

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ
УЧРЕЖДЕНИЕ
ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
ВОРОНЕЖСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ

На правах рукописи

Сбитнев Никита Сергеевич

**НЕОДНОРОДНЫЕ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СТРУКТУРЫ ДЛЯ
УЛУЧШЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ
ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ**

1.3.4 – Радиофизика

ДИССЕРТАЦИЯ

на соискание учёной степени кандидата физико-математических наук

Научный руководитель:

доктор физико-математических наук,

профессор Усков Григорий Константинович

Воронеж – 2022

Оглавление

Введение.....	- 4 -
ГЛАВА 1. Анализ электромагнитного поля апертурного излучателя	- 11 -
§ 1.1. Краткий обзор публикаций по тематике исследуемой научной области	- 11 -
§ 1.2. TEM-рупор как элемент сверхширокополосной линии связи	- 16 -
§ 1.3. Электромагнитное поле пирамидального TEM-рупора.....	- 20 -
Выводы по 1 главе.....	- 27 -
ГЛАВА 2. Моделирование неоднородных диэлектрических структур, применяемых в СШП излучателях.....	- 30 -
§ 2.1. Подходы к использованию диэлектрического заполнения в СШП излучателях.....	- 30 -
§ 2.2. Трансформация волнового фронта излучателя с использованием неоднородного диэлектрического заполнения.	- 36 -
§ 2.3. Построение диэлектрического заполнения для TEM-рупора	- 43 -
2.3.1. Распределение диэлектрической проницаемости в приближении дискретного фазового центра	- 43 -
2.3.2. Распределение диэлектрической проницаемости в приближении распределенного фазового центра	- 46 -
§ 2.4. Однородная диэлектрическая структура для TEM-рупора	- 52 -
Выводы по 2 главе.....	- 57 -
ГЛАВА 3. Экспериментальное исследование излучателя с неоднородным диэлектрическим заполнением	- 59 -
§ 3.1. Формирование материалов с различной диэлектрической проницаемостью на основе трехмерной печати.	- 59 -

§ 3.2. Неоднородное диэлектрическое заполнение для TEM-рупора на основе логарифмического закона смешения.....	71 -
Выводы по 3 главе.....	77 -
ГЛАВА 4. Многолучевые сверхширокополосные излучатели	79 -
§ 4.1. Формирование расширенного главного лепестка ДН.....	79 -
§ 4.2. Применение линза Люнеберга для многолучевой излучающей системы	84 -
§ 4.3. Многолучевой СШП излучатель на основе модифицированного TEM-рупора	87 -
Выводы по 4 главе.....	95 -
Заключение	96 -
Список сокращений и условных обозначений.....	99 -
Список литературы	100 -

Введение

Диссертационная работа посвящена разработке и исследованию методов расширения диапазона рабочих частот сверхширокополосных излучателей с использованием пространственных диэлектрических структур. В рамках работы рассматривается возможность применения исследуемых структур для создания многолучевой сверхширокополосной излучающей системы.

Актуальность. Современное состояние теории и техники сверхвысоких частот (СВЧ) позволяет выделить область, связанную с изучением различного рода сверхширокополосных (СШП) систем, в отдельное направление радиофизики [1]. Большое разнообразие задач, рассматриваемых в этом направлении, таких как генерация, излучение и распространение, прием и обработка СШП сигналов, требует разработки новых подходов и методов, а также модификации существующих.

В данной диссертационной работе подробно рассматриваются СШП излучатели. Наиболее часто для этого применяются так называемые апертурные излучатели, к которым относятся рупорные излучатели. Характерной особенностью излучателей такого типа является то, что в излучении участвуют сравнительно большие проводящие поверхности (апертуры), по которым протекают токи высокой частоты [2]. Малая длина волны в рассматриваемом частотном диапазоне позволяет создавать остронаправленные излучатели и излучатели с диаграммой направленности (ДН) сложной формы со сравнительно небольшими размерами.

Классическая теория, описывающая излучение и распространение электромагнитных (ЭМ) волн, основанная на решении уравнений Максвелла в исходном виде, ограниченно применима для СШП излучателей в силу своей громоздкости [3, 4]. В XX и XXI вв. были предложены и исследованы другие различные подходы: апертурная теория [5, 6], метод импульсных характеристик [7], теория эйконалов [8].

Проблема синтеза и анализа апертурных излучателей зачастую сводится к задаче улучшения характеристик направленности. Для решения этой задачи обычно варьируются размеры и форма раскрыва. Так, в работах [9, 10] авторами определяются оптимальные геометрические размеры зеркальных излучателей и ТЕМ-рупоров [11-14] с различными типами профиля.

Однако существует и другой путь оптимизации, который позволяет добиться улучшения характеристик излучателя, дополнив его структурой из диэлектрического материала. Большое число исследований и литературных источников предлагает использовать для этой цели линзы из однородного диэлектрика, которые помещаются в раскрыв рупорного излучателя [15-18].

Важное направление исследований, проводимых в данной работе, связано с разработкой многолучевых излучателей. Многолучевые излучатели в радиолокационных системах дают возможность быстрого обнаружения и одновременного сопровождения нескольких объектов в пространстве [19]. В настоящее время, как правило, многолучевые излучатели представляют набор однолучевых, широко применяемых в системах сотовой связи [20].

Вопрос же создания многолучевого излучателя СШП диапазона на основе единственного излучателя пока недостаточно изучен. Такая система несет в себе принципиальные преимущества, поскольку кардинально снижает ее размеры и вес. Таким образом, развитие методов синтеза многолучевых излучателей, а также возможность дополнения их диэлектрическими структурами с целью улучшения характеристик является актуальным и требует дальнейшего исследования.

Степень разработанности темы. В большинстве случаев в литературе применение диэлектрических линз и структур совместно с СШП излучателями сводится либо к задаче улучшения согласования, либо к задаче улучшения формы диаграммы направленности и повышения коэффициента направленного действия (КНД).

Однако обычно эти вопросы рассматриваются, если не в отрыве друг от друга, то, зачастую, параллельно и не системно. Особенно это относится к

исследованиям неоднородных диэлектрических структур, в которых различными способами достигается требуемая диэлектрическая проницаемость.

Также мало внимания в литературе уделяется вопросам улучшения характеристик рупоров, в частности повышения уровня КНД и снижения уровня боковых лепестков ДН, без изменения размеров излучателей. Такие задачи довольно часто встречаются в различных приложениях радиолокации и связи, где присутствуют жесткие требования, ограничивающие размеры излучателей.

Кроме того, недостаточно полно освещена в литературе проблема синтеза многолучевых СШП излучателей и излучателей со сканирующим лучом, созданных на основе одного излучателя с широким диапазоном углов сканирования.

Целью диссертационной работы является исследование влияния неоднородной диэлектрической среды на форму волнового фронта в раскрыве апертурного СШП излучателя и разработка многолучевого излучателя на основе ТЕМ-рупора с использованием диэлектрического заполнения.

В соответствии с поставленной целью в работе были **сформулированы и решены** следующие задачи:

1. Ввести количественные характеристики, максимально полно описывающие качество работы СШП излучателя по его КНД, ДН и согласованию.
2. Показать применимость диэлектрических структур для расширения рабочего диапазона частот ТЕМ-рупора и получить аналитические выражения для распределения диэлектрической проницаемости в такой структуре.
3. Разработать методы реализации структур с заданной диэлектрической проницаемостью для исследования модифицированных СШП излучателей. Оценить корректность выводов о расширении рабочего диапазона частот ТЕМ-рупора по согласованию и по КНД, а также оценить потери энергии ЭМ волны при распространении внутри диэлектрика.
4. Разработать многолучевой СШП излучатель с диэлектрической структурой, позволяющей улучшить ДН в широком диапазоне углов

сканирования.

Научная новизна. В работе получены следующие новые результаты:

1. Выведены аналитические выражения для неоднородных диэлектрических сред со ступенчатым изменением диэлектрической проницаемости.

2. Предложена модель структуры на основе аналитических выражений для неоднородных диэлектрических сред. Данная структура применена для заполнения пространства между лепестками ТЕМ-рупора. Получены экспериментальные и численные результаты, позволившие сделать вывод о существенном улучшении характеристик излучения и согласования за счет трансформации волнового фронта в раскрыве рупора.

3. Введена количественная характеристика и методика ее измерения для оценки диапазона частот, на котором диаграмма направленности излучателя не испытывает искажений.

4. Разработана методика формирования неоднородных диэлектрических структур с заданным значением диэлектрической проницаемости для приложений СВЧ диапазона. В данных средах пространственное распределение диэлектрической проницаемости подчиняется полученным аналитическим выражениям за счет введения воздушных полостей по закону Лихтенеккера.

5. Построена модель многолучевого ТЕМ-рупорного СШП излучателя с несколькими входами, дополненного цилиндрической линзой Люнеберга. Каждый из таких входов соответствует фиксированному частотно независимому направлению излучения.

Теоретическая и практическая значимость представленной диссертационной работы заключается в развитии методов системного улучшения характеристик СШП излучателей. Рассмотренные на примере ТЕМ-рупора подходы к анализу характеристик излучения и, основанные на этом, способы синтеза излучателей с заданными характеристиками могут быть применены к другим типам апертурных излучателей.

Представленные результаты и аналитические выражения в дальнейшем могут существенно сократить время и сложность разработки СШП излучателей за счет того, что они во многих случаях позволяют свести сложные электродинамические расчеты к методам геометрической оптики.

Разработанный многолучевой излучатель может найти применение в приложениях радиолокации и навигации, где требуются ДН сложной формы или необходимо сканирование пространства. Ценность предложенного излучателя относительно фазированных антенных решеток (ФАР) состоит в существенно меньших размерах и стоимости изготовления.

Методы исследования. Для решения поставленных в диссертационном исследовании задач применялись различные методы: методы физической и геометрической оптики, метод эйконолов. В ходе электромагнитного моделирования использовался метод конечных разностей во временной области (FDTD) и САПР CST Microwave Studio.

В рамках проведенных экспериментов применялись стандартные методы радиофизического эксперимента, а также теории и измерения параметров электрических цепей. Было использовано современное оборудование и приборы. Полученные в результате массивы данных обрабатывались в пакете для математического моделирования Matlab.

Достоверность результатов работы доказывается корректным применением соответствующих физических и математических методов. Все полученные аналитически выражения были подтверждены с помощью электродинамических моделей и затем экспериментально. Результаты исследований сравнивались со схожими, описанными в литературе и обнаруживали высокую степень совпадения. Все, наблюдаемые в ходе экспериментов и моделирования, эффекты и закономерности систематически воспроизводимы.

Внедрение научных результатов. Результаты диссертации использованы в рамках научного проекта № 19-31-27001, выполненного при финансовой поддержке РФФИ, а также проекта №21-19-00323, поддержанного Российским научным фондом.

Основные положения и результаты, выносимые на защиту:

1. Максимально возможный частотный диапазон по параметру искажения диаграммы направленности для сверхширокополосного ТЕМ-рупора при фиксированных размерах апертуры достигается на малых углах раскрыва.

2. Диэлектрическое заполнение с пространственно-распределенной диэлектрической проницаемостью, позволяющее трансформировать сферический волновой фронт в плоский, расширяет частотный диапазон ТЕМ-рупора по параметру искажения диаграммы направленности на 11 ГГц при заданных размерах.

3. Способ формирования слоистых структур из однородного диэлектрика для практической реализации сред с пространственным распределением диэлектрической проницаемости на основе логарифмического закона смещения.

4. Многолучевой излучатель на основе модифицированного ТЕМ-рупора осуществил возможность формирования диаграммы с разными направлениями излучения при коммутации соответствующих входов.

Апробация работы. Основные результаты, представленные в диссертационной работе, обсуждались и докладывались на следующих конференциях:

1. VII Всероссийская микроволновая конференция (г. Москва-2020);
2. Радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий: РЭУС – 2016 (г. Москва);
3. XI International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT) (Kyiv-2017);

4. Antennas Design and Measurement International Conference (ADMInC) (Saint Petersburg-2019);
5. IET International Radar Conference (Nanjing city, China - 2018);
6. XXII, XXIII, XXIV, XXV, XXVI, XXVII Международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация, связь» (г. Воронеж, 2016-2021).

Личный вклад автора. Автор диссертации выполнил основной объем работы и получил ключевые результаты лично. Меньшая часть результатов была получена в ходе совместной работы с другими исследователями-соавторами публикаций. Научный руководитель участвовал в постановке задач и выработке концепции исследований. Лично автором были выведены аналитические зависимости, разработаны ЭД модели исследуемых излучателей, спланированы и проведены эксперименты, а также выполнена обработка и анализ полученных данных.

Публикации. Автором было опубликовано 17 научных работ по теме представленного исследования. Среди этих работ 2 входят в перечень ВАК РФ и 6 индексируются базами Scopus и Web of Science.

Структура и объём диссертации. Работа состоит из введения, четырёх глав и заключения. Так же она содержит список сокращений и условных обозначений и список источников, которые были использованы при ее подготовке. Всего в диссертации содержится: 118 страниц, 47 рисунков и 2 таблицы. Список литературы содержит 152 источника.

ГЛАВА 1. Анализ электромагнитного поля апертурного излучателя

§ 1.1. Краткий обзор публикаций по тематике исследуемой научной области

Как было ранее отмечено, область знаний, изучающая различные аспекты сверхширокополосной техники, активно развивается в различных направлениях. В работах [21-23] были заложены практические основы СШП радиосвязи и впервые предложено рассматривать такие системы как особый класс.

