

ВОЛНОВОДНО-ЛИНЗОВЫЕ ПЕРЕХОДЫ ТЕРАГЕРЦОВОГО ДИАПАЗОНА

В.А. ВАРДАНЯН^{1*}, М.Ц. АЙВАЗЯН²

¹Российско–Армянский университет, Ереван, Армения

²Национальный политехнический университет Армении, Ереван, Армения

*e-mail: v.vardanyan00@gmail.com

(Поступила в редакцию 26 марта 2024 г.)

Исследована возможность применения диэлектрической линзы в качестве узконаправленной антенны терагерцового диапазона. Получены и проанализированы теоретические выражения, позволяющие рассчитать форму профиля линзы и диаграмму направленности созданной линзовой антенны. Показана эффективность предложенной линзовой антенны в указанном диапазоне, а также приведены результаты экспериментальных исследований созданной линзовой антенны.

1. Введение

Подобно оптическим линзам, антенны-линзы позволяют преобразовывать сферическую волну в плоскую. Известно, что если поместить в фокусе линзы источник сферической волны, то расходящийся пучок лучей при прохождении сквозь линзу при правильном подборе формы ее профиля вследствие последовательных преломлений трансформируется в семейство параллельных лучей, образуя плоский фронт. Однако линза корректирует не только распределение фазы в раскрыве рупора, но также изменяет распределение амплитуды падающего поля за счет преломления в линзе. В результате структура поля на входе и на выходе линзы отличаются, причем, степень отличия зависит от ее профиля, что вызывает дополнительные потери за счет рассогласования рабочего колебания сверхразмерного волновода.

Широкое применение в антенной технике сверхвысокочастотных и крайне высокочастотных диапазонов получили линзовые антенны, состоящие из облучателя, фазовый центр которого совмещен с фокусом линзы [1].

Простейшая линза представляет собой радиопрозрачное тело, ограниченное двумя поверхностями: освещенной — криволинейного профиля и плоской — поверхностью излучающей апертуры. Линзы для антенн крайне высокочастотных диапазонов должны быть хорошо согласованными с окружающим пространством и иметь малые тепловые потери. Облучатель обеспечивает нужное амплитудное распределение возбуждающего электромагнитного поля в раскрыве линзы. Как и в зеркальных антеннах, облучатель должен иметь точечный фазовый центр и обеспечивать требуемую поляризацию излучения.

В отличие от оптического диапазона линзы для радиочастотных диапазонов электромагнитной волны могут быть как замедляющими, так и ускоряющими. На

практике чаще используются диэлектрические (замедляющие) и металлопластинчатые (ускоряющие) линзы. Размеры раскрыва линзовой антенны обычно велики по сравнению с длиной волны λ , поэтому они относятся к остро направленным антеннам и предназначены для формирования узких ($\theta_{0.5} < 10^\circ$) диаграмм направленности (ДН). В настоящей статье рассматриваются только замедляющие линзы.

Принцип действия линзовых антенн заимствован из оптики и заключается в преобразовании расходящегося пучка лучей от точечного источника в параллельный пучок лучей или соответственно в преобразовании сферического фронта электромагнитной волны облучателя в плоский фронт электромагнитной волны в излучающем раскрыве линзы (рис.1) [2, 3]. Благодаря этому удастся получить плоский синфазный раскрыв требуемого размера и сформировать узкую ДН. Сигнал через ДК волновод круглого сечения 2 подается на диэлектрическую линзу 1, которая фиксируется на выходе волновода 2 при помощи шайбы 3.

Приближенная теория линзовых антенн строится на основании законов геометрической оптики. Это допустимо, если диаметр линзы, ее фокусное расстояние и радиус кривизны поверхности линзы много больше длины волны. Поскольку линзы обычно имеют большие электрические размеры, эти условия

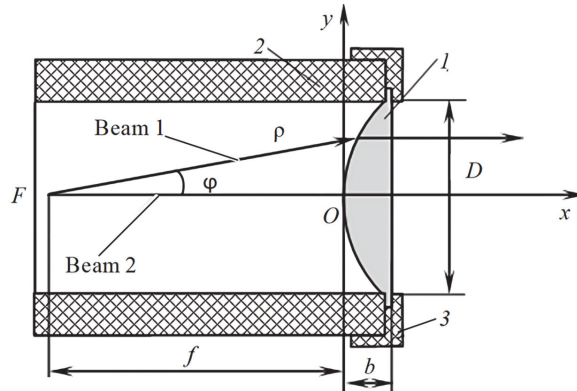


Рис.1. К расчёту профиля линзы: 1 – диэлектрическая линза, 2 – ДК волновод круглого сечения, 3 – шайба.

