

**ՀԱՅԱՍՏԱՆԻ ՀԱՆՐԱՊԵՏՈՒԹՅԱՆ ԿՐԹՈՒԹՅԱՆ, ԳԻՏՈՒԹՅԱՆ,  
ՄՇԱԿՈՒՅԹԻ ԵՎ ՍՊՈՐՏԻ ՆԱԽԱՐԱՐՈՒԹՅՈՒՆ  
ՀԱՅԱՍՏԱՆԻ ԱԶԳԱՅԻՆ ՊՈԼԻՏԵԽՆԻԿԱԿԱՆ ՀԱՄԱԼՍԱՐԱՆ**

**ՎԱՐԴԱՆՅԱՆ ՎԱՀԱԳՆ ԱՐԱՐԱՏԻ**

**ՏԵՐԱՀԵՐՑԱՅԻՆ ՏԻՐՈՒՅԹԻ ՈՍՊՆՅԱԿԱՅԻՆ  
ԱՆՏԵՆԱՆԵՐԻ ՄՇԱԿՈՒՄ ԵՎ ՀԵՏԱԶՈՏՈՒՄ**

Ե.12.01 – «Ռադիոտեխնիկա, ռադիոհաճախականային սարքավորումներ,  
համակարգեր, տեխնոլոգիաներ» մասնագիտությամբ տեխնիկական  
գիտությունների թեկնածուի գիտական աստիճանի հայցման  
ատենախոսության  
**ՍԵՂՄԱԳԻՐ**

**ԵՐԵՎԱՆ 2025**

---

**МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ, НАУКИ, КУЛЬТУРЫ И СПОРТА  
РЕСПУБЛИКИ АРМЕНИЯ  
НАЦИОНАЛЬНЫЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ АРМЕНИИ**

**ВАРДАНЯН ВААГН АРАРАТОВИЧ**

**РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ ЛИНЗОВЫХ АНТЕНН  
ТЕРАГЕРЦОВОГО ДИАПАЗОНА**

**АВТОРЕФЕРАТ**

диссертации на соискание ученой степени кандидата технических наук по  
специальности 05.12.01 – “Радиотехника, радиочастотные устройства, системы,  
технологии”

**ЕРЕВАН 2025**

Ատենախոսության թեման հաստատվել է Ռուս Հայկական համալսարանում

Գիտական ղեկավար՝

տ.գ.դ. Այվազյան Մարտին Յոլակի

Պաշտոնական ընդդիմախոսներ՝

տ.գ.դ. Ավետիսյան Վահան Հենրիկի  
Ֆ-մ.գ.թ. Մակարյան Արմեն Հովհաննեսի

Առաջատար կազմակերպություն՝

ՀՀ ԳԱԱ Ռադիոֆիզիկայի և  
էլեկտրոնիկայի Ինստիտուտ

Ատենախոսության պաշտպանությունը կայանալու է 2025թ. հունիսի 30-ին, ժամը 14:00-ին, Հայաստանի ազգային պոլիտեխնիկական համալսարանում գործող «Ռադիոտեխնիկայի և էլեկտրոնիկայի» 046 մասնագիտական խորհրդի նիստում (հասցեն՝ 0009, Երևան, Տերյան փ, 105, 17-րդ մասնաշենք):

Ատենախոսությանը կարելի է ծանոթանալ ՀԱՊՀ-ի գրադարանում:

Սեղմագիրն առաքված է 2025թ. մայիսի 30-ին:

046 Մասնագիտական խորհրդի  
գիտական քարտուղար, տ.գ.թ



Բենիամին Ֆելիքսի Բադալյան

---

Тема диссертации утверждена в Российско Армянском университете

Научный руководитель:

д.т.н. Айвазян Мартин Цолакович

Официальные оппоненты:

д.т.н. Аветисян Ваган Генрихович  
к.ф.-м.н. Макарян Армен Оганесович

Ведущая организация:

Институт радиофизики и электроники НАН РА

Защита диссертации состоится 30-го июня 2025г. в 14:00 на заседании специализированного совета 046 “Радиотехника и электроника” Национального политехнического университета Армении. Адрес: 0009, г.Ереван, ул. Теряна 105, корпус 17.

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке НПУА.

Автореферат разослан 30-го мая 2025г.

Ученый секретарь

Специализированного совета 046, к.т.н



Бениамин Феликсович Бадалян

## ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

**Актуальность работы.** В последнее время все большее внимание ученых в области радиофизики, систем спутниковой связи, создания беспилотных транспортных средств, радиолокации и смежных областях знания занимает электромагнитное излучение в терагерцовом диапазоне волн. Практическое освоение этого диапазона может дать мощный импульс научным исследованиям в самых разных областях знаний, не только в перечисленных, но и таких направлениях как космическая связь, медицина системы сотовой связи и многих других.

Известно, что для высокоскоростной передачи данных необходимо иметь каналы связи с широкой полосой пропускания. Терагерцовый диапазон открывает новые возможности для обеспечения широкополосных каналов. Это связано в первую с возможностью предоставлять для этой цели широкополосные каналы связи. В терагерцовом диапазоне сравнительно легко можно создавать каналы связи с полосой пропускания в несколько десятков гигагерц.

В последние годы системы терагерцовой спектроскопии вызывают большой интерес в научных исследованиях, а также для возможных применений в военной и гражданской технике. Следует отметить, что терагерцовые волны практически не исследовались, и в настоящее время на основе металлodieлектрического волноводов создан практически полный комплект функциональных элементов для работы в этом диапазоне частот. На сегодняшний день широко используются частоты в районе гигагерца – это частоты сотовой связи, а также частоты, на которых работают процессоры в компьютерах. Если взять в 10 раз более высокие частоты, то этот диапазон уже в скором времени будет широко использоваться, а если иметь в виду частоты, на 2, 3 или 4 порядка более высокие, то тут возникает огромное количество как технических сложностей при использовании этих частот, так и фундаментальных физических проблем.

Известно, что молекулы любого вещества вибрируют, то есть совершают очень быстрые колебания. Каждое вещество обладает своей, присущей только ему сугубо индивидуальной частотой колебаний молекул, но все эти частоты лежат именно в терагерцовом диапазоне. Таким образом, разработка источников, и приемников колебаний соответствующих частот, а также направляющих систем и функциональных элементов этого диапазона, дала бы значительный прогресс в области спектрального анализа и позволила бы безошибочно идентифицировать любые известные науке вещества и соединения. Вооружённые такой терагерцовой технологией, радиоастрономы могли бы гораздо глубже постичь механизмы, управляющие процессами образования звезд и галактик, выяснить, какую роль играет загадочное темное вещество – так называемая скрытая масса Вселенной, – а возможно, и ответить на вопрос о наличии жизни на далеких планетах. Другое направление применения терагерцовых волн, где ожидается получение весьма значительных результатов, это исследование состояния атмосферы планеты Земля.

