

ՀԱՅԱՍՏԱՆԻ ԱԶԳԱՅԻՆ ՊՈԼԻՏԵԽՆԻԿԱԿԱՆ ՀԱՄԱԼՍԱՐԱՆ

ԱՅՎԱԶՅԱՆ ՄԱՐՏԻՆ ՑՈԼԱԿԻ

**ՏԵՐԱՀԵՐՑԱՅԻՆ ՏԻՐՈՒՅԹԻ ԲԱՐՁՐ ՀՉՈՐՈՒԹՅԱՄԲ ՊԱՍԻՎ
ՍԱՐՔԱՎՈՐՈՒՄՆԵՐԻ ՄՇԱԿՄԱՆ ՏԵՍԱԿԱՆ ԵՎ ՏԵԽՆՈԼՈԳԻԱԿԱՆ
ՀԻՄՈՒՆՔՆԵՐ**

Ե.12.01 – «Ռադիոտեխնիկա, ռադիոհաճախականային սարքավորումներ, համակարգեր, տեխնոլոգիաներ» մասնագիտությամբ տեխնիկական գիտությունների դոկտորի զիտական աստիճանի հայցման ատենախոսության սեղմագիր

ԵՐԵՎԱՆ 2019

НАЦИОНАЛЬНЫЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ АРМЕНИИ

АЙВАЗЯН МАРТИН ЦОЛАКОВИЧ

**ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ И ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ РАЗРАБОТКИ
ПАССИВНЫХ УСТРОЙСТВ БОЛЬШИХ МОЩНОСТЕЙ ТЕРАГЕРЦОВОГО
ДИАПАЗОНА**

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

ЕРЕВАН 2019

Ատենախոսության թեման հաստատվել է Հայաստանի ազգային պոլիտեխնիկական համալսարանում (ՀԱՊՀ)

Գիտական խորհրդատու՝ ֆ.- մ.գ.դ. Յու.Ն. Կազանցև

Պաշտոնական ընդհմախոսներ՝ ֆ.մ.- գ.դ. Ա.Ա.Հախումյան
տ.գ.դ. Վ.Հ.Ավետիսյան
ֆ.մ.- գ.դ. Հ.Լ.Գառք

Առաջատար կազմակերպություն՝ Երևանի պետական համալսարան

Ատենախոսության պաշտպանությունը կայանալու է 2020թ. փետրվարի 14-ին, ժամը 14:00-ին Հայաստանի ազգային պոլիտեխնիկական համալսարանում գործող «Ռադիոտեխնիկայի և էլեկտրոնիկայի» – 046 խորհրդի կազմում ձևավորված Ե.12.01 մասնագիտությամբ խորհրդի նիստում (հասցեն՝ 0009, Երևան, Տերյան փ, 105, 17-րդ մասնաշենք):

Ատենախոսությանը կարելի է ծանոթանալ ՀԱՊՀ գրադարանում:

Սեղմագիրն առաքված է 2019թ. դեկտեմբերի 21-ին:

046 մասնագիտական խորհրդի
գիտական քարտուղար, տ.գ.թ.



Ք.Ֆ. Քաղալյան

Тема диссертации утверждена в Национальном политехническом университете Армении (НПУА)

Научный консультант: д.ф.– м.н. Ю.Н. Казанцев

Официальные оппоненты: д.ф.–м.н. А.А. Ахумян
д.т.н. В.Г. Аветисян
д.ф.– м.н. Х.Л. Гарб

Ведущая организация: Ереванский государственный университет

Защита диссертации состоится 14-го февраля 2020г. в 14:00 на заседании разового совета по специальности 05.12.01, действующего при Специализированном совете 046 – “Радиотехника и электроника” Национального политехнического университета Армении, по адресу: 0009, г.Ереван, ул. Теряна 105, корпус 17.

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке НПУА.

Автореферат разослан 21-го декабря 2019г.

Ученый секретарь Специализированного
совета 046, к.т.н.



Б.Փ. Բադալյան

ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

Актуальность работы. В последние годы системы терагерцовой спектроскопии вызывают большой интерес в научных исследованиях, а также для их возможного применения в военной и гражданской технике. Следует отметить, что терагерцовые волны практически не исследовались, и в настоящее время не существует какой-либо направляющей системы, на основе которой создан полный комплект для работы в этом диапазоне частот. Сверхвысокочастотная (СВЧ) электроника за последние десятки лет развивалась в направлении увеличения частот, на которых эти устройства работают. Если говорить о компьютерах, то это напрямую связано с их быстродействием. На сегодняшний день широко используются частоты гигагерцового диапазона – 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.

Терагерцовое излучение обладает 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 также перед биологами и медиками, так как терагерцовое излучение, в отличие от рентгеновского, не наносит вреда живым тканям, поскольку для получения снимка достаточно очень 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.

Большинство характерных спектральных особенностей различных конденсированных сред (твердые тела, жидкости, биомедицинские ткани, водные растворы и смеси, химические соединения различной агрегации) попадают именно в терагерцовый диапазон. Это существенно образом отличает терагерцовую спектроскопию от существующих методов. Большое количество сред обладает значительно меньшими коэффициентами поглощения в терагерцовом диапазоне по сравнению с характеристиками ближнего инфракрасного (ИК) и видимого излучения. 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 определяется как $0,1 \dots 10 \text{ THz}$ (или в длинах волн $0,03 \dots 3 \text{ мм}$).

Терагерцовое излучение 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 малых размеров;
- проникновение излучения терагерцового диапазона через пыль и туман дает системам этого диапазона преимущества перед аналогичными системами оптического диапазона;
- меньшее затухание волн терагерцового диапазона при прохождении через ионизированную среду, по сравнению с волнами сантиметрового и миллиметрового диапазонов, способствует 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 преимущественно используются направляющие системы открытого типа. На основе известных направляющих систем на сегодняшний день для терагерцового диапазона созданы лишь некоторые функциональные элементы с приемлемыми электрическими характеристиками. Созданию таких элементов, как возбудители рабочей моды, аттенуаторы, невзаимные элементы, преобразователи поляризации и мультиплексоры, препятствуют трудности принципиального характера.

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

Решение этой задачи представляется весьма актуальным.

Цель и задачи диссертационной работы. Целью диссертационной работы является теоретическое и экспериментальное исследование волноводов класса (ДК-волноводы); обоснование применения этих волноводов в терагерцовом диапазоне; разработка принципов создания функциональных элементов с высокими электрическими характеристиками для указанного диапазона; предложение технологии изготовления СВЧ схем различного назначения в модульном исполнении на основе этих волноводов; обоснование передачи больших уровней мощности по этому волноводу.

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 указанного волновода, а также разработана методика расчета всех конструктивных размеров возбuditеля.
3. Решена задача прохождения электромагнитной волны сквозь систему, состоящую из произвольного числа частопериодических решеток. Показаны области применения граничных условий Сивова–Вайнштейна и Владимирского. Предложен ряд функциональных элементов с высокими электрическими характеристиками, в работе которых основным элементом являются системы частопериодических решеток.
4. Решена задача согласования продольно–намагниченного ферритового образца в терагерцовом диапазоне, что позволило создать широкополосные невзаимные элементы на эффекте Фарадея.
5. Предложена технология изготовления СВЧ схем в модульном исполнении на основе волноводов класса “полый диэлектрический канал”. Показана возможность передачи больших уровней мощности по этому волноводу.

Научная новизна диссертационной работы

1. Обоснован выбор волноводов класса “полый диэлектрический канал” как основной направляющей системы терагерцового диапазона для создания функциональных элементов и передачи больших уровней мощности.
2. Теоретически и экспериментально доказано, что рупорно–пластинчатые переходы с двумя пластинами обеспечивают высокоэффективное возбуждение рабочих мод ДК-волноводов.
3. С привлечением граничных условий Сивова–Вайнштейна впервые решена задача прохождения электромагнитной волны сквозь систему, состоящую из произвольного числа частопериодических решеток.
4. Предложен метод расчета основных электрических характеристик функциональных элементов, использующих системы частопериодических решеток.
5. Теоретически и экспериментально доказано, что широкополосное мультиплексирование сигналов в терагерцовом диапазоне обеспечивается при помощи квазиоптических уголков. В разработанных устройствах мультиплексирование не зависит от поляризации рабочей волны.
6. Установлено, что просветляющие покрытия обеспечивают прецизионное согласование продольно–намагниченных до насыщения ферритовых образцов для работы в широкополосных невзаимных элементах на эффекте Фарадея.
7. Разработан полный комплект пассивных функциональных элементов терагерцового диапазона с высокими электрическими характеристиками для работы при больших уровнях мощности.
8. Предложена технология изготовления СВЧ схем в модульном исполнении на основе волноводов класса “полый диэлектрический канал”.

Практическое значение диссертационной работы. Разработанный метод высокоэффективного возбуждения рабочей моды волноводов класса “полый диэлектрический канал” квадратного и круглого поперечных сечений позволяет существенно снизить величину потерь и уровень высших мод на выходе возбудителя.

С применением граничных условий Сивова–Вайнштейна и Владимирского решена задача прохождения электромагнитной волны сквозь системы частопериодических решеток, используемых в функциональных элементах на основе металлодиэлектрических волноводов (МДВ). Полученные формулы позволяют определять коэффициенты отражения и прохождения при произвольных расстояниях между решетками и произвольных углах ориентации проводников решеток.

Предложенный и экспериментально подтвержденный метод согласования ферритовых элементов обеспечивает согласование каждой из граней ферритового образца в отдельности, что позволяет реализовать ничтожно малые значения коэффициента отражения от элемента в целом.

Теоретически и экспериментально доказано, что широкополосное мультиплексирование сигналов в терагерцовом диапазоне обеспечивается при помощи квазиоптических уголков. В разработанных устройствах мультиплексирование не зависит от поляризации рабочей волны.

На основе проведенных исследований разработан полный комплект пассивных функциональных элементов терагерцового диапазона с высокими электрическими характеристиками для работы при больших уровнях мощности. Это дает возможность реализовать СВЧ схемы различного назначения.

Предложена технология интегрального исполнения СВЧ схем, при которой исключаются фланцевые соединения между функциональными элементами.

Результаты работы могут внести существенный вклад в вопросах освоения терагерцового диапазона.

Обоснованность и достоверность полученных результатов. Полученные в диссертации результаты обеспечиваются выбором математических моделей, адекватных реальным физическим объектам, а также использованием строгих математических методов решения задач электродинамики. Результаты работы подтверждены их сравнением с экспериментальными данными, а также актами внедрения, выданными организациями.

Внедрение результатов работы. Результаты работы, имеющие практическое значение, внедрены в:

- ИРФЭ АН РА, Аштарак, для создания высокочувствительных радиометров терагерцового диапазона;
- Ереванском институте средств связи для радиолокационных комплексов терагерцового диапазона;
- ФТИ им. А.Ф. Иоффе РАН, Санкт–Петербург, для определения плотности плазмы на установке типа Токамак “Туман – 3” на длине волны 1 мм.

Основные положения диссертации, выносимые на защиту

1. Рекомендованным размером ДК–волновода для создания функциональных элементов является не менее чем семикратное превышение размера поперечного сечения волновода над длиной волны ($2a \geq 7\lambda$).
2. Уровень передаваемой мощности по пустому каналу МДВ соизмерим с мощностью, передаваемой по металлическому волноводу, если размеры поперечных сечений обоих волноводов совпадают.
3. Поляризационная устойчивость в волноводных трактах и в функциональных элементах обеспечивается прямоугольной (квадратной) формой поперечного сечения ДК–волновода.
4. В круглом МДВ нельзя обеспечить “чисто антирезонансных условий”, так как эти условия различны для различных поляризаций поля.
5. Для возбуждения ДК–волноводов как прямоугольного (квадратного), так и круглого поперечных сечений следует использовать возбудители с двумя металлическими пластинами.
6. Волноводный тройник с квазиоптическими уголками позволяет реализовать широкополосный делитель мощности независимо от поляризации волны.
7. Для реализации широкополосных мультиплексоров следует использовать делители мощности на основе квазиоптических уголков.
8. Для создания устройств, в работе которых используется поворот плоскости поляризации рабочей волны, следует использовать волноводы, рабочие моды которых обладают “поляризационным безразличием”.
9. Малые токи на стенках МДВ позволяют создавать на его основе СВЧ схемы в модульном исполнении.
10. Требования к точности изготовления фланцевых соединений функциональных элементов на основе МДВ на два порядка ниже, чем в металлических волноводах.
11. Металлодиэлектрические волноводы позволяют создавать полный комплект функциональных элементов волноводных трактов.