выполняются.

Уравнение профиля линзы находится из условия постоянства электрической длины или оптического пути луча от точки фокуса до любой точки на поверхности равных фаз в излучающем раскрыве (апертуре).

В качестве облучателя линзовой антенны используется открытый конец круглого ДК-волновода. Установив линзу в раскрыве волновода так, чтобы ее фокус был совмещен с фазовым центром волновода F (см. рис.1), можно волну, распространяющуюся в волноводе, преобразовать в плоскую и тем самым существенно уменьшить фазовые искажения в раскрыве. Такие антенны называются рупорно-линзовыми. В нашем случае в качестве рупора используется круглый ДК-волновод.

Поверхность линзы, обращенная к волноводу, называется освещенной; противоположная («теневая») поверхность линзы образует ее раскрыв. Ось OX , проходящая через фокус и центр раскрыва, называется осью линзы (рис.1). Точка

пересечения оси линзы с освещенной стороной называется вершиной линзы. Линия пересечения освещенной стороны линзы продольной осевой плоскостью называется профилем линзы. Профиль может быть вогнутым и выпуклым, раскрыв линзы обычно плоский и имеет круглую или прямоугольную форму.

Целью настоящей работы является обоснование применения диэлектрической линзы в качестве антенны для терагерцового диапазона. Линза устанавливается непосредственно на выходе отрезка круглого сверхразмерного волновода класса «полый диэлектрический канал» (ДК-волновод), представляющий собой диэлектрическую трубу с рабочей модой LE_{11} . В работе приведены результаты эксперимента, подтверждающие эффективность предлагаемой схемы линзовой антенны ТГц диапазона.

2. УРАВНЕНИЯ ПРОФИЛЯ ЛИНЗЫ

Условием синфазности поля в раскрыве линзы является равенство длины оптического пути для всех лучей, исходящих из фокуса линзы, до ее раскрыва (рис.1).

Рассмотрение условия равенства оптических длин лучей 1 и 2 применительно к замедляющей линзе приводит к выводу, что ее профиль $\rho(\varphi)$ должен описываться уравнением гиперболы, которая в полярной системе координат имеет вид [1]:

$$\rho(\varphi) = f \frac{n-1}{n \cos \varphi - 1}, \quad (1)$$

где φ – текущий угол; f – фокусное расстояние; n – показатель преломления ($n = \sqrt{\varepsilon}$, где ε – диэлектрическая проницаемость материала линзы).

Максимальное значение угла $\varphi_{\max}$, в «широких» волноводах иногда этот угол называют углом скольжения, определим, воспользовавшись концепцией Бриллюэна [4]. Постоянная распространения h связана с волновым числом k ($k = 2\pi/\lambda$, где λ – длина волны) и поперечным волновым числом a следующим соотношением [5–7]:

$$k^2 = h^2 + a^2, \quad (2)$$

Поперечное волновое число a находится из дисперсионного уравнения, приведенного в работе [8]. И наконец угол $\varphi_{\max}$ определяется из уравнения

$$\varphi_{\max} = \arccos(h/k). \quad (3)$$

3. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ

На рис.2 приведен внешний вид рупорно-линзовой антенны, основные размеры которой рассчитаны с применением приведенных выше формул. Как видно из рис.2, на выходе ДК-волновода круглого сечения установлена диэлектрическая линза, которая при помощи диэлектрического держателя соосно фиксируется на выходе круглого ДК-волновода с диаметром D .

В фокальной плоскости антенны расположен облучатель в виде открытого

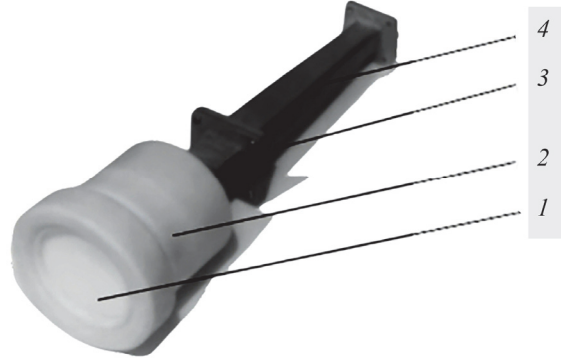


Рис.2. Рупорно-линзовая антенна с оптимальным плавным переходом: 1 – диэлектрическая линза с раскрывом q , 2 – ДК-волновод круглого сечения, 3 – отрезок волновода, 4 – волноводный переход.

