

УДК 621.372.852

DOI: 10.53297/18293336-2023.1-106

ВОЛНОВОДНЫЕ ПЕРЕХОДЫ ДЛЯ ТЕРАГЕРЦОВОГО ДИАПАЗОНА

В.А. Варданян¹, М.Ц. Айвазян²

¹ *Российско-Армянский университет*

² *Национальный политехнический университет Армении*

В антенно–фидерных трактах терагерцового (*ТГц*) диапазона широкое применение получили волноводы увеличенных сечений – так называемые "сверхразмерные волноводы". Это волноводы, поперечные размеры которых намного больше длины распространяющейся в них волны. Особенностью таких волноводов является возможность распространения в них волн высших типов, которые возбуждаются на неоднородностях этого волновода и могут оказывать существенное влияние на работу всего антенно-фидерного тракта. Это может привести к резонансам на запредельном сечении сверхразмерного волновода. Данное явление подробно изучено в квазиоптических трактах для радиорелейных систем. Действительно, так как на входах и выходах большинства активных компонент сверхвысокочастотных (СВЧ) приемопередающих систем используют стандартный одномодовый волновод, то для возбуждения сверхразмерного волновода используются конусные переходы или, как их часто называют, преобразователи типов волн.

Преобразователь типов волн для возбуждения сверхразмерного волновода является важным элементом квазиоптического антенно–фидерного тракта, так как позволяет согласовать с квазиоптическим трактом выходной (входной) канал активных компонент приемопередающего устройства (генераторы, усилители и др.), которые выполнены, как правило, на базе волноводов основного сечения. При этом в основе конструирования практически любых типов преобразователей лежит формирование распределения поля, поперечная структура которого совпадает с полем рабочей волны сверхразмерного волновода, например, когда структура поля волновода основного сечения плавно трансформируется в рабочий тип волны сверхразмерного волновода.

В настоящей работе рассмотрены волноводные переходы для *ТГц* диапазона, которые обеспечивают минимальные потери на преобразование при стыковке волноводов с различными поперечными сечениями. В качестве основного волновода используется металлодиэлектрический волновод (МДВ) квадратного сечения.

Ключевые слова: волноводы увеличенных сечений, металлодиэлектрический волновод, волноводные переходы, терагерцовый диапазон.

Введение. Длительное время терагерцовый диапазон считался непригодным для широкого практического использования из-за отсутствия недорогих устройств генерации, приема, канализации СВЧ колебаний. Созданию систем связи в THz диапазоне предшествовали многочисленные исследования особенностей распространения этих волн в различных окружающих условиях, а также разработка новых средств генерации и приема СВЧ сигналов в этом диапазоне. Подтверждением данного факта является прогресс в области создания радиочастотных интегральных схем, обеспечивший возможность изготовления дешевых интегральных микросхем для приема и передачи сигналов THz диапазона, используя полупроводниковую комплементарную металл–оксид–полупроводниковую (КМОП) технологию с топологическими размерами 90 нм и меньше.

В результате такого бурного развития систем связи за последнее десятилетие стало ясно, что миллиметровые волны – это новый огромный диапазон, намного превышающий по занимаемой полосе частот все то, что использовалось до сих пор в различных системах радиосвязи. Возможность расширения полосы передаваемых сигналов до нескольких THz и, следовательно, увеличения скорости передачи информации до нескольких $Gbit/c$ является неоспоримым преимуществом использования миллиметровых волн. Это делает THz диапазон привлекательным для массовых приложений беспроводной связи.

В миллиметровом диапазоне, особенно в его коротковолновой части, наилучшими характеристиками волновода обладают сверхразмерные МДВ [1-8]. Сверхразмерный МДВ в общем случае представляет собой металлическую трубу круглого или прямоугольного сечения, на внутреннюю поверхность которой нанесена пленка из диэлектрика с малыми потерями. Благодаря этому напряженность электрического поля у стенки волновода в E – плоскости значительно ослабевает, что имеет место только для скользящего падения парциальных плоских волн на стенку волновода и справедливо для волн низших типов. Описанный механизм распространения волн приводит к самофильтрации волн высших типов и резкому снижению омических потерь по сравнению с несимметричными типами колебаний в металлических волноводах.