Традиционно в радиофизике принято условно разделять область исследования следующим образом: генерация, излучение, распространение, прием и обработка сигнала. В литературе достаточно хорошо освещены вопросы генерации СКИ [24-26]. В частности, в отечественной и зарубежной литературе описаны методы генерации на основе диодов с накоплением заряда [27-29], КМОП-структур [30-32], а также на основе набора узкополосных сигналов [33].

Большое число работ посвящено исследованию излучателей СШП сигналов. Чаще всего авторами рассматриваются два основных типа: щелевые антенны [34-36] и рупорные антенны [37, 38]. Отдельную область исследования представляют собой фрактальные антенны [39, 40].

Практически любой тип антенны [41-43] может быть использован как элемент антенной решетки. Часто в таких системах решаются проблемы обеспечения сканирования пространства в широком диапазоне углов [44, 45] и уменьшения размеров и веса решеток при сохранении требуемых характеристик излучения [46].

Большое разнообразие задач решается при изучении распространения СШП сигналов в пространстве. В частности, предлагаются модели каналов связи внутри помещений [47, 48], в городской застройке [49] и на дальние расстояния в атмосфере [50]. СШП сигналы на частотах выше 22 ГГц испытывают серьезные искажения [51] в атмосфере Земли за счет наличия резонансных линий поглощения паров воды. Последнее время также активно разрабатываются модели, описывающие распространение таких сигналов в теле человека [52, 53].

Остановимся подробнее на работах, посвященных ТЕМ-рупору. Во многих случаях исследования посвящены либо улучшению согласования антенны с линией запитки [54, 55], либо повышению коэффициента усиления в главном направлении [56-58]. В рамках задачи по улучшению формы ДН ТЕМ-рупора подробно рассмотрен вопрос снижения уровня боковых лепестков [59]. Особый интерес представляет работа [60], в которой подробно описан симметрирующее устройство для обеспечения СВЧ перехода (balun).

Наиболее часто авторы для повышения характеристик рупоров варьируют их размеры [13, 61, 62] и форму лепестков [63, 64]. Однако такой метод имеет определенные ограничения, поскольку, во-первых, зачастую имеются определенные лимиты на размер антенны, и, во-вторых, в [65] показано, что характеристики рупора зависят еще и от угла его раскрытия.

Существует и другой путь повышения характеристик апертурных излучателей, и в частности, ТЕМ-рупоров – это совмещение их с диэлектрическими объектами [66-69]. Это могут быть линзы из однородного диэлектрика [15, 16], трансформирующие фронт ЭМ волны за счет формы своей поверхности. Также могут использоваться структуры в виде набора диэлектриков с различной проницаемостью ϵ [70, 71]. Например, в [72] сравнивается линза из блоков с переменной высотой и постоянной ϵ с линзой такого же размера из блоков с одинаковой высотой и переменной ϵ . Интересна работа [73], в которой рассматриваются частотно-селективные поверхности на основе метаматериалов применительно к ТЕМ-рупору. Следует отметить, что подобные частотно-селективные поверхности чрезвычайно требовательны к качеству изготовления.

Достаточно оригинальная конструкция из жидкого полимера предлагается в [74]. В ней авторы с помощью такой структуры улучшают свойства СШП монопольной антенны. Несмотря на уникальные преимущества метода, он пока ограниченно применим в технике. Иногда в литературе встречается применение диэлектриков с большими значениями проницаемости (> 10) [75]. Следует также отметить, что диэлектрические линзы и структуры могут применяться и к щелевым излучателям СКИ [76-78]. Отдельным направлением выглядит

использование диэлектрических структур для многолучевых и сканирующих систем, например, линз Ротмана [79] и Люнеберга [80].

Существуют несколько основных методов аналитического расчета ЭМ полей, создаваемых СШП излучателями. Так в апертурной теории [5, 6] излучающую поверхность антенны необходимо разбить на элементарные участки. Каждый такой участок в свою очередь представляет источник вторичных сферических волн, исходя из принципа Гюйгенса-Френеля. Для нахождения суммарного поля складываются все волны от элементарных участков, пришедшие в данный момент. При этом считается, что другие источники ЭМ излучения в пространстве отсутствуют.

Во введении было отмечено, что апертурная теория применима только при достаточно кратковременных сигналах возбуждения, и она дает точное решение только для случая бесконечной апертуры. Тем не менее, с ее помощью были решены многие задачи радиотехники: теория синтеза антенн [81, 82], анализ правильности таких параметров, как амплитуда и фаза токов на излучающей поверхности и точности расположения каждого из элементов антенной решётки (так называемая статистическая теория антенн [83]).

В последние годы для анализа полей апертурных излучателей все более активно используется пространственно-временной метод расчета импульсных характеристик (ИХ) [84-86]. Преимущество данного метода состоит в том, что он позволяет получать в явном виде отклики электромагнитного поля (по времени) в ближней и дальней зонах пространства путем применения математической операции свертки возбуждающего импульсного сигнала и ее аналитической импульсной характеристикой. Также близкой к описываемому является подход так называемого «электромагнитного снаряда» [87, 88]. Обычно под этим подразумевается малая область пространства с высокой концентрацией ЭМ энергии.

Помимо аналитических методов нахождения поля, создаваемого излучателем, активно продолжают развиваться численные методы решения этой

задачи. Эти методы можно условно разделить по способу, как они подходят к решению уравнений Максвелла.

Следующие методы оперируют решением уравнений Максвелла в частотной области:

1. Метод конечных элементов (FEM – Finite Element Method) [89, 90];
2. Метод моментов (MoM – Method of Moments) [91, 92];
3. Однородная теория дифракции (UTD – Uniform Theory of Diffraction) [93, 94];
4. Метод моментов, модифицированный для спектральной области (modified spectral-domain method of moments) [95];
5. Метод конечных интегралов в частотной области (FIT – Finite Integration Technique in Frequency Domain) [96, 97].

Наиболее распространенным в наше время методом решения уравнений Максвелла во временной области является метод конечных разностей во временной области (FDTD – Finite Difference Time Domain) [11, 98, 99].

Несмотря на то, что область численного электромагнитного моделирования на первый взгляд выглядит достаточно узкой, существующее большое число методов (каждый метод имеет не один десяток дополняющих его алгоритмов оптимизации и факторизации) объясняется тем, что каждый из них имеет определенное преимущество в конкретном приложении. Изучению корректности применения тех или иных методов посвящено большое число научных исследований, описанных в литературе.

Далее в работе для численного решения будет использоваться именно метод FDTD. Основной принцип метода состоит в использовании конечных разностей вместо частных производных в уравнениях Максвелла. С применением алгоритма Yee [100] получаются конечно-разностные алгебраические уравнения. Эти уравнения далее решаются совместно и рекуррентно для магнитной и электрической составляющих поля. Вследствие этого FDTD довольно просто реализуется с применением ЭВМ.

Уравнения в методе FDTD записываются относительно временных и

пространственных координат и решаются в каждой временной точке области анализа. Это свойство находит широкое применение в САПР, так как позволяет анимировать поля во времени.

FDTD вычисляет электрическое и магнитное поля во всех точках счетного объема, что является удобным при моделировании сложных пространственных структур.

Кроме того, данный алгоритм позволяет существенно экономить время при проектировании широкополосных устройств. От проведенного единожды моделирования во временной области можно легко перейти в требуемую полосу частот с помощью преобразования Фурье.

Метод FDTD чрезвычайно удобен при моделировании неоднородных диэлектриков, так как позволяет задать диэлектрическую проницаемость в каждой ячейке счетной области.

Последние два свойства довольно существенны в случае рассматриваемой задачи, исходя из чего, в работе и был сделан выбор в пользу FDTD метода.

Несмотря на возможность самостоятельной реализации алгоритма и решения уравнений, зачастую используются специализированные системы автоматизированного проектирования (САПР) для решения задач электродинамики. В них обычно присутствуют основные методы решения уравнений Максвелла и реализован удобный графический интерфейс для формулирования условия и анализа результатов. К числу наиболее часто применяемых можно отнести HFSS [101], MMANA [102], FEKO [103], CST Microwave Studio [104, 105].

СШП излучатели, как элементы более сложных систем, находят широкое применение. В частности, обширное использование наблюдается в медицине, где они применяются для мониторинга различных частей тела [106, 107] и дыхания [108]. Главными достоинствами радаров, применяемых в медицине являются дистанционность и бесконтактность контроля, а также относительно низкая стоимость. В литературе описываются различные охранные системы и системы мониторинга на основе технологий СШП [109, 110], системы поиска людей под

завалами [111]. Большое число работ посвящено радиолокации [112-113], где СШП системы получили широкое распространение благодаря высокой разрешающей способности и возможности определять форму объекта. Нельзя не упомянуть современные системы связи на основе алгоритмов ММО [114-116], а также решения для «умного дома» [117] - там тоже находят применение излучатели СШП сигналов.

При разработке любой радиотехнической системы следует помнить о ее совместимости с действующими нормами и кодексами, регулирующими мощность и частоту излучения. Именно такие вопросы поднимаются в [118-120], где рассматриваются вопросы создания систем с прицелом под определенный стандарт (так называемая «маска радиочастот»).

Подводя итог проведенному научному обзору, следует отметить большое разнообразие приложений и разделов техники, где используются апертурные излучатели. Также все вышеприведенное позволяет сделать вывод о высокой актуальности и наукоемкости исследований в данной области.

§ 1.2. ТЕМ-рупор как элемент сверхширокополосной линии связи

Рассмотрим подробнее ТЕМ-рупор, как образец апертурного излучателя СШП сигналов. ТЕМ-рупоры получили широкое распространение благодаря следующим достоинствам:

1) при определенных условиях и корректном использовании они обладают всеми необходимыми свойствами сверхширокополосных антенн. В некоторых случаях их даже относят частотно-независимым антеннам. В первую очередь, благодаря хорошему согласованию с линией запитки. Однако, их ДН, все же, существенно зависит от частоты.

2) По сравнению с волноводными рупорами идентичных размеров, ТЕМ-рупоры обладают существенно меньшим значением нижней граничной частоты. Это дает возможность существенно расширить диапазон перекрытия в каждом элементе антенных систем, что приводит к уменьшению числа применяемых

разнодиапазонных антенн и позволяет упростить конструкцию коммутационных СВЧ трактов и уменьшить потери мощности в них; снизить габаритные размеры и массу антенного комплекса в целом, уменьшить его стоимость; повысить чувствительность в самой проблемной - низкочастотной области рабочего диапазона каждой антенны. Иными словами, это позволяет расширить зону действия комплекса.

3) ТЕМ-рупоры имеют очень простую конструкцию. Вследствие этого, их изготовление не требует высокотехнологичного производства, за счет чего достигается крайняя дешевизна изготовления.

4) По сравнению с волноводным рупором, ТЕМ-рупор достаточно просто запитать от полосковой или коаксиальной фидерной.

5) При использовании в составе антенных решеток ТЕМ-рупоры позволяют располагать их достаточно близко, что несет в себе существенные преимущества: увеличение полосы рабочих частот при сохранении габаритных размеров; повышение точности пеленгования объектов из-за меньшей систематической погрешности, определяемой межантенным расстоянием. Это достигается благодаря концентрации поля именно в пространстве между лепестками ТЕМ-рупора, что существенно снижает взаимное влияние соседних элементов.

Несмотря на большое число положительных сторон ТЕМ-рупоров, в литературе, вплоть до настоящего момента, недостаточно внимания уделено вопросам их математического моделирования и оптимального параметрического синтеза, а также исследованию других возможностей улучшения их характеристик (в частности, с помощью гофрирования поверхностей полосков) и расширению области практического использования.

В наше время ТЕМ-рупоры для излучения СШП радиосигналов используются в составе радиолокационных станций с высоким разрешением по дальности и скорости, в системах радионаведения высокоточного оружия, а также в аппаратуре радиосвязи с высокой пропускной способностью.

На рисунке 1.1 изображены две наиболее распространенные модификации ТЕМ-рупоров - конический и пирамидальный. Они имеют постоянное значение волнового сопротивления вдоль своей продольной оси (направление которой совпадает с направлением наиболее интенсивного излучения). Значение волнового сопротивления конического рупора часто выбирается равным 60π Ом (при равенстве угловой ширины щелей и полосков). Для пирамидальных рупоров геометрические размеры обычно подбираются таким образом, чтобы обеспечить значение волнового сопротивления в пределах $(90 + 200)$ Ом. Для приближения к характеристикам частотно-независимых антенн требуется выполнение следующих условий: 1 – угловые размеры полностью определяют размеры антенны; 2 – апертурная часть может быть равна по размерам длине излучателя.

Для согласования ТЕМ-рупоров с линией запитки можно использовать полосковые (или микрополосковые) согласующие и симметрирующие трансформаторы. Пирамидальный ТЕМ-рупор с полосковой линией запитки представлен на рисунке 1.2 в двух проекциях: сбоку и сверху.