конца круглого ДК-волновода, а в качестве критерия эффективности выберем коэффициент использования площади раскрыва q :

$$q = \lambda_0^2 G_0 / (4\pi S_A), \quad (4)$$

где G_0 – коэффициент усиления (КУ) антенны в направлении оси главного лепестка, S_A – площадь раскрыва антенны [9–12].

Используя теорему взаимности, выражение для КИП удобно записать в наглядной форме, которая иллюстрирует принцип «согласованного» возбуждения раскрыва

$$q = \frac{\left| \int_{S_{irr}} ds \mathbf{E}_{irr} * \mathbf{E}_f \right|^2}{\int_{S_A} ds |\mathbf{E}_{irr}|^2 * \int_{-\infty}^{+\infty} ds |\mathbf{E}_f|^2}, \quad (5)$$

где $\mathbf{E}_{irr}$ – распределение поля в раскрыве облучателя, $\mathbf{E}_f$ – распределение поля в фокальной плоскости антенны, а интегрирование производится по апертуре облучателя S_{rad} .

Известно, что рабочая мода ДК-волновода отличается спадающим в обеих плоскостях распределением поля рабочей моды [13, 14] и обеспечивает осесимметричную диаграмму направленности (ДН) с низким уровнем бокового излучения. В частности, для ДК-волновода круглого сечения диаметром $2R$ (рис.3) с рабочей волной гибридного типа EH_{11} , выражение для ДН по мощности записывается в виде [8]. В приведенной ниже формуле учтено, что $kR \gg 1$:

$$\left| F_{EH_{11}}^2 \right|^2 = F_{EH_{11}}^2(0) \left[\frac{J_0(u)}{u^2 - \mu_{01}^2} \right]^2, \quad (6)$$

где $u = kR \sin \theta$, R – радиус ДК-волновода, $J_0(u)$ – функция Бесселя первого рода, μ_{01} – первый корень уравнения $J_0(\mu_{01}) = 0$, коэффициент направленного действия (КНД) равен

$$D_{EH_{11}} = (kR / \mu_{01}^2)^2. \quad (7)$$

На рис.3 приведены расчетные и экспериментальные результаты ДН по

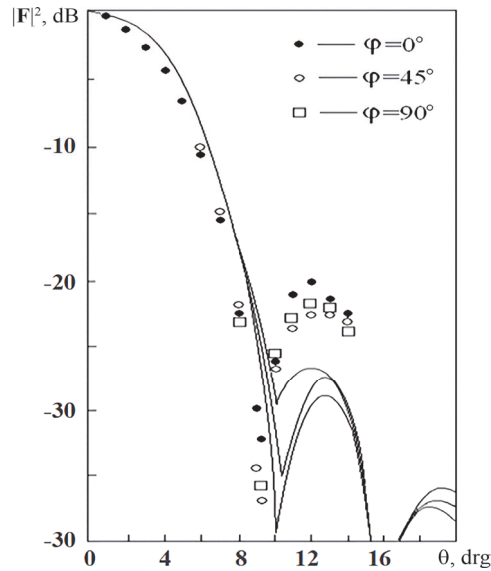


Рис.3. Расчетные и экспериментальные результаты ДН рупорно-лин-
зовой антенны: $\varphi = 0^\circ$ – горизонтальная плоскость и $\varphi = 90^\circ$ – верти-
кальная плоскость.

мощности линзовой антенны в 3-х плоскостях ($\varphi = 0^\circ, 45^\circ$ и 90°) на основе круг-
лого ДК-волновода с рабочей волной EH_{11} [13–16]. На выходе волновода установ-
лена линза, радиусом $R = 10$ мм, изготовленная из материала Фторопласт-4, с $\varepsilon = 2.1$.