Апробация полученных результатов. Результаты работы доложены на следующих конференциях, семинарах и симпозиумах:

- XVII Всесоюзная конференция “Радиоастрономическая аппаратура” (Ереван, Армения, 1985);
- научно–технический семинар “Решение внутренних краевых задач электродинамики” (Ростов–на–Дону, Россия, 1986);
- XIV Всесоюзная научно–техническая конференция по СВЧ ферритовой технике (Ленинград, Россия, 1988);
- XXI Всесоюзная конференция “Радиоастрономическая аппаратура” (Ереван, Армения, 1989);
- III Всесоюзная школа по распространению ММ и СубММ волн в атмосфере (Харьков, Украина, 1989);

- 16-th International Conference on Infrared and Millimeter Waves (Lausanne, Switzerland, 1991);
- Trans black sea region symposium on applied electromagnetism (Metsovo, Greece, 1996);
- International conference “The Technique of Microwave and THz Waves and its Application in Biomedical and Radar Technologies and in Remote Sensing”(Ashtarak-Aghveran, Armenia, 2010);
- IEEE East-West Design & Test Symposium EWDTS’ 2015 (Batumi, Georgia, 2015);
- IEEE 9th International Symposium MSMW’2016 (Kharkiv, Ukraine 2016);
- International conference “Microwave and THz Technologies, Photonics and Wireless Communications” (Yerevan, Armenia, 2016);
- IV Международная конференция “Технологии мобильной и беспроводной связи. Тренды и перспективы”(Санкт–Петербург, Россия, 2016);
- Международная конференция “Инновационная радиоэлектроника” (Омск, Россия, 2017);
- ежегодных научно-технических конференциях НИУА (Ереван, Армения, 2011–2019).

Публикации. Основные результаты диссертации опубликованы в 24 статьях, из них 8 статей включены в перечень журналов Scopus, 9 статей – без соавторов. Список работ представлен в конце автореферата.

Структура диссертации. Диссертация состоит из введения, семи глав, основных выводов, списка литературы, включающего 172 наименования, и приложения. Общий объем диссертации составляет 250 страниц, включая 100 рисунков и 9 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. Виды направляющих систем

Отмечается, что в высокочастотной части гигагерцового и в терагерцовом диапазонах радиоволн для передачи энергии в основном применяются следующие направляющие системы как открытого, так и закрытого типов:

1. Металлические волноводы закрытого типа.
2. Диэлектрические волноводы.
3. Квазиоптические линзовые и зеркальные линии.
4. Волноводы с импедансными стенками.

1.2. Металлические волноводы закрытого типа

Рассмотрены основные характеристики стандартных металлических волноводов прямоугольного и круглого поперечных сечений, металлических волноводов

увеличенных сечений, а также металлических двусвязных волноводов с параллельными искривленными поверхностями.

На частоте 150 ГГц расчетные потери стандартного медного металлического волновода с идеальными стенками составляют 4 дБ/м, а уровень максимально допустимой передаваемой мощности не превышает 2 кВт.

Большие потери, малые уровни передаваемых мощностей и жесткие требования на допуски изготовления волноводов и функциональных элементов на их основе ограничивают применение стандартного одномодового металлического волновода с рабочей волной H_{10} в качестве передающих линий на длинах волн короче 1 мм.

Несмотря на малое затухание, использование металлических волноводов увеличенных размеров ограничено тем, что в них может существовать большое число волн высших типов. Если поперечное сечение волновода значительно больше λ^2 , то число волн в волноводе n можно приближенно найти по формуле

$$n \approx 2\pi ab/\lambda^2, \quad (1)$$

где a и b – поперечные размеры волновода.

В режиме сильной многоволновости энергия рабочей моды может интенсивно преобразоваться на неоднородностях тракта в высшие моды, в результате чего потери на преобразование рабочей моды могут заметно превышать тепловые потери. Многоволновость не была бы столь опасной, если бы линия передачи обладала свойством самофилтрации. Дополнительные потери и искажения поля могут возникать и из-за резонансов нежелательных видов колебаний. Наличие перечисленных факторов приводит не только к увеличению суммарных потерь рабочей моды, но и к сильной зависимости коэффициента передачи направляющей системы от частоты.

В последнее время значительное внимание уделяется волноводам, образованным двумя параллельными плоскими и цилиндрическими поверхностями. Поляризация рабочей моды этого волновода в поперечной плоскости отличается от линейной. Это обстоятельство существенно ограничивает применение частопериодических решеток при создании функциональных элементов. Измеренные потери волновода с цилиндрическими поверхностями не превышают 0,5 дБ/м на частоте 1 ТГц.

Применение в терагерцовом диапазоне многоволновых металлических волноводов произвольного сечения ограничивается тем, что из-за ряда особенностей рабочих мод этих волноводов не удастся реализовать функциональные элементы с необходимыми электрическими характеристиками, а в некоторых случаях становится невозможной передача больших уровней мощности.

1.3. Диэлектрические волноводы

Диэлектрические волноводы могут быть разделены на три основных класса: а) диэлектрические стержни круглого, прямоугольного и эллиптического поперечных сечений; б) полые диэлектрические волноводы; в) диэлектрические волноводы с пористой сердцевинной.

Существенным недостатком круглого диэлектрического волновода является поляризационное вырождение направляемых волн. Этот недостаток устраняется в

волноводах прямоугольного или эллиптического поперечных сечений с отношением сторон a/b , примерно равным двум.

Однако применение диэлектрических волноводов в высокочастотной части гигагерцового и в терагерцовом диапазонах длин волн ограничивается трудностями создания достаточно полного комплекта функциональных элементов, что связано, в основном, с принципиальной особенностью диэлектрических волноводов – излучением с нерегулярностей.

В терагерцовом диапазоне в качестве направляющей системы в последнее время исследуются микроструктурированные волноводы. Они имеют сравнительно низкие потери, а их основным недостатком является узкополосность. Эти волноводы относятся к волноводам увеличенных сечений, и в них могут распространяться волны высших типов.

1.4. Квазиоптические линии

С точки зрения построения линий передачи гигагерцового и терагерцового диапазонов, весьма 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. Из-за ряда особенностей, таких как габариты, вес, открытая линия, применение квазиоптических линий ограничено, как правило, измерительными схемами в миллиметровой и субмиллиметровой спектроскопии.

1.5. Волноводы с импедансными стенками

С учетом отмеченных недостатков рассмотренных выше волноводящих систем большой интерес представляют волноводы класса “полый диэлектрический канал”, или так называемые ДК–волноводы [1–4]. Для таких волноводов круглого или прямоугольного поперечного сечения обеспечиваются 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.). ДК–волноводы относятся к классу широких волноводов, поперечные размеры которых много больше длины распространяющейся в нем волны. Как будет показано ниже, в гигагерцовом и терагерцовом диапазонах оптимальными являются волноводы класса “полый диэлектрический канал”.

Глава 2. Волноводы класса “полый диэлектрический канал”

2.1. Наклонное падение волны на границу воздух–диэлектрик

На основе формул Френеля делается два важных вывода:

- чем больше различаются волновые сопротивления сред, тем большее значение принимает коэффициент отражения;
- при стремлении угла падения к перпендикулярному или, что то же самое, стремлении угла скольжения падающей волны φ к нулю коэффициент отражения R для обеих поляризаций стремится к единице.

В случае реализации волноводов для терагерцового диапазона эти выводы приобретают важное значение ввиду того, что во время нанесения диэлектрического слоя на металлическую поверхность при скользящем падении электромагнитной волны она, в основном, будет отражаться от диэлектрического слоя, тем самым существенно снижая величину поверхностных токов, возникающих на поверхности металла, что, в свою очередь, приводит к уменьшению тепловых потерь в металле волновода.

2.2. Круглый канал в безграничном диэлектрике

Реальной моделью такого волновода для практического применения может служить толстостенная труба из диэлектрика с потерями. Величина затухания в таком волноводе вычисляется по формуле

$$h'' = \left(\frac{\mu_{nm}}{ka}\right)^2 \frac{1}{a} \operatorname{Re}(\eta), \quad (2)$$

где a – радиус волновода; μ_{nm} – корень уравнения $J_n(\mu_{nm}) = 0$; J_n – функция Бесселя.

Показано, что расчетные значения затухания рабочей моды канала в сплошном диэлектрике EH_{11} дают хорошее совпадение с результатами экспериментальных исследований.

2.3. Круглый металлодиэлектрический волновод

МДВ представляет собой трубу большого (по сравнению с длиной волны) диаметра D , на внутреннюю поверхность которой нанесен слой высокочастотного диэлектрика антирезонансной толщины d (см. рис. 1).

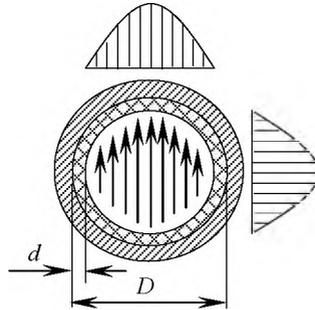


Рис. 1. Линейно поляризованное поле и распределение амплитуды рабочей моды EH_{11} МДВ круглого поперечного сечения

При малой (по сравнению с длиной волны λ), но нерезонансной толщине диэлектрического слоя рассмотренный волновод приобретает ряд замечательных свойств, позволяющих успешно применять его в терагерцовом диапазоне.

При достаточно больших значениях ka (порядка нескольких десятков) затухание EH_{11} в МДВ с толщиной диэлектрика около $\lambda/8\sqrt{\epsilon' - 1}$ (при ϵ' порядка нескольких единиц и tgd порядка $10^{-3} \dots 10^{-4}$) оказывается во много раз меньше затухания волны H_{11} в волноводе того же диаметра, но без диэлектрика. Такое уменьшение затухания в МДВ по сравнению с металлическим волноводом обусловлено “экранирующим”

действием диэлектрического слоя, который существенно уменьшает амплитуду тока в стенках. Что касается дополнительных потерь в диэлектрике, то они оказываются малыми ввиду того, что амплитуда электрического поля в диэлектрическом слое мала при нерезонансных значениях толщины диэлектрика d .

2.4. Прямоугольные волноводы класса “полый диэлектрический канал”

Особый интерес представляет волновод со слоями диэлектрика на двух противоположных стенках, поскольку в нем удается реализовать весьма малые затухания рабочей моды LM_{11} .

На рис.2 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 на рис. 2 рассчитаны для волновода сечением 10×10 мм, в качестве диэлектрика использован фторопласт – 4 ($\epsilon = 2,07, \text{tg}\delta = 5 \cdot 10^{-4}, d = 480$ мкм).

На том же рисунке черными квадратами показаны результаты измеренных значений затухания в МДВ с размерами поперечного сечения 10×10 мм на частотах 150 и 180 ГГц. Ошибка измерения составляет 20%.

На рисунке пунктирная линия соответствует одновременному уменьшению длины волны и толщины диэлектрического слоя с тем, чтобы величина $kd\sqrt{\epsilon - 1}$ 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.