В литературе встречается и другой метод согласования с коаксиальной или несимметричной полосковой линией со стандартным волновым сопротивлением 50 Ом: за счет вариации волнового сопротивления лепестков вдоль продольной оси. В этом случае появляется возможность упростить конструкцию и снизить габаритные размеры за счет удаления согласующих трансформаторов. Кроме того, один из полосков в области запитки можно расширить и использовать его как земляной, а другой – как фазовый, и это позволяет получить широкополосное антенное устройство, состоящее из двух тонких плоских пластин и стандартного разъема. Указанные пластины при этом конструктивно могут быть вытравлены на односторонних тонких листах фольгированного диэлектрика)

Проведенные исследования показывают, что ТЕМ-рупор с экспоненциальным законом распределения волнового сопротивления вдоль продольной оси является весьма эффективным антенным устройством, функционирующим в широкой полосе частот $(0.75 - 18)$ ГГц,

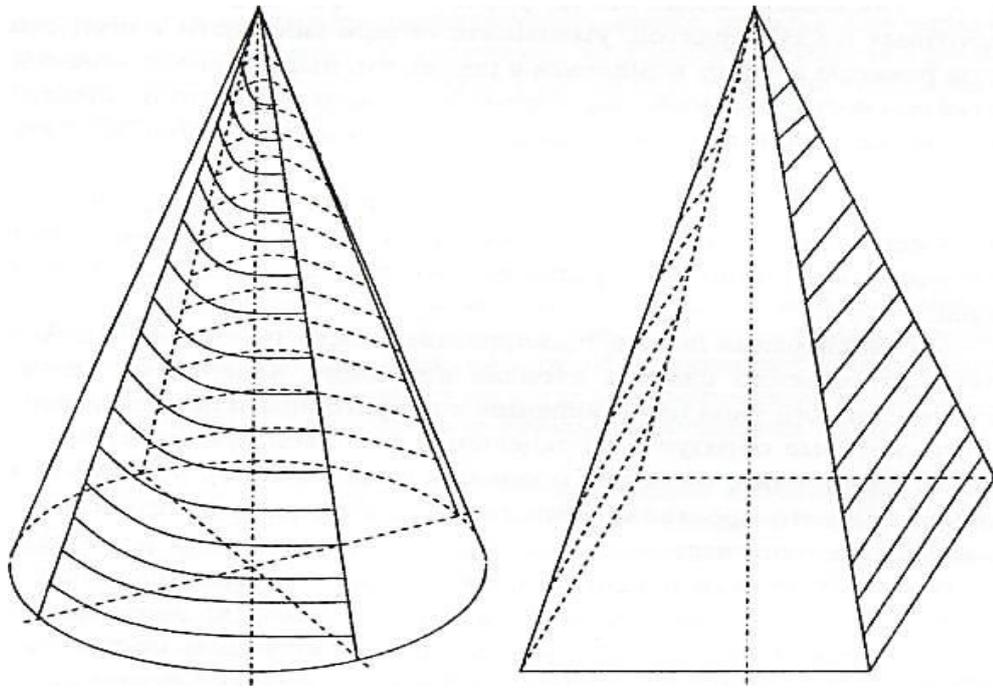


Рисунок 1.1. Конический и пирамидальный ТЕМ- рупоры.

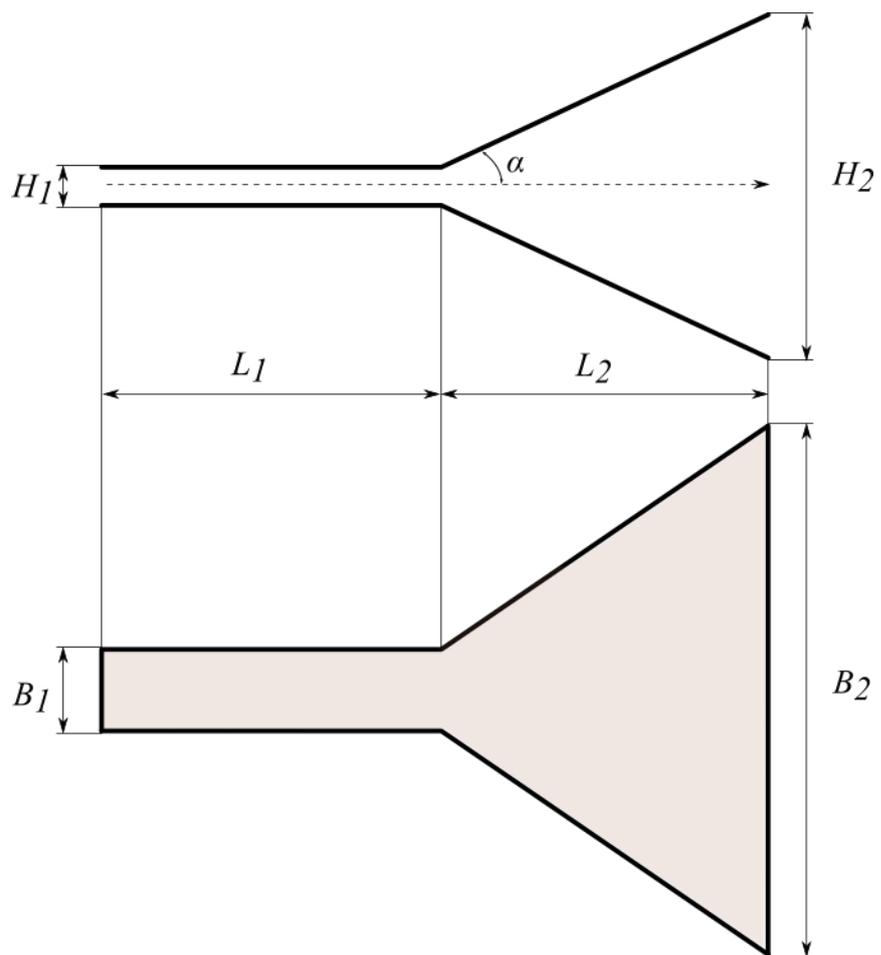


Рисунок 1.2. Две проекции пирамидального ТЕМ-рупора с полосковой линией запитки.

что ставит такой рупор в крайне выгодное положение относительно других типов излучателей при использовании в качестве приемопередающей антенны, измерительной антенны или элемента антенной решетки

На данный момент не существует строгой электромагнитной теории описания ТЕМ-рупоров, да и СШП антенн вообще. Большинство выкладок основывается на использовании полуэмпирических формул, или выражений, полученных в электростатическом приближении, которые не учитывают дифракционных явлений, затекания тока на верхнюю часть полосков, отражений от торцов, поэтому существует еще значительный резерв в улучшении согласования антенн данного типа со стандартной коаксиальной линией с волновым сопротивлением 50 Ом. Для дальнейшего совершенствования параметров ТЕМ-рупоров необходимо проводить их синтез с использованием математических моделей, учитывающих весь спектр электродинамических процессов, протекающих в них. По-видимому, наиболее перспективным методом синтеза ТЕМ-рупоров, является метод генетических алгоритмов, с успехом использующийся для синтеза сложных антенных систем, в том числе и антенных решеток различной геометрии [121].

Таким образом, показывается, что, используя модуляцию волнового сопротивления в осевом направлении, можно существенно снизить значение минимальной частоты рабочего диапазона ТЕМ-рупоров (вдвое по сравнению с ТЕМ-рупорами пирамидальной и конической формы эквивалентных габаритных размеров). Однако такая модуляция довольно сложно осуществима на практике.

§ 1.3. Электромагнитное поле пирамидального ТЕМ-рупора

Задача проектирования оптимального СШП излучателя для конкретной задачи требует достижения определенного компромисса между согласованием входа антенны с линией запитки на широком диапазоне, требуемой ДН и минимально возможными габаритами [122]. Доказано, что для оптимального излучения СКИ субнаносекундной длительности ($t < 1$ нс) должны выполняться определенные соотношения между размерами излучателя и длительностью

импульса. Более того, пространственная длительность СКИ зачастую меньше или равна протяжённости излучающей части антенны, из-за чего при определении формы импульсного сигнала необходимо учитывать угол наблюдения. Заметим, что в этих случаях временная зависимость ЭМ поля некорректно описывается частотными характеристиками [123]

Существуют определенные требования, необходимые для эффективной работы антенны. Высота раскрытия апертуры (H_2 на рисунке 1.2) ТЕМ-рупора должна быть приблизительно равна $\lambda/2$ от необходимой нижней рабочей частоты, чтобы антенна работала эффективно [65].

Кроме того, разность фаз излучаемой волны во всех точках плоскости апертуры антенны должна быть минимальной. Данное условие нарушается с увеличением частоты, когда наблюдается существенный набег фаз в областях, близких к лепесткам рупора. Это является причиной того, что диаграмма направленности антенны начинает распадаться. Этот эффект снижает коэффициент усиления в главном направлении, несмотря на то, что КСВН сохраняет свое низкое значение. Таким образом, частотный диапазон ТЕМ-рупоров зависит от геометрических размеров пластин, образующих их лепестки. Нижняя рабочая частота зависит от размера апертуры (H_2), а верхняя – от соотношения между размером апертуры и длиной антенны ($H_2 / (L_1 + L_2)$).

Также следует отметить, что существуют оптимальные углы между лепестками ТЕМ-рупора, при которых значение КСВ становится минимальным [65]. Однако использование этих оптимальных углов в конструкции антенны зачастую ограничивает максимальную рабочую частоту из-за снижения КУ в главном направлении.

Для оценки оптимальности работы антенны в качестве основного наблюдаемого параметра может быть выбрана ширина полосы рабочих частот [124]. Эта полоса частот оценивается двумя способами: путем оценки диаграммы направленности (по основным и боковым лепесткам); и по КСВН (по уровню 2). При определении граничных частот по характеристикам направленности выбран

критерий превышения максимального усиления в определенном направлении φ над усилением в основном направлении (излучение по оси Z , $\varphi = 0$) более чем на 1 дБи. Это поясняется на рисунке 1.3(а, б). Рисунок 1.3а показывает упрощенный вид искаженной диаграммы направленности (неискаженная ДН также представлена пунктирной линией) и то, как определяются коэффициенты усиления в главном направлении (G_1) и максимальное (G_2).

Затем разница между двумя этими коэффициентами ($\Delta G = G_2 - G_1$) рассчитывается для каждой частоты, и отсюда отыскиваются F_{max} и F_{min} (рисунок 1.3б). На рисунке 1.3в показан метод оценки максимальной и минимальной частоты в смысле согласования (по уровню КСВН = 2).

Одним из ключевых параметров, от которого зависят геометрические размеры, и, соответственно, характеристики ТЕМ-рупора, является угол (α) между лепестком рупора и главным направлением излучения. Рассмотрим изменение диапазона рабочих частот в зависимости от этого угла. В качестве объекта исследования взят ТЕМ-рупор следующих размеров: $L_1 = 9.8$ мм, $L_2 = 120$ мм, $B_1 = 9.8$ мм, $B_2 = 130$ мм, $H_1 = 2$ мм, $H_2 = 80$ мм. В ходе симуляции размер апертуры антенны остается неизменным, а угол α и длина антенны варьируются.

Для решения поставленных в работе задач в САПР CST Microwave Studio была построена трехмерная модель рупора. Он был запитан с помощью идеального плоского порта, электромагнитное поле от которого распространялось по полосковой линии запитки и лепесткам. Возбуждение рупора происходило одиночным гауссовым импульсом.

Как было сказано ранее, электродинамическая симуляция производилась при помощи метода конечных разностей во временной области (FDTD) в счетном объеме, разбитом на $126 \times 88 \times 218$ прямоугольных ячеек (2,4 млн.). Стенки рупоров аппроксимировались идеально проводящим материалом бесконечно малой толщины (PEC), а на краях использовались граничные условия типа PML (perfectly matched layer) [125]. Применение в модели таких граничных условий необходимо, так как они нивелируют численную ошибку при расчетах, вызванную переотражением.

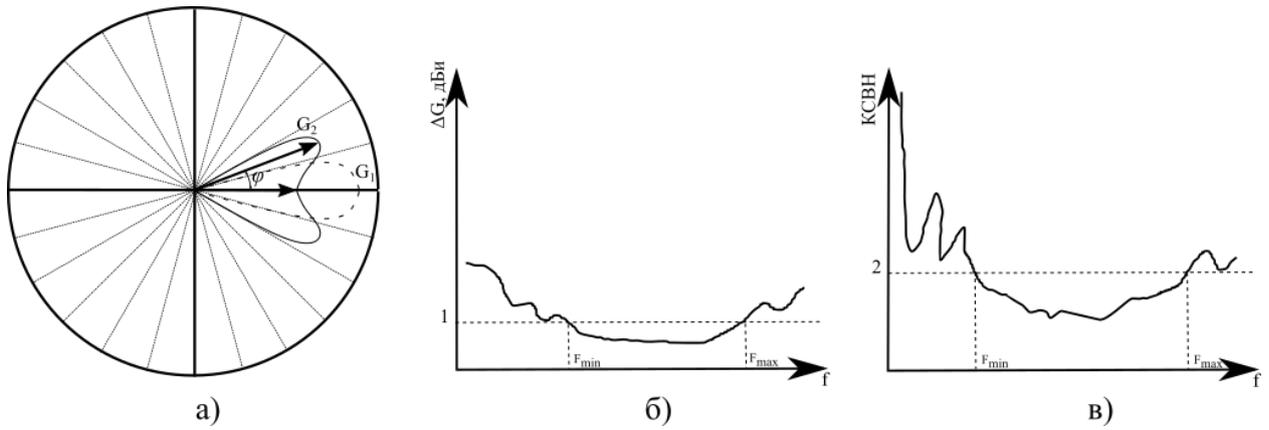


Рисунок 1.3. К методике определения минимальной и максимальной рабочих частот: а) определение максимального коэффициента усиления и коэффициента усиления в главном направлении; б) определение полосы рабочих частот «по направленности»; в) определение полосы рабочих частот «по согласованию».

