

АНТЕННО-ФИДЕРНЫЕ СИСТЕМЫ

УДК 621.372.852

ПОВЫШЕНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОЧНОСТИ КОАКСИАЛЬНО-ВОЛНОВОДНЫХ ПЕРЕХОДОВ

© 2021 г. В. В. Комаров^{a, b, *}, А. И. Корчагин^c, В. П. Мещанов^b

^aСаратовский государственный технический университет имени Гагарина Ю.А.,
ул. Политехническая, 77, Саратов, 410054 Российская Федерация

^bНаучно-производственное предприятие “НИКА-СВЧ”,
просп. 50 лет Октября, 110, Саратов, 410040 Российская Федерация

^cМытищинский научно-исследовательский институт радиоизмерительных приборов,
ул. Колпакова, 2а, Мытищи-2 Московской обл., 141002 Российская Федерация

*E-mail: vyacheslav.komarov@gmail.com

Поступила в редакцию 01.08.2020 г.

После доработки 01.08.2020 г.

Принята к публикации 08.08.2020 г.

Предложена усовершенствованная конструкция перехода высокого уровня мощности для широкополосного согласования коаксиальных линий передачи и прямоугольных волноводов с узкой боковой стенкой, применяемых в системах космической связи. Численное моделирование и оптимизация данного СВЧ-четырёхполосника проведены методом конечных элементов в диапазоне частот 2.5...4.9 ГГц. Установлены размеры модифицированного коаксиально-волноводного перехода, обеспечивающие необходимые электродинамические характеристики в заданном частотном диапазоне.

DOI: 10.31857/S0033849421020066

ВВЕДЕНИЕ

Коаксиально-волноводные переходы (КВП) широко применяются в современной микроволновой технике для согласования линии передачи с T -волнами и волноводами. Принципы построения таких устройств хорошо известны из литературы, а разнообразие конструкций КВП весьма велико [1]. К тем из них, которые предназначены для работы в составе бортовых радиоретрансляционных комплексов систем космической связи (СКС), как известно [1, 2], предъявляются повышенные и зачастую противоречивые требования по электрической и механической прочности, эксплуатационным характеристикам, стойкости к возникновению электростатического разряда и мультиакторного пробоя, габаритам и массе. В частности, наиболее электрически прочными являются КВП с индуктивными зондами, когда внутренний проводник коаксиальной линии соединен с одной из стенок волновода, но такие КВП, как правило, обеспечивают лишь узкополосное согласование. Широкополосные КВП с емкостным зондом часто имеют ограничения по передаче электромагнитных (ЭМ) сигналов высокого уровня мощности из-за наличия зазора между концом внутреннего проводника коаксиальной линии и стенкой волновода. Одна из таких конструкций, описанная в [3], имеет

дополнительный цилиндрический элемент, являющийся продолжением емкостного зонда. Радиус этого элемента больше радиуса зонда, что позволяет существенно увеличить полосу рабочих частот КВП. Результаты экспериментальных исследований нескольких таких КВП на стандартных прямоугольных волноводах (ПрВ) для частотных диапазонов 2...3.6 ГГц, 3...4 ГГц, 8...12.5 ГГц и 12.4...18 ГГц можно найти в работах [1, 3].

Однако в СКС часто применяются волноводы с узкой боковой стенкой, например ПрВ с размерами поперечного сечения $a \times b = 61 \times 10$ мм (a и b – размеры широкой и узкой стенок волновода соответственно), для согласования которых с коаксиальной линией в [4] был предложен соосный КВП. Структура уголкового КВП для согласования другого ПрВ ($a \times b = 28.5 \times 5$ мм) с коаксиальной 50-омной линией в частотном диапазоне 5.7...11.1 ГГц, особенностью которой является ступенчатая конструкция волноводной части перехода, была рассмотрена в [5]. Аналогичная структура была использована в [1, 6] для создания макетов КВП на базе ранее указанного ПрВ $a \times b = 61 \times 10$ мм для согласования с коаксиальной линией $D/d = 4.15/1.27$ мм, где D и d – внешний и внутренний диаметр соответственно. Основной недостаток этой структуры – наличие острой