Терагерцовое излучение обладает и ещё одним весьма полезным свойством, подобно рентгеновскому излучению: оно позволяет заглянуть внутрь материи, просветить ее. Это приводит к необходимости разработки новых методов дефектоскопии и контроля качества на производстве. Большие перспективы открываются и также перед биологами и медиками, так как терагерцовое излучение, в отличие от рентгеновского, не наносит вреда живым тканям, поскольку для получения снимка достаточно слабого и короткого импульса. Но, несмотря на низкую интенсивность и малую продолжительность облучения, контрастность изображения при этом оказывается значительно выше, чем при традиционном рентгенологическом или ультразвуковом обследовании. Возможно, в будущем терагерцовое излучение ляжет в основу нового метода диагностики. Особенно, если с его помощью удастся выявлять опухоли. Терагерцовое излучение позволяет очень точно улавливать наличие воды и определять ее содержание в тканях. Это позволяет идентифицировать различные виды тканей, характеризующиеся различным содержанием воды, и таким образом, отличать опухолевую ткань от здоровой.

Свойства терагерцовой спектроскопии определяют ее важность с точки зрения различных применений в области безопасности, биомедицинских технологий, фармацевтике, нанотехнологиях, микро- и нано- электронике, контроле продуктов питания, мониторинга климата, астрономии, космической связи и т.д. Терагерцовое излучение неинвазивно, т.е. не обладает вредными для биологических объектов свойствами.

В импульсных лазерных системах терагерцовые импульсы охватывают широкий диапазон частотного спектра, и этот диапазон свободно определяется как  $0,1 \dots 10 \text{ THz}$  (или в длинах волн  $0,03 \dots 3 \text{ мм}$ ).

Терагерцовое излучение привлекательно не только тем, что открывает новые перспективы перед фундаментальной наукой, но и тем, что имеет широкий спектр практического применения. Перечислим некоторые из них:

- расширение полосы частот увеличивает информационную емкость канала связи, что, в свою очередь, позволяет увеличить скорость передачи информации по этому каналу;
- увеличение помехозащищенности линий связи уменьшает вероятность прослушивания канала;
- получение игольчатых диаграмм направленности антенн повышает разрешающую способность локационной системы и позволяет обнаруживать объекты, размеры которых имеют тот же порядок что и длина волны терагерцового излучения;
- проникновение излучения терагерцового диапазона через пыль и туман дает системам этого диапазона преимущества перед аналогичными системами оптического диапазона;
- кратковременное слабое облучение биологических объектов, не наносящее вреда живым тканям, позволяет получить более контрастные изображения,

чем при традиционном рентгенологическом или ультразвуковом обследовании;

- открывает новые возможности в спектроскопии материалов;
- меньшее затухание волн терагерцового диапазона при прохождении через ионизированную среду, по сравнению с волнами сантиметрового и миллиметрового диапазонов, способствуют изучению земной атмосферы.

Так как эта часть спектра находится между хорошо исследованными СВЧ и ИК диапазонами, в терагерцовой области могут успешно применяться методы генерации и детектирования обоих диапазонов. В этом вопросе волноводы для терагерцового диапазона не являются исключением.

В настоящее время в качестве направляющих систем в терагерцовом диапазоне исследуются различные типы волноводящих систем. К их числу относятся:

- металлические волноводы стандартных сечений;
- сверхразмерные металлические волноводы;
- металлические волноводы с параллельными поверхностями;
- диэлектрические стержни;
- полые диэлектрические волноводы;
- диэлектрические волноводы с пористой сердцевиной;
- линзовые и диафрагменные лучеводы;
- зеркальные лучеводы;
- волноводы с импедансными стенками.

На основе перечисленных направляющих систем к настоящему времени для терагерцового диапазона созданы лишь некоторые функциональные элементы с приемлемыми электрическими характеристиками. Созданию таких элементов, как возбудители рабочей моды, аттенюаторы, невзаимные элементы, преобразователи поляризации препятствуют трудности принципиального характера.

Успешное освоение терагерцового диапазона неразрывно связано с созданием эффективных направляющих систем с требуемыми характеристиками, а также полного комплекта функциональных элементов на основе этих направляющих систем.

Решение этой задачи представляется весьма актуальным.

### **Цель диссертационной работы.**

Целью диссертационной работы является теоретическое и экспериментальное исследование рупорно-линзовой антенны, с высокими электрическими характеристиками, на основе волноводов класса “полый диэлектрический канал”. Это позволит дополнить перечень практически полного комплекта функциональных элементов с высокими электрическими характеристиками для терагерцового диапазона.

**Для достижения этой цели были поставлены и решены следующие задачи.**

1. Теоретически исследована и экспериментально показана эффективность применения волноводов класса “полый диэлектрический канал” в терагерцовом диапазоне.
2. Предложен метод высокоэффективного возбуждения рабочей моды в волноводных переходах между волноводами класса “полый диэлектрический канал” различных сечений, а также разработана методика расчета этих переходов.
3. Решена задача излучения из открытого конца волновода класса “полый диэлектрический канал” круглого поперечного сечения. Рассмотрен случай излучения из открытого конца волновода типа канал в диэлектрике.
4. Показано, что установка диэлектрической линзы на выходе излучающего конца приводит к корректировке фазы излучаемой волны и сужению диаграммы направленности созданной таким образом антенны.

**Научная новизна диссертационной работы.**

1. Показано, что установленная на открытом конце металлодиэлектрического волновода диэлектрическая линза в сочетании с волноводом образует рупорно – линзовую антенну с узкой диаграммой направленности.
2. На основе волноводов класса «полый диэлектрический канал» создана рупорно линзовая антенна терагерцового диапазона.
3. Показано, что диэлектрическая линза на выходе широкого волновода существенно уменьшает ширину диаграммы направленности излучения из открытого конца металлодиэлектрического волновода.
4. Предложены методы расчета оптимальных переходов между квадратными металлодиэлектрическими волноводами различных сечений, а также метод расчета оптимального перехода от металлодиэлектрического волновода квадратного сечения к металлодиэлектрическому волноводу круглого сечения.
5. Теоретически и экспериментально доказано, что разработанная рупорно – линзовая антенна может найти широкое применение в радиолокационных устройствах и в системах связи терагерцового диапазона.

**Научная и практическая ценность диссертационной работы.**

Разработан новый метод высокоэффективного возбуждения рабочей моды волноводов класса “полый диэлектрический канал” квадратного и круглого поперечных сечений при переходе на различные сечения. Предложенный метод возбуждения рабочей моды позволяет существенно снизить величину потерь и уменьшить уровень высших мод на выходе рупорно–линзовой антенны терагерцового диапазона.

Полученные формулы позволяют рассчитать характеристики всех узлов разработанной рупорно–линзовой антенны для терагерцового и ИК–диапазонов.

Экспериментально подтвержденные результаты указывают на возможность применения разработанной рупорно–линзовой антенны в системах связи и РЛС терагерцового диапазона различного назначения.

#### **Обоснованность и достоверность полученных результатов.**

Полученные в диссертации результаты обеспечиваются выбором математических моделей, адекватных реальным физическим объектам, использованием строгих математических методов решения задач электродинамики. Результаты работы подтверждены их сравнением с экспериментальными данными.

#### **Внедрение результатов работы.**

Результаты работы, имеющие практическое значение внедрены в:

- ИРФЭ АН РА, Аштарак, для создания высокочувствительных радиометров терагерцового диапазона.
- Ереванский институт средств связи, для радиолокационных комплексов терагерцового диапазона.

