модели.

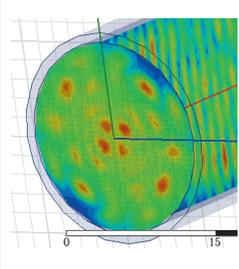
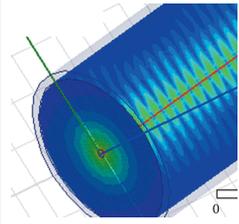
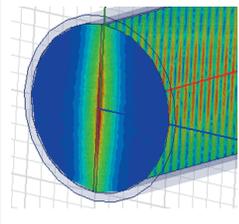
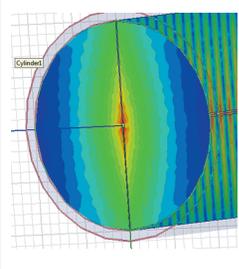
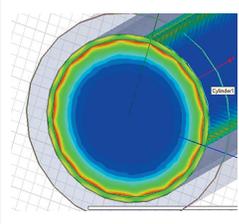
Исходя из физических явлений и проведя анализ диэлектрических элементов было принято решение исследовать ряд конструкций волноведущей структуры:

- соосная конструкция с круглым стержнем в центре металлической круглой трубы (рис. 1, б);
- конструкция с диэлектрической пластиной в плоскости симметрии круглой трубы (рис. 1, г);
- гибридная конструкция, включающая в себя стержень и тонкую пластину из диэлектрика в плоскости симметрии трубы (рис. 1, д);

Естественным достоинством первой конструкции является то, что используются два стандартных волновода: круглые металлический и диэлектрический. Реализовать такую конструкцию на модели достаточно просто, но в реальности появляются сложности с реализацией креплений. После проведения анализа соотношений размеров и потерь для численного эксперимента были выбраны стержни диаметрами от 0,1 до 1,5 мм. Результаты моделирования погонного затухания приведены на рис. 3. Отметим, что для стержня диаметром 1 мм ($1/3$ длины волны) и экрана диаметром 20 мм погонные потери составляют от 0,4 до 0,55 дБ/м в исследуемой полосе частот и при повышении частоты погонные потери возрастают.

Вторая конструкция (рис. 1, г) кажется более сложной, но все же реализуемой в лабораторных условиях. Диэлектрическая пластина зажимается между двумя металлическими элементами с полуцилиндрической проточкой в направлении

Таблица. Данные таблицы приведены на частоте 93 ГГц для медной трубы и диэлектрических элементов из фторопласта

Тип	Структура поля	Внутренний диаметр экрана, мм	Размер диэлектрического элемента, мм			Потери в дБ/м	Тип волн	Примечание
			Диаметр стержня	Толщина пластины	Толщина трубы			
Круглая металлическая труба без диэлектрических элементов		10				0,17	H_{11}	Поляризационно неустойчива
		16				0,10		
		20				0,07		
		E_{01}	10				0,38	Поляризационно устойчива
			16				0,23	
			20				0,18	
Круглый экранированный ДВ		20	2			1,05	H_{11}	Поляризационно неустойчива, сложно создать конструкцию креплений стержня, возникнут дополнительные потери
			1			0,47		
			0,5			0,37		
Круглый МВ с диэлектрической пластиной		20		0,2		0,33	H_{11}	Поляризационно устойчива, просто создать конструкцию креплений
				0,6		1,82		
Круглый МВ с комбинированной диэлектрической пластиной и стержнем		20	0,4	0,1		0,35	H_{11}	Поляризационно неустойчива, просто создать конструкцию креплений
			0,5	0,3		1,8		
			1	0,3		2,6		
Экранированная диэлектрическая труба		5			0,1	50	H_{11}	Поляризационно устойчива; сложно технологически создать; могут возникнуть проблемы отслоения из-за температурных перепадов, что приведет к дополнительным потерям и появлению высших типов волн
		8			0,1	0,47		
					0,5	0,50		