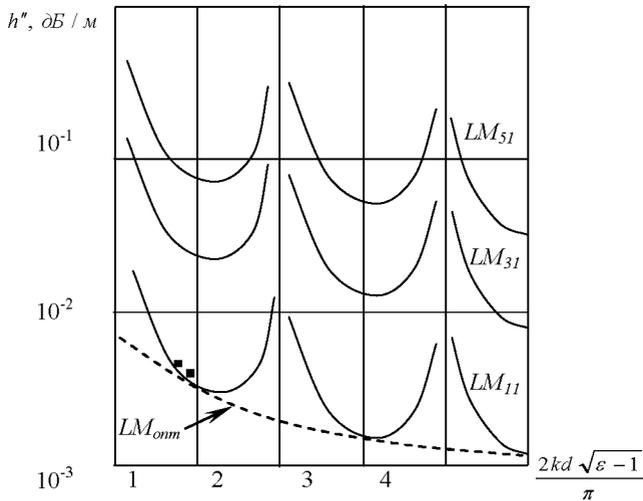


Рис. 2. Расчетные зависимости затухания мод LM_{11} , LM_{31} и LM_{51}

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

Расчетные зависимости затухания моды LM_{11} и экспериментально полученные значения потерь в квадратном волноводе со слоями диэлектрика на всех четырех стенках, а также внешний вид волновода приведены на рис. 3. В качестве материала диэлектрика выбран фторопласт – 4.

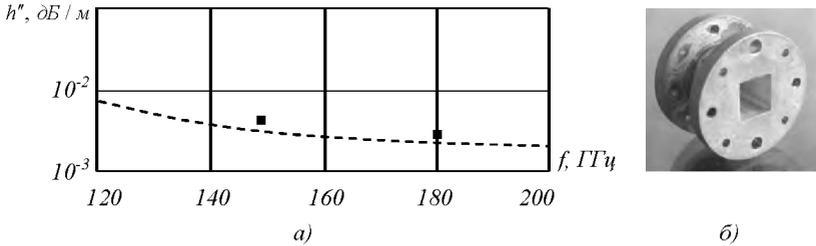


Рис. 3. Расчетные зависимости затухания моды в LM_{11} (а) и внешний вид волновода (б)

На рис.3 пунктирной линией показана расчетная зависимость потерь от частоты, экспериментально полученные значения величины потерь показаны квадратами. Сечения волновода 10×10 мм.

Прямоугольный канал в сплошном диэлектрике с потерями представляет определенный интерес. Потери распространяющихся здесь мод связаны с неполным отражением от стенок и прохождением части энергии волны в диэлектрик. По сравнению с каналом круглого поперечного сечения в безграничном диэлектрике, прямоугольный канал обладает рядом преимуществ, основным из которых является поляризационная устойчивость. Как и в предыдущем случае, реальной моделью такого волновода для практического применения может служить толстостенная труба прямоугольного или квадратного сечения из диэлектрика с потерями (см.рис. 4).

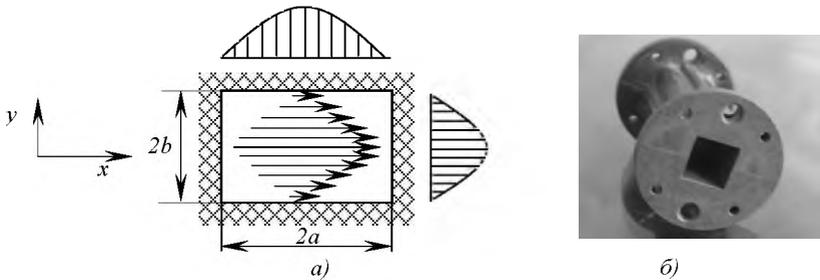


Рис.4. Распределение амплитуды рабочей моды LM_{11} канала в безграничном диэлектрике (а), внешний вид волновода (б)

Затухание волны в рассмотренном волноводе прямоугольного сечения в безграничном диэлектрике довольно быстро увеличивается с номером моды, поэтому волновод обладает заметной самофильтрацией. Этим объясняется применение этих волноводов в качестве эффективных модовых фильтров.

Глава 3. Возбуждение рабочей моды ДК-волноводов

3.1. Возбуждение ДК-волноводов прямоугольного сечения

В ДК-волноводах наименее затухающими волнами, которые выбираются в качестве рабочих, являются: в волноводе прямоугольного (квадратного) сечения – продольная магнитная волна LM_{11} ; в волноводе круглого сечения – гибридная волна EH_{11} . При непосредственной стыковке выходных устройств генераторов с ДК-волноводами возникают дополнительные потери, связанные с возбуждением волн паразитных типов. Поэтому эффективность возбуждения оказывается несколько меньше единицы. Под эффективностью возбуждения понимают отношение мощности возбужденной волны рабочего типа в ДК-волноводе к мощности возбуждающей волны [4].

Предполагается, что стыковка осуществляется между волноводами (лучеводами), у которых размеры поперечных сечений во много раз превышают длину волны.

При непосредственной стыковке обоих волноводов поле металлического волновода возбуждает сумму волн ДК-волновода. Если пренебречь затуханием этих волн, то мощность P_i i -й волны вычисляется по формуле, полученной методом Фельда-Заксона:

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

где S_i – эффективная площадь сечения возбуждающего волновода; S – поперечное сечение ДК-волновода; $\vec{\ell}$ – единичный вектор, направленный вдоль оси OZ ; \vec{E}_o и \vec{H}_o – 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 :

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

Эффективность возбуждения η равна

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

Ввиду того, что вид зависимости компонент поля от координаты “ y ” для волн рабочего типа в металлическом волноводе и ДК-волноводах одинаков, наибольшая эффективность возбуждения получается при равенстве “игрековых” размеров $b = b_1$. По координате “ x ” 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 [4], и тогда прямоугольное распределение поля волны TE_{10} , как бы вписывается в косинусоидальное распределение волны LM_{mn} .

3.2. Возбуждение ДК-волновода с применением металлических пластин

Если в выходном сечении возбуждающего волновода сформировать ступенчатое распределение поля, то эффективность возбуждения ДК-волновода будет тем выше, чем ближе это распределение к косинусоидальному (рис. 5).

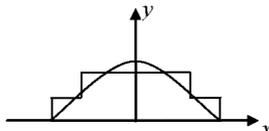


Рис.5. Возбуждение ДК-волновода ступенчатым распределением поля волны TE_{10} по широкой стенке

Получить такое распределение в широком металлическом волноводе с рабочей волной TE_{10} можно, если разделить выходную часть возбуждающего волновода на три канала: 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 [3–5].

Если в выходной части такого рупора установить четыре металлические пластины, такое расположение пластин обеспечит на выходе рупора, на месте стыка рупора и ДК-волновода, ступенчатое распределение поля, более близкое к косинусоидальному.

Из сравнения полученных результатов следует, что возбудитель с двумя пластинами позволяет обеспечить достаточно высокую эффективность возбуждения рабочей моды при одновременно низком уровне возбуждения волн высших типов.

С точки зрения изготовления возбудителя, следует отметить, что для возбудителя с двумя пластинами требования к точности установки пластин менее жесткие, чем для возбудителя с четырьмя пластинами. Рассчитанные значения эффективностей возбуждения первых трех мод LM_{11} , LM_{31} и LM_{51} приведены в табл. 1.

Таблица 1

Эффективность возбуждения первых трех мод квадратного МДВ

Эффективность возбуждения	Потери на преобразование рабочей моды, дБ	LM_{11}	LM_{31}	LM_{51}
η (без пластин)	0,35	0,923	0,017	0,006
η (две пластины)	0,11	0,975	0,0022	0,0018
η (четыре пластины)	0,06	0,987	0,004	0,0007

На основании проведенного анализа можно сделать вывод о том, что для высокоэффективного возбуждения рабочей моды ДК-волновода прямоугольного сечения следует применять возбудители с двумя пластинами.

3.3. Возбуждение рабочей волны ДК-волноводов круглого сечения

Наряду с прямоугольными волноводами в ряде случаев применяются ДК-волноводы круглого сечения. Наиболее просто волна EH_{11} возбуждается волной TE_{10} при помощи оптимальных скачков [5]. При этом $\eta = 0,987$. Получаемые при этом

потери на преобразование (порядка 0,6 дБ) в ряде случаев неприемлемы. Рассмотрены возбудители с применением двух и четырех пластин.

Для сравнения эффективности возбуждения рабочей моды EH_{11} ДК-волновода круглого сечения при помощи возбудителей без пластин, возбудителей с двумя и четырьмя пластинами их значения приведены в табл. 2. Там же приведены значения потерь на преобразование рассмотренных возбудителей и значения эффективности возбуждения первых двух высших типов волн EH_{31} и EH_{51} .

Таблица 2

Эффективность возбуждения первых трех мод круглого МДВ

Эффективность возбуждения	Потери на преобразование рабочей моды, дБ	EH_{11}	EH_{31}	EH_{51}
η (без пласти)	0,58	0,875	0,042	0,016
η (две пластины)	0,29	0,936	0,007	0,003
η (четыре пластины)	0,26	0,942	0,002	0,001

Сравнивая полученные результаты, как и в случае возбуждения прямоугольного ДК-волновода, для возбуждения рабочей моды EH_{11} ДК-волновода круглого сечения, рекомендуется выбирать возбудитель с двумя пластинами.

3.4. Расчет основных размеров возбудителей ДК-волноводов

Расчет размеров возбудителей рабочих волн ДК-волноводов как прямоугольного, так и круглого сечений производится по единой методике, т.к. принцип их действия одинаков.

Методика расчета такова: записываются значения мощностей электромагнитных волн в каналах через нормированные компоненты поля на входе в каналы. При распространении волн мощности в каналах не изменяются (если не учитывать тепловые потери в металле рупора). Эти же мощности записываются через компоненты поля на выходе рупора (при выходе из каналов).

Таким образом, получается система уравнений, на основе которой находится выражение для отношения поперечных размеров на входе в каналы, что позволяет определить все основные размеры возбудителя [6].

3.5. Экспериментальные результаты

Для измерения суммарных потерь была создана экспериментальная установка, блок-схема которой приведена на рис. 6. Здесь: 1 – развязывающий аттенуатор, 2 – ответвитель обратной волны, 3 – согласованная нагрузка, 4 – исследуемый возбудитель, 5 – короткозамыкающий поршень, помещенный в модовый фильтр.

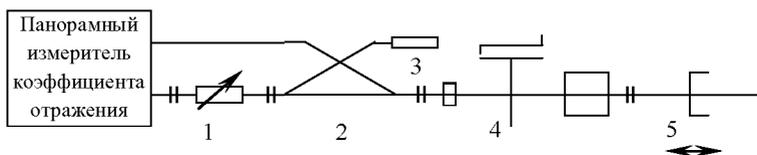


Рис. 6. Схема экспериментальной установки

Типичная зависимость мощности P от положения поршня 5, регистрируемая панорамным измерителем коэффициента отражения, приведена на рис. 7.

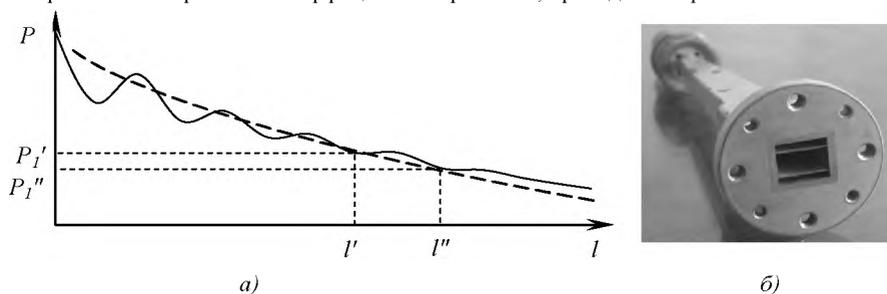


Рис. 7. Типичная зависимость мощности (сплошная линия) и мощности рабочей волны (пунктирная линия) от положения поршня (а), внешний вид возбуждателя (б)

Экспериментально исследовались два возбуждателя рабочей волны ДК-волноводов прямоугольного сечения в диапазоне 120 и 180 ГГц. Внешний вид возбуждателя для частоты 180 ГГц приведен на рис. 7б.