Целью работы является разработка методов, позволяющих реализовать переходы между волноводами различных поперечных сечений THz диапазона.

Переход от стандартного металлического волновода к МДВ. Наиболее естественным переходом к МДВ прямоугольного сечения является

его возбуждение с помощью волновода с рабочей волной TE_{10} , выполненного в виде плавного перехода от узкого поперечного сечения к широкому (сверхразмерному) сечению.

Поперечные компоненты наименее затухающей волны МДВ прямоугольного сечения (LM_{mn}) запишем в виде [1]

$$\begin{aligned} E_x &= B_E \cos \frac{\pi n}{2a} x \cos \frac{\pi m}{2b} y e^{-jhz}, \\ H_y &= B_H \cos \frac{\pi n}{2a} x \cos \frac{\pi m}{2b} y e^{-jhz}, \end{aligned} \quad (1)$$

где B_E и B_H – амплитудные коэффициенты; a и b – поперечные размеры МДВ (рис. 1а). Заметим, что формулы (1) описывают в старшем порядке (по $1/ka$) волны LM_{11} в МДВ. Поперечные компоненты поля возбуждающей волны TE_{10} запишем в виде

$$\begin{aligned} E_x &= A_E \cos \frac{\pi}{2b_1} y e^{-jhz}, \\ H_y &= A_H \cos \frac{\pi}{2b_1} y e^{-jhz}, \end{aligned} \quad (2)$$

где A_E и A_H – амплитудные коэффициенты; a_1 и b_1 – поперечные размеры прямоугольного волновода (рис. 1).

При непосредственной стыковке обоих волноводов поле металлического волновода возбуждает сумму волн МДВ. Если пренебречь затуханием этих волн, то мощность P_i i – й волны вычисляется по формуле, полученной методом Фельда–Заксона [1, 2]:

$$P_i = \frac{\left| \int_{S_i} \left[\vec{E}_0 \vec{H}_i \right] \vec{\ell} dS \right|^2}{\left| \int_S \left[\vec{E}_i \vec{H}_i \right] \vec{\ell} dS \right|^2}, \quad (3)$$

где S_i – эффективная площадь сечения возбуждающего волновода; S – поперечное сечение МДВ; $\vec{\ell}$ – единичный вектор, направленный вдоль оси Oz ; \vec{E}_0 и \vec{H}_0 – компоненты поля возбуждающей волны; \vec{E}_i и \vec{H}_i – компоненты поля возбуждаемой волны.

Мощность падающей волны вычисляется как реальная часть от потока вектора Умова–Пойнтинга через S_I :

$$P_o = \operatorname{Re} \int_{S_I} \left[\vec{E}_o \vec{H}_o^* \right] \vec{l} dS. \quad (4)$$

Эффективность возбуждения η равна

$$\eta = \frac{P_i}{P_o}. \quad (5)$$

Ввиду того, что вид зависимости компонент поля от координаты “у” для волн рабочего типа в металлическом волноводе и ДК–волноводах одинаков, наибольшая эффективность возбуждения получается при равенстве “игрековых” размеров $b=b_1$. По координате “х” соответствующие зависимости компонент поля стыкуемых волноводов различны, и максимальная эффективность возбуждения волны LM_{11} возможна при $a \neq a_1$.

В этом случае на месте стыка волноводов следует реализовать оптимальный скачок [1], и тогда прямоугольное распределение поля волны TE_{10} как бы вписывается в косинусоидальное распределение волны LM_{mn} (см. рис. 1б).