#### **Основные положения диссертации, выносимые на защиту.**

1. Для перехода в металлодиэлектрических волноводах с квадратными поперечными сечениями с одного размера на другой следует применять оптимальный переход.
2. Для перехода металлодиэлектрического волновода с квадратными поперечными сечениями на волновод с круглым поперечным сечением следует использовать оптимальный скачок.
3. Диэлектрическая линза, установленная на выходе открытого конца металлодиэлектрического волновода, работает как фазовый корректор.
4. Разработанная рупорно–линзовая антенна имеет низкий уровень боковых лепестков ( $\leq 27$  дБ).

#### **Апробация полученных результатов.**

Результаты работы доложены на следующих конференциях, семинарах и симпозиумах:

- На семинарах кафедры «Телекоммуникаций» РАУ;
- На ежегодных научно-технических симпозиумах НПУА (Ереван, Армения, 2021...2023).
- International Conference on Microwave & THz Technologies, Wireless Communications and Optoelectronics. Yerevan, September 20-21, 2024

#### **Публикации.**

Основные результаты диссертации опубликованы в 5 статьях, из них 2 статьи включены в перечень журналов Scopus, 1 статья – без соавторов. Кроме того, они изложены в докладах указанных выше конференций.

#### **Структура диссертации**

Диссертация состоит из введения, четырех глав, основных выводов, заключения, списка литературы включающего 87 наименования. Общий объем диссертации составляет 124 страниц, включая 57 рисунков и 6 таблиц.

## ОСНОВНОЕ СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

**Введение.** Обоснована актуальность работы, сформулированы цель и задачи диссертации, представлены научная новизна и практическая значимость полученных результатов, а также основные положения, выносимые на защиту.

### **Глава 1. Направляющие системы терагерцового диапазона**

#### **1.1. История исследований в области квазиоптики**

Формирование квазиоптики как научного направления тесно связано с развитием высокочастотной радиотехники и берет свое начало в знаменитых опытах Г. Герца, результаты которых были представлены 13 декабря 1888 г. в докладе “On the rays of the electrical force” на заседании Берлинской академии наук и убедительно доказали единство природы электромагнитных и световых волн. При постановке этих экспериментов Г. Герц следовал классическим оптическим представлениям, стремясь к уменьшению геометрических размеров приборов и используя электромагнитное излучение. В последующие годы было опубликовано достаточно много работ, содержащих обзоры по квазиоптической теории и технике.

#### **1.2. Металлические волноводы закрытого типа**

Равномерность частотной и линейность фазовой характеристик особенно важны в тех случаях, когда частота и фаза спектральных составляющих колебаний в системе несут определенную информацию. Эти требования наиболее просто удовлетворяются для одноволновых систем. В многоволновых системах может существовать большее число видов волн, поэтому возбуждающие устройства должны обеспечивать такую связь между передающей и приемной сторонами, чтобы она осуществлялась при помощи волн одного типа. Это условие необходимо для обеспечения эффективной работы детекторов СВЧ колебаний.

#### **1.3. Металлические прямоугольные волноводы стандартных сечений**

Прямоугольные металлические волноводы стандартного сечения (одноволновые волноводы) широко применяются в сантиметровом и в длинноволновой части миллиметрового диапазона.

При переходе в коротковолновую часть миллиметрового диапазона и особенно в терагерцовый диапазон их свойства резко ухудшаются, а именно быстро увеличивается затухание энергии  $h''$  по мере укорочения длины волны и резко снижается уровень максимально допустимой передаваемой мощности  $P$  основной волны  $H_{10}$ .

#### **1.4. Квазиоптические волноводящие системы**

При выборе линии передачи для антенно – фидерных устройств радиолокационных станций (РЛС) необходимо учитывать состояние и уровень разработок элементной базы, что, в первую очередь, касается электрически управляемых и невзаимных устройств. Эти устройства являются ключевыми элементами при обеспечении совместной работы прямо-передатчика на общую антенну, что является наиболее сложным моментом в разработке антенно – фидерных устройств в целом. В коротковолновой части *мм* и *субмм* диапазонов эта проблема



становится особенно актуальной и требует привлечения нетрадиционных подходов и новых технических решений.

Однако жесткие ограничения по уровню излучаемой мощности и механико-климатические требования к конструкции антенно – фидерного устройства существенно ограничивают применение подобных волноведущих систем в радиолокационных системах, предназначенных, в частности, для установки на подвижных носителях. В то же время, квазиоптические линии передачи на основе металлических и металлодиэлектрических сверхразмерных волноводов представляют собой достаточно жесткие конструкции и обеспечивают полную экранировку.

### **1.5. Передача электромагнитной энергии в свободном пространстве**

Наряду с методом Гюйгенса-Кирхгофа для описания поля излучения было предложено и в дальнейшем развито представление волнового пучка в виде суперпозиции плоских волн, распространяющихся в различных направлениях. Было введено понятие углового спектра плоских волн в виде зависимости их амплитуды и фазы от направления распространения. Как оказалось, введенный подобным образом угловой спектр представляет собой Фурье-преобразование от распределения поля в апертуре антенны. Кроме того, для определения мощности, принятой антенной при падении на нее неплоской волны, в рамках приближений, характерных для метода Кирхгофа было найдено простое и удобное для практических расчетов соотношение, основанное на лемме Лоренца и справедливое для антенн с большим раскрытием.

### **1.6. Диэлектрические волноводы с пористой сердцевинной**

Впервые для видимого ИК диапазона были предложены, разработаны и оптимизированы волноводы, представляющие из себя полый сердечник окруженный мелкими воздушными отверстиями в оболочке, которые проходят по длине волновода. Как известно из оптики, эти микроструктурные волноводы имеют высокие потери из-за конечного числа воздушных отверстий, составляющих структуру решетки и потери рассеяния из-за шероховатости поверхности на стыке диэлектрик–воздух. Уровень рассеяния может быть уменьшен путем введения концентрических колец с воздушными отверстиями вокруг ядра, либо путем увеличения соотношения диаметра воздушного отверстия.

### **1.7. Открытые лучеводы**

С точки зрения построения канализирующей системы терагерцового диапазона чрезвычайно продуктивной оказалась идея передачи электромагнитных волн в виде волнового пучка с периодически расположенными фазовыми корректорами в виде линз или зеркал. В этом случае фазовый фронт волнового пучка периодически корректируется так, чтобы фазовые корректоры фокусировались друг на друга. Существенным стимулом для развития такого подхода явилось предложение об использовании в качестве резонатора для лазера интерферометра Фабри-Перо, который существенно менее подвержен погрешностям юстировки.

Недостатками линзового лучевода являются поглощение энергии в материале линзы и отражения от ее поверхности. Несмотря на то, что потери за счет отражения

от линзы составляют малую величину – порядка 0,02 дБ, при создании протяженных многолинзовых трактов суммарные потери могут достигать значительной величины.

### **1.8. Металлические сверхразмерные волноводы**

В ряде случаев к канализирующей системе предъявляются требования, которые не могут быть удовлетворены при использовании линзовых и зеркальных лучеводов. В частности, при создании широкодиапазонных измерительных приборов, интерферометров для диагностики горячей плазмы в экспериментальных установках термоядерного синтеза и трактов систем специального назначения, базовая линия передачи наряду со специфическими электродинамическими характеристиками должна удовлетворять целому ряду конструктивных и механико-климатических требований. В первую очередь, это касается корпуса линии передачи, который должен одновременно служить экраном, несущей конструкцией для функциональных элементов, а также противостоять механическим и климатическим воздействиям.