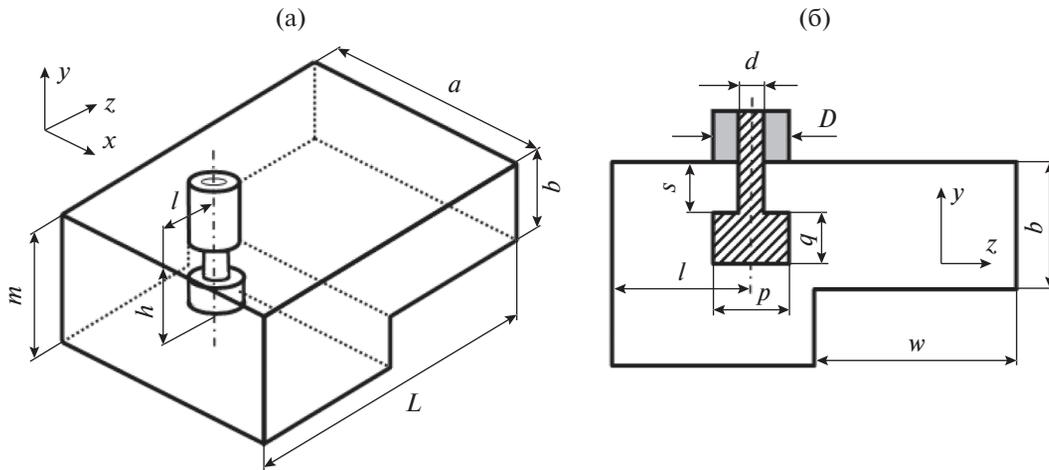


Рис. 1. Трехмерная (а) и двумерная (б) геометрическая модель ступенчатого коаксиально-волноводного перехода [1, 6].

кромки ступени, что может привести к снижению электрической прочности при передаче по переходу СВЧ-мощности высокого уровня.

Цель данной работы – усовершенствование такой структуры уголкового КВП и снижение рисков электрического пробоя.

1. КОНФИГУРАЦИЯ БАЗОВОГО ПЕРЕХОДА

На рис. 1 представлена конфигурация ступенчатого КВП, разработанного в [1, 6] для радиоэлектронной аппаратуры систем наземной и космической связи. Переход состоит из регулярного волноводного отрезка $a \times b \times w = 61 \times 10 \times 35$ мм и резонаторного участка сечением $a \times m = 61 \times 13.93$ мм, в котором на удалении l от короткозамкнутой стенки размещается емкостной зонд (размеры см. на рисунке). Область между проводниками коаксиальной линии заполнена материалом Тefлон с диэлектрической проницаемостью $\epsilon = 2.1$. Для изготовления макетов такого КВП в [1, 6] был использован алюминиевый сплав марки АМг6, а для цилиндрического элемента зонда – латунь ЛС59.

Как показали измерения данного КВП, проведенные в [6], он обеспечивает согласование на частотах 2.7...4.5 ГГц и прямые потери не более 0.2 дБ во всем заданном диапазоне.

В данной работе была построена численная 3D-модель этого перехода на методе конечных элементов (МКЭ), реализованном в пакете программ COMSOL V.5.2 с указанными ниже размерами (в мм):

a	b	m	L	l	D	d	h	w
61.0	10.0	13.93	62.4	21.26	4.15	1.27	9.42	35.0

На входе данного СВЧ-четырёхполосника задавались условия распространения T -волны единичной амплитуды, а на выходе – поглощающие граничные условия, имитирующие идеализированную согласованную нагрузку. Расчеты проводились для диапазона частот 2.5...4.9 ГГц, соответствующего доминантному диапазону ПрВ $a \times b = 61 \times 10$ мм.

Проведенный в данной работе конечно-элементный расчет полностью подтвердил результаты численного моделирования рассматриваемого КВП, полученные в [1, 6]. Однако, как показал анализ распределений ЭМ-полей в переходе на разных частотах, влияние острой кромки ступени, которая располагается на расстоянии менее 2 мм от дискового элемента зонда, в ряде случаев может оказывать существенным для формирования условий мультипакторного или электрического пробоя.

2. АНАЛИЗ МОДИФИЦИРОВАННОЙ МОДЕЛИ ПЕРЕХОДА

С целью устранения этого недостатка в данной работе была предложена структура перехода, показанная на рис. 2. Ее основным отличием от базовой модели (рис. 2а) является закругленный участок радиусом r в конструкции перехода, используемый вместо ступенчатого (рис. 2б).