Длина пластин возбуждателя для частоты 120 ГГц составляла $L = 28$ мм, а для частоты 180 ГГц – $L = 19$ мм.

На частоте 120 ГГц для волновода с поперечным сечением (14x14 мм) полные потери возбуждателя составили 0,3 дБ. Полные потери возбуждателя для волновода с поперечным сечением (10x10 мм) на частоте 180 ГГц составили 0,2 дБ.

3.6. Переходы между ДК-волноводами различных сечений

При построении схем различного назначения возникает необходимость в применении волноводных переходов с различными размерами поперечного сечения на входе и выходе. При этом в случае применения многоволновых волноводов возникают волны высших типов. В таких устройствах преобразования рабочих мод в высшие типы волн должны быть минимальными. С применением метода Фельда-Заксона рассчитаны уровень преобразования рабочей моды в высшие типы волн и основные размеры предлагаемых переходов [7].

Глава 4. Деление и мультиплексирование сигнала в терагерцовом диапазоне

4.1. Делители мощности на основе диэлектрической пленки

Конструктивно такой делитель может быть реализован в виде МДВ креста, либо волноводного тройника. В диагонали такого устройства устанавливается высокочастотная диэлектрическая пленка с малыми потерями.

Расчет основных характеристик таких устройств в квазиоптическом приближении сводится к задаче расчета коэффициентов отражения и прохождения электромагнитной волны через однородную диэлектрическую пленку, помещенную в свободном пространстве [8].

На рис.8а приведены расчетные (сплошные кривые) и экспериментальные значения коэффициентов передачи (квадратики) и отражения трехдецибельного делителя, выполненного в виде волноводного креста на частотах 150 и 180 ГГц. Здесь используется плавленный кварц толщиной 0,25 мм.

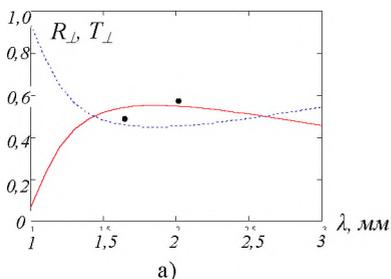


Рис.8. Расчетные и экспериментальные значения коэффициента передачи трехдецибельного крестообразного делителя (а); внешний вид делителя (б)

Как видно из этого рисунка, получено хорошее совпадение расчетных и экспериментальных результатов. Экспериментальные результаты показывают, что такой делитель обладает достаточной широкополосностью. Такая конструкция обеспечивает практически идеальное согласование с волноводным трактом (коэффициент стоячей волны по напряжению (КСВН) стремится к единице), т.к. отраженная от пластины мощность отводится на согласованную нагрузку (КСВН нагрузки не превышает 1.03). На рис. 8б показан внешний вид делителя на основе квадратного МДВ сечением 10×10 мм. На фотографии видна согласованная нагрузка, подключенная к правому плечу делителя.

Проведенные исследования показывают, что диэлектрические пластины не всегда обеспечивают необходимое ответвление. Для того, чтобы реализовать большее значение ответвления, вместо диэлектрической пластины используются частопериодические решетки.

4.2. Делители мощности на основе частопериодических решеток

В квазиоптической технике для деления мощности волны также широко используются частопериодические решетки, которые устанавливаются на месте диэлектрической пленки в волноводном тройнике или кресте (рис. 8).

Соотношение между периодом решетки p и длиной волны λ_0 в значительной мере определяет свойства решетки, причем в рассматриваемом случае наибольший интерес представляет длинноволновая область частотного параметра $p/\lambda_0 \ll 1$. Этой области соответствует частопериодическая решетка, для которой получена асимптотика решения задачи дифракции в виде достаточно простых аналитических выражений [9].

Экспериментально измерялись коэффициенты передачи и отражения делителя на двух частотах 150 и 180 ГГц. В кассете была установлена решетка с диаметром проводов $2b = 8$ мкм и периодом $p = 40$ мкм. Ошибка измерения составляла 20%.

4.3. Широкополосный делитель мощности

Предлагается в терагерцовом диапазоне для деления сигналов использовать волноводный тройник новой конструкции [7]. Тройник выполнен из двух состыкованных квазиоптических уголков на основе сверхразмерных МДВ волноводов квадратного сечения со сторонами $2a$ и $2b$ (рис.9).

Профиль сглаженного перехода рассчитывается с привлечением метода возмущений, а расчет потерь на преобразование предлагаемого делителя – рассмотренным методом Фельда–Заксона.

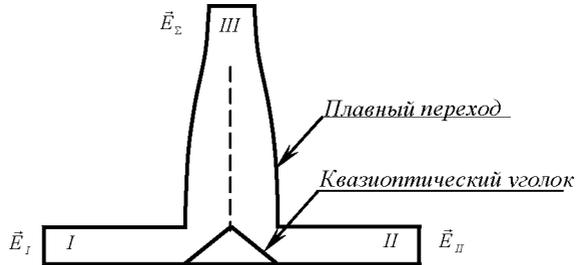


Рис.9. Квазиоптический делитель

Значение эффективности возбуждения нижней волны ДК-волноводов (LM_{11}) в плечах I и II составляет соответственно 0,36 или 4,43 дБ. Учитывая потери на преобразование в квазиоптическом уголке и сглаженном переходе, окончательное значение потерь на преобразование предлагаемого делителя составляет 4,69 дБ.

Следует обратить внимание на зависимость коэффициентов отражения и передачи от частоты в делителях на основе диэлектрических пленок и частопериодических решеток. Рассмотренный делитель с квазиоптической призмой свободен от этого недостатка. Что касается поляризационных свойств рассмотренных делителей, то очевидно, что только делители на основе частопериодических решеток весьма критичны к поляризации электромагнитной волны.

Очевидно, что работа рассмотренных делителей подчиняется принципу взаимности. По этой причине рассмотренные устройства можно применять в качестве суммирования сигналов, точнее – их мультиплексирования.

4.4. Мультиплексирование сигналов

При разработке радиотехнических систем различного назначения, в частности радиорелейных систем, многочастотных активных и пассивных радиолокационных систем, систем мобильной связи последних поколений, возникает необходимость сложения и разделения сигналов на отдельные частотные каналы в общем волноводном тракте [10, 11]. Для этих целей в технике СВЧ широко используются так называемые мультиплексоры, разработке которых уделяется значительное внимание [7]. В этом разделе показано, что мультиплексоры на основе диэлектрических пленок и квазиоптических уголков обеспечивают работу на ортогональных поляризациях, в то время как мультиплексоры на частопериодических решетках этим свойством не обладают.

Глава 5. Системы частопериодических решеток

5.1. Расчет коэффициентов передачи и отражения системы решеток с использованием граничных условий Сивова–Вайнштейна

Рассматривается система, состоящая из N – го числа бесконечных частопериодических решеток с круглыми металлическими проводниками, помещенная в свободное пространство (рис.10).

Каждая решетка образована параллельными, идеально проводящими проводниками, причем плоскости решеток параллельны друг другу, а расстояния между решетками и ориентация их проводников произвольны. Координатная система XYZ правая и связана с системой решеток, как показано на рис. 10. Направления проводников решеток с осью OY составляют произвольный угол θ_n , где n – номер решетки [12].

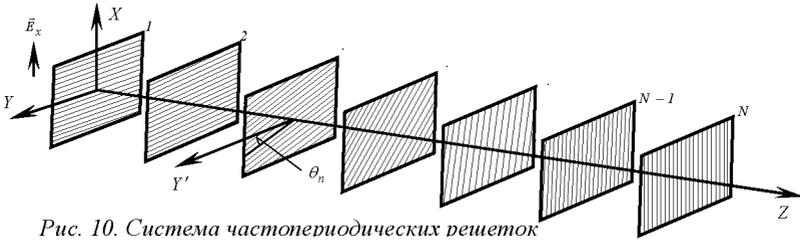


Рис. 10. Система частопериодических решеток

Получены формулы для расчета коэффициентов отражения и прохождения от такой системы, которые справедливы при расстояниях между соседними решетками, превышающими период решетки $-p$.

5.2. Расчет коэффициентов передачи и отражения системы решеток с использованием граничных условий Владимирского

Известно, что при расчете коэффициентов отражения и прохождения частопериодической решетки граничные условия Владимирского следует применять в случае, если период решетки p мал по сравнению с длиной волны λ , а коэффициент заполнения $S_p = 2b/p$ лежит в пределах $0,2 \ll S_p \ll 0,5$. Для решеток, используемых в терагерцовом диапазоне, указанные ограничения, как правило, выполняются.

Предлагаемый метод расчета позволяет рассчитывать коэффициенты отражения и прохождения системы, состоящей из произвольного числа частопериодических решеток, при произвольных расстояниях между решетками и углах ориентации их проводников. Как правило, число решеток, используемых в функциональных элементах, не превышает четыре, поэтому расчет проведен для четырех решеток. Получены аналитические выражения для коэффициентов отражения и прохождения от такой системы. Полученные выражения позволяют без особого труда вычислять коэффициенты отражения и прохождения от систем, состоящих из трех и двух решеток.

Показано, что полученные результаты легко можно распространить и на случай, когда плоскости решеток наклонены на угол ϕ к направлению распространения волны. В этом случае в полученных выражениях необходимо произвести замену $\exp(j2kz)$ на $\exp(j2kz \sin \phi)$.

5.3. Взаимный поворот плоскости поляризации

В схемах на основе одноволновых волноводов широко используются волноводные скрутки, которые обеспечивают взаимный поворот плоскости поляризации электромагнитной волны. В многоволновых волноводах скрутки не применяются из-за вносимого ими сильного преобразования рабочей моды в высшие типы волн. Аналогом скрутки в сверхразмерных волноводах является устройство

взаимного поворота плоскости поляризации, представляющее собой систему из трех либо четырех решеток, установленных перпендикулярно направлению распространения волны [13].

Аналитическое исследование зависимостей, полученных с помощью граничных условий Сивова–Вайнштейна, либо граничных условий Владимирского, сопряжено с большими трудностями. Ввиду их громоздкости исследование частотных зависимостей коэффициентов отражения и прохождения от расстояний между решетками и ориентацией их проводников проводилось численным путем. Для взаимной системы поворота плоскости поляризации на 45° , состоящей из трех решеток, зависимость коэффициента передачи от длины волны при различных значениях z_1 приведена на рис. 11.

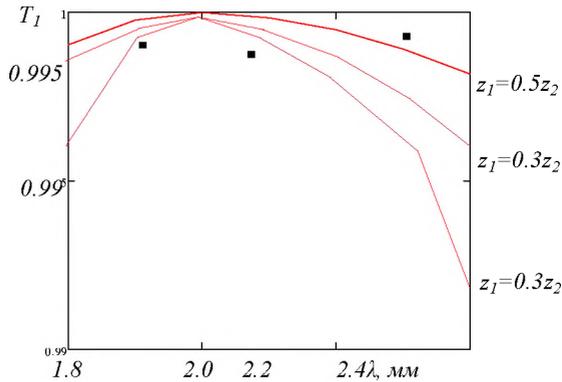


Рис. 11. Зависимость коэффициента передачи взаимной системы поворота плоскости поляризации на 45°

В полосе частот 1,8...2,2 ГГц КСВН рассмотренной взаимной системы поворота плоскости поляризации не превышает 1,06, при этом потери на отражение составляют 0,004 дБ. На том же рисунке квадратиками показаны измеренные значения коэффициента прохождения взаимной системы поворота плоскости поляризации на 45° , состоящей из трех решеток. Получено хорошее совпадение расчетных и экспериментальных результатов.