Следует отметить, что реализация квазиоптических систем на основе сверхразмерного волновода круглого сечения с волной  $H_{01}$  связана с необходимостью использования перехода на прямоугольный волновод основного сечения с волной  $H_{10}$ . Это обусловлено тем, что большинство активных компонент приемо-передающих устройств мм диапазона (генераторы, смесители и др.) используют выходной прямоугольный волновод основного сечения с волной  $H_{10}$ .

Однако в начале 1970-х годов потребность в использовании подобной линии передачи для дальней связи отпала, в связи с появлением оптоволоконной техники, что позволило решать задачи создания магистральных линий связи на принципиально новом технологическом уровне.

### **1.9. Волноведущие системы с импедансными границами**

С учетом отмеченных недостатков сверхразмерные волноводы на основе полых металлических волноводов представляют интерес волноведущие системы класса “полый диэлектрический канал”. Такие структуры представляют собой СРВ круглого или прямоугольного сечения, для которых обеспечены, так называемые, импедансные граничные условия на контуре поперечного сечения. Это объединяет их в общий класс, так как им присущи в значительной мере аналогичные свойства (структура поля, постоянная распространения, локализация основного типа колебаний во внутреннем канале и др.). Применение фенопласта, обладающего значительными диссипативными потерями –  $\epsilon' = 2,3$ ;  $\tan \delta = (0,05 \div 0,1)$ , позволяет исключить влияние металлической трубы, а использование ребристой поверхности канала приводит к снижению эффективной диэлектрической проницаемости до значения  $\epsilon = 1,5$ , что способствует значительному подавлению высших типов колебаний. Экспериментальные исследования ПДЛ проведенные в диапазоне  $\lambda_0 = (0,8 \div 1,6)$  мм показали, что в субмм диапазоне погонные потери не превышают 1 дБ/м.

### **1.10. Металлодиэлектрические сверхразмерные волноводы**

Волноведущая металлодиэлектрическая структура как линия передачи с малыми потерями была предложена в работах. 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.

МДВ прямоугольного сечения обычно реализуется в двух вариантах: с диэлектрическим покрытием на двух противоположных стенках волновода или на всех четырех. Во втором случае, обеспечивается передача волн ортогональной поляризации с малыми потерями, что используется в устройствах с преобразованием поляризации.

Рабочим типом колебаний в таком волноводе является продольная магнитная волна  $LM_{11}$  которая характеризуется практически плоским фазовым фронтом, линейной поляризацией и амплитудным распределением с максимумом на оси волновода, плавно спадающим к его стенкам симметрично в ортогональных плоскостях [35–39]. Экспериментальные исследования затухания в сверхразмерного металлодиэлектрического волновода прямоугольного сечения проведены в диапазонах 8 мм и 2 мм. В частности, в 2-мм диапазоне исследован МДВ сечением  $23 \times 10$  мм со слоями полиэтилена ( $\epsilon' = 2,3$ ,  $\text{tg} \delta = 5 \cdot 10^{-4}$ ) толщиной 0,55 мм на узких стенках измеренное затухание составило 0,03 дБ/м.

## ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Перед автором настоящей диссертационной работы ставилась задача создания и исследования антенно-фидерного тракта и диэлектрической линзовой антенны с высокими электрическими характеристиками для терагерцового диапазона.

### Глава 2. Квазиоптические линии передачи для радиолокационных систем

#### 2.1. Характеристики сверхразмерных волноводов

*Сверхразмерный волновод круглого сечения с волной  $H_{01}$ .* Структура поля волны  $H_{01}$  отличается осевой симметрией (рис. 2.1а), а распределение электрического поля характеризуется нулевым уровнем амплитуды на оси СВВ и на границе контура поперечного сечения (рис. 2.1б). При распространении волны  $H_{01}$  продольный ток в стенках волновода отсутствует, а кольцевые токи определяются продольной компонентой магнитного поля, которая с ростом частоты стремится к нулю.

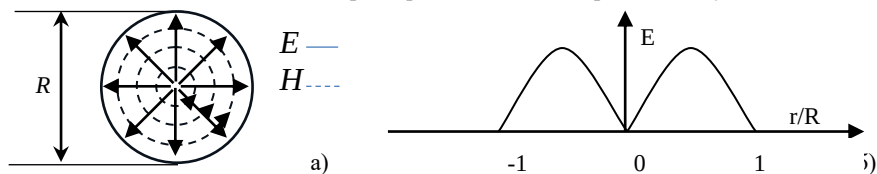


Рис. 2.1. Структура волны  $H_{01}$  (а) и радиальное распределение амплитуды электрического поля (б)

**Сверхразмерный волновод прямоугольного сечения с волной  $H_{10}$ .** Волновод прямоугольного сечения с волной по своим свойствам очень похож на СВВ круглого сечения с волной  $H_{10}$  и  $H_{11}$  и первоначально использовался для построения квазиоптического тракта для спектроскопических исследований, а также для создания интерферометров супергетеродинных радиометров терагерцового диапазона.

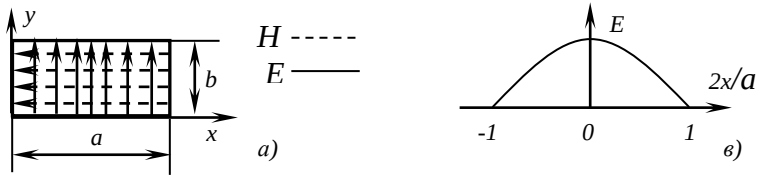


Рис. 2.2. Структура волны  $H_{10}$  (а); распределение амплитуды электрического поля в  $E$ -плоскости (б) и в  $H$ -плоскости (в)

Как и в предыдущем случае, равномерное распределение электрического поля в  $E$  – плоскости приводит к увеличению потерь рабочей волны  $H_{10}$  на преобразование в волны высших типов волн при наличии неоднородностей в те.

## 2.2. Сверхразмерные волноводы с импедансными стенками

Прежде чем приступить к рассмотрению электродинамических характеристик волноводов с импедансными стенками обратимся к формулам Френеля [36] .

В случае наклонного падения электромагнитной волны на границу раздела двух сред, коэффициенты отражения  $R_{\perp}$  и прохождения  $T_{\perp}$  для перпендикулярной поляризации записываются в виде:

$$R_{\perp} = \frac{W_2 \cos \vartheta - W_1 \cos \theta}{W_2 \cos \vartheta + W_1 \cos \theta}, \quad T_{\perp} = \frac{2W_2 \cos \vartheta}{W_2 \cos \vartheta + W_1 \cos \theta}, \quad (2.1)$$

где  $W_1$  – волновое сопротивление среды, из которой волна падает на границу раздела,  $\vartheta$  – угол падения этой волны,  $W_2$  – волновое сопротивление среды в которую преломляется падающая волна,  $\theta$  – угол преломления (рис.2.3).