Найденные зависимости ($\Delta F = F_{max} - F_{min}$) относительно половины апертурного угла (α), полученные в результате моделирования, представлены на рисунке 1.4. Сплошная линия соответствует ширине частотного диапазона по коэффициенту усиления, а штриховая – по КСВН. Видно, что ΔF по усилению заметно снижается при увеличении апертурного угла. Возникает это, как было указано выше, из-за набега фаз излучаемого сигнала в областях, близких к лепесткам рупора.

Далее рассмотрим излучение описанного ТЕМ рупора. Фронт волны, распространяющейся от источника излучения по линии передачи, трансформируется после прохождения плоскости возбуждения и может приближенно считаться сферическим. В качестве доказательства данного предположения можно привести амплитуду электромагнитного поля внутри рупора с учетом фазы на частоте 10 ГГц, представленную на рисунке 1.5а, б. Данное изображение показывает, что проекции волнового фронта на горизонтальную и вертикальную плоскости симметрии антенны, представляют собой с довольно высокой долей точности дугу окружности.

Также видно, что волновой фронт испытывает существенные искажения в областях вблизи лепестков и даже за ними. Таким образом, наблюдаются значительные потери энергии электромагнитного поля на излучение в побочных направлениях. Рассмотрим тот же вопрос о сферичности волнового фронта с другой стороны, а именно, с точки зрения времени распространения сигнала от линии запитки до плоскости апертуры. Для этого воспользуемся возможностями САПР CST Microwave Studio и расставим пробники, фиксирующие амплитуду электромагнитного поля (для анализа будет достаточно только электрической составляющей). Пробники располагаются в плоскости апертуры: один в центре (А на рисунке 1.6), два со смещением только по продольной и по вертикальной оси (В и С), и еще один на углу апертуры, т.е. со смещением одновременно по обеим осям (D). Смещение по всем осям выбрано так, чтобы пробники лежали на краю апертуры, но не касались лепестков рупора.

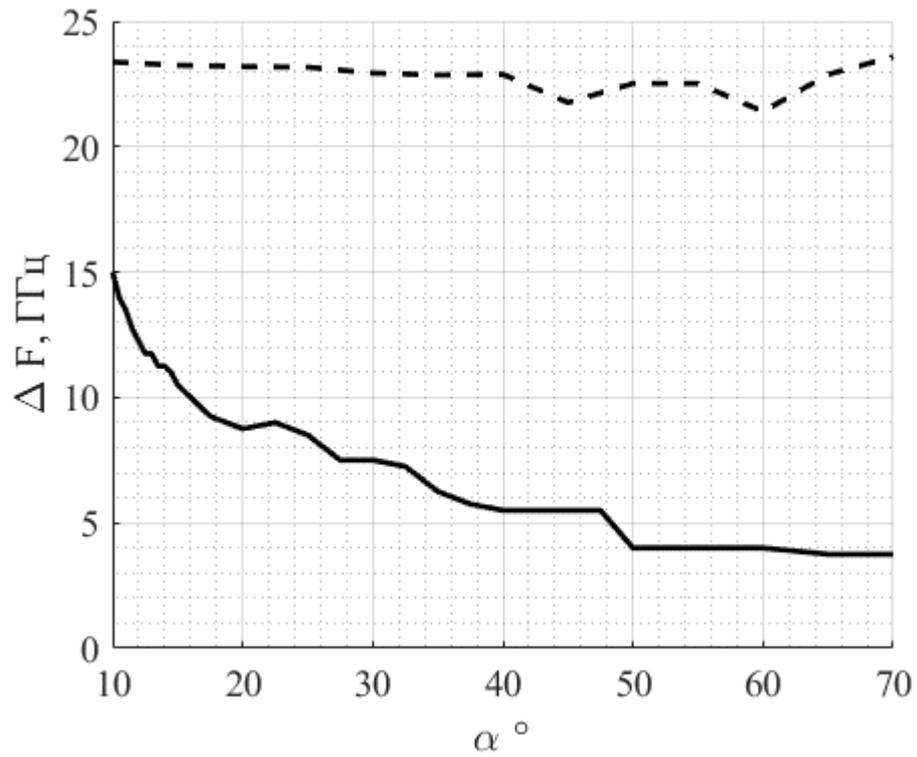


Рисунок 1.4. Ширина частотного диапазона ТЕМ-рупора относительно половины апертурного угла по коэффициенту усиления (сплошная линия) и по согласованию (штриховая линия).

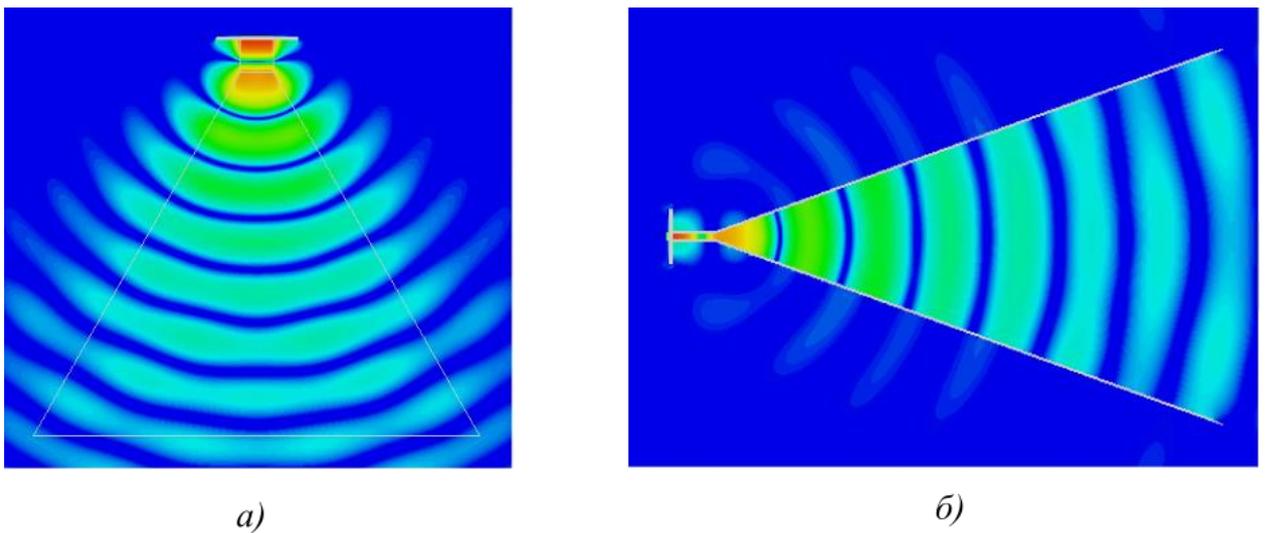


Рисунок 1.5. Амплитуда электромагнитного поля внутри рупора с учетом фазы на частоте 10 ГГц в горизонтальной (а) и вертикальной плоскостях.

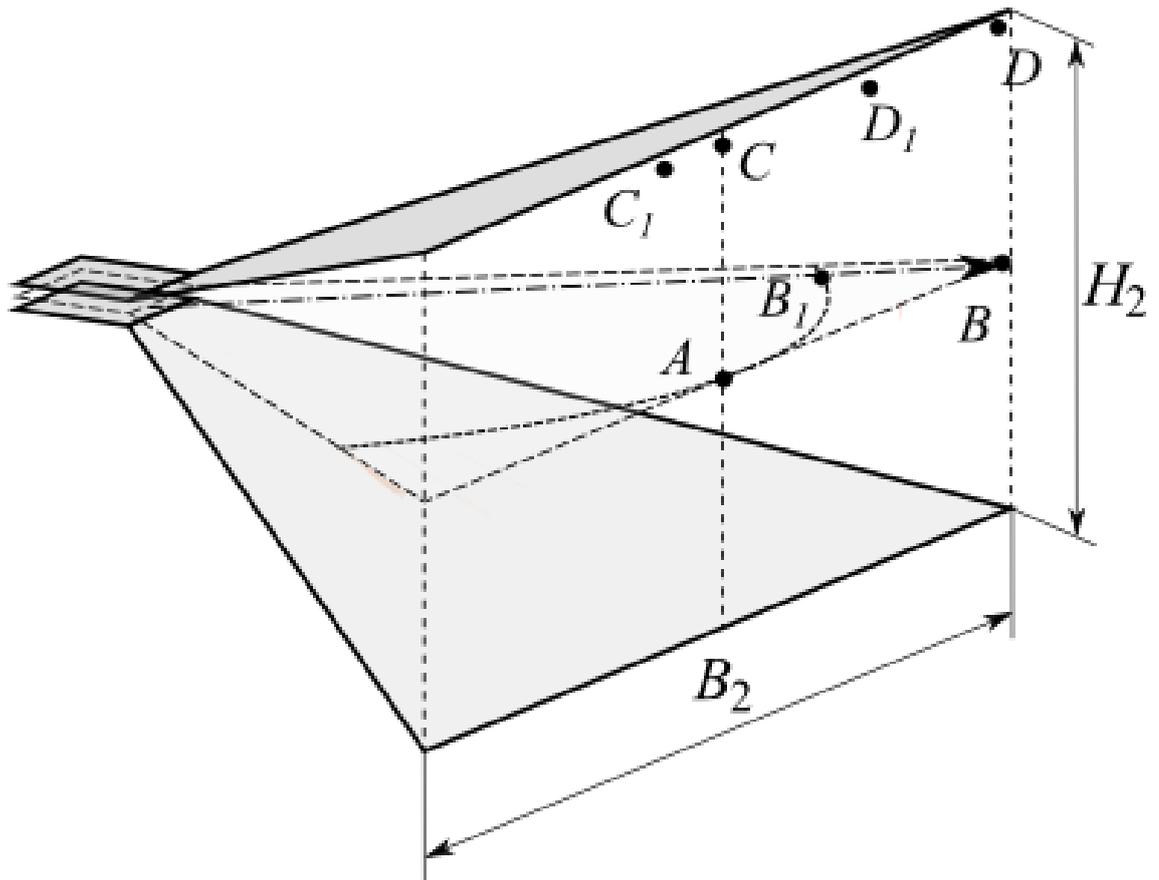


Рисунок 1.6. Расположение пробников поля на плоскости апертуры.

Поле на пробниках, отнормированное на максимум по модулю, представлено на рисунке 1.7. Очевидно, что чем больше расстояние от центра апертуры до пробника, тем большая наблюдается задержка распространения – что и видно на рисунке.

Теперь расположим еще один набор пробников на предполагаемой поверхности сферы волнового фронта – B_1 , C_1 , D_1 . Эта поверхность не изображена на рисунке 1.6, чтобы не загромождать его. Только для точки B_1 показана дуга окружности и луч, начинающийся в фазовом центре, и проходящий через B и B_1 . Рассмотрим значения поля на пробниках A , B_1 , C_1 , D_1 на рисунке 1.8. Видно, что максимумы поля почти совпадают, за исключением поля в D_1 . Этот пробник является наиболее удаленным от центра, и фронт поля в этой точке обнаруживает отклонения от сферической формы. Это искажение выражается в незначительной задержке ($\sim 4 \cdot 10^{-12}$ сек) поля для D_1 . В целом, рисунок 1.8 позволяет считать волновой фронт ТЕМ-рупора сферическим с высокой степенью точности.

Выводы по 1 главе

1. Проведен литературный обзор современного состояния научной области, изучающей излучатели сверхкороткоимпульсных сигналов. Подробно рассмотрены ТЕМ-рупорные антенны, их основные достоинства и недостатки при излучении СШП сигналов. Также проведен краткий обзор и сравнение вычислительной сложности методов электродинамического моделирования.

На примере ТЕМ-рупора введена характеристика, применяемая для анализа излучающих систем СВЧ диапазона: рабочий диапазон частот по диаграмме направленности. С помощью электродинамического моделирования во временной области показано, что у ТЕМ-рупора при увеличении частоты наблюдается искажение («распад») диаграммы направленности.