5.4. Атенуатор на основе трех частопериодических решеток

В субмиллиметровых квазиоптических линиях передачи наибольшее распространение нашли призмные, поляризационные и поглощающие аттенуаторы. Для ослабления сигнала в терагерцовых линиях передачи наибольшее распространение получили поляризационные аттенуаторы [9]. В основу конструкции устройства положена зависимость уровня сигнала, прошедшего через проволочную или ленточную решетку, от угла, образованного направлением вектора электрического поля и лент или проволок частопериодической решетки.

Переменный квазиоптический аттенуатор отражательного типа на базе трех решеток свободен от этого недостатка. Плоскости решеток в аттенуаторе наклонены по отношению к направлению распространения волны на угол $\phi = 45^\circ$ (рис. 12).

В аттенуаторе проводники крайних решеток параллельны друг другу и перпендикулярны вектору электрического поля падающей волны. Это обеспечивает совпадение поляризаций на входе и выходе аттенуатора. Средняя решетка может поворачиваться вокруг оси, показанной на рис. 12.

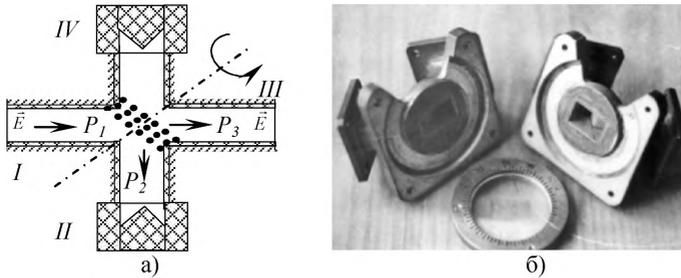


Рис. 12. Переменный квазиоптический аттенуатор: а – схематическое изображение, б – внешний вид разобранного аттенуатора

Расчетные значения коэффициента передачи от угла поворота средней решетки φ_1 аттенуатора в диапазоне длин волн 2,1...2,3 мм приведены на рис. 13.

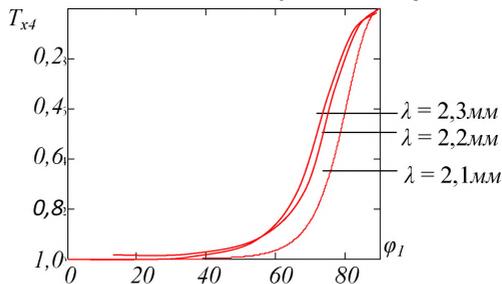


Рис. 13. Расчетные значения коэффициента передачи от угла поворота средней решетки φ_1 аттенуатора при различных длинах волн

Проведенные расчеты показывают, что переменный квазиоптический аттенуатор на трех решетках позволяет достичь затухания 40 дБ. Недостатком такого аттенуатора является сильная зависимость ослабления от частоты. Это связано с интерференцией электромагнитной волны между решетками, что, в свою очередь, обуславливает дисперсию и преобразование рабочей моды в высшие типы. Разность ослабления на верхней и нижней частотах диапазона достигает 5 дБ.

Разработанная конструкция аттенуатора позволяет использовать его также в качестве регулируемого направленного ответвителя [9]. Расчеты показывают, что наибольшей широкополосностью обладают ответвители, в которых расстояния между решетками l_p одинаковы и выбираются из условия

$$l_p = \frac{\lambda_0 \sqrt{2}}{8}, \quad (6)$$

где λ_0 – средняя длина волны рабочего диапазона.

5.5. Частотный фильтр на основе трех частопериодических решеток

Численные исследования выражений коэффициентов отражения и прохождения системы решеток показали, что при помощи трех решеток можно реализовать достаточно простой частотный фильтр отражательного типа с регулируемыми характеристиками. Именно выбором значений φ_1 и расстояний между решетками осуществляется регулировка характеристик фильтра. На рис. 14 приведены расчетные (сплошная красная линия) и экспериментальные (штрихпунктирная линия) зависимости коэффициента передачи частотного фильтра, выполненного на основе квадратного МДВ, от относительной длины волны.

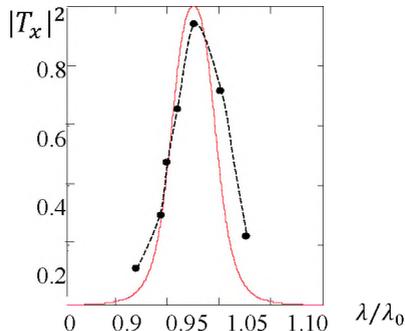


Рис. 14. Расчетные и экспериментальные значения коэффициента передачи квазиоптического частотного фильтра

Расстояние между решетками равно $0,15\lambda_0$, где λ_0 соответствует центральной частоте диапазона (120...150 ГГц), $\varphi_1 = 75^\circ$, период решетки и диаметр ее проводов равны 40 и 8 мкм соответственно. Исследования показали, что при фиксированном расстоянии между решетками при уменьшении угла φ_1 полоса пропускания фильтра увеличивается. При фиксированном угле φ_1 изменение расстояния между решетками приводит к перемещению амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) фильтра вдоль частотной оси с незначительным изменением ее формы [14]. Очевидно, что отраженная от системы решеток волна отводится на согласованную нагрузку (см. рис. 12).

5.6. Преобразование поляризации в терагерцовом диапазоне

При определенных условиях комбинация частопериодической решетки с плоским металлическим зеркалом позволяет осуществить преобразование видов поляризации электромагнитной волны [15].

Решая систему уравнений, полученную с применением граничных условий Владимирского, находим составляющие коэффициентов отражения по напряжению системы для параллельной поляризации:

$$\begin{aligned} R_{x_{II}} &= -\cos\gamma(\cos^2\varphi + \sin^2\varphi e^{j2a}), \\ R_{y_{II}} &= \cos\gamma\sin 2\varphi(e^{j2a} - 1)/2, \end{aligned} \quad (7)$$

где $a = k_z d$; k_z – волновое число вдоль оси OZ ($k_z = 2\pi\cos\gamma/\lambda$); $R_{x_{II}}$ и $R_{y_{II}}$ – составляющие коэффициента отражения системы по напряжению в случае параллельной поляризации, направленные вдоль осей OX и OY соответственно.

В случае перпендикулярной поляризации (вектор электрического поля ортогонален плоскости падения $E_x = E_z = 0$) составляющие коэффициента отражения системы по напряжению $R_{x\perp}$ и $R_{y\perp}$ находятся аналогично и записываются в виде

$$\begin{aligned} R_{x\perp} &= \sin 2\varphi (e^{j2a} - 1)/2, \\ R_{y\perp} &= -\sin^2 \varphi - \cos^2 \varphi e^{j2a}. \end{aligned} \quad (8)$$

Из (7) и (8) следует, что отраженная волна состоит из двух ортогональных волн, амплитуды и фазы которых в общем случае не равны. Известно, что суперпозиция таких волн представляет собой эллиптически поляризованную волну.

Наибольший практический интерес представляет получение отраженной волны с круговой поляризацией. Для этого необходимо равенство амплитуд x -й и y -й компонент отраженной волны, и чтобы разность фаз между ними составляла $\pi/2$.

Расчетные значения эллиптичности отраженной волны от $\Delta f = (f-f_0)/f_0$ (f_0 соответствует центральной частоте диапазона) приведены на рис. 15.

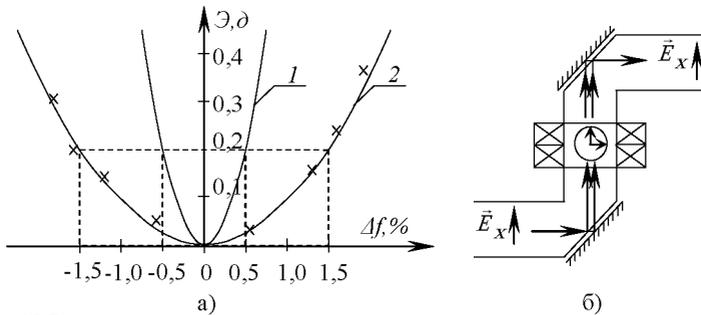


Рис.15.Расчетные и экспериментальные результаты (крестики) эллиптичности преобразователя поляризации (а) и схема вращающегося

В рассмотренном преобразователе величина суммарных потерь и КСВН в относительной полосе частот $\Delta f = 3\%$ не превышает 0,2 дБ и 1,06 соответственно. В проведенных экспериментах в диапазоне частот 150...180 ГГц ошибка измерения составляла 20%. Электрические характеристики вращающегося сочленения практически не отличаются от параметров преобразователя плоскости поляризации. Исключение составляют прямые потери, которые не превышают 0,5 дБ, что связано с применением двух квазиоптических уголков [16].

Глава 6. Независимые функциональные элементы

6.1. Способы реализации независимых функциональных элементов

Ферритовые устройства, использующие эффект Фарадея в продольно-намагниченном ферритовом образце, указывают на перспективность применения этого класса устройств в антенно-фидерных трактах терагерцового диапазона. Кроме того, использование комбинации фарадеевского вращателя вектора электрического поля на угол 45° и взаимного вращателя плоскости поляризации на основе нескольких частопериодических решеток позволяет реализовать квазиоптические устройства, являющиеся базовыми для построения независимых устройств.

6.2. “Поляризационное безразличие” рабочих мод ДК–волноводов

Поворот плоскости поляризации электромагнитной волны в продольно–намагниченном ферритовом образце происходит локально. Аналогично происходит поворот и в устройствах взаимного поворота плоскости поляризации на основе частопериодических решеток. Преобразование рабочей моды в высшие типы оказывается минимальным, если структуры полей собственных мод волновода до и после поворота мало различаются. Этому условию удовлетворяют волноводы, собственные моды которых характеризуются “поляризационным безразличием”. Отмечалось, что под этим термином мы подразумеваем следующее: распределение амплитуды поля не зависит от его поляризации (см. рис. 16).

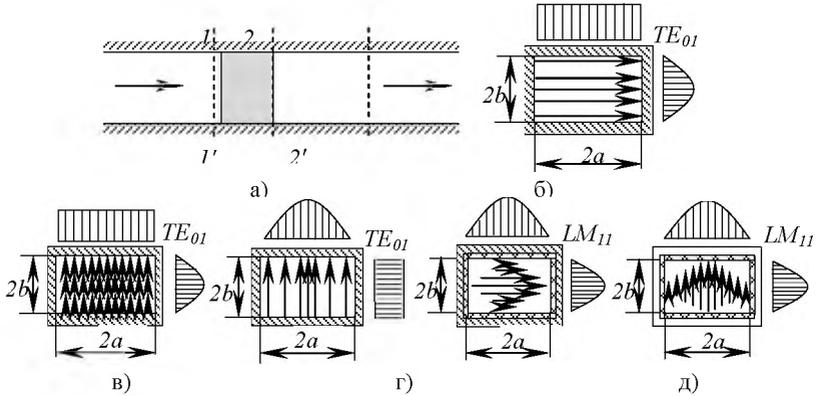


Рис. 16. Преобразование рабочих мод в широких волноводах

Собственные моды широких металлических волноводов этим свойством не обладают. Так, в силу граничных условий на металле

$$E_{\tau} = 0, \quad E_{\eta} \neq 0 \quad (9)$$

структуры полей на участке до и после поворота различные, что приводит к интенсивному преобразованию рабочей моды (см. рис. 16).

Величина потерь на преобразование в высшие моды при локальном повороте плоскости поляризации в металлических волноводах как прямоугольного, так и квадратного сечений одинаковая и составляет $\eta = 64/\pi^4$ ($h'' = 1,82$ дБ). Преобразования в высшие типы моды LM_{11} практически отсутствуют (рис. 16), что подтверждается расчетом и экспериментом.