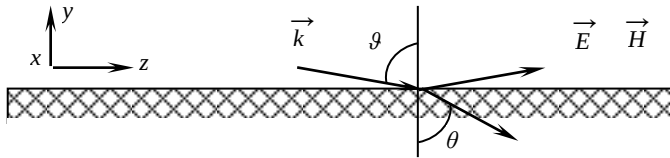


Рис.2.3. Отражающая граница пустота – диэлектрик

Для параллельной поляризации формулы коэффициентов отражения  $R_{\parallel}$  и прохождения  $T_{\parallel}$  записываются в виде:

$$R_{\parallel} = \frac{W_1 \cos \theta - W_2 \cos \vartheta}{W_2 \cos \theta + W_1 \cos \vartheta}, \quad T_{\parallel} = \frac{2W_2 \cos \vartheta}{W_2 \cos \theta + W_1 \cos \vartheta}, \quad (2.2)$$

смысл остальных обозначений тот же, что и в случае наклонного падения на границу раздела двух сред при перпендикулярной поляризации.

**МДВ со слоями диэлектрика на двух противоположных стенках.** Этот волновод представляет особый интерес, поскольку в нем удастся реализовать весьма малые затухания рабочей моды  $LM_{11}$  при толщинах диэлектрических слоев близких к  $\lambda/4\sqrt{\varepsilon - 1}$ . При этом поле в диэлектрических слоях становится весьма малым. В то же время для мод ортогональной поляризации ( $LE$ ) затухания сильно возрастают, так как для этих мод условия в диэлектрике приближаются к резонансным. Поля этих мод при нерезонансной толщине диэлектрика сосредоточены, в основном, во внутреннем канале и ничтожно малы в диэлектрическом слое.

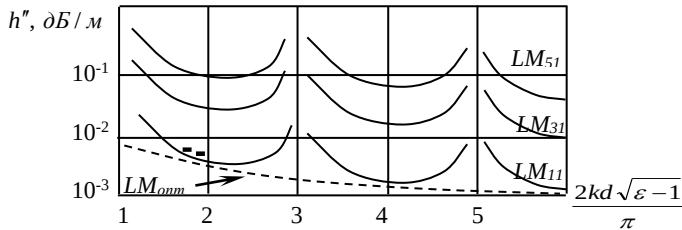


Рис. 2.4. Расчетные зависимости затухания мод  $LM_{11}$ ,  $LM_{31}$  и  $LM_{51}$  от  $\lambda$

На рис.2.4. приведены расчетные и экспериментальные зависимости затухания рабочей моды  $LM_{11}$  ( $m = 1, n = 1$ ) от длины волны в медных волноводах со слоями диэлектрика антирезонансной толщины на двух стенках, а также мод  $LM_{31}$  и  $LM_{51}$ . Кривые приведенные на рис. 2.4 рассчитаны для волновода сечением  $10 \times 10$  мм, в качестве диэлектрика использован фторопласт – 4 ( $\varepsilon = 2,07, \text{tg} \delta = 5 \cdot 10^{-4}, d = 480$  мкм). На том же рисунке черными квадратиками показаны результаты измеренных значений затухания в МДВ с размерами поперечного сечения  $10 \times 10$  мм на частотах 150 и 180 ГГц. Пунктирная линия соответствует одновременному уменьшению длины волны и толщины диэлектрического слоя с тем, чтобы величина  $kd\sqrt{\varepsilon - 1}$  оставалась постоянной. Расчеты показывают, что затухание  $LM_{11}$  – моды в МДВ прямоугольного сечения заметно меньше затухания  $EH_{11}$  – моды в круглом МДВ с той же площадью поперечного сечения внутреннего канала.

Это обстоятельство связано с тем, что в круглом волноводе нельзя обеспечить “чисто атирезонансных условий” в однородном диэлектрическом слое, так как эти условия различны для различных поляризаций поля.

**МДВ со слоями диэлектрика на четырех стенках.** При создании функциональных элементов терагерцового диапазона возникает необходимость передачи по одному и тому же волноводу волны со скрещенными поляризациями. Нанесение диэлектрического слоя антирезонансной толщины на все четыре стенки металлического волновода позволяет передавать эти волны с малым затуханием.

В этом случае форма поперечного сечения волновода выбирается квадратной и фазовые скорости распространяющихся в таком волноводе волн совпадают. Такой волновод относится ко второй подгруппе волноводов, у которых все четыре стенки импедансные.

### 2.3. Энергия передаваемая по МДВ

Поля мод  $LM_{11}$  в МДВ при нерезонансной толщине диэлектрика сосредоточены, в основном, во внутреннем канале и ничтожно малы в диэлектрическом слое. Это утверждение подтверждают и выражения компонент поля  $LE$  – и  $LM$  – мод ДК – волноводов. Поэтому и мощность  $P_2$ , переносимая в области занятой диэлектриком, мала по сравнению с мощностью  $P_1$ , передаваемой по внутреннему каналу.

Если толщина диэлектрического слоя МДВ выбрана равной  $d = \lambda / 4\sqrt{\varepsilon - 1}$ , что соответствует ее антирезонансной толщине, то легко показать, что для МДВ с размерами поперечного сечения  $10 \times 10$  мм, на стенки которого нанесен фторопласт–4 ( $\varepsilon = 2,07$ ), мощность, передаваемая по диэлектрику, не превышает 0,2% от мощности, передаваемой по пустому каналу волновода. Уровень передаваемой мощности по пустому каналу МДВ соизмерим с мощностью передаваемому по металлическому волноводу, если размеры поперечных сечений обоих волноводов совпадают.

## **Глава 3. Элементы квазиоптических антенно-фидерных устройств**

### **3.1. Преобразователи типов волн для возбуждения сверхразмерных волноводов**

Преобразователи типов волн для возбуждения сверхразмерных волноводов являются важным элементом квазиоптического антенно-фидерных устройств, так как позволяют согласовать с квазиоптическим трактом выходной (входной) канал активных компонент приемо-передающего устройства (генераторы, усилители и др.), которые выполнены, как правило, на базе прямоугольных 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.

### **3.2. Возбуждение рабочей моды ДК-волноводов**

Как отмечалось выше, с нашей точки зрения в терагерцовом диапазоне частот наилучшими электрическими характеристиками обладают сверхразмерные металлодиэлектрические волноводы с рабочей волнов  $LM_{11}$ . В связи с этим дальнейшее изложение материала данной диссертационной работы будет касаться этого волновода. Одним из основных функциональных элементов волноводных трактов являются возбудители рабочей волны – устройства, обеспечивающие трансформацию рабочей волны одного типа в другой. В возбуждающих устройствах часть энергии теряется (отражается, излучается, уходит с нежелательными типами волн) и только определенная часть энергии распространяется в виде рабочей волны.

Общий принцип построения высокоэффективных волноводных возбудителей заключается в следующем: нужно плавно изменить форму и размеры возбуждающего волновода таким образом, чтобы в некотором сечении иметь амплитудное и фазовое распределение компонент поля, близкое к распределению поля рабочей волны. Если в этом сечении состыковать и продолжить возбуждаемый волновод, то потери на возбуждение будут минимальными.

### 3.3. Возбуждение ДК-волноводов прямоугольного сечения

Наиболее естественным способом возбуждения МДВ прямоугольного сечения является возбуждение с помощью волновода с рабочей волной  $TE_{10}$ , выполненного в виде плавного волноводного перехода от узкого поперечного сечения к широкому (сверхразмерному) сечению.