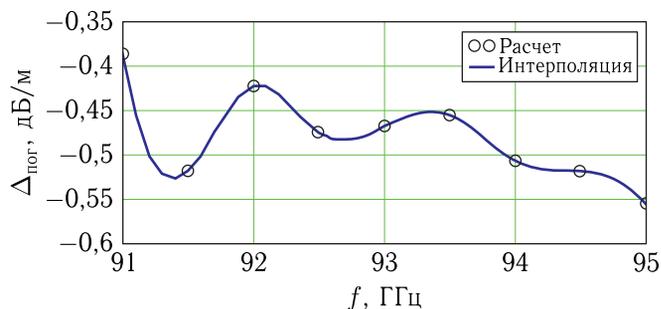


Рис. 3. Частотная зависимость погонного затухания для круглого экранированного диэлектрического волновода с диаметром стержня 1 мм и диаметром экрана 20 мм

распространения волны. Из картины распределения поля E видно (см. таблицу), что поле «прижато» к центру плоскостной симметрии металлического экрана — волновода. Вблизи металлического экрана поле минимально, и основной вклад вносят потери в диэлектрической пластине, что видно из рис. 4. Экспериментально установлено, что толщина диэлектрической пластины для условий данной задачи должна быть менее 0,2 мм (менее 6% от длины волны для полиэтилена ($\epsilon = 2,25$) или фторопласта ($\epsilon = 2,1$)). Такой диэлектрический волновод называют слабо замедленным, и этот волновод хорошо исследован в теории диэлектрических волноводов [15]. Зная при этом, что размеры экрана больше 3–5 длин волн, можно применять теорию расчета потерь для бесконечной диэлектрической пластины в полужэкранированном диэлектрическом волноводе [12].

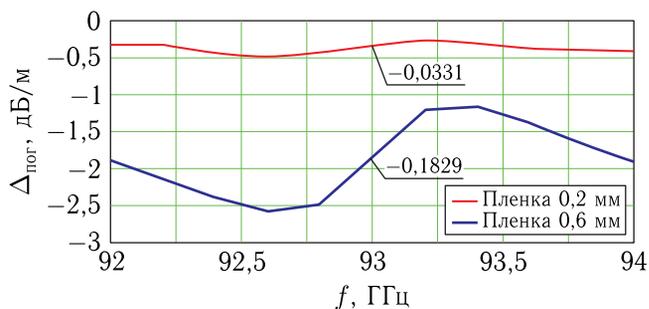


Рис. 4. Частотная зависимость погонного затухания для круглого металлического волновода с продольной диэлектрической пластиной, расположенной в плоскости симметрии

Снижение потерь в сложных металлодиэлектрических структурах

Потери в волноведущей структуре складываются из потерь в металлическом экране, в диэлектрической конструкции, за счет поворота плоскости поляризации и потерь модового преобразования. Последний вид потерь возникает на нерегулярностях и может быть решающим в случае протяженной линии. Поэтому для снижения потерь в тракте целесообразно:

- удалить экран от максимума распределения электрического поля на возможно большее расстояние (тепловые потери в металле);
- уменьшить толщину диэлектрических элементов, выбрать материалы элементов с наименьшими диэлектрическими проницаемостями и тангенсом угла диэлектрических потерь (тепловые потери в диэлектрических структурах);
- зафиксировать поле в заданном положении при помощи диэлектрических элементов (потери при изменении угла поляризации);
- сформировать тракт, минимизирующий нерегулярные участки (например, зазоры на стыках), и исключить локальные нерегулярности (потери на нерегулярностях).