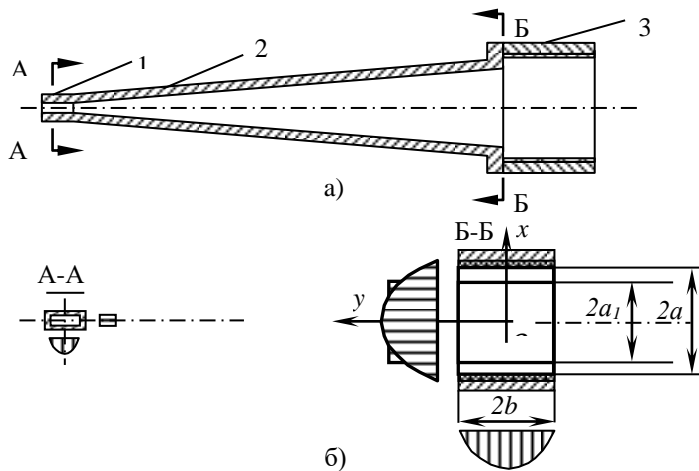


Рис. 1. Возбудитель МДВ прямоугольного сечения: а - продольный разрез перехода; б - поперечные разрезы перехода в его начале А-А и в конце Б-Б; 1 – одномодовый металлический волновод, 2 – плавный металлический рупор, 3 – МДВ

В результате этого на выходе рупора в плоскости, параллельной узким стенкам входного прямоугольного волновода, или, что то же самое, вместо постоянного распределения амплитуды поля, обеспечивается ступенчатое.

Такое распределение поля в этом направлении близко к распределению полей мод LM_{11} прямоугольного МДВ.

Значение максимальной эффективности возбуждения рабочей моды LM_{11} , рассчитанное по формуле (5), равно 0,923, достигается при $a_1/a = 0,74$.

Переходы между МДВ квадратного сечения с различными сечениями. При конструировании волноводных переходов основной задачей является выбор длины и формы перехода. В работе [9] теоретически обосновывается возможность создания плавных переходов меньшей длины – так называемых “оптимальных переходов”, с малыми потерями на преобразование рабочей волны в высшие типы волн. В нашем случае переход на большее сечение осуществляется по двум стенкам узкого волновода. Рассчитаем длину оптимального перехода и приведем форму ее образующей для МДВ на длине волны 1 мм. На этой длине волны размер основного волновода выбирается из условия, приведенного в [2], и составляет 10 мм. Пусть в выходной части переход должен иметь поперечные размеры 20х20 мм.

Итак, размеры сочленяемых волноводов равны в узкой части 10 мм, а в широкой части – 20 мм. Следуя обозначениям, принятым в [9], имеем $a(0) = 5$ мм, $a(L) = 10$ мм. Длину сглаженного, оптимального перехода L рассчитаем по формуле (17.22), приведенной в [9]. В нашем случае длина перехода составляет 186 мм [10].

Профиль перехода рассчитывается по параметрической формуле

$$a(\zeta) = \sqrt{a(0)a(L)} e^{\frac{1}{2} \ln q^* \cos \pi \zeta}, \quad (6)$$

где $\zeta = z/L$; $q = a(L)/a(0)$; a_z – продольная координата перехода, принимающая значения от 0 до L . Расчетные значения профиля перехода приведены в таблице.

Таблица

Расчетные значения профиля перехода

$a(\zeta)$, мм	5	5,01	5,27	5,69	6,28	6,99	7,79	8,59	9,28	9,85	10
L , мм	0	18,6	37,2	55,8	74,4	93,0	111,6	130,2	148,8	167,4	186

Вид профиля оптимального перехода, построенного по расчетным результатам таблицы, приведен на рис. 2. Такая форма профиля позволяет реализовать переходы между волноводами различных сечений без скачков, что, в свою очередь, минимизирует потери на преобразование рабочей моды в высшие типы волн.

Так, расчетные значения потерь на преобразование оптимального перехода составляют 0,06 дБ. Измеренные значения потерь не превышают 0,1 дБ.