Для возбуждения сверхразмерного металлодиэлектрического волновода прямоугольного и круглого сечений используются преобразователи на основе бимодального рупора – рис. 3.1, особенностью которого является наличие в раскрыве ступеньки в  $E$ -плоскости (прямоугольного – рис. 3.1б и сверхразмерного металлодиэлектрического волновода круглого сечений – рис. 3.1в).

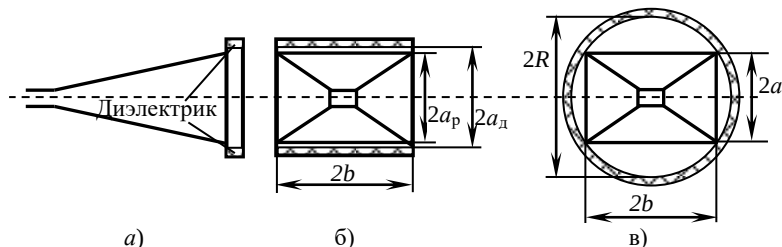


Рис. 3.1. Бимодальный рупор для возбуждения МД СВВ (а), вид спереди для прямоугольного МД СВВ (б) и круглого МД СВВ (в)

Амплитуда и фаза волны  $E_{11}$  определяется величиной ступеньки, которая обычно уточняется экспериментально. В частности, потери преобразования при возбуждении рабочей волны в сверхразмерном металлодиэлектрическом волноводе прямоугольного сечения в первом порядке малости по параметру  $(k_0 a)^{-1}$  определяется выражением

$$\eta_n = \frac{8a_p}{\pi^2 a_0} \sin^2 \frac{\pi a_0}{2a_p}, \quad (3.1)$$

где  $2a_d$  – расстояние между слоями диэлектрика сверхразмерного металлодиэлектрического волновода,  $2a_p$  – раскрыв возбуждающего рупора (рис. 3.2б). Как показывает анализ (3.1) максимальная эффективность составляет 0,93 (потери возбуждения  $\leq 0,3\text{дБ}$ ), что соответствует величине отношения  $a/a_d = 0,74$  и в указанном приближении не зависит от частоты.

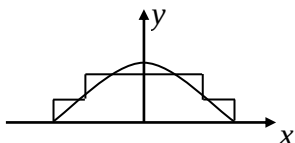
Аналогичные оценки, проведенные для бимодального преобразователя  $H_{10} \rightarrow EH_{11}$  в сверхразмерном металлодиэлектрическом волноводе [33] приводят к следующим размерам для раскрыва прямоугольного рупора (рис. 3.1в)  $b_p = 0,9R$ ,  $a_p = 0,65R$ , величины которых также не зависят от частоты и соответствуют эффективности возбуждения  $\eta_n = 0,9$ .

### 3.4. Возбуждение ДК - волновода с применением металлических пластин

В ряде случаев эти значения эффективности возбуждения оказываются неприемлемыми. В рассмотренном выше возбудителе расчетные потери на

преобразование рабочей моды в высшие типы волн составляют 0,35 дБ, а измеренные значения 0,5 дБ. Для уменьшения указанного уровня преобразования рабочей моды в высшие типы волн применяют модовые фильтры. Наряду с эффективным подавлением нежелательных типов волн, модовые фильтры заметно поглощают рабочую волну, что приводит к увеличению потерь в волноводном тракте. Для уменьшения потерь на преобразование в возбуждающем волноводе необходимо формировать такое поле, чтобы в нем амплитудное и фазовое распределение компонентов поля совпадали с распределением поля рабочей волны ДК-волновода.

Если в выходном сечении возбуждающего волновода сформировать ступенчатое распределение поля, то эффективность возбуждения ДК-волновода будет тем выше, чем ближе это распределение к косинусоидальному см. рис. 3.2.



*Рис.3.2. Возбуждение ДК – волновода ступенчатым распределением поля волны  $TE_{10}$  по широкой стенке*

Получить такое распределение в широком металлическом волноводе с рабочей волной  $TE_{10}$  можно, если разделить этот волновод, либо выходную часть возбуждающего волновода на три канала (см. рис. 3.2): два боковых с одинаковыми амплитудами поля  $A_1$  и центральный с амплитудой  $A_2$ . Для этого достаточно в выходной части возбуждающего рупора поместить тонкие металлические пластины с высокой проводимостью, находящиеся в электрическом контакте со стенками рупора. Пластины должны быть установлены перпендикулярно плоскости, в которой лежит поперечная компонента вектора электрического поля рабочей волны  $TE_{10}$ .

### **3.5. Экспериментальные результаты**

Основная электрическая характеристика произвольного возбудителя рабочей моды сверхразмерного волновода – суммарные потери мощности, обусловленные преобразованием рабочей волны в паразитные и тепловыми потерями, определяется по формуле:

$$h'' = 10 \lg \frac{P_0}{P_1}, \quad (3.2)$$

где  $P_0$  – мощность возбуждающей волны,  $P_1$  – мощность рабочей волны на выходе возбудителя.

Измерения проводились методом “скользящего поршня”. Экспериментально исследовались два возбудителя рабочей волны ДК – волноводов прямоугольного сечения в диапазоне 120 и 180 ГГц. Пластины устанавливались параллельно друг другу. Длина пластин возбудителя для частоты 120 ГГц составляла  $L = 28$  мм, а возбудителя для частоты 180 ГГц,  $L = 19$  мм.



На рисунке 3.3 приведены значения полных потерь на возбуждение рабочей моды ДК – волновода прямоугольного сечения для двух возбуждателей.

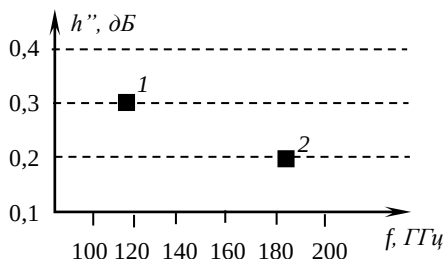


Рис.3.3. Значения полных потерь на возбуждение рабочей моды ДК – волновода прямоугольного сечения

На частоте 120 ГГц для волновода с поперечным сечением (14 x 14 мм) полные потери излучателя составили 0,3 дБ (квадрат под номером 1, рис.3.15), полные потери возбуждателя для волновода с поперечным сечением (10x10 мм) на частоте 180 ГГц составили 0,2 дБ (квадрат под номером 2, рис.3.15).

Ошибка измерения в обоих случаях составляла 10%. Отличие расчетных и измеренных значений объясняется наличием тепловых потерь в металле рупора.

#### **Глава 4. Рупорно – линзовая антенна**

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.

Простейшая линза представляет собой радиопрозрачное тело, ограниченное двумя поверхностями: освещенной — криволинейного профиля и плоской — поверхностью излучающей апертуры. Линзы для антенн сверхвысокочастотных и 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.

Принцип действия линзовых антенн заимствован из оптики. Он 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.4.1). Благодаря этому удастся получить плоский синфазный раскрыв требуемого размера и сформировать узкую ДН.

#### 4.1. Линза как корректирующий элемент открытого конца волновода

Для оценки указанных потерь рассмотрим, возбуждение трубчатого ДК-волновода с рабочей волной  $EH_{11}$  (см.рис. 4.1). Здесь ДК волновод круглого сечения обозначен цифрой 2, диэлектрическая линза обозначена цифрой 1. Линза фиксируется на выходе волновода 2 при помощи шайбы 3.