2. Показано, что размеры антенны связаны с максимальной и минимальной длинами излучаемых волн. Выяснено, что частотный диапазон по коэффициенту усиления ограничен сверху из-за наблюдаемого набега фаз на краях лепестков антенны. Это приводит к искажению и последующему распаду

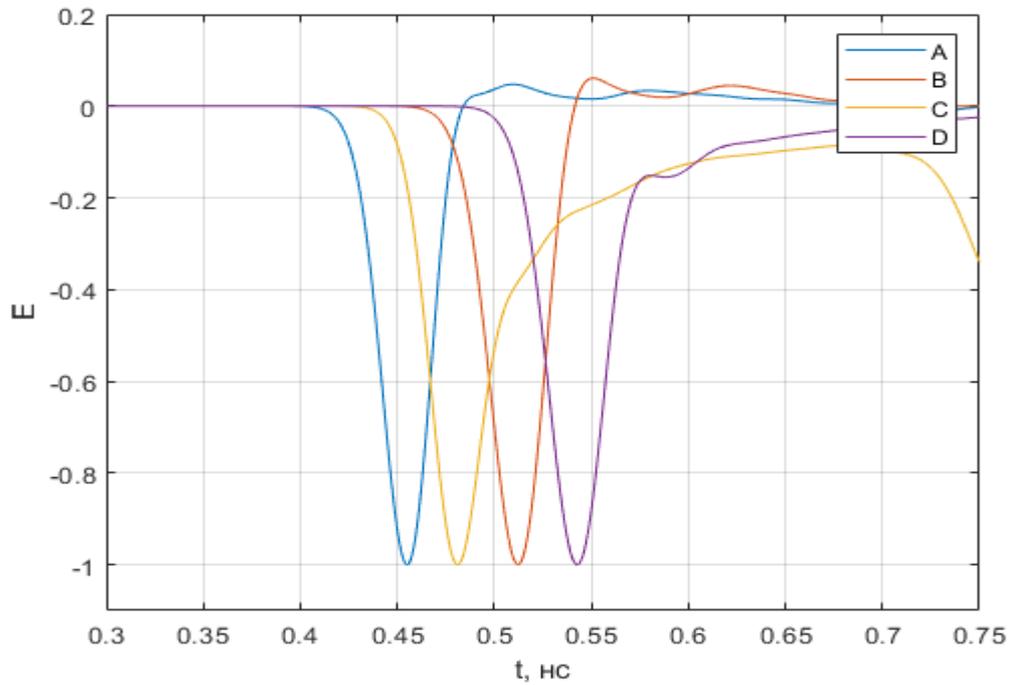


Рисунок 1.7. Нормированные на максимум (по модулю) значения поля на пробниках, расположенных на плоскости апертуры.

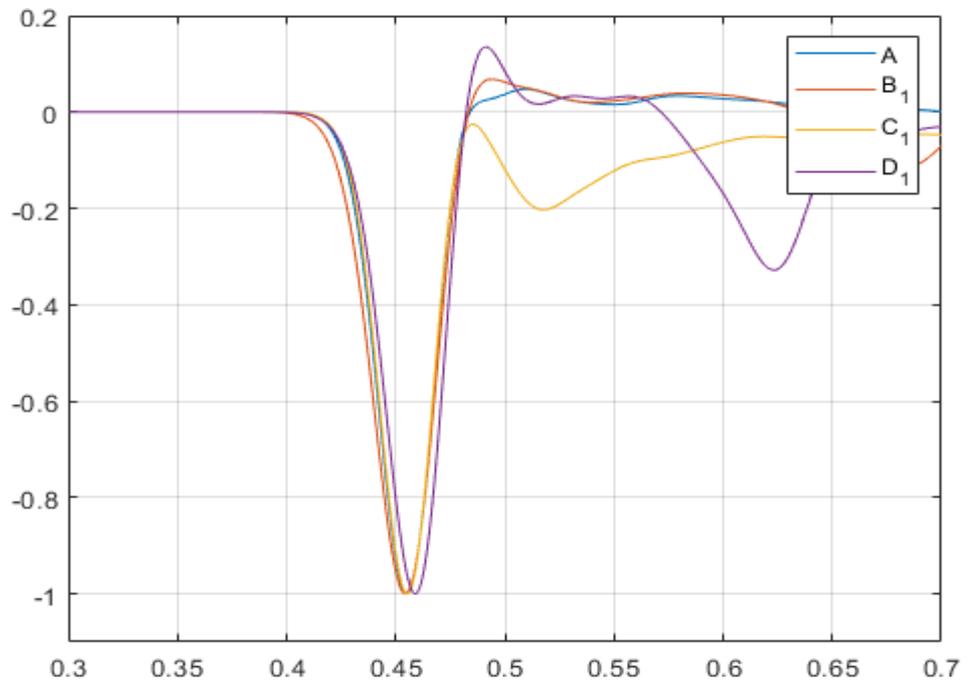


Рисунок 1.8. Нормированные на максимум (по модулю) значения поля на пробниках, расположенных на поверхности сферы волнового фронта.

главного лепестка ДН. В то же время присутствует ограничение снизу, которое обусловлено необходимостью согласования антенны с линией запитки. Обеспечение такого согласования вызывает определенные сложности на малых частотах.

3. Традиционно при описании ТЕМ-рупоров принято ограничиваться рассмотрением плоских ЭМ волн, однако более корректным является подход, при котором рассматриваются пространственные сферические волны. С помощью современных методов компьютерного моделирования доказано, что электромагнитное поле внутри раскрыта ТЕМ-рупора можно с высокой степенью точности рассматривать как поле сферической волны. Из этого можно предположить, что для такой волны существует дискретный фазовый центр – точка, из которой исходят лучи, вдоль которых распространяется волна.

ГЛАВА 2. Моделирование неоднородных диэлектрических структур, применяемых в СШП излучателях

§ 2.1. Подходы к использованию диэлектрического заполнения в СШП излучателях

Линзовая антенна представляет собой совокупность исходной антенны (облучатель) и электромагнитной линзы с определенной формой поверхности. Линза предназначена для трансформации соответствующим образом фронта волны, создаваемого облучателем. Принципиально линзовые антенны можно использовать для формирования различных диаграмм направленности. Однако на практике эти антенны, подобно оптическим линзам, применяются, главным образом, для превращения расходящегося пучка лучей в параллельный, т.е. для превращения криволинейной (сферической или цилиндрической) волновой поверхности в плоскую.

В качестве облучателя, в общем случае, может быть выбрана любая антенна. Применительно к сверхширокополосным (СШП) антеннам, такими облучателями могут быть антенны Вивальди, ТЕМ-рупоры различной формы и др.

Принцип действия линзы основан на том, что линза представляет собой среду, в которой фазовая скорость распространения электромагнитных волн либо больше скорости света, либо меньше ее. В соответствии с этим линзы разделяются на ускоряющие и замедляющие.

В ускоряющих линзах выравнивание фазового фронта происходит за счет того, что участки волновой поверхности часть своего пути проходят в линзе с повышенной фазовой скоростью. Эти участки пути различны для разных лучей. Чем сильнее луч отклонен от оси линзы, тем больший участок он проходит с повышенной фазовой скоростью внутри линзы. Таким образом, профиль ускоряющей линзы должен быть вогнутым.

В замедляющих линзах, наоборот, выравнивание фазового фронта происходит не за счет убыстрения движения периферийных участков волновой

поверхности, а за счет замедления движения середины этой поверхности. Следовательно, профиль замедляющей линзы должен быть выпуклым.

Линзовые антенны, обладают и другим замечательными свойствами. В них сравнительно легко создать такое распределение поля по раскрыву, которое обеспечит диаграмму направленности с малым уровнем боковых лепестков (— 30 дБ и ниже). Линзы нетрудно сделать апланатическими; что позволит осуществить качание диаграммы направленности в пределах большого сектора углов. Линзы без перестройки работают в широкой полосе частот. С их помощью нетрудно создать диаграмму направленности заданной формы (косекансной, столообразной, широконаправленной и др.). Линзы одинаково хорошо работают как на линейно-поляризованной волне, так и на волне с круговой поляризацией.

Линзы имеют еще то преимущество перед зеркальными антеннами, что при их изготовлении требуется меньшая точность. Кроме того, поскольку облучатель не экранирует излучение антенны, конструкция его крепления может быть самой различной. И, наконец, фазовые ошибки у зеркальной антенны максимальны в центре раскрыва, а у линзы — на краю, и, следовательно, сказываются значительно меньше.

Прежде всего следует различать линзы из однородного и неоднородного диэлектрика. В первой группе линз выполнение основного их назначения — преобразование сферически расходящейся волны, излучаемой облучателем, в волну с заданной формой фазового фронта — достигается только за счет придания поверхности линзы того или иного профиля.

В линзах из неоднородного диэлектрика форма профиля линзы имеет меньшее значение. Здесь доминирующую роль играет правильный выбор закона изменения коэффициента преломления, обеспечивающего выполнение основного назначения линзы. Естественно, изготовление линз из неоднородного диэлектрика представляет задачу более трудную, чем из однородного диэлектрика. Однако их достоинства настолько значительны, что во многих случаях практики им отдают предпочтение.

Как показывает опыт, при работе линзы в радиодиапазоне нет необходимости в точном выполнении требуемого закона изменения коэффициента преломления. Достаточно его выполнить с некоторым приближением, практически не ухудшающим радиотехнические параметры линзы. Можно даже выполнить линзу из слоеного диэлектрика с постоянным коэффициентом преломления в каждом слое, дискретно меняющимся от слоя к слою. Благодаря тому, что к точности коэффициента преломления не предъявляются жесткие требования, оказалось возможным практическое осуществление линз из неоднородного диэлектрика.

Линзовые антенны можно изготавливать не только из естественного диэлектрика. Среду, в которой электромагнитная волна распространяется с фазовой скоростью, отличной от фазовой скорости в свободном пространстве, можно получить различными способами. Так, например замедляющую среду можно создать, если в обычный диэлектрик с диэлектрической проницаемостью, близкой к единице, вкрапливаются металлические или диэлектрические элементы (металлический порошок, металлические или диэлектрические с диэлектрической проницаемостью $\epsilon > 1$ шарики, диски, полоски и др.). Фазовая скорость волны, распространяющейся в такой среде, будет ниже, чем в свободном пространстве. Подбирая форму вкрапливаемых элементов и их плотность, можно создать среду с любым, наперед заданным коэффициентом преломления и любым законом его изменения. Такую среду в обычно называют искусственным диэлектриком.

Расчет линз из искусственного диэлектрика ничем не отличается от расчета линз из естественного диэлектрика. Известно, что фазовая скорость волны, распространяющейся в волноводе, выше, чем в свободном пространстве. Следовательно, блок из параллельно расположенных волноводов представляет собой среду с показателем преломления $n < 1$, и такой блок можно использовать для изготовления линз. Однако фазовая скорость в такой среде зависит от частоты электромагнитного поля, и потому волноводные линзы, как правило, работают в узкой полосе частот.

Но, если создать блок из параллельно расположенных гофрированных металлических листов, то получится среда с $n > 1$. Причем, если вектор электрического поля перпендикулярен поверхности листов, то хотя фазовая скорость волны, распространяющейся между листами, не отличается от фазовой скорости волны в свободном пространстве, общий эффект получается такой, как будто бы среда имеет $n > 1$. Действительно, волна, распространяясь между листами, из-за наличия гофров пройдет более длинный путь, чем если бы она прошла то же расстояние через свободное пространство. Следовательно, волна получает замедление. Если размеры гофров на листах сделать одинаковыми, получим «среду», эквивалентную однородной диэлектрической среде, если же высоту гофров сделать различной на различных участках листов, то получим «среду», эквивалентную неоднородному диэлектрику.

Большое распространение получили линзы, выполненные из двух параллельных проводящих поверхностей, изогнутых так, что сферическая волна облучателя, помещенного между поверхностями, преобразовывается в плоскую. Такие линзы получили название металловоздушных. Они, как правило, используются в качестве линейных излучателей.

В последнее время линзы нашли применение и в качестве систем, переотражающих падающие на них электромагнитные волны в обратном или любом другом направлении.

Расчет диэлектрических линз обычно проводится методами геометрической оптики так же, как и обычных оптических систем. При этом обычно предполагается, что размеры раскрыва линзы велики по сравнению с длиной волны. Поэтому результаты расчетов не являются абсолютно точными. Но, поскольку методы геометрической оптики обладают высокой наглядностью, не сложны и обеспечивают достаточно хорошее приближение, они нашли широкое применение.

Принцип действия линзы можно рассматривать не только с точки зрения движения фазового фронта, но и с других позиций: с использованием закономерностей преломления лучей, с помощью метода эйконалов и других

более сложных методов.

Кроме того, как было отмечено выше, может различаться сам вид диэлектрика, из которого выполнена линза: он может быть естественным (полистирол, тефлон, полиэтилен) или искусственным (конструкция из металлических или диэлектрических блоков и воздушных промежутков между ними) [126].

При проектировании линзовых антенн нельзя не учитывать вопрос потери энергии ЭМ волны при распространении в диэлектрике. Потери в линзе зависят от типа линзы, материала, из которого она изготовлена, а также от ее конструкции. Потери энергии вызываются следующими причинами: 1) поглощением внутри линзы; 2) отражением от ее поверхностей, 3) прохождением части энергии облучателя за края линзы; 4) отличием амплитудного распределения от идеального.

Первые два вида потерь зависят главным образом от вида материала, из которого изготавливаются линзы. Выбор материала в каждом конкретном случае определяется требуемым коэффициентом преломления, максимально допустимыми потерями на поглощение, требованиями механической прочности, внешними условиями, при которых должна работать линза, и т. д. В случае применения естественного диэлектрика с $n > 1$ низкий коэффициент преломления приводит к значительной толщине линзы, а, следовательно, к повышению веса и потерь на поглощение. Высокий же коэффициент преломления вызывает значительные потери на отражение. Тангенс угла потерь ($tg \delta$) у диэлектрика должен быть как можно меньше, чтобы свести к минимуму потери на поглощение. Однако при выборе материала иногда исходят из других причин, и потому применяют диэлектрики с большим $tg \delta$.

Наличие отражений в линзе ухудшает ее работу. Отраженная энергия попадает обратно в облучатель и нарушает его согласование с фидером, частично рассеивается в свободном пространстве, увеличивая уровень боковых лепестков. Кроме того, наличие отражений приводит к искажению амплитудно-фазового распределения поля в раскрыве и, следовательно, к уменьшению КНД линзовой

антенны. Вместе с тем в линзе наблюдается резко выраженное многократное отражение между ее поверхностями, что также увеличивает потери на поглощение. Так как в реальных линзовых антеннах энергия падает на поверхность линзы под разными углами, то строгий расчет потерь на отражение представляет значительные трудности. Но, как правило, поверхность линзы имеет слабую кривизну, и основная часть энергии падает на линзу под углами, близкими к нормальному, что позволяет пользоваться некоторыми приближенными формулами.