6.3. Согласование продольно–намагниченной анизотропной среды

Особенность согласования продольно–намагниченного ферритового образца состоит в том, что намагниченный феррит является анизотропной средой. Известны три способа согласования ферритов: а) компенсация отражений решетками с регулируемой прозрачностью; б) рациональный выбор толщин ферритовых элементов и расстояний между элементами; в) применение четвертьволновых слоев [17].

В диссертации обоснован выбор третьего способа, который основан на использовании традиционных в оптическом диапазоне четвертьволновых просветляющих слоев. В опубликованных к настоящему времени работах приводятся

только экспериментальные результаты и указывается на необходимость продолжения исследований в этом направлении с целью поиска оптимальных согласующих покрытий. Результаты теоретического и экспериментального исследований по третьему способу согласования приведены в настоящей работе [17].

Согласование однослойным четвертьволновым покрытием. Исследование предельных возможностей согласования проводится на моделях полубесконечной ферритовой среды и бесконечного ферритового слоя в свободном пространстве, поскольку в многоволновых волноводах парциальные волны Бриллюэна распространяются под малыми углами скольжения к оси волновода, а продольные компоненты поля весьма малы. При этом волноводная волна обладает свойствами, близкими к свойствам плоской волны [18]. В рассматриваемом случае удобно представить падающую линейно поляризованную волну в виде двух круговых волн с различными направлениями вращения. Ввиду отличия W_+ и W_- одна из этих волн будет отражаться сильнее, чем другая. Результирующая отраженная волна (представляющая собой сумму двух круговых с различными амплитудами) поляризована по эллипсу.

Из полученных формул следует, что однослойное покрытие позволяет полностью устранить отраженную волну, поляризация которой параллельна поляризации падающей волны.

Расчет зависимостей R_x^2 и R_y^2 от длины волны, волнового сопротивления согласующего покрытия и намагниченности полубесконечной ферритовой среды показывает, что величина R_x^2 , в основном, зависит от волнового сопротивления согласующего покрытия W_k и практически неизменна при изменении намагниченности среды от нуля до намагниченности насыщения. Что касается величины R_y^2 , то она зависит от намагниченности среды, причем согласующее покрытие не оказывает влияния на эту составляющую.

Процедура нахождения коэффициентов отражения от продольно-намагниченного ферритового слоя для его согласования изотропными диэлектрическими покрытиями аналогична приведенной в предыдущем разделе.

6.4. Прецизионное согласование ферритовых образцов

Строго говоря, идеальное согласование среды с двумя различными волновыми сопротивлениями одним слоем невозможно. Однако в терагерцовом диапазоне волновые сопротивления W_+ и W_- правого и левого направлений вращения даже в намагниченном до насыщения феррите отличаются незначительно. Невзаимные элементы на эффекте Фарадея должны поворачивать плоскость поляризации электромагнитной волны на 45° . При этом волновые сопротивления феррита для волн правого и левого направлений вращения отличаются на 1,4% ($\mu = 1$, $\mu'_a = 0,014$, $\varepsilon/\varepsilon_0 = 15,3$). Этот факт указывает на реальную возможность согласования феррита при помощи однослойного согласующего покрытия.

Описаны экспериментальная установка для прецизионного согласования и методика согласования каждой отдельной грани ферритового образца при помощи однослойного согласующего покрытия [19].

Полученные результаты показывают, что согласование продольно–намагниченных ферритовых образцов при помощи однослойных четвертьволновых диэлектрических покрытий обеспечивает широкополосное согласование (в 6% полосе частот) ферритовых образцов, при этом КСВН не превышает 1,06. Заметим, что приведенные параметры сохраняются в невзаимных элементах на эффекте Фарадея.

6.5. Невзаимные ферритовые устройства на основе сверхразмерного МДВ

Составными частями всех созданных и исследованных невзаимных функциональных элементов на эффекте Фарадея являются: волноводный тройник, выполненный из квадратного МДВ, в диагонали которого установлена частопериодическая решетка, выполняющая роль поляризационного фильтра; продольно–намагниченный ферритовый образец, полностью заполняющий поперечное сечение волновода, поворачивающий плоскость поляризации рабочей моды на 45° и согласованный четвертьволновыми слоями из плавленого кварца, и устройство взаимного поворота плоскости поляризации на трех частопериодических решетках.

В диссертационной работе приведены результаты экспериментальных исследований таких элементов, как переключатель каналов, модулятор, электрически управляемый аттенюатор, вентиль, циркулятор.

6.6. Характеристики разработанных невзаимных ферритовых устройств

Экспериментально исследовались электрические характеристики всех созданных и описанных выше невзаимных функциональных элементов на эффекте Фарадея. При этом определялись:

- тепловые потери в согласованном намагниченном ферритовом образце;
- суммарные потери в невзаимных элементах;
- развязка между каналами;
- КСВН.

Электрические характеристики невзаимных функциональных элементов на эффекте Фарадея и методика измерения их технических характеристик практически не отличаются. В диссертации приведены результаты измерения этих характеристик для переключателя каналов. Измерения проводились на частотах 150 и 180 ГГц.

Глава 7. Технологические особенности создания пассивных устройств терагерцового диапазона

7.1. Требования к точности изготовления волноводов и фланцев

Разработка и промышленное изготовление различных систем и измерительной аппаратуры терагерцового диапазона, т.е. практическое использование этого диапазона, требуют создания волноведущей системы и различных функциональных элементов, входящих в волноводный тракт и обеспечивающих эффективную работу в этом диапазоне. При решении задач, связанных с промышленным освоением новых, более высокочастотных диапазонов, важное значение приобретают вопросы технологии изготовления волноводов и фланцевых соединений.

За рубежом в качестве основной волноведущей системы в гигагерцовом диапазоне в интервале до 325 ГГц используются одномодовые металлические волноводы прямоугольного сечения. Данные по сечениям, частотным диапазонам, внутренним

геометрическим размерам и допускам стандартных полых металлических одномодовых волноводов терагерцового диапазона приведены в табл. 3.

В таблице приведены данные по сечению и допускам внутренних геометрических размеров волноводов, работающих в диапазоне 78...405 ГГц. Сравнение показывает, что требования к точности изготовления (шероховатость) МДВ в три раза ниже, чем у стандартного металлического одномодового волновода того же диапазона (см. строка 5, табл. 3).

Таблица 3

Сечения и допуски внутренних геометрических размеров волноводов

№	Частотный диапазон, ГГц	Сечение волновода, $a \times b$, мм	Допуски на размеры, $a \times b$, мм	Тип волновода
1	258,4 ... 405,1	0,7 x 0,35	$\pm 0,007$	одномодовый
2	218,8 ... 315,6	0,9 x 0,45	$\pm 0,007$	одномодовый
3	178,4 ... 258,4	1,1 x 0,55	$\pm 0,007$	одномодовый
4	142,8 ... 218,8	1,3 x 0,65	$\pm 0,007$	одномодовый
5	118,1 ... 178,4	1,6 x 0,8	$\pm 0,005$	одномодовый
6	120,0 ... 180,0	10 x 10	$\pm 0,015$	МДВ
7	78,33 ... 118,1	2,4 x 1,2	$\pm 0,010$	одномодовый

Электромагнитная энергия рабочей моды ДК-волновода в поперечном сечении сосредоточена в центре и спадает у стенок волновода. Отсюда следует весьма важный вывод – токи на стенках волновода ничтожно малы. Это иллюстрируется эпюрой распределения энергии рабочей волны, например LM_{11} , металлodieлектрического волновода в поперечном сечении (рис.17).

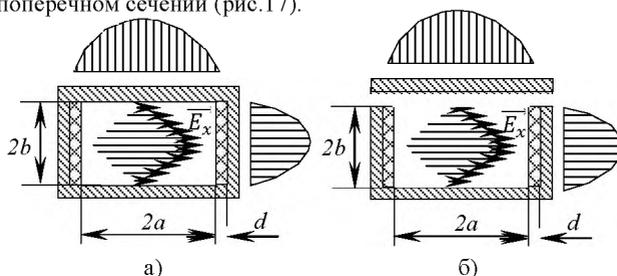


Рис.17. Распределение поля рабочей моды LM_{11} в поперечном сечении прямоугольного МДВ

Поскольку токи рабочей моды LM_{11} в поперечном сечении прямоугольного МДВ на стенках волновода ничтожно малы (см.рис.17а), то это делает возможным изготавливать волновод из составных частей. В качестве примера на рис. 17б показан вариант, в котором волновод образован из двух частей. Нижняя часть – это канал, на стенки которого нанесен слой диэлектрика антирезонансной толщины; верхняя часть

– это крышка или верхняя стенка волновода, которая при закреплении с нижней частью образует волноводный канал. При этом, как видно из рисунка 17б, в канале, образованном тремя оставшимися стенками волновода, довольно просто на соответствующие стенки волновода наносятся диэлектрические слои антирезонансной толщины.

7.2. Технологические особенности изготовления ДК–волноводов

Так как токи рабочей моды LM_{11} в поперечном сечении прямоугольного МДВ на стенках волновода ничтожно малы (см. рис. 17а), то это позволяет изготавливать волновод из составных частей.

Возможны два способа получения каналов:

- фрезерование в металле;
- прессование каналов в пластмассе с дальнейшей металлизацией стенок канала с применением технологии гальванопластического наращивания металла на стенки каналов и на крышке.

Толщина металлического слоя должна превышать толщину скин–слоя не менее чем в два раза. Далее на полученную металлическую основу наносится диэлектрический слой антирезонансной толщины. Такая технология позволяет реализовать СВЧ схемы в модульном исполнении [20, 21].

7.3. Реализация некоторых СВЧ схем в модульном исполнении

Схема моноимпульсного локатора суммарно–разностного сигнала, выполненная в виде единого модуля, приведена на рис.18 [22].

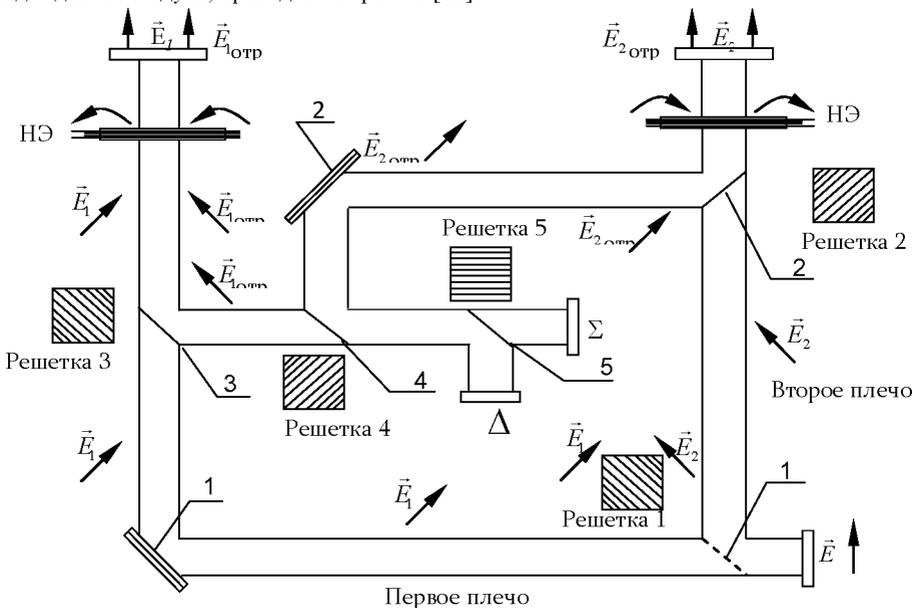


Рис.18. СВЧ часть суммарно-разностного моноимпульсного локатора на основе МДВ в модульном исполнении

Показан способ получения суммарного и разностного сигналов в моноимпульсном локаторе с применением частопериодической решетки. Моноимпульсные локаторы могут найти широкое применение при создании автомобильных локаторов, так как они обеспечивают большое разрешение по углу и дальности [23–25].

На основе МДВ квадратного сечения разработан полный комплект пассивных функциональных элементов терагерцового диапазона с высокими электрическими характеристиками для работы при больших уровнях мощности.