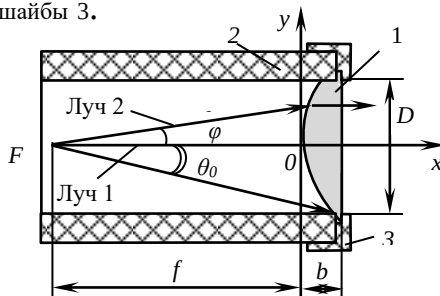


Рис.4.1. К расчету профиля линзы

#### 4.2. Канавка в ДК – волноводе круглого сечения

Неоднородности в сверхразмерных волноводах в виде различных проточек или канавок часто является необходимым элементом для крепления различных элементов квазиоптических устройств, в том числе – линз, дифракционных решеток и т. д. Параметрами неоднородности являются глубина канавки  $\Delta_R = R_1 - R_2$  и ее ширина, которые определяют потери рабочей волны на преобразование в высшие типы колебаний.

#### 4.3. О влиянии волн высших типов на эффективность линзовых антенн

Так как вход и выход большинства активных компонент сверхвысокочастотных приемо-передающих систем используют стандартный одноволновый волновод, то для возбуждения сверхразмерного волновода, как правило, используются волноводные конусные переходы. В этом случае волны высших типов, которые возбуждаются практически на любой неоднородности квазиоптического тракта, оказываются “запертыми” между соответствующими сечениями конусных переходов, в связи с чем, подобная схема может быть условно названо АФТ “закрытого” типа. В то же время, влияние высших типов волн в квазиоптическом АФТ можно существенно уменьшить, если отказаться от выходного “запредельного” сечения и использовать открытый конец сверхразмерного волновода в качестве облучателя антенны.

Тогда подобную схему можно условно назвать АФТ “открытого” типа, когда резонансные явления отсутствуют, а роль волн высших типов сводится к изменению амплитудно-фазового распределения в раскрыве облучателя.

#### 4.4. Круглый ДК-волновод как облучатель

Для обеспечения осесимметричности диаграмм излучения, как правило, в качестве облучателя или излучающей апертуры используются волноводы круглого поперечного сечения. Если волноводный тракт выполнен на прямоугольном либо круглом металлодиэлектрическом волноводе, то в этом случае целесообразен переход к облучателям круглого поперечного сечения.

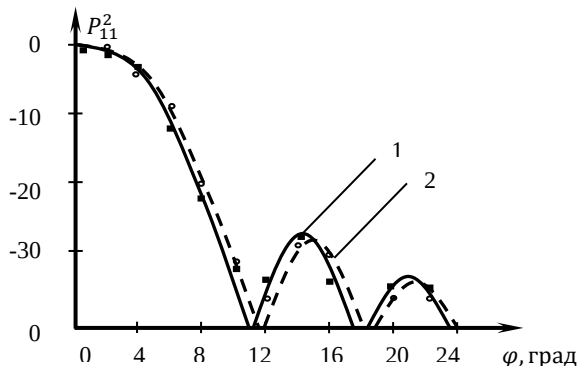


Рис. 4.2. Диаграмма излучения из открытого конца ДК – волновода типа «канал в сплошном диэлектрике»

Только моды  $EH_{mn}$  имеют максимум диаграммы, совпадающей с осью  $Z$ . В старшем порядке по  $1/ka$  диаграммы направленности этих мод являются осесимметричными, а поле излучения линейно – поляризовано. На рис. 4.2, на котором приведена диаграмма направленности  $P_{11}^2$  моды  $EH_{11}$  при  $ka = 30$ , длина волны принята равной  $\lambda = 2$  мм, материал диэлектрика фторопласт – 4 ( $\epsilon' = 2,1$ ).

Цифрами обозначены: кривая 1 – диаграмма направленности в  $H$  – плоскости, кривая 2 – в  $E$  – плоскости. На том же рисунке приведены результаты экспериментальных исследований. Квадратиками обозначены полученные результаты измерения диаграммы направленности  $P_{11}^2$  моды  $EH_{11}$  в  $H$  – плоскости, кружочками в  $E$  – плоскости.

#### 4.5. Конструкция рупорно-линзовой антенны открытого типа

Конструктивно линзово-рупорная антенна состоит из нескольких основных волноводных узлов (см. рис. 4.3).

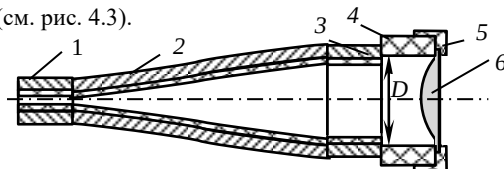
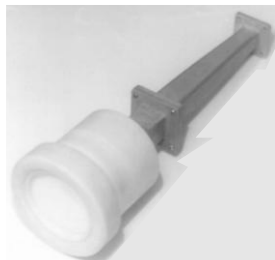


Рис.4.3. Схема рупорно-линзовой антенны в сборе

Сигнал с выходного каскада передатчика через квадратный металлодиэлектрический волновод 1 подается на вход плавного волноводного

перехода 2. К выходу плавного перехода подключен отрезок квадратного металлодиэлектрический волновода 3. Далее сигнал через оптимальный скачок поступает на вход круглого волновода типа «диэлектрический канал», в нашем случае это канал в сплошном диэлектрике 4. На выходе ДК-волновода установлена диэлектрическая линза 6, которая при помощи диэлектрического держателя 5, образующая четвертьволновую канавку, соосно фиксируется на выходе круглого ДК-волновода с диаметром  $D$ .

Внешний вид разработанной рупоно-линзовой антенны, схема которой приведена на рис.1 показан на рисунке 4.4.



*Рис.4.4. Рупорно-линзовая антенна с оптимальным плавным переходом*

В заключении заметим, что нами разработан приемный модуль терагерцового диапазона с интерферометром Майкельсона. На входе модуля установлена разработанная нами рупорно линзовая антенна.

## **ЗАКЛЮЧЕНИЕ**

Основные результаты работы формулируются следующим образом:

1. Показано, что по своим электрическим характеристикам МДВ превосходят все известные закрытые сверхразмерные направляющие системы, используемые в терагерцовом диапазоне.

2. Показано, что распределение поля рабочей модой  $EH_{11}$  круглого канала в сплошном диэлектрике, в поперечном сечении, по обеим осям косинусоидальное с максимумом в центре волновода. Это позволяет формировать осесимметричную диаграмму направленности из открытого конца волновода.

3. Предложен способ высокоэффективного облучения диэлектрической линзы, выполняющей роль фазового корректора установленного на открытом конце волновода класса “полый диэлектрический канал” круглого поперечного сечения.

4. Линзово-рупорная антенна на основе ДК-волновода круглого сечения дополняет разработанный комплект пассивных функциональных элементов терагерцового диапазона. В состав комплекта входят такие элементы как возбуждители рабочей моды, модовые и частотные фильтры, согласованные нагрузки, аттенюаторы,

делители мощности мультиплексоры, а также линзовые фазовые корректоры и антенны.