В реальных условиях облучатель никогда не бывает полностью согласованным с трактом и со свободным пространством, поэтому коэффициент стоячей волны будет несколько выше или ниже в зависимости от фазы отражения на линзе и облучателе: Полной компенсации отражений добиться практически невозможно, так как вследствие больших путей прохождения волны от облучателя до линзы компенсация возможна лишь в узкой полосе частот, и при малом изменении частоты КСВ может иметь недопустимо большую величину. Поэтому крайне важно устранить отражения, попадающие обратно на облучатель.

Потери энергии из-за «перелива» энергии за края линзы могут быть довольно значительны. Эти потери можно снизить до минимума, правильно подобрав размеры первичного облучателя. Действительно, чем больше будут размеры облучателя, тем уже его диаграмма направленности и тем меньше энергии будет проходить за края линзы. Но при этом уменьшается также поле на краях раскрыва линзы и, несмотря на то, что вследствие этого уменьшается уровень боковых лепестков, диаграмма направленности линзы расширяется, а коэффициент усиления падает.

Вначале при увеличении размеров облучателя уменьшение перелива энергии за края облучателя сказывается сильнее, чем расширение диаграммы за счет снижения поля к краям линзы, и коэффициент усиления линзы увеличивается. При дальнейшем увеличении размеров облучателя начинает преобладать второй эффект, и коэффициент усиления начинает падать.

Потери энергии из-за перехода энергии з края линзы зависят также от

формы поверхности линзы. При выбранных размерах облучателя потери значительно больше у линз с выпуклой облучаемой поверхностью, чем у линз с вогнутой поверхностью.

§ 2.2. Трансформация волнового фронта излучателя с использованием неоднородного диэлектрического заполнения.

Электромагнитные поля описываются уравнениями Максвелла с соответствующими граничными условиями. Решать такие уравнения в общем виде для излучающих систем сложной формы громоздко и не всегда возможно, поэтому при решении конкретных задач ограничиваются той или иной степенью приближения. Метод геометрической оптики, широко применяемый для расчета оптических систем, является приближенным методом. Геометрическая оптика есть предел, к которому стремится волновая, когда пренебрегают конечностью длин волн, т. е. осуществляют предельный переход при $\lambda \rightarrow 0$. Поскольку видимый свет характеризуется очень короткими длинами волн (порядка 10^{-5} мм), бесконечно малыми по сравнению с размерами оптических систем, то переход при $\lambda \rightarrow 0$ является хорошим первым приближением, позволяющим сформулировать основные законы оптики и решить многие оптические задачи.

Геометрическая оптика не отражает физической природы электромагнитных колебаний, как это делает волновая теория (физическая оптика), а является лишь удобным математическим аппаратом для описания распространения волны через оптическую систему. Она оперирует лишь абстрактными понятиями, поэтому многие из них по существу не совпадают с соответствующими понятиями в физической оптике, хотя формально они могут быть отождествлены. Так, например, в геометрической оптике широко используются понятия источника излучения и луча, причем под первым понимается точка, не имеющая размеров и объема, а под вторым — геометрическая линия, вдоль которой распространяется энергия.

В обоих случаях объемная плотность энергии бесконечно велика, что противоречит физической сущности этих понятий. На самом деле, как источник,

так и световая трубка, отождествляемая с лучом, имеют реальные размеры, а, следовательно, и вполне определенные плотности энергии. Отождествить их с соответствующими понятиями геометрической оптики можно лишь тогда, когда поперечные размеры световой трубки малы по сравнению с длиной трубки, а размеры светящейся точки малы по сравнению с расстоянием, на котором наблюдается излучение. Несмотря на кажущееся различие, обе теории тесно связаны, дополняют друг друга и необходимы для расчета реальных оптических систем.

Непосредственный расчет оптических приборов и разработка конструкции осуществляются обычно на основе законов геометрической оптики. Однако полное понимание работы реальных оптических приборов невозможно без применения волновой оптики, поскольку геометрическая является лишь первым приближением и, естественно, не позволяет объяснить многие сложные и тонкие эффекты, наблюдаемые при прохождении света через оптическую систему. Последние требуют более тонкого исследования, которое можно осуществить только в рамках физической оптики.

В технике сверхвысоких частот оказалось возможным применить метод геометрической оптики в том случае, когда мы имеем дело с колебаниями, имеющими длину волны, намного меньшую, чем размеры антенной системы. Поскольку в действительности длина волны - конечная величина, то это приближение тем лучше, чем больше размеры 'антенны'. Применяя метод геометрической оптики к расчету линзовых антенн, необходимо представлять пределы его применимости и, следовательно, пользоваться с уверенностью его результатами только тогда, когда размеры раскрыва линзовых антенн больше длины волны, и только в тех областях, где границы применимости геометрической оптики не нарушены.

Как было показано в главе 1, фронт электромагнитной волны в раскрыве ТЕМ-рупора с достаточной степенью точности представляется возможным аппроксимировать дугой окружности. Такая аппроксимация позволяет существенно упростить последующие выкладки и применить два важных

допущения: 1) распространение волны рассматриваем в приближении геометрической оптики, то есть, как прямые световые лучи; 2) эти лучи исходят из единственного бесконечно малого точечного источника – фазового центра.

Для того, чтобы повысить эффективность ТЕМ-рупора, логичным выглядит предположение о необходимости выровнять волновой фронт, тем самым снизив потери энергии на излучение в побочных направлениях. Идея процедуры выравнивания волнового фронта состоит в компенсации скорости распространения сигнала на пути по прямой от фазового центра до плоскости раскрытия антенны [127, 128]. На рисунке 2.1 представлена горизонтальная проекция ТЕМ-рупора и лучи в нем. Рассмотрим распространение сигнала из фазового центра O и ограничим область распространения фронта углом с раствором α , то есть половиной апертурного угла.

Пусть теперь в некоторый момент времени радиус волнового фронта равен R . Тогда луч, распространяющийся из точки O под углом γ к оси z , где $|\gamma| \leq \alpha$, в рассматриваемый момент времени достигает точки B . Следовательно, для выравнивания волнового фронта необходимо внести такую задержку в распространение луча OB , чтобы к рассматриваемому моменту времени он достиг только точки A , лежащей на прямой CD . Прямая CD является проекцией плоскости апертуры рупора. Вносить задержку в распространение лучей предполагается с помощью применения материалов с различной диэлектрической проницаемостью. Реализация данного предложения будет подробно описана позже.

Также следует отметить, что большое значение в геометрической оптике имеет принцип Ферма или принцип наименьшего пути, согласно которому оптическая длина реального луча между двумя любыми точками короче оптической длины любой другой кривой, соединяющей эти точки и лежащей в некоторой окрестности луча, причем через каждую точку этой окрестности проходит только один луч. Не менее важное значение имеет и теорема Малюса, или так называемый принцип равного оптического пути. Согласно этому принципу оптическая длина пути между двумя волновыми фронтами одинакова

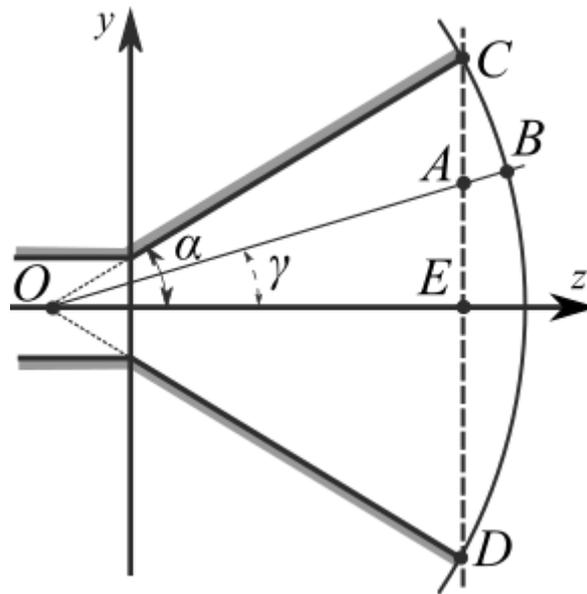


Рисунок 2.1. Выравнивание волнового фронта. Вид в горизонтальной проекции.

для всех лучей. Это остается справедливым при наличии любого числа преломлений и отражений, а также в средах с непрерывно изменяющимися показателями преломления.

В рамках данной диссертации не рассматриваются некоторые типы явлений, характерные для линзовых антенн и антенн с заполнением. К таким явлениям относятся абберация, дисторсия, дифракционные явления. Эти эффекты, безусловно присутствуют, но не вносят существенных изменений в теоретические выкладки и полученные результаты, при этом в разы повышая сложность анализа.

Потребуем, чтобы проекции фазовых скоростей всех лучей были равны друг другу и фазовой скорости луча, распространяющегося в направлении $\gamma = 0$. Тогда получаем

$$v(\gamma) \cos \gamma = v(0) \quad (2.1)$$

$$\frac{c}{\sqrt{\varepsilon(\gamma)}} \cos \gamma = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon(0)}}, \quad (2.2)$$

где v — фазовая скорость луча, c - скорость света, ε - диэлектрическая проницаемость среды. Из (2.2) имеем

$$\varepsilon(\gamma) = \varepsilon_{max} \cos^2(\gamma) \quad (2.3)$$

Здесь $\varepsilon_{max} = \varepsilon(0)$ — диэлектрическая проницаемость материала в главном направлении излучения. Так как фронт в этом направлении необходимо скомпенсировать сильнее всего, то для него необходим материал с наибольшей проницаемостью.

Также следует отметить, что полученное выражение для $\varepsilon(\gamma)$ не зависит ни от R , ни от α , ни от рассматриваемого момента времени. Оно обладает симметрией относительно знака γ , что на практике означает симметрию распределения материала относительно главного направления излучения антенны. Следует также заметить, что использование формулы (2.3) может привести к появлению материалов с $\varepsilon < 1$, что физически неосуществимо. Избежать этого можно, ограничив область изменения параметра γ и выбрав достаточно большое значение ε_{max} .

Выражением (2.3) можно было бы пользоваться напрямую, при условии, если апертура рупора была бы квадратной. Поскольку данное условие не выполняется, преобразуем (2.3), рассмотрев трехмерную задачу (рисунок 2.2). Для каждой точки A с координатами (x, y) в плоскости апертуры должно выполняться следующее условие: луч OA должен распространяться за то же время, что и луч, совпадающий с осью z [129,130]. Тогда можем записать:

$$\frac{\sqrt{x^2+y^2+(L_2+p)^2}}{\sqrt{v(x,y)}} = \frac{\sqrt{(H_2/2)^2+(B_2/2)^2+(L_2+p)^2}}{\sqrt{c}} \quad (2.4)$$

Здесь p – расстояние от плоскости перехода запитки в лепестки до фазового центра, $v(x,y)$ – фазовая скорость распространения волнового фронта в направлении от фазового центра O к точке $A(x,y)$. В качестве фазового центра была выбрана точка, лежащая на середине отрезка, образованного пересечением продолжений лепестков антенны ($p \approx -3$). Также в (2.4) учтено ограничение физической реализуемости: минимальное значение диэлектрической проницаемости, равное 1, достигается в направлении оси z , то есть в точке с координатами $(0,0)$, а максимальное – на углу апертурной плоскости с координатами $(H_2/2, B_2/2)$. Получим закон распределения диэлектрической проницаемости:

$$\varepsilon(x, y) = \frac{(H_2/2)^2+(B_2/2)^2+(L_2+p)^2}{x^2+y^2+(L_2+p)^2} \quad (2.5)$$

Распределение (2.5) для исследуемого ТЕМ-рупора представлено на рисунок 2.3. Как и было сказано выше, диэлектрическая проницаемость среды в главном направлении имеет максимальное значение, равное 1.426, и спадает до 1 к краям апертуры.

Справедливо также отметить, что электромагнитная энергия распространяется в направлении, перпендикулярном волновым фронтам, и лучам приписывается направление, совпадающее в каждой точке с направлением усредненного вектора Умова-Пойнтинга. Такое определение лучей справедливо лишь для изотропных сред. В анизотропной среде нормаль к волновому фронту в общем случае не совпадает по направлению с этим вектором.