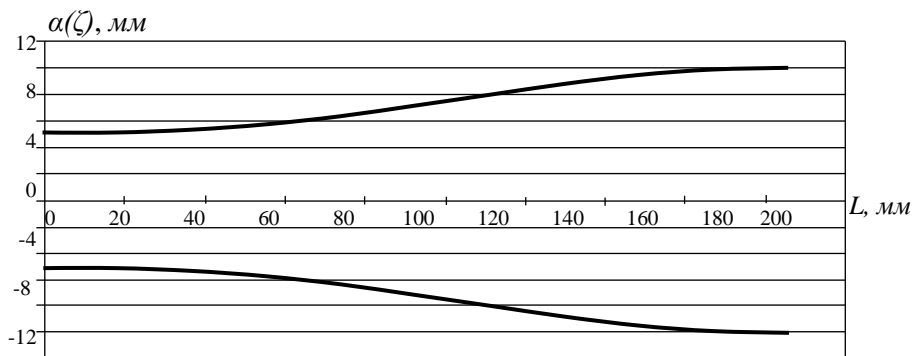


Рис.2. Профиль оптимального перехода

Внешний вид рупорно-линзовой антенны [11-13] с плавным оптимальным переходом приведен на рис. 3.

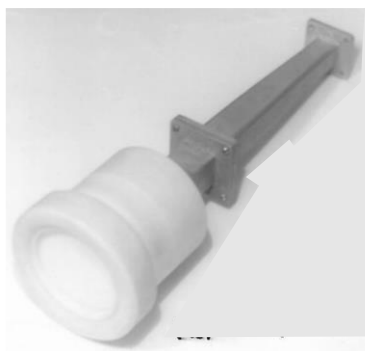


Рис.3. Рупорно-линзовая антенна с оптимальным плавным переходом

Переход с МДВ квадратного сечения на МДВ круглого сечения. Из рис. 3 видно, что плавный переход через МДВ квадратного сечения соединен с отрезком диэлектрического волновода, который в дальнейшем будем называть ДК-волноводом, выполненным в виде диэлектрической трубы круглого поперечного сечения. На выходе ДК-волновода установлена диэлектрическая

линза, изготовленная из фторопласта. Схематически скачкообразный переход показан на рис. 4.

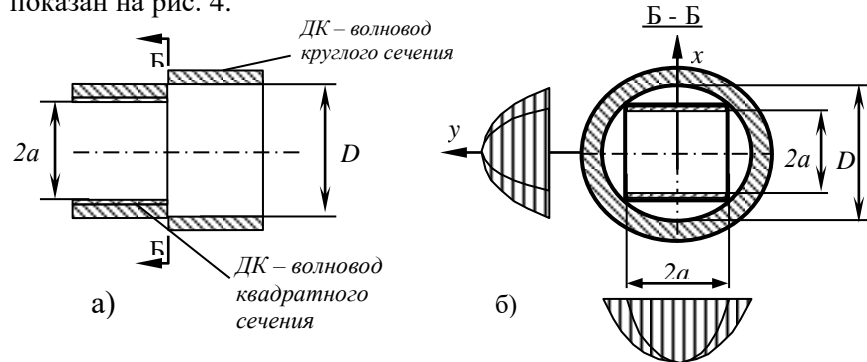


Рис. 4. Оптимальный скачок между ДК-волноводами квадратного и круглого поперечных сечений (а) и распределение полей в этих волноводах (б)

Численные исследования, проведенные методом Фельда-Заксона (формула (5)), показали, что наименьшие потери на преобразование при переходе с МДВ квадратного сечения к ДК-волноводу круглого сечения обеспечиваются при помощи оптимального скачка (см.рис. 4).

На основе результатов численных исследований выражения (5) условие оптимального скачка можно записать в виде

$$2a = 0,9D, \quad (7)$$

где $2a$ – поперечный размер квадратного МДВ; D – диаметр круглого ДК-волновода. Расчетное значение потерь на преобразование оптимального скачка квадратного МДВ с размерами поперечного сечения 10×10 мм к круглому волноводу составило $0,05$ дБ, измеренные потери на частоте 150 ГГц не превышают $0,1$ дБ.

Закключение. Полученные результаты позволяют реализовать переходы на основе МДВ с различными поперечными сечениями. При этом обеспечивается низкий уровень потерь на преобразование.