5. Показано, что увеличение диаметра линзы установленной на выходе ДК-волновода круглого сечения приводит к сужению диаграммы направленности разработанной антенны, что повышает скрытность связи в терагерцовом диапазоне.

6. Разработан высокочастотный модуль приемника терагерцового диапазона. В качестве антенны в модуле применяется разработанная нами рупорно-линзовая антенна. В разработанном модуле приемный сигнал и сигнал гетеродина смешиваются при помощи интерферометра Майкельсона.

**Основные результаты диссертации опубликованы в следующих работах:**

1. H.V. Baghdasaryan, V.A. Vardanyan, A.V. Daryan. Phase-plane analysis of solutions of the Helmholtz equation for electromagnetic waves in media with self-action // Journal of Contemporary Physics (Armenian Academy of Sciences), ISSN 1068–3372, 2020, Vol. 55, No. 4, 465–475 pp.
2. Варданян В.А. Волноводные переходы для рупорно-линзовых антенн терагерцового диапазона // Вестник НПУА: Сборник научных статей, Вып. № 1:- Ереван, Инженер, 2023: стр. 267-270.
3. Айвазян М.Ц., Варданян В.А. Волноводные переходы для терагерцового диапазона Вестник ГИУА. Информа-ционные технологии, электроника, радиотехника. - 2023. Вып. № 1. - С. 106-114.
4. Айвазян М.Ц., Варданян В.А. Волноводно-линзовые переходы терагерцового диапазона // Известия НАН Армении, Физика, т.59, № 2, с.242–247 (2024).
5. Айвазян М.Ц., Варданян В.А. Рупорно – линзовая антенна терагерцового диапазона на основе волновода класса “полый диэлектрический канал” // Вестник ГИУА. Информа-ционные технологии, электроника, радиотехника. - 2024. Вып. № 1. - С. 71-81.

## ԱՄՓՈՓԱԳԻՐ

Ինչպես օպտիկական ոսպնյակները, ոսպնյակների անտենաները թույլ են տալիս գնդաձև ալիքը հարթ ալիքի վերածել: Հայտնի է, որ եթե ոսպնյակի կիզակետում տեղադրվում է գնդաձև ալիքի աղբյուր, ապա ճառագայթն ոսպնյակի միջով անցնելիս, իր պրոֆիլի ձևի ճիշտ ընտրությամբ, հաջորդական բեկումների շնորհիվ վերածվում է զուգահեռ ճառագայթների ընտանիքի, որը կազմում է հարթ ճակատ: Այնուամենայնիվ, ոսպնյակը շտկում է ոչ միայն փուլային բաշխումը շափի բացվածքում, այլև փոխում է ընկնող ալիքի դաշտի ամպլիտուդային բաշխումը:

Տերահերցային տիրույթի անտենաների ոսպնյակները պետք է լավ համաձայնեցված լինեն շրջակա միջավայրի հետ և ունենան ցածր ջերմային կորուստներ: Ճառագայթիչը ապահովում է ոսպնյակի բացվածքում էլեկտրամագնիսական ալիքի պահանջվող ամպլիտուդի բաշխումը:

Ոսպնյակի ալեհավաքի բացվածքի չափերը սովորաբար մեծ են՝ համեմատած ալիքի երկարության -  $\lambda$  հետ, ուստի դրանք պատկանում են բարձր ուղղորդված ալեհավաքներին և նախատեսված են նեղ ( $\theta_{0.5} < 10^\circ$ ) ուղղվածության դիագրամ (ՈւԴ) ձևավորելու համար:

Այս ատենախոսությունը դիտարկվում են միայն դանդաղեցնող ոսպնյակներ:

Ոսպնյակի պրոֆիլի հավասարումը գտնվում է ճառագայթի էլեկտրական երկարության կամ օպտիկական ուղու հաստատության պայմանից՝ կիզակետային կետից մինչև ճառագայթման բացվածքի (բացվածք) հավասար փուլերի մակերեսի ցանկացած կետ: Շրջանաձև ԴԿ ալիքատարի բաց ծայրը օգտագործվում է որպես ոսպնյակի ալեհավաքի սնուցում: Տեղադրելով ոսպնյակը ալիքատարի բացվածքում այնպես, որ դրա կիզակետը համընկնի F ալիքատարի ֆազային կենտրոնի հետ: Ալիքատարում տարածվող ալիքը կարող է վերածվել հարթի և դրանով իսկ զգալիորեն նվազեցնել փուլային աղավաղումները: Նման անտենաները կոչվում են փողա-ոսպնյակային ալնտենաներ: Մեր դեպքում որպես փող օգտագործվում է կլոր ԴԿ ալիքատար:

Այս աշխատանքի նպատակն է հիմնավորել դիէլեկտրական ոսպնյակի օգտագործումը որպես անտենա տերահերցային տիրույթի համար: Ոսպնյակը տեղադրվում է անմիջապես «սնամեջ դիէլեկտրական կապուղի» դասի (ԴԿ ալիքատար) կլոր տրամագծով ալիքատարի ելքի վրա, որը  $LE_{11}$  աշխատանքային ալիքով դիէլեկտրական խողովակ է: Աշխատանքը ներկայացնում է փորձարարական արդյունքներ, որոնք հաստատում են առաջարկվող ոսպնյակի ալանտենայի սխեմայի արդյունավետությունը տերահերցային տիրույթում:

DEVELOPMENT AND RESEARCH OF LENS ANTENNAS  
FOR TERAHERTZ RANGE

SUMMARY

Like optical lenses, lens antennas allow transforming a spherical wave into a flat one. It is known that if a spherical wave source is placed in the focus of a lens, then the diverging beam of rays passing through the lens with the correct selection of its profile shape is transformed into a family of parallel rays due to successive refractions, forming a flat front. However, the lens corrects not only the phase distribution in the horn aperture, but also changes the distribution of the incident field amplitude.

The simplest lens is a radio-transparent body limited by two surfaces: illuminated – a curvilinear profile and flat – the surface of the radiating aperture. Lenses for terahertz antennas must be well matched to the surrounding space and have low thermal losses. The exciter provides the desired amplitude distribution of the exciting electromagnetic field in the lens aperture.

Lenses for radio frequency ranges of electromagnetic waves can be both decelerating and accelerating. The aperture size of a lens antenna is usually large compared to the wavelength  $\lambda$ , so they are classified as highly directional antennas and are designed to form narrow ( $\theta_{0.5} < 10^\circ$ ) radiation patterns.

In this dissertation, only slow-wave lenses are considered.

The lens profile equation is found from the condition of constancy of the electrical length or optical path of the beam from the focal point to any point on the surface of equal phases in the radiating aperture. The open end of a circular DC waveguide is used as the feeder of a lens antenna. By installing a lens in the waveguide aperture so that its focus is aligned with the phase center of the waveguide, it is possible to transform the wave propagating in the waveguide into a flat one, thereby significantly reducing phase distortions in the aperture. Such antennas are called horn-lens antennas. In our case, a circular DC waveguide is used as a horn. The purpose of this work is to justify the use of a dielectric lens as an antenna for the terahertz range. The lens is installed directly at the output of a section of a circular oversized waveguide of the "hollow dielectric channel" class (DC waveguide), which is a dielectric tube with an  $LE_{11}$  operating mode.

The paper presents the results of an experiment confirming the efficiency of the proposed THz lens antenna scheme.