Для исследования новой структуры перехода были построены две дополнительные модели на МКЭ с теми же размерами, что указаны выше для ступенчатого перехода, но разными радиусами закругления: $r = m - b$ (модель 1) и $r = 2(m - b)$ (модель 2). Общее число тетраэдрических элементов сетки конечных элементов в обеих моделях варьировалось в пределах $4 \times 10^4 \leq N_e \leq 7 \times 10^4$. Амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) двух типов КВП, ступенчатого и модифицированного, представлены на рис. 3, где также приведены данные измерений ступенчатой конструкции, взя-

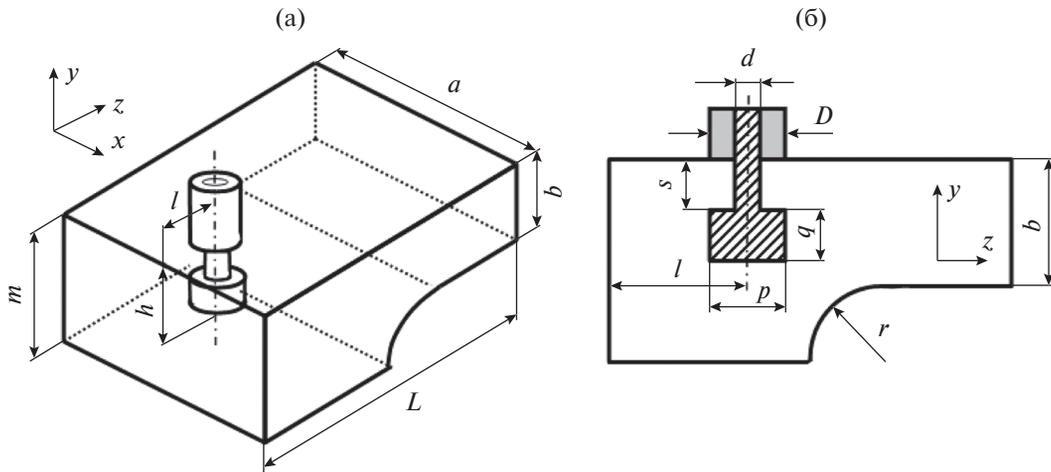


Рис. 2. Трехмерная (а) и двумерная (б) геометрическая модель модифицированного коаксиально-волноводного перехода.

тые из [6]. Некоторое расхождение численных и экспериментальных данных на рис. 3 можно объяснить принятыми для численной модели допущениями об отсутствии потерь в системе и идеальном согласовании с внешними СВЧ-цепями на входе и выходе многополюсника.

Как видно из результатов расчета, закругление ступенчатого участка приводит к ухудшению параметров согласования по сравнению с базовой конфигурацией КВП.

3. СИНТЕЗ УСОВЕРШЕНСТВОВАННОГО ПЕРЕХОДА

Для снижения числа параметров задачи оптимизации КВП зафиксируем размеры ПрВ ($a = 61$ мм, $b = 10$ мм) и коаксиальной линии ($D = 4.15$ мм, $d = 1.27$ мм). Тогда, вектор варьируемых параметров модели:

$$\vec{V} = (L, l, m, w, h, s, q, p). \quad (1)$$

С учетом взаимного характера рассматриваемого четырехполюсника целевая функция задачи оптимизации имеет вид [7]:

$$F(\vec{V}) = \left(\frac{\Delta f}{f_{\max} - f_{\min}} \right) \times \sum_{i=1}^N [q_1 (S_{11i} - \tilde{S}_{11})^2 + q_2 (\tilde{S}_{21} - S_{21i})^2] + G(x), \quad (2)$$

где $q_{1,2}$ – весовые коэффициенты, сумма которых равна единице, $G(x)$ – штрафная функция, $f_{\max} = 4.9$ ГГц, $f_{\min} = 2.5$ ГГц, Δf – шаг по частотной оси, N – число анализируемых точек частотного диапазона, \tilde{S}_{11} и \tilde{S}_{21} – заданные значения коэффициентов отражения и передачи соответственно.