Работа выполнена при поддержке Комитета по науке РА в рамках научно-исследовательского проекта № 21Т-2В028.

Литература

1. Шаров Г.А. Волноводные устройства сантиметровых и миллиметровых волн. – М.: Горячая линия – Телеком, 2016. – 639 с.
2. Айвазян М.Ц., Мартиросян Р.М., Казанцев Ю.Н. Направляющие системы для терагерцового диапазона // Физические основы приборостроения. – 2016. – Т. 5, № 1. – С. 28 – 35.

3. **Айвазян М.Ц.** Деление и мультиплексирование сигнала в терагерцовом диапазоне // Физические основы приборостроения. – 2020. – Т. 9, № 4. – С. 48–53.
4. **Аyvazyan M.Ts., Babayan A. S., Grigoryan L.N.** MIMO OFDM DOA Estimation Algorithm Implementation and Validation Using SDR Platform // Journal of Communications Software and Systems. – 2019. – V. 15, №. 1, march. – P. 1 – 8.
5. **Айвазян М.Ц., Хачатрян М.Г., Худавердян С.Х.** Интегральное исполнение волноводных схем терагерцового диапазона // Радиопромышленность. – 2020. – Т. 30, № 4. – С. 72–78.
6. **Аyvazyan M.Ts.** The Metal Dielectric Waveguides in the Terahertz Range // Proceedings of IEEE 9th International Symposium (MSMW'2016), June 20-24, 2016.- Kharkiv, Ukraine, 2016.- P. 403-405.
7. **Кюркчан А.Г., Маненков С.А.** Применение модифицированного метода дискретных источников к решению задачи дифракции волн на теле вращения с шероховатой границей // Радиотехника и электроника. – 2022. – Т. 67, № 11. – С. 1116 - 1126.
8. **Пархоменко М.П., Калёнов Д.С., Еремин И.С., Федосеев Н.А.** Диэлектрический волновод из высокоомного кремния и элементная база на его основе // Радиотехника и электроника. – 2023. – Т. 68, № 2. – С 171 - 176.
9. **Каценеленбаум Б.З.** Теория нерегулярных волноводов с медленно меняющимися параметрами. – М.: Изд. АН СССР, 1961. – 216 с.
10. **Аyvazyan M.Ts.** Waveguide transitions with various crossections for the terahertz range // Proceedings of the International conference on Microwave and THZ technologies, Photonics and wireless communication, May 4 – 6, 2016. – Yerevan, Armenia, 2016.- P. 33 – 37.
11. Квазиоптические антенно–фидерные системы / Под ред. **Г.И. Хлопова.** – Харьков: ИПП «Контраст», 2013. – 408 с.
12. **Борн М., Вольф Э.** Основы оптики / Пер. с англ.; Под ред. Г.П. Мотулевича. – М.: Наука, 1973. – 720 с.
13. **Еремин Ю.А.** Математические модели задач дифракции на основе метода дискретных источников // Физические основы приборостроения. – 2022. – Т. 11, № 2. – С. 60-73.

Поступила в редакцию 10.02.2023.

Принята к опубликованию 19.06.2023.

ԱՄԻՔԱՏԱՐԱՅԻՆ ԱՆՅՈՒՄՆԵՐ ՏԵՐԱՀՇԵՐՑԱՅԻՆ ՏԻՐՈՒՅԹԻ ՀԱՄԱՐ

Վ.Ա. Վարդանյան, Մ.Ց. Այվազյան

Տերահերցային տիրույթի անտենա սնուցող ալիքատարներում լայն կիրառություն են գտել մեծ չափսեր ունեցող ալիքատարները: Այս տերմինը վերաբերում է ալիքատարին, որի լայնակի չափերը շատ ավելի մեծ են, քան դրանում տարածվող ալիքի երկարությունը: Նման ալիքատարի առանձնահատկությունն այն է, որ նրանում կարող են լինել բարձր տիպի ալիքներ, որոնք գրգռվում են այս ալիքատարի անհամասեռություններից և կարող են էական ազդեցություն ունենալ ալեհավաք սնուցող համակարգի վրա: Սա կարող է հանգեցնել ռեզոնանսների: Այս երեւույթը մանրամասն ուսումնասիրվել է ռադիոտեխնիկային համակարգերի քվազիօպտիկական ուղիներում: Իրոք, քանի որ միկրոալիքային հաղորդիչ համակարգերի ակտիվ բաղադրիչների մուտքերն ու ելքերը օգտագործում են