ОСНОВНЫЕ ВЫВОДЫ И РЕЗУЛЬТАТЫ ДИССЕРТАЦИОННОЙ РАБОТЫ

1. Показано, что по своим электрическим характеристикам, таким как погонные потери, преобразование рабочей моды в высшие типы, поляризационная устойчивость, уровень передаваемой мощности, технологичность изготовления, МДВ превосходят все известные направляющие системы терагерцового диапазона.

2. Показано, что собственные моды волноводов класса “полый диэлектрический канал” обладают “поляризационным безразличием”, т.е. в таких волноводах распределение амплитуды поля рабочей моды не зависит от ее поляризации. Это свойство рабочей моды широко используется при создании полного комплекта функциональных элементов для приемопередающих и измерительных трактов в терагерцовом диапазоне. Указывается, что для сохранения поляризационной устойчивости следует использовать МДВ волноводы квадратного сечения с рабочей модой LM_{11} , а во вращающихся сочленениях – МДВ круглого поперечного сечения с рабочей модой EH_{11} .

3. Предложен способ высокоэффективного возбуждения волноводов класса “полый диэлектрический канал” прямоугольного и круглого поперечных сечений волной TE_{01} одномодового прямоугольного металлического волновода. Теоретически обосновано и экспериментально доказано, что на выходе рупорно–пластинчатых переходов формируется распределение поля, близкое к распределению поля рабочих мод МДВ. Рассчитаны эффективности возбуждения рабочей моды ДК–волноводов квадратного и круглого поперечных сечений с применением на выходе возбуждителя двух и четырех пластин. Для практического применения обоснован выбор возбуждителей с двумя пластинами, которые обеспечивают эффективность возбуждения ДК–волноводов квадратного и круглого поперечных сечений 0,975 и 0,936 соответственно. Предложен метод измерения эффективности возбуждения. Получено хорошее совпадение измеренной величины потерь на возбуждение с расчетной.

4. Решена задача прохождения электромагнитной волны сквозь систему, состоящую из N -го числа бесконечных частопериодических решеток с круглыми металлическими проводниками, помещенную в свободное пространство ($\epsilon = \mu = 1$). При решении задачи привлекались граничные условия Сивова–Вайнштейна. Показано, что полученные строгие соотношения для решеток, применяемых в терагерцовом диапазоне, переходят в граничные условия анизотропно проводящей поверхности – граничные условия Владимирского. Приведены аналитические выражения

коэффициентов передачи и отражения для систем, состоящих из двух, трех и четырех решеток.

5. Предложен ряд функциональных элементов, использующих системы частопериодических решеток (системы взаимного поворота плоскости поляризации, частотные фильтры, аттенуаторы, направленные ответвители, делители мощности, поляризационные фильтры и т.д.). Рассчитаны основные электрические характеристики этих функциональных элементов. Получено хорошее совпадение расчетных и измеренных характеристик разработанных элементов.

6. Показано, что характеристики мультиплексоров, в которых используются частопериодические решетки либо диэлектрические пленки, существенно зависят от частоты. Предложен новый широкополосный мультиплексор терагерцового диапазона. Теоретически и экспериментально доказано, что широкополосное мультиплексирование сигналов в терагерцовом диапазоне обеспечивается при помощи квазиоптических уголков и плавного оптимального волноводного перехода. В отличие от известных конструкций мультиплексоров, в разработанном устройстве мультиплексирование не зависит от поляризации рабочей волны. Разработанный мультиплексор может быть использован и в качестве широкополосного делителя мощности. Это позволит применять его в будущих системах, работающих по технологии ММО.

7. Теоретически и экспериментально доказано, что продольно–намагниченный до насыщения ферритовый образец может быть эффективно согласован при помощи просветляющих диэлектрических покрытий. Невзаимные элементы на эффекте Фарадея поворачивают плоскость поляризации электромагнитной волны на 45° . Такой поворот обеспечивается меньшими, чем при насыщении, значениями намагниченности ферритового образца. Так, поворот на указанный угол ферритом марки 10СЧ6Б толщиной 10 мм обеспечивается при подмагничивающем поле порядка 16000 А/м (200 Э), при этом волновые сопротивления феррита для волн правого и левого направлений вращения отличаются на 1,4% ($\mu = 1$, $\mu'_a = 0,014$, $\varepsilon/\varepsilon_0 = 15,3$). Этот факт указывает на реальную возможность согласования феррита при помощи однослойного согласующего покрытия. По сравнению с другими способами, такой способ обеспечивает наибольшую широкополосность согласования. Получены аналитические выражения для коэффициентов отражения и прохождения волн, поляризация которых совпадает и ортогональна к поляризации падающей линейно поляризованной волны. Показаны предельные возможности такого согласования ферритовых элементов для невзаимных устройств терагерцового диапазона. Определены допуски на характеристики материалов для согласующих покрытий и на их толщины.

8. Предложена методика экспериментального прецизионного согласования продольно–намагниченного до насыщения ферритового образца. Методика позволяет согласовать каждую грань ферритового образца в отдельности. Экспериментально показано, что в диапазоне длин волн 150...180 ГГц КСВН ферритового элемента марки 10СЧ6Б, согласованного плавленым кварцем, в полосе частот 6% не превышает 1,06.

9. На основе МДВ квадратного сечения разработан полный комплект пассивных функциональных элементов терагерцового диапазона с высокими электрическими характеристиками для работы на больших уровнях мощности. В состав комплекта входят такие элементы, как возбудители рабочей моды, модовые и частотные фильтры, согласованные нагрузки, аттенюаторы, делители мощности и мультиплексоры.

10. Отсутствие токов на стенках волноводов позволяет изготавливать волноводы из составных частей. ДК-волновод может быть изготовлен из двух частей: нижняя часть – это канал, на стенки которого наносится слой диэлектрика антирезонансной толщины; верхняя часть – это крышка или верхняя стенка волновода, которая при закреплении с нижней частью образует волноводный канал. Предложены два способа получения каналов: 1) фрезерование в металле; 2) прессование каналов в пластмассе с дальнейшей металлизацией стенок канала с применением технологии гальванопластического наращивания металла на стенки каналов и на крышке. Такая технология позволяет реализовать СВЧ схемы различного назначения в модульном исполнении, а также изготавливать компактные интегрированные схемы терагерцового диапазона. Существенным преимуществом разработанной технологии является значительное снижение потерь, которые связаны с фланцевыми соединениями между различными функциональными элементами. При модульном исполнении СВЧ схем фланцевые соединения отсутствуют.

Основные результаты диссертации опубликованы в следующих работах:

1. **Айвазян М.Ц.** Направляющие системы для передачи больших мощностей в терагерцовом диапазоне // Известия НАН РА и НПУА. Серия “Технические науки”. – 2016. – Т. 69, №2. – С. 151–160.
2. **Ayvazyan 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.
3. **Аветисян А.А., Айвазян М.Ц.** Волноводы в терагерцовом диапазоне // Вестник ГИУА: Информационные технологии, электроника, радиотехника. – 2016. – № 1. – С. 95–103.
4. **Айвазян М.Ц., Казанцев Ю.Н., Мартиросян Р.М.** Направляющие системы для терагерцового диапазона // Физические основы приборостроения. – 2016. – Т. 5, № 1. – С. 28–35.
5. **Айвазян М.Ц.** Возбуждение рабочей волны металлодиэлектрических волноводов круглого сечения // Вестник ГИУА. Серия “Моделирование, оптимизация, управление”. – 2011. – Вып. 14, том 1. – С. 25–31.
6. **Айвазян М.Ц.** Расчет основных размеров возбудителя рабочей моды металлодиэлектрического волновода круглого сечения // Вестник ГИУА. Серия “Моделирование, оптимизация, управление”. – 2011. – Вып. 14, том 2. – С. 66 – 69.
7. **Айвазян М.Ц.** Мультиплексор для терагерцового диапазона // Вестник ГИУА: Информационные технологии, электроника, радиотехника. – 2015. – № 1. – С. 93–97.

8. **Avagian R.S., Agababian K.R., Auvazyan M.Ts., et al.** Complete set of waveguide elements for extremely high frequency // Transblak sea region symposium on applied electromagnetism, 17–19 april 1996. – Metsovo, Greece, 1996. – P. 91–93.
9. **Айвазян М.Ц., Степанян Н.Г.** Регулируемый направленный ответвитель терагерцового диапазона // Вестник ГИУА. Серия “Информационные технологии, электроника, радиотехника”. – 2014. – Вып. 17, № 2. – С. 88–94.
10. **Auvazyan 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.
11. **Айвазян М.Ц., Казанцев Ю.Н., Копнин А.Н.** Исследование систем частопериодических решеток применительно к функциональным элементам ММ и СубММ диапазонов длин волн // Радиотехника и электроника. – 1984. – Т. 29, № 12. – С. 2323–2328.
12. **Авакян Р.С., Агабабян К.Р., Айвазян М.Ц., Казанцев Ю.Н.** Исследование электрических характеристик системы частопериодических решеток // Известия НАН РА и ГИУА. Серия Технические науки. – 1993. – Т. 46, №2. – С. 52–56.
13. **Айвазян М.Ц., Казанцев Ю.Н.** Преобразование рабочих мод в широких волноводах при повороте плоскости поляризации электромагнитной волны // Радиотехника и электроника. – 1988. – Т.33, № 10. – С. 2189–2191.
14. **Avakian R.S., Agababian K.R., Auvazyan M.Ts., Kazantsev Yu.N.** Electrical characteristics of the waveguide grating system // International Journal of Infrared and Millimeter Waves. – 1995. – V. 16, issue 2. – P. 411–418.
15. **Агабабян К.Р., Айвазян М.Ц.** Преобразователь поляризации для КВЧ ММ и СубММ диапазонов // Известия МВ и ССО СССР. Радиоэлектроника. – 1987. – Т. 30, №2. – С. 83–85.
16. **Айвазян М.Ц.** Вращающееся сочленение на основе металлодиэлектрического волновода для терагерцового диапазона // Вестник ГИУА. Серия “Информационные технологии, электроника, радиотехника”. – 2014. – Вып. 17, № 1. – С. 92–96.
17. **Айвазян М.Ц.** Согласование продольно намагниченной анизотропной среды однослойным четвертьволновым покрытием // Вестник ГИУА. Серия “Информационные технологии, электроника, радиотехника”. – 2012. – Вып. 15, № 1. – С. 76–83.
18. **Айвазян М.Ц.** Приближенные граничные условия для решения электродинамических задач // Вестник ГИУА. Серия “Информационные технологии, электроника, радиотехника”. – 2013. – Вып. 16, № 2. – С. 93–99.
19. **Айвазян Д.М., Айвазян М.Ц.** Прецизионное согласование ферритовых образцов для невзаимных элементов терагерцового диапазона волн // Вестник ГИУА. Серия “Информационные технологии, электроника, радиотехника”. – 2012. – Вып. 15, № 2. – С. 73–78.

20. **Айвазян М.Ц., Казанцев Ю.Н.** СВЧ схемы в модульном исполнении для терагерцового диапазона // Вестник ГИУА. Серия “Информационные технологии, электроника, радиотехника”. – 2013. – Вып. 16, № 1. – С. 103–110.
21. **Ayvazyan M.Ts., KazansteV Yu.N.** Modular integrated microwave circuits for terahertz band // Proceedings of IEEE East-West Design & Test Symposium (EWDTS' 2015), September 26–29 2015. – Batumi, Georgia, 2015.– P. 403 – 405.
22. **Ayvazyan M.Ts.** Monopuls array for 120–50 GHz on basis metal-dielectric waveguide// Transblak sea region symposium on applied applied electromagnetism, 17–19 april 1996.– Metsovo, Greece, 1996.– P. 102–105.
23. **Аветисян А.А., Айвазян М.Ц.** Исследование методов снижения коэффициента шума приемника терагерцового диапазона // Радиопромышленность. – 2018. – № 2. – С. 6–10.
24. **Айвазян М.Ц., Енокян Г.К.** Автомобильные радары гигагерцового диапазона // Вестник ГИУА: Информационные технологии, электроника, радиотехника. – 2017. – 20, № 1.– С. 89–97.