В качестве начального приближения возьмем модель 1 КВП с радиусом закругления $r = m - b$

(см. рис. 2), размеры которой (X_0) формируют центр многомерной области $\tilde{\mathcal{D}}$ поиска возможных решений X^* . В этом случае, учитывая вероятность появления X^* на периферии этой области, удается

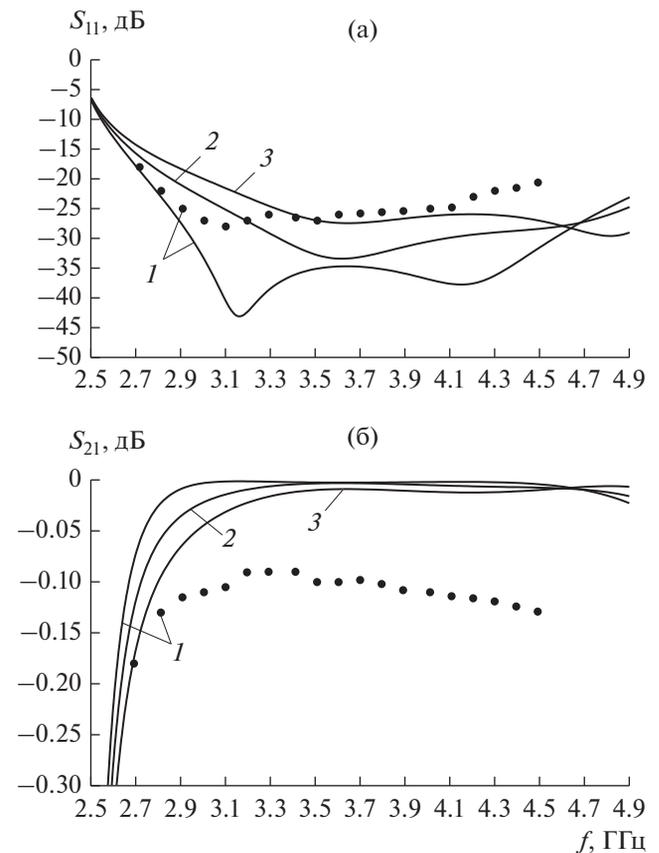


Рис. 3. Коэффициент отражения (а) и передачи (б) ступенчатого (кривая 1) и модифицированного (кривая 2 (модель 1) и кривая 3 (модель 2)) коаксиально-волноводных переходов: сплошные линии – численная модель, точки – измерения [6].

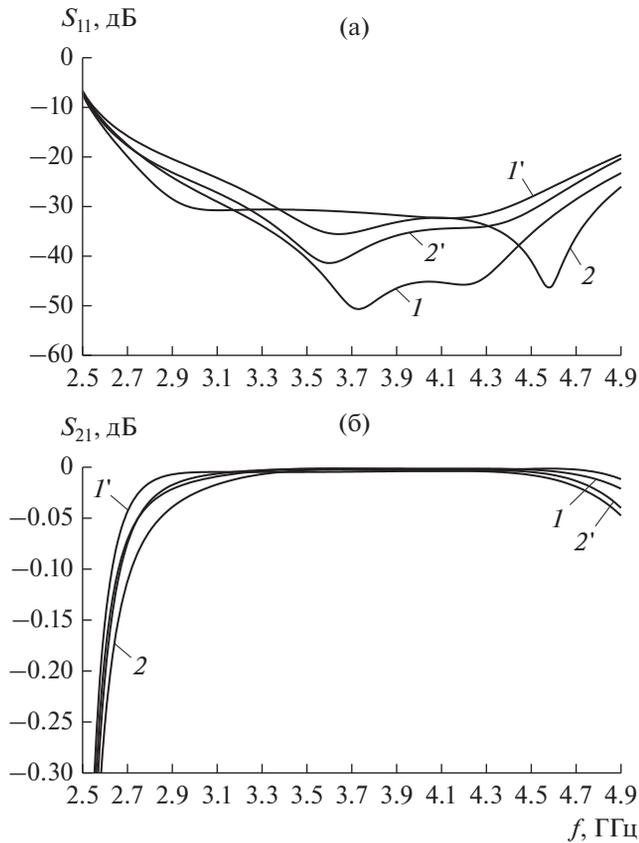


Рис. 4. Коэффициент отражения (а) и передачи (б) модифицированного коаксиально-волноводного перехода для модели **1** (1 , $1'$) и модели **2** (2 , $2'$): $L = 63.4$ мм, $l = 22.26$ мм (кривые 1 , 2), $L = 64.4$ мм, $l = 23.26$ мм (кривые $1'$, $2'$).