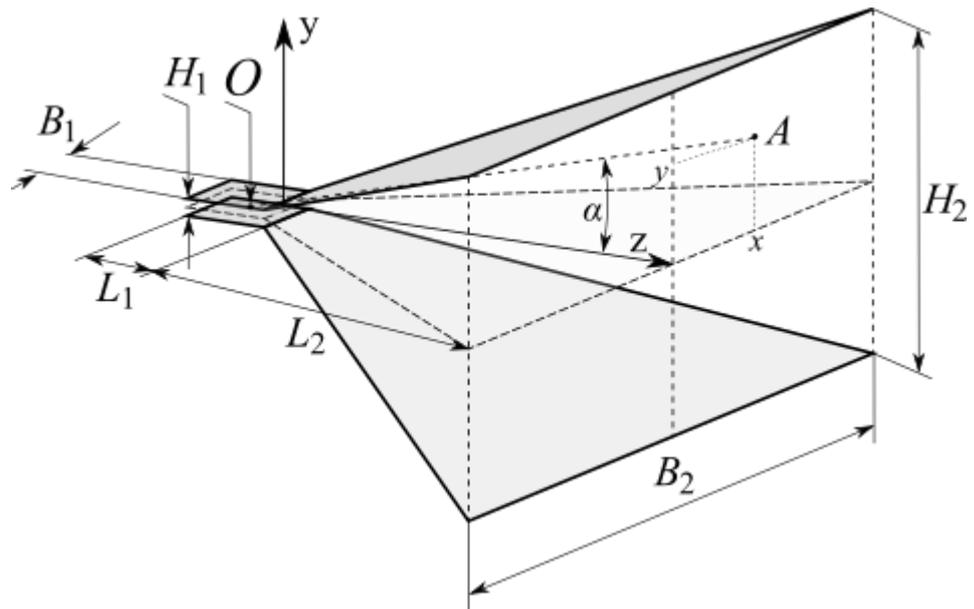


Рисунок 2.2. К выводу закона распределения диэлектрической проницаемости.

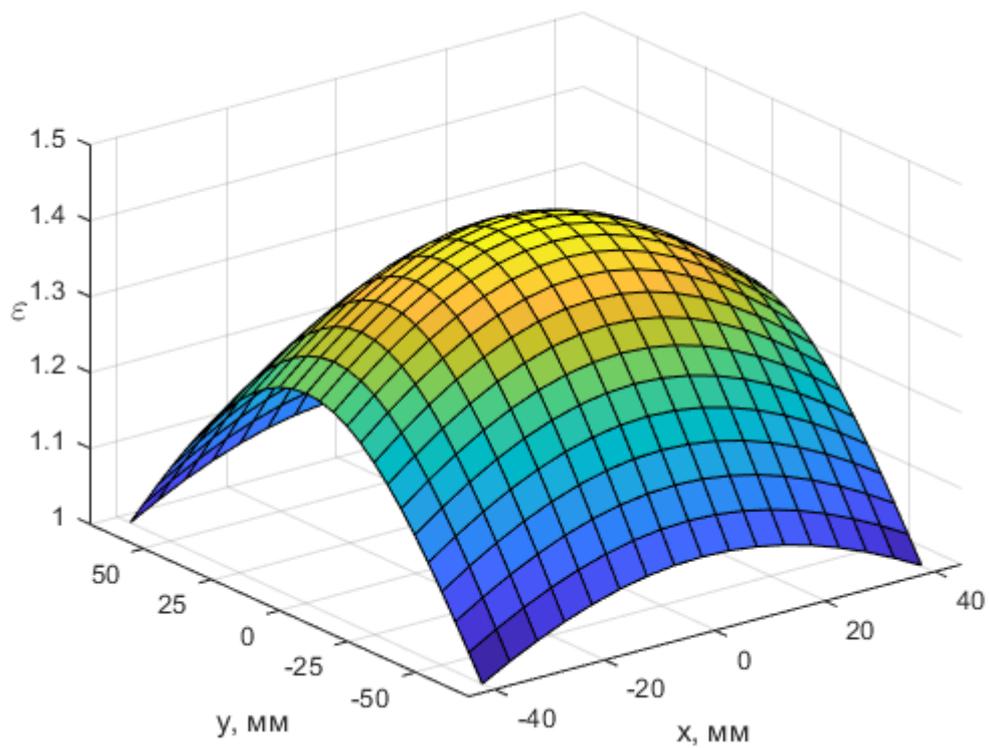


Рисунок 2.3. Двумерное распределение диэлектрической проницаемости в зависимости от координат.

§ 2.3. Построение диэлектрического заполнения для ТЕМ-рупора

Для анализа излучаемого поля и диаграммы направленности волноводных рупоров зачастую принято использовать понятие фазового центра [123]. Фазовый центр представляет собой точку, при помещении в которую единичного сферического излучателя, последний будет создавать поле, идентичное исходному полю антенны в смысле распределения фаз. Строго говоря, положение фазового центра зависит от частоты, и в случае ТЕМ-рупора он смещается по продольной оси. Но мы этим изменением координат можем пренебречь, и считать положение фазового центра фиксированным на всем рабочем диапазоне частот.

2.3.1. Распределение диэлектрической проницаемости в приближении дискретного фазового центра

Для проверки корректности предложенных гипотез была построена модель ТЕМ-рупора с заполнением диэлектриком пространства между лепестками. Закон распределения проницаемости (2.5) требует плавного изменения ϵ , но добиться строгого соблюдения этой формулы невозможно даже при моделировании. Поэтому воспользуемся следующим приближением: заполнение пространства между лепестками антенны произведем при помощи блоков в форме косой пирамиды с прямоугольным основанием [131, 132]. При этом вершинами всех таких пирамид является точка фазового центра, а основания образуют прямоугольную сетку в излучающей плоскости рупора. Каждой пирамиде назначен материал с проницаемостью ϵ_{ij} , соответствующей зависимости (2.5), где в качестве координат (x, y) взяты координаты центра основания пирамиды. Этот процесс проиллюстрирован на рисунке 2.4.

В идеальном случае таких пирамид должно быть бесконечно много. Но эмпирически установлено, что при $i, j > 20$ характеристики антенны не меняются существенно с увеличением i, j . Здесь мы выбрали $i = j = 21$ (нечетное число, чтобы была центральная пирамида с координатами центра основания $(0, 0)$), поэтому модель ТЕМ-рупора была заполнена 441 пирамидой с различными ϵ_{ij} .

Для наглядной оценки положительного влияния диэлектрического

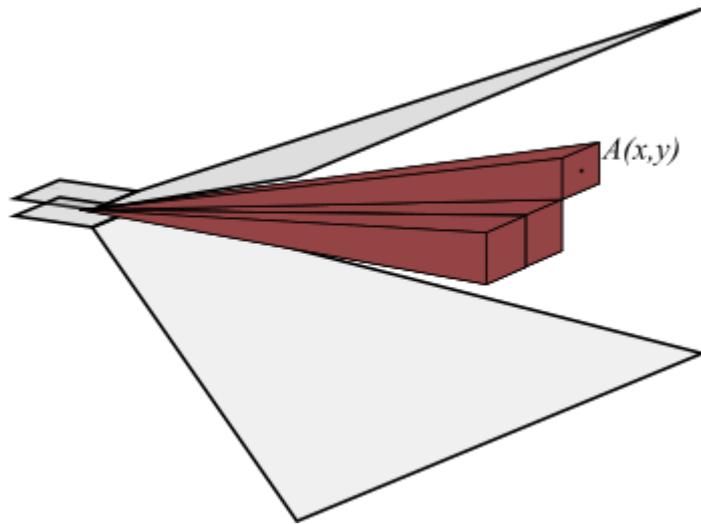


Рисунок 2.4. Заполнение пространства между лепестками ТЕМ-рупора пирамидальными блоками с различной диэлектрической проницаемостью.

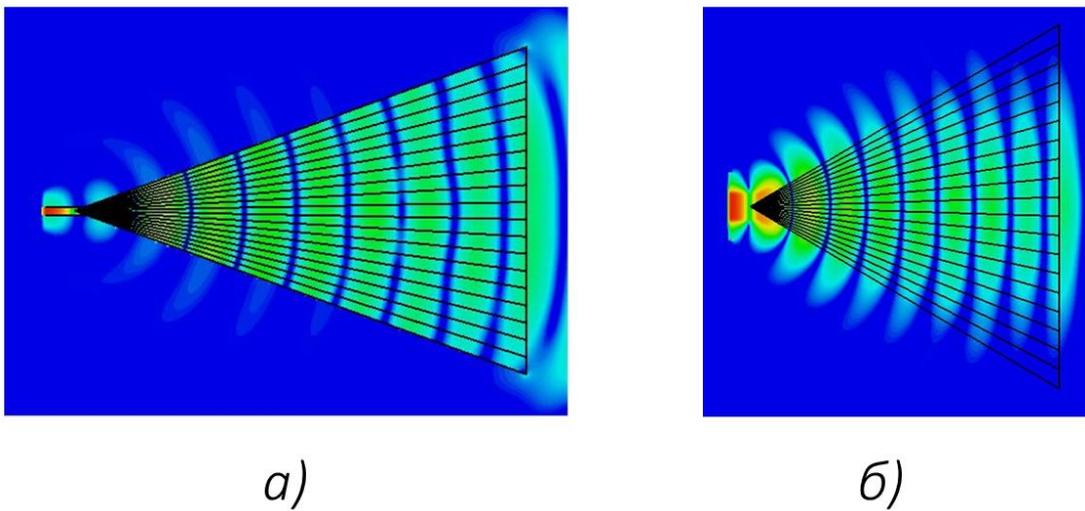


Рисунок 2.5. Амплитуда электромагнитного поля внутри рупора с диэлектрическим заполнением с учетом фазы на частоте 10 ГГц в горизонтальной (а) и вертикальной плоскостях (б). Приближение дискретного фазового центра.

заполнения на поле ТЕМ-рупора, на рисунке 2.5 представлена амплитуда с учетом фазы на частоте 10 ГГц. Отчетливо видно, что, по сравнению с рисунком 1.5, волновой фронт стал значительно менее искривленным, и не наблюдается побочных боковых излучений.

Для количественной оценки влияния рассматриваемого заполнения на рисунке 2.6 представлены диаграммы направленности на частотах 5, 10, 15, 20 ГГц, где сплошной линией обозначены зависимости, полученные для антенны с диэлектрическим заполнением, пунктиром – для исходной антенны. Из сравнения графиков видно, что у антенны с диэлектрическим заполнением наблюдается значительное улучшение направленных свойств, по сравнению с антенной без заполнения: на всех частотах она обнаруживает более высокий коэффициент усиления в главном направлении и меньший уровень боковых лепестков. При этом на высоких частотах наблюдается большее улучшение характеристик, чем на низких. Так, введение диэлектрического заполнения предотвратило распад главного лепестка диаграммы направленности на частоте 20 ГГц.

Дополнительно была определена частотная зависимость коэффициента стоячей волны по напряжению (рисунок 2.7), который также улучшился из-за диэлектрического заполнения, хотя и не значительно. Так, нижняя граничная частота по уровню КСВН = 2 уменьшилась на 400 МГц.

Оценим изменения величины рабочего диапазона частот $\Delta F = F_{max} - F_{min}$

Для этого, как и в главе 1, зафиксируем размер апертуры и будем варьировать длину антенны и апертурный угол. Таким образом получим зависимости, представленные на рисунке 2.8. Видно, что рабочая полоса частот по коэффициенту усиления заметно увеличивается для антенны с диэлектрической структурой во всем диапазоне углов раскрытия. По согласованию полоса частот увеличивается на ~400 МГц в диапазоне углов 10..40 градусов, но она кардинально понижается между 40 и 70 градусами. Это происходит из-за уменьшения длины антенны и вызываемого этим быстрого роста отражения от границы раздела сред (диэлектрик - воздух) в плоскости апертуры.

2.3.2. Распределение диэлектрической проницаемости в приближении распределенного фазового центра

Характер излучения на рисунках 1.5 и 2.5 показывает, что ТЕМ-рупор излучает волну не из единственной точки – фазового центра. На изображениях видно, что в процессе излучения участвует вся плоскость запитки. Таким образом, дискретный фазовый центр может быть заменен «континуумом» фазовых центров, размещенных на плоскости запитки.

Вследствие этого модифицируется формула (2.5). Как и ранее, мы рассматриваем излученную волну как набор лучей. Однако, сейчас эти лучи имеют не единое начало, а каждый из них начинается в точке $A_1(x_1, y_1)$ на плоскости запитки и идет до точки $A_2(x_2, y_2)$. Этот процесс проиллюстрирован на рисунке 2.9. Тогда можем записать:

$$\varepsilon(x, y) = \frac{\left(\frac{H_2 - H_1}{2}\right)^2 + \left(\frac{B_2 - B_1}{2}\right)^2 + (L_2 - L_1)^2}{x_2^2 \left(1 - \frac{B_1}{B_2}\right)^2 + y_2^2 \left(1 - \frac{H_1}{H_2}\right)^2 + (L_2 - L_1)^2}, \quad (2.6)$$

где учтено, что $\frac{x_1}{B_1} = \frac{x_2}{B_2}$, $\frac{y_1}{H_1} = \frac{y_2}{H_2}$.

В данном случае заполнение пространства между лепестками рупора производится усеченными пирамидами, большое и малое основания которых располагаются в плоскостях апертуры и запитки соответственно. Диэлектрическая проницаемость каждой пирамиды определяется по формуле (2.6). Получим проекции поверхностей равных фаз, аналогичных рисункам 1.5 и 2.5. На рисунке 2.10 изображены такие поверхности для частоты 10 ГГц. Видно, что, в отличие от случая дискретного фазового центра, в процессе излучения участвует вся поверхность апертуры антенны, таким образом повышая КПД антенны. На рисунке 2.11 представлены ДН для трех случаев: рупор без линзы, рупор с заполнением в предположении о дискретности фазового центра и рупор с заполнением в предположении о распределенности фазового центра. Видно, что диаграммы направленности для двух вариантов заполнения практически не отличаются, но на частотах более 10 ГГц несколько снижается (на 1-2 дБ в зависимости от частоты) уровень боковых лепестков для случая распределенного фазового центра.