Конструкции волноводных переходов и их характеристики

Второй задачей при проектировании волноводной линии передачи является создание волноводных переходов. Сложность конструирования в нашем случае упирается в требование к широкополосности и универсальности возбудителя. В качестве базового волноводного перехода была предложена конструкция торцевого перехода рупорного типа со сверхразмерного волновода круглого сечения на прямоугольный металлический волновод. По понятным причинам простой рупорный переход для решения данной задачи использовать нельзя. Для реализации устройства с заданными параметрами требуется добавление некоторых диэлектрических элементов для согласования и формирования поля нужной конфигурации. В расчетной

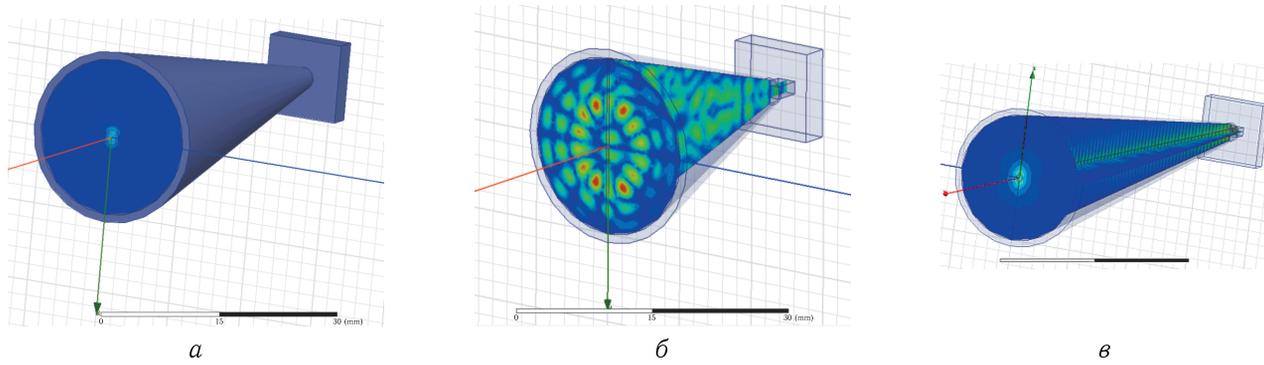


Рис. 5. Переход с диэлектрическим стержнем (а), диэлектрической пластиной (б) и комбинированный (в)

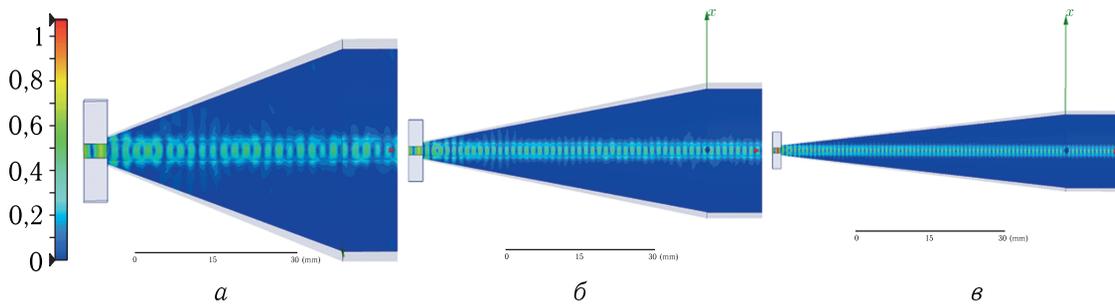


Рис. 6. Распределения полей в переходе с диэлектрическим стержнем при длине рупора 30 мм (а), 60 мм (б) и 100 мм (в)

модели были выбраны: порт 1 — фланец прямоугольного металлического волновода сечением $2,4 \times 1,2$ мм, порт 2 — плоскость раструба диаметром 20 мм. Исследованы несколько вариантов конструкций.

Первой рассмотрим конструкцию перехода с круглым диэлектрическим стержнем, расположенную вдоль оси рупора, изображенную на рис. 5, а. Диаметр стержня был выбран равным 1 мм как первое удовлетворительное решение согласно таблице. Достоинством конструкции является значительная удаленность поля от металлических частей, а недостатком — поляризационная неустойчивость и сложность крепления стержня.