ԱՄՓՈՓԱԳԻՐ

1. Ցույց է տրված, որ իրենց էլեկտրական բնութագրերով, ինչպիսիք են գծային կորուստներն, աշխատանքային ալիքի ձևափոխումն ավելի բարձր տիպերի, բևեռացման կայունությունը, հաղորդվող հզորության մակարդակը և արտադրության տեխնոլոգիան մետաղադիէլեկտրիկական ալիքատարները գերազանցում են տերահերցային տիրույթի բոլոր հայտնի ուղորդող համակարգերը:

2. Ցույց է տրված, որ «սնամեջ դիէլեկտրիկական կապուղի» դասի աշխատանքային ալիքն ունի «բևեռացման անտարբերություն», այսինքն նման ալիքատարներում աշխատանքային ալիքի ամպլիտուդի բաշխումը կախված չէ նրա բևեռացումից: Նշվում է, որ բևեռացման կայունությունը պահպանելու համար անհրաժեշտ է օգտագործել քառակուսի հատվածով մետաղական-դիէլեկտրիկական ալիքատարներ LM_{II} , աշխատանքային ալիքով, իսկ պտտվող միացումներում շրջանաձև հատվածի մետաղական-դիէլեկտրիկական ալիքատարներ EH_{II} , աշխատանքային մոդով:

3. Առաջարկվել է ուղղանկյուն և շրջանաձև կտրվածքներով «սնամեջ դիէլեկտրիկական կապուղի» դասի աշխատանքային ալիքի բարձր արդյունավետությամբ գրգռման եղանակ մետաղական ալիքատարի TE_{01} , աշխատանքային ալիքի միջոցով: Հաշվարկվել են գրգռիչի երկու և չորս թիթեղների օգտագործմամբ քառակուսի և շրջանաձև կտրվածքներով ԴԿ-ալիքատարների աշխատանքային ալիքի գրգռման արդյունավետությունը: Գործնական օգտագործման համար հիմնավորված է երկու թիթեղ ունեցող գրգռիչների ընտրությունը, որոնք ապահովում են համապատասխանաբար 0,975 և 0,936 քառակուսի և կլոր կտրվածքներով ԴԿ-ալիքատարների գրգռման արդյունավետությունը: Առաջարկվում է գրգռման արդյունավետության չափման նոր ճշգրիտ մեթոդ:

4. Լուծվել է հաճախապարբերական ցանցերով բաղկացած համակարգի միջով էլեկտրամագնիսական ալիքի անցման խնդիրը: Խնդրի լուծման ընթացքում օգտագործվել են Սիվովի-Վայնշտեյնի սահմանային պայմանները: Բերված են երկու, երեք և չորս ցանցերից բաղկացած համակարգերի համար փոխանցման և անդրադարձման գործակիցների անալիտիկ արտահայտություններ:

5. Առաջարկվում են մի շարք ֆունկցիոնալ տարրեր, որոնք օգտագործում են հաճախապարբերական ցանցերից: Ստացվել է հաշվարկված արդյունքների և չափված բնութագրերի լավ համաձայնություն:

6. Մշակվել է մուլտիպլեքսոր, որը կարող է օգտագործվել նաև որպես հզորության լայնաշերտ բաժանարար: Սա թույլ կտա մուլտիպլեքսորին

օգտագործել հետագա համակարգերում, որոնք աշխատում են MIMO տեխնոլոգիայով:

7. Տեսականորեն և փորձարարորեն ապացուցվել է, որ մինչև հագեցում երկայնական մագնիսացված ֆերիտային նմուշը, կարող է արդյունավետ համաձայնեցվել դիէլեկտրիկական ծածկույթի միջոցով: Ֆարադեյի էֆեկտի վրա հիմնված ոչ փոխադարձ տարրերը պատեցնում են էլեկտրամագնիսական ալիքի բևեռացման հարթությունը 45° -ով: Ստացվել են անալիտիկ արտահայտություններ ալիքների անդրադարձման և փոխանցման գործակիցների համար: Տույց են տրված տերահերցային տիրույթի ոչ փոխադարձ սարքավորումների համար ֆերիտային տարրերի համաձայնեցման սահմանային հնարավորությունները: Որոշվել են համաձայնեցնող ծածկույթների նյութերի բնութագրերը և նրանց հաստությունները:

8. Առաջարկվել է երկայնական, մինչև հագեցում, մագնիսացված ֆերիտի նմուշի ճշգրիտ համաձայնեցման եղանակ: Այն հնարավորություն է տալիս անհատականորեն համաձայնեցնել նմուշի յուրաքանչյուր երեսն առանձին առանձին: Փորձնականորեն ցույց է տրվել, որ 150...180 ԳՀց հաճախականային տիրույթում, 10C46B տեսակի ֆերիտային տարրի կսնգուն ալիքի գործակիցը, որը համաձայնեցված է արհեստական կվարցով, 6% հաճախականային տիրույթում, չի գերազանցում 1,06-ը:

9. Քառակուսի կտրվածքով մետաղա-դիէլեկտրիկական ալիքատարի հիման վրա մշակվել է տերահերցային տիրույթի պասիվ ֆունկցիոնալ տարրերի լրիվ կոմպլեկտ, որի տարրերը նախատեսված են էներգիայի բարձր մակարդակներում շահագործման համար:

10. Ալիքատարի պատերին հոսանքների բացակայությունը թույլ է տալիս ալիքատարները պատրաստել բաղադրիչներից: Այս տեխնոլոգիան թույլ է տալիս իրականացնել տերահերցային տիրույթի համար ԳԲՀ սխեմաներ մոդուլային եղանակով, ինչպես նաև թույլ է տալիս պատրաստել միկրոալիքային ինտեգրալ սխեմաներ: Մշակված տեխնոլոգիայի առավելությունը կորուստների էական նվազեցումն է, որոնք կապված են տարբեր ֆունկցիոնալ տարրերի միջև եղած առանցքային կապերի հետ: Միկրոալիքային սխեմաների մոդուլային իրագործման ժամանակ, միացումները բացակայում են:

**DEVELOPMENT OF THEORETICAL AND TECHNOLOGICAL BASES
FOR CREATION THE PASSIVE DEVICES FOR HIGH POWER
OF THE THERAHZ RANGE**

SUMMARY

1. It is shown that in their electrical characteristics, such as linear losses, the conversion of the working mode into higher types, in polarization stability, in the level of transmitted power, in the manufacturability, metal-dielectric waveguides surpass all known guiding systems in the terahertz range.
2. It has been shown that the own of the waveguides of the class “hollow dielectric channel” have “polarization indifference”, i.e. in such waveguides, the distribution of the field amplitude of the working mode does not depend on its polarization. This property of the working mode is widely used to create a complete set of functional elements with high electrical characteristics for transeiver and measurement paths in the terahertz range. It is indicated that in order to maintain polarization stability, square-section of metal-dielectric waveguides with the working mode LM_{11} should be used, and circular-section metal-dielectric waveguides with the working mode EH_{11} in rotating joints.
3. Proposed a method for highly efficient excitation of waveguides of the “hollow dielectric channel” class by rectangular and circular cross-sections with TE_{01} wave of a single-mode rectangular metal waveguide. It is theoretically grounded and experimentally proved that at the output of horn-plate junctions a field distribution is formed close to the field distribution of the working modes of waveguides of the “hollow dielectric channel” class. The efficiencies of the excitation of the working mode of DC-waveguides of square and round cross sections using two and four plates at the output of the horn are calculated. For practical use, the choice of horns with two plates is justified, which ensure the excitation efficiency of DC-waveguides of square and round cross sections of 0.975 and 0.936, respectively. A method for measuring the excitation efficiency is proposed. Good agreement was obtained between the measured value of the excitation loss and the calculated one.
4. The problem of the passage of an electromagnetic wave through a system consisting of the N number of infinite frequency-periodic gratings with round metal wires, placed in free space ($\epsilon = \mu = 1$), is solved. In solving the problem, the boundary conditions of Sivov–Weinstein were used. It is shown that the obtained strict relations for gratings used in the terahertz range go over into the boundary conditions of an anisotropic conductive surface – the Vladimirsky boundary conditions. Analytical expressions of the transmission and reflection coefficients for systems consisting of two, three, and four lattices are given.
5. A number of functional elements using systems of frequency-periodic gratings (systems of mutual rotation of the plane of polarization, frequency filters, attenuators, directional couplers, power dividers, polarization filters, etc.) are proposed. The basic electrical characteristics of these functional elements are calculated. A good agreement is obtained between the calculated and measured characteristics of the developed elements.
6. It is shown that the characteristics of multiplexers in which frequency-periodic gratings or dielectric films are used depend significantly on the frequency. A new terahertz wideband

multiplexer is proposed. It has been theoretically and experimentally proved that broadband signal multiplexing in the terahertz range is ensured by using quasi-optical angles and a smooth optimal waveguide transition. In contrast to the known designs of multiplexers, in the developed device, multiplexing does not depend on the polarization of the working wave. The developed multiplexer can also be used as a broadband power divider. This will allow its use in future systems using MIMO technology.

7. It has been theoretically and experimentally proved that in a longitudinally magnetized to saturation ferrite sample can be effectively matched using antireflective dielectric coatings. Non-reciprocal elements based on the Faraday effect rotate the plane of polarization of the electromagnetic wave on 45° . This rotation is ensured by lower magnetization values of the ferrite sample than during saturation. Thus, a $10 - mm$ - thick 10C46B grade ferrite can be rotated to the indicated angle with a magnetizing field of the order of $16000 A/m$, while the ferrite wave drags for the waves of the right and left directions of rotation differ by 1.4% ($\mu = 1$, $\mu' A = 0.014$, $\epsilon / \epsilon_0 = 15.3$). This fact indicates the real possibility of matching ferrite using a single-layer matching coating. Compared to other matching methods, this method provides the greatest matching bandwidth. Analytical expressions are obtained for the reflection and transmission coefficients of waves whose polarization is the same and orthogonal to the polarization of the incident linearly polarized wave. The limiting possibilities of such matching of ferrite elements for nonreciprocal devices of the terahertz range are shown. Tolerances on the characteristics of materials for matching coatings and their thicknesses are determined.

8. Proposed the method for experimental precision matching of a longitudinally magnetized to saturation ferrite sample. The technique allows matching each facet of a ferrite sample individually. It was experimentally shown that, in the wavelength range of $150...180 GHz$, the VSWR of a 10C46B grade ferrite element matched by fused quartz in a frequency band of 6% does not exceed 1.06.

9. On the basis of a square-section metal–dielectric waveguide, a complete set of passive terahertz functional elements with high electrical characteristics has been developed for operation at high power levels. The kit includes such elements as working mode exciters, mode and frequency filters, matched loads, attenuators, power dividers and multiplexers.

10. The absence of currents on the walls of the waveguides allows you to make a waveguide of the components. A DC–waveguide can be made of two parts: the lower part is a channel on whose walls a dielectric layer of ant resonant thickness is deposited, the upper part is a cover, or the upper wall of the waveguide, which, when fixed to the lower part, forms a waveguide channel. Two methods of producing channels are proposed: the first method is milling in metal, the second method is pressing channels in plastic with further metallization of the channel walls using the technology of electroforming of metal on the channel walls and on the lid. This technology allows the implementation of microwave circuits for various purposes in a modular design, and also allows the manufacture of compact integrated circuits in the terahertz range. A significant advantage of the developed technology is a significant reduction in losses associated with flange connections between various functional elements. With the modular design of microwave circuits, there are no flange connections.