Как видно, главный лепесток ДН осесимметричен до уровня -25 дБ, а уро-
вень боковых лепестков не превышает -27 дБ, что выгодно отличает металлоди-
электрические волноводы (МДВ) от полых металлических волноводов. При этом
результаты измерений ДН в диапазоне 2 мм (маркеры), в основном, подтвер-
ждают данные расчета (6), а имеющиеся отличия обусловлены несовершенством
используемого возбуждателя волны EH_{11} . Поэтому в раскрыве антенны возбужда-
ются также волны высших типов, которые искажают амплитудно-фазовое рас-
пределение поля и, как следствие, форму ДН. Кроме того, использование МДВ
обеспечивает также достаточно низкий уровень излучения кросс-поляризован-
ной компоненты, которая полностью отсутствует в главных плоскостях ($\varphi = 0^\circ$ и
 90°) и достигает максимума в плоскости $\varphi = \pm 45^\circ$, формируя разностную ДН с
нулем на оси излучающей апертуры. Это свойство излучения диэлектрической
линзовой антенны весьма важно для многих приложений, например, в радиоло-
кационных системах при излучении сигналов круговой поляризации.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В настоящей работе теоретически и экспериментально обосновано приме-
нение диэлектрической линзы в качестве антенны для терагерцового диапазона.
Линза установлена на выходе отрезка круглого сверхразмерного волновода
класса «полый диэлектрический канал». Волновод представляет собой диэлек-
трическую трубу с рабочей модой LE_{11} . Получена формула для расчета профиля
гиперболической линзы и показана методика расчета углов Бриллюэна в широ-
ких волноводах. Приведены результаты эксперимента и теоретические выводы,

указывающие на эффективность предлагаемой схемы линзовой антенны терагерцового диапазона.

Таким образом, создана рупорно-линзовая антенна терагерцового диапазона с достаточно высокими электрическими характеристиками. Линзовая антенна обеспечивает низкий уровень боковых лепестков и потерь на преобразование.

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

ЛИТЕРАТУРА

1. Квазиоптические антенно-фидерные системы, Под ред. Г.И. Хлопова, Харьков: ИПП «Контраст», 2013.
2. **Г.А. Шаров.** Волноводные устройства сантиметровых и миллиметровых волн. Москва, 2016.
3. **М.Ц. Айвазян, Р.М. Мартиросян, Ю.Н. Казанцев.** Физические основы приборостроения, **5**, 28 (2016)..
4. **Б.З. Каценеленбаум.** Теория нерегулярных волноводов с медленно меняющимися параметрами. Москва, АН СССР, 1961.
5. **А.З. Фрадин.** Антенно-фидерные устройства. Москва, 1977.
6. **В.А. Варданян, М.Ц. Айвазян.** Вестник НПУА: Информационные технологии, электроника, радиотехника, **1**, 107 (2023).
7. **А.М. Покрас, А.М. Сомов, Г.Г. Цуриков.** Антенны земных станций спутниковой связи. Москва, Радио и связь, 1985.
8. **М.Ц. Айвазян.** Физические основы приборостроения, **9**, 48 (2020).
9. **Ю.Н. Казанцев, О.А. Харлашкин.** Радиотехника и электроника, **29**, 1441 (1984).
10. **Е.Г. Зелкин, Р.А. Петрова.** Линзовые антенны. Москва, 1974.
11. **W.M. Truman, C.A. Balanis.** IEEE Trans. Antennas Propagat., **4**, 585 (1974).
12. **M.Ts. Ayvazyan.** Proceedings of IEEE 9th International Symposium (MSMW'2016), Kharkiv, Ukraine. 403 (2016).
13. **Г.И. Хлопов, В.П. Чурилов, А.И. Горошко.** Радиотехника: Респ. межвед. темат. науч. сб. Вища школа, Изд-во при Харьк. гос. ун-те. Харьков, **18**, 3 (1971).
14. **А.Г. Кюркчан, С.А. Маненков.** Радиотехника и электроника. **67**, 1116 (2022).
15. **М.П. Пархоменко, Д.С. Калёнов, И.С. Еремин, Н.А. Федосеев.** Радиотехника и электроника. **68**, 171 (2023).
16. **М. Борн, Э. Вольф.** Основы оптики. Москва, Наука, 1973.
17. **Ю.А. Еремин.** Физические основы приборостроения, **11**, 60 (2022).

նշված տիրույթում, ներկայացված են նաև ստեղծված ուսանողական ալեհավաքի փորձարարական ուսումնասիրությունների արդյունքները:

WAVEGUIDE-LENS TRANSITIONS FOR TERAHERTZ RANGE

V.A. VARDANYAN, M.TS. AYVAZYAN

The possibility of using a dielectric lens as a highly directional antenna in the terahertz range has been studied. Theoretical expressions have been obtained and analyzed that make it possible to calculate the shape of the lens profile and the radiation pattern of the created lens antenna. The effectiveness of the proposed lens antenna in the specified range is shown, and the results of experimental studies of the created lens antenna are also presented.