Для поиска наилучшей длины перехода по совокупности показателей качества (потери, высшие типы и линейный размер) было проведено моделирование перехода с различной длиной рупорной части от 30 до 100 мм. Результаты моделирования представлены на рис. 6. Как видно из картин распределения поля, это вариант, изображенный на рис. 6, в, где длина рупора составляет 100 мм.

На рис. 7 приведена проходная частотная характеристика такого волноводного перехода. Из рисунка следует, что средний уровень потерь составляет около 0,36 дБ, а диапазон потерь лежит в пре-

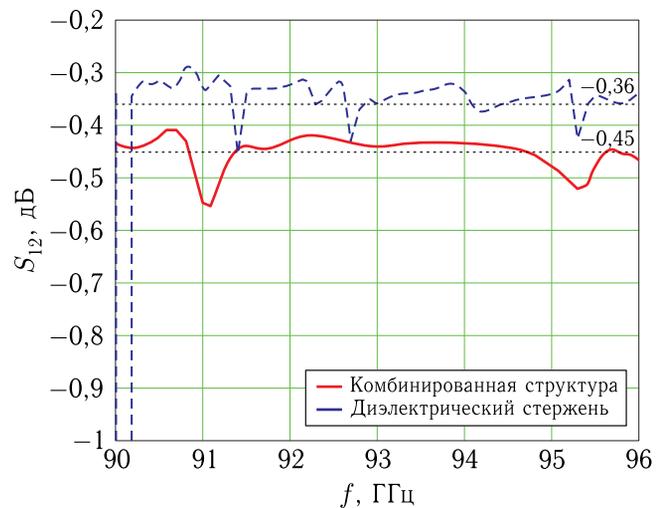


Рис. 7. Проходная характеристика S_{12} для перехода с диэлектрическим стержнем и комбинированной диэлектрической структурой длиной рупора 100 мм

делах от 0,2 до 0,47 дБ в зависимости от частоты. При этом кривая достаточно сильно изрезана. Вблизи 90 ГГц наблюдается режектирующий резонанс с уровнем пика до -5 дБ (на графике не показан из-за уменьшения информативности основной части).

Вторая конструкция для перехода с диэлектрической пластиной в вертикальной плоскости симметрии изображена на рис. 5, б. Толщина пластины была выбрана равной 0,2 мм согласно таблице. Ее достоинством является технологическая простота реализации и малые погонные потери, а недостатком — появление мод высших типов. Напрямую такую конструкцию использовать невозможно. Поэтому перейдем сразу к гибридной конструкции.

Третья конструкция перехода приведена на рис. 5, в. Она представляет собой комбинацию стержня и пластины указанных ранее размеров. Из рис. 5, в видно, что поле собрано в центре возбуждителя на максимальном удалении от стенок, что значительно снижает потери. При этом незначительно ухудшаются поляризационные потери и потери модового преобразования. Нужно отметить, что средние потери составляют 0,45 дБ, при этом кривая проходной характеристики S_{12} (см. рис. 7) оказывается более гладкой, чем для других диэлектрических конструкций.

Подводя итог раздела, можно сформулировать следующее заключение. Гибридная конструкция является наиболее перспективной из исследованных, при этом необходимо дополнительно исследовать прохождение более низких частот. В случае неудовлетворительного результата потребуется создавать частотно-разделительный узел.

Выводы

1. В ходе проделанной работы установлено, что существует возможность реализации закрытого волноведущего тракта электромагнитных волн в диапазоне от 90 до 100 ГГц с конструкцией, приведенной на рис. 1, д или 1, е с потерями менее 0,5 дБ/м.

2. Наилучшим вариантом экрана для вышеуказанного волноводного тракта является медная труба диаметром от 6 длин волн и более.

3. Толщина диэлектрической пластины может варьироваться в диапазоне от 3 до 6 % от рабочей длины волны.