ստանդարտ ալիքատար, կոնային միացումները կամ, ինչպես հաճախ կոչվում են ալիքի տիպի փոխարկիչները, օգտագործվում են մեծ չափերով ալիքատարը գրգռելու համար:

Մեծ չափերով ալիքատարի գրգռման համար ալիքի տիպի փոխարկիչը ալեհավաք-անուցիչ ուղու կարևոր տարր է, քանի որ այն թույլ է տալիս համաձայնեցնել հաղորդիչ սարքի ակտիվ բաղադրիչները: Այդ բաղադրիչներից են գեներատորները, ուժեղացուցիչները և այլն, որոնք սովորաբար պատրաստվում են ստանդարտ ալիքատարների հիմքով: Ցանկացած տեսակի փոխարկիչների նախագծումը հիմնված է դաշտի բաշխման ձևավորման վրա, որի լայնակի կառուցվածքը համընկնում է մեծ չափավ ալիքատարի աշխատանքային ալիքի դաշտի հետ, օրինակ, երբ ստանդարտ ալիքատարի դաշտի կառուցվածքը սահուն կերպով վերածվում է մեծ չափավ ալիքատարի աշխատանքային ալիքի դաշտի կառուցվածքին:

Դիտարկվում են ալիքատարների անցումները տերահերցի տիրույթի համար, որոնք ապահովում են փոխակերպման նվազագույն կորուստներ տարբեր կտրվածքներով ալիքատարներ միացնելիս: Որպես հիմնական ալիքատար օգտագործվում է քառակուսի կտրվածքով մետաղ-դիէլեկտրիկ ալիքատարը:

Առանցքային բառեր. լայն կտրվածքով ալիքատարներ, մետաղ-դիէլեկտրիկական ալիքատարներ, ալիքատարային անցումներ, տերահերցի տիրույթ:

WAVEGUIDE TRANSITIONS FOR THE TERAHERTZ RANGE

V.A. Vardanyan, M.Ts. Ayvazyan

In the antenna-feeder paths of the terahertz (THz) range, waveguides of increased cross sections, the so-called "oversized waveguides", have found wide application. This term refers to a waveguide whose transverse dimensions are much greater than the length of the propagating wave in it. The peculiarity of such waveguides is the possibility of propagation of waves of higher types in it, which are excited on the homogeneities of this waveguide and can have a significant impact on the operation of the entire antenna-feeder path. This can lead to resonances at the transcendental section of the oversized waveguide. This phenomenon has been studied in detail in quasi-optical paths for radio relay systems. Indeed, since the inputs and outputs of most active components of microwave transceiver systems use a standard single-mode waveguide, cone junctions, or as they are often called wave type converters, are used to excite an oversized waveguide.

A wave type converter for excitation of an oversized waveguide is an important element of a quasi-optical antenna-feeder path, since it allows matching the output (input) channel of the active components of the transceiver device (generators, amplifiers, etc.) with the quasi-optical path, which are usually made on base of waveguides of the main section. At the same time, the design of almost any type of transducers is based on the formation of a field distribution, the transverse structure of which coincides with the field of the working wave of the oversized waveguide, for example, when the field structure of the waveguide of the main section is smoothly transformed into the working type of the wave of the oversized waveguide.

In this paper, waveguide transitions for the terahertz range are considered, which provide minimal conversion losses when joining waveguides with different cross sections. A metal-dielectric waveguide of square cross section is used as the main waveguide.

Keywords: oversize waveguides, metal-dielectric waveguide, waveguide transitions, terahertz range.