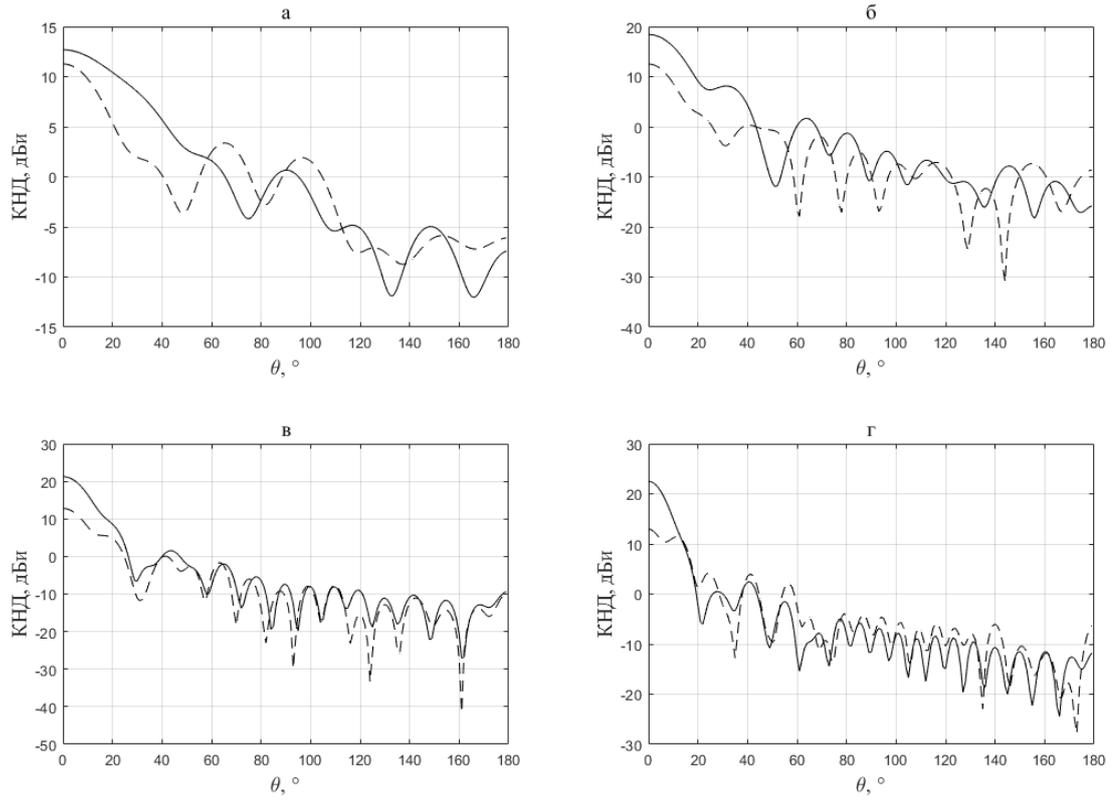


Рисунок 2.6. Диаграммы направленности антенн с заполнением (сплошная линия) и без заполнения (пунктир) на частоте 5, 10, 15, 20 ГГц.

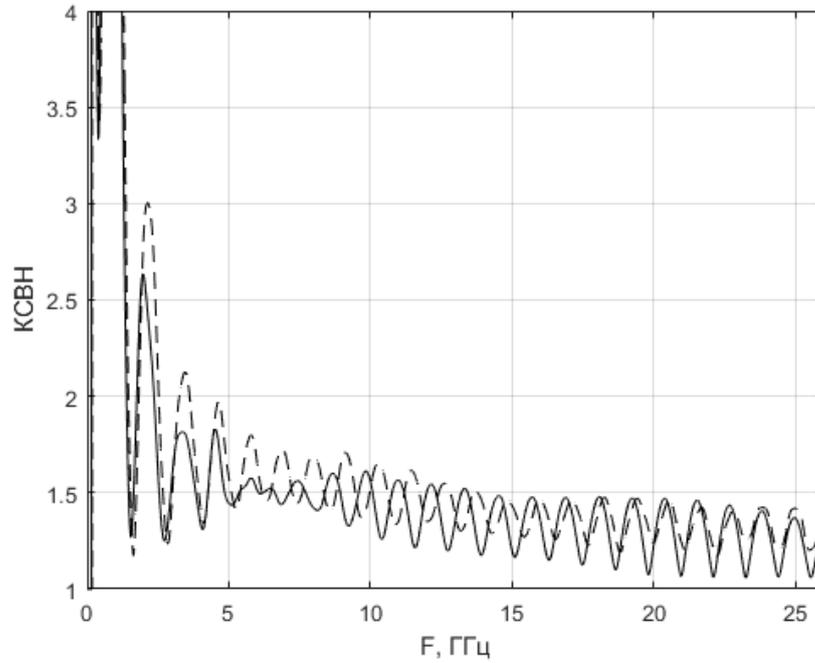


Рисунок 2.7. Коэффициент стоячей волны по напряжению рупора с заполнением (сплошная) и без него (пунктир).

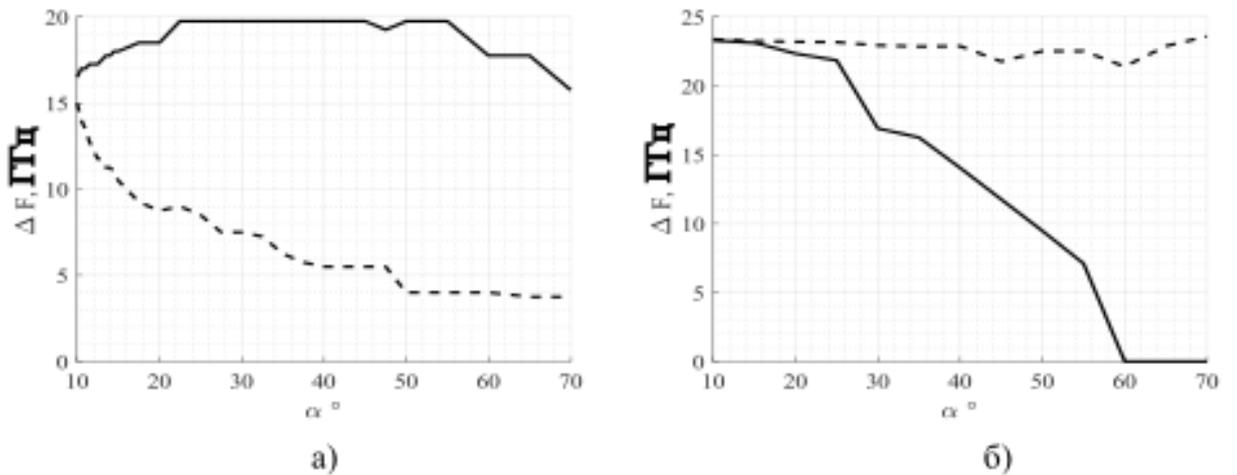


Рисунок 2.8. Рабочая полоса частот по усилению (а) и по согласованию (б) относительно половины апертурного угла. Зависимости для антенны без диэлектрической структуры показаны штриховой линией, а для антенны со структурой - сплошной линией.

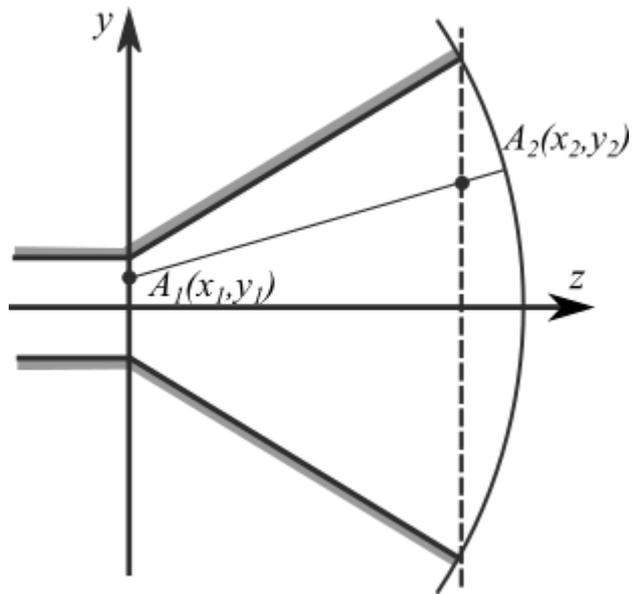


Рисунок 2.9 К процедуре выравнивания волнового фронта для случая распределенного фазового центра.

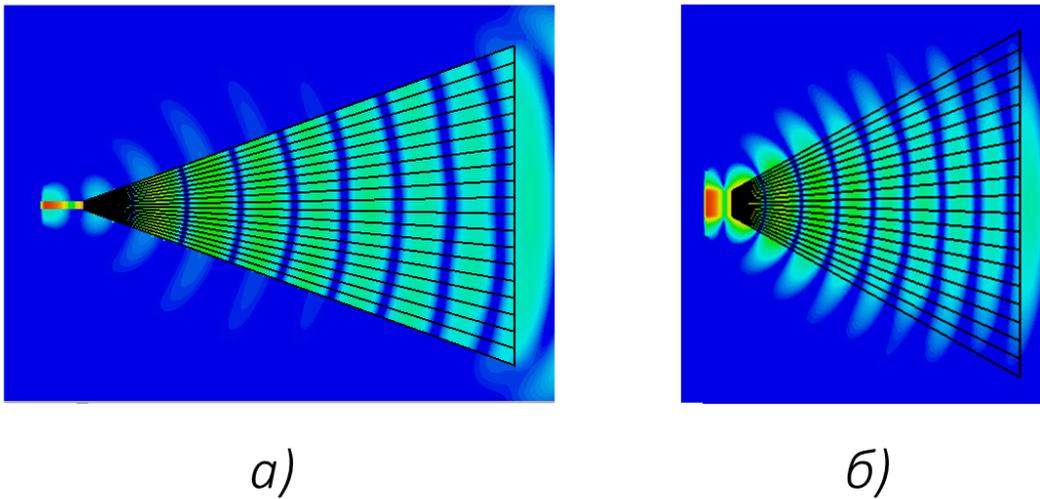


Рисунок 2.10. Амплитуда электромагнитного поля внутри рупора с диэлектрическим заполнением с учетом фазы на частоте 10 ГГц в горизонтальной (а) и вертикальной плоскостях (б). Приближение распределенного фазового центра.

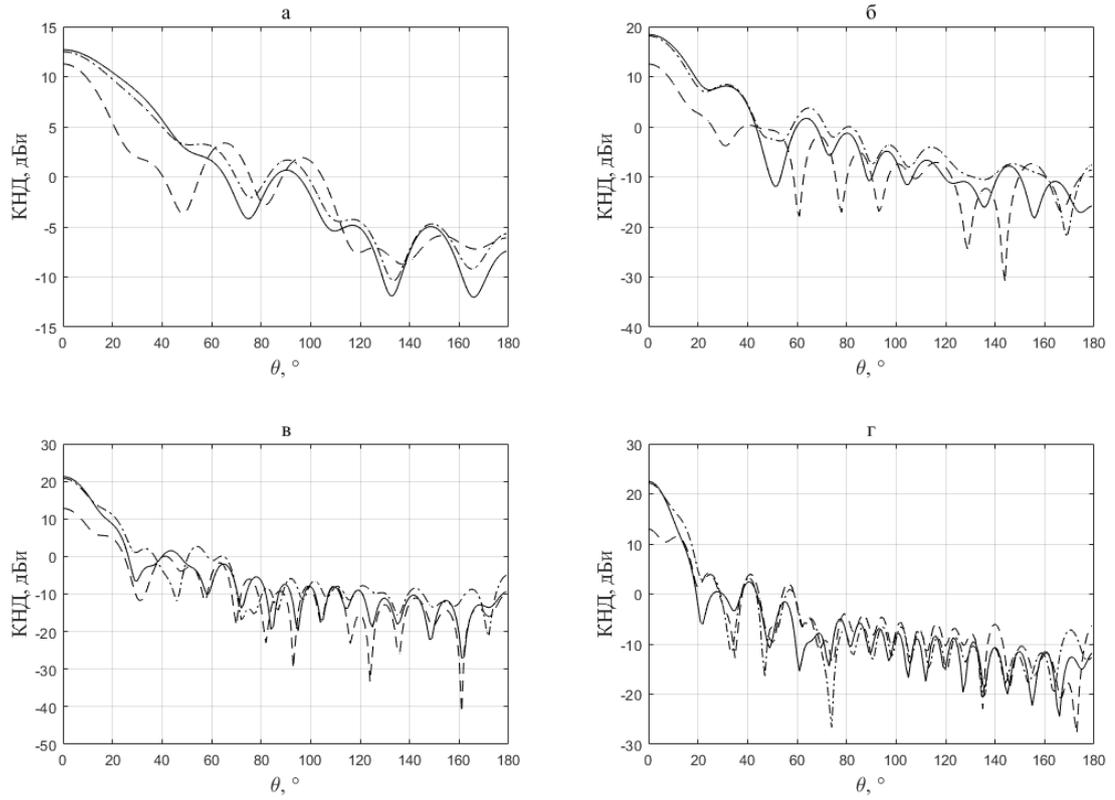


Рисунок 2.11. Диаграммы направленности ТЕМ-рупора на частотах 5 (а), 10 (б), 15 (в), 20 (г) ГГц для рупора без заполнения (пунктир), с заполнением для случая распределенного фазового центра (штрих-пунктир), с заполнением для случая дискретного фазового центра (сплошная линия).