4. Рабочей волной признается волна H_{11} круглого металлического волновода (она же H_{10} прямоугольного волновода). Этот тип волны имеет наименьшие потери на поверхности экрана и одновременно существенно упрощает конструкции переходов на стандартные фланцы.

5. С точки зрения конструкции тонкая пленка, являющаяся составной частью волноведущего диэлектрического канала, будет не худшим решением для системы крепления диэлектрического стержня внутри экрана.

6. Для формирования поля заданного типа подойдет конструкция металлического рупорного перехода с прямоугольного металлического волновода на круглый сверхразмерный волновод требуемого диаметра с диэлектрическим элементом, состоящим из тонкой пластины и стержня, расположенного в вертикальной плоскости симметрии рупора с учетом центральной симметрии стержня.

7. В результате работы установлено, что волноводный переход может иметь потери менее 0,5 дБ.

Список литературы

1. Орехов Ю. И. Интерферометрия. http://old.rf.unn.ru/rus/chairs/k7/high_speed_processes1.pdf (Дата обращения 31.05.2021.)
2. АФС52. Фазометрический комплекс ФМК-301. <http://afs52.ru/%d1%84%d0%b0%d0%b7%d0%be%d0%bc%d0%b5%d1%82%d1%80%d0%b8%d1%87%d0%b5%d1%81%d0%ba%d0%b8%d0%b9-%d0%ba%d0%be%d0%bc%d0%bf%d0%bb%d0%b5%d0%ba%d1%81-%d1%84%d0%bc%d0%ba-301.html> (Дата обращения 31.05.2021.)
3. Arabian A. et al. A 94GHz mm-wave to baseband pulsed-radar for imaging and gesture recognition // VLSI Circuits (VLSIC), 2012 Symposium on: IEEE, 2012. P. 56–57.
4. Baher S.H. et al. Chip to dielectric waveguide interface for sub-millimeter wave communications link. 2012.
5. Dolatsha N., Arabian A. Dielectric waveguide with planar multi-mode excitation for high data-rate chip-to-chip interconnects // Ultra-Wideband (ICUWB),

- 2013 IEEE International Conference on. IEEE, 2013a. P. 184–188.
6. *Dolatsha N., Arabian A.* Analysis and Design of Multi-mode Dielectric Waveguide Interconnect with Planar Excitation // Session 1P5 4 Focus Session. SC4: Advances in Millimeter-Wave and THz Circuit, Techniques and Applications. 2013b. P. 290.
 7. *Ghattas N., Ghuniem A.M., Abuelenin S.M.* Optimization of Dielectric Rod Antenna Design in Millimeter Wave Band for Wireless Communications, Journal of Modeling and Simulation of Antennas and Propagation. 2017. P. 6.
 8. *Rivera-Lavado A. et al.* Array of Dielectric Rod Waveguide antennas for millimeter-wave power generation // 2015 European Microwave Conference (EuMC). Paris, France: IEEE, 2015. P. 917–920.
 9. *Withayachumnankul W. et al.* All-dielectric rod antenna array for terahertz communications // APL Photonics. 2018. Vol. 3, №5. P. 051707.
 10. *Костенко А.А.* Квазиоптика: исторические предпосылки и современные тенденции развития // Радиофизика и радиоастрономия. 2000. Т. 5, №3. С. 221–246.
 11. *Взятыйшев В.Ф. и др.* Защищенный диэлектрический волновод с малыми фазовыми искажениями, код «ШИПР». Научно-технический отчет. 1998. 126 с.
 12. *Крутских В.В.* Функциональные узлы на полужанрированных диэлектрических волноводах. Дисс. ... к. т. н. М.: МЭИ, 2005. 207 с.
 13. *Лебедев И.В.* Техника и приборы СВЧ. Т. 1. М.: Высшая школа, 1970. 440 с.
 14. *Баскаков С.И.* Основы электродинамики. М.: Советское радио, 1973. 248 с.
 15. *Взятыйшев В.Ф.* Диэлектрические волноводы. М.: Советское радио, 1970. 217 с.