сократить время поиска [8]. При этом штрафная функция $G(x)$ накладывает ограничения на выход X^* за пределы области \tilde{D} :

$$G(x) = 0, \quad X \in [x_{\min}, x_{\max}], \quad (3)$$

$$G(x) = \tilde{G}(x), \quad X \notin [x_{\min}, x_{\max}], \quad (4)$$

$$\tilde{G}(x) = \eta \sum_{i=1}^n (X_i - X_{mi})^2, \quad (5)$$

где η – произвольное сколь угодно большое число [8]; X_m – предельное значение параметра X . В качестве такого обобщенного параметра в данном случае могут быть использованы геометрические параметры, формирующие вектор \bar{V} (1).

Дальнейшее решение задачи оптимизации выполняли с привлечением алгоритма [9] и численных моделей КВП, описанных ранее.

Как показали вычисления, наиболее перспективным направлением поиска возможных решений X^* оказалось изменение двух размеров: общей длины перехода L и расстояния от зонда до короткозамкнутой стенки l (см. рис. 2). При этом для модели **2** центральная точка закругления $r = 2(m - b)$ смещается таким образом, чтобы один

из базовых размеров КВП вдоль вертикальной оси оставался без измерений $m - b = \text{const}$.

Найденные в ходе оптимизации и численного моделирования решения представлены на рис. 4. Из этих данных видно, что незначительное увеличение длины КВП и размера l приводит к улучшению согласования (уменьшению отраженной мощности и увеличению коэффициента передачи) как для модели **1**, так и для модели **2** анализируемой структуры со скругленной ступенью. Причем согласование на уровне КСВН < 1.2 , где КСВН – коэффициент стоячей волны по напряжению в диапазоне частот 2.7...4.9 ГГц достигается для модели **1** при увеличении длины перехода на 2 мм (см. рис. 4, кривая $1'$), а в диапазоне 2.86...4.9 ГГц – для модели **2** при увеличении длины перехода на 1 мм (рис. 4, кривая 2). То есть итоговый выбор приемлемого технического решения для анализируемого КВП зависит от компромисса между шириной полосы рабочих частот и запасом электрической прочности перехода.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

С помощью конечно-элементных 3D-моделей решена задача оптимизации усовершенствованных КВП высокого уровня мощности для радиоэлектронных комплексов систем наземной и космической связи. Предложены технические решения конструкций таких переходов, обеспечивающие широкополосное согласование нестандартных прямоугольных волноводов с коаксиальными линиями передачи и снижение рисков мультипакторного и электрического пробоя. Для всех исследуемых волноводов достигнуто затухание ЭМ-сигнала менее 0.1 дБ в полосе частот 2.7...4.9 ГГц и согласования на уровне КСВН < 1.2 в диапазоне 2.9...4.9 ГГц.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Устройства согласования линий передачи / Под ред. В.П. Мещанова. М.: Радиотехника, 2019.
2. *Teresa M.B.* Satellite Communications Payload and System. New York: John Wiley & Sons, Inc., 2012.
3. *Bialkowski M.E.* // IEEE Trans. 1995. V. MTT-43. № 2. P. 344.
4. *Комаров В.В., Мещанов В.П., Сыромятников А.В.* // Радиотехника. 2018. № 8. С. 144.
5. *Liao A., Wang Q., Wang B., Wang Z.* // Proc. Int. Conf. on Microwave and Millimeter Wave Technol. 21–24 Apr. 2008. Nanjing, N.Y.: IEEE, 2008. V. 1. P. 333.
6. *Воробьев А.В., Довгань А.А., Кац Б.М. и др.* // Радиотехника. 2018. № 8. С. 58.
7. *Головков А.А., Пивоваров И.Ю., Кузнецов И.Н.* Компьютерное моделирование и проектирование радиоэлектронных средств. СПб.: Питер, 2015.
8. *Дегтярев Ю.И.* Методы оптимизации. М.: Сов. радио, 1980.
9. *Комаров В.В.* // Электромагнитные волны и электронные системы. 2006. Т.11. № 2/3. С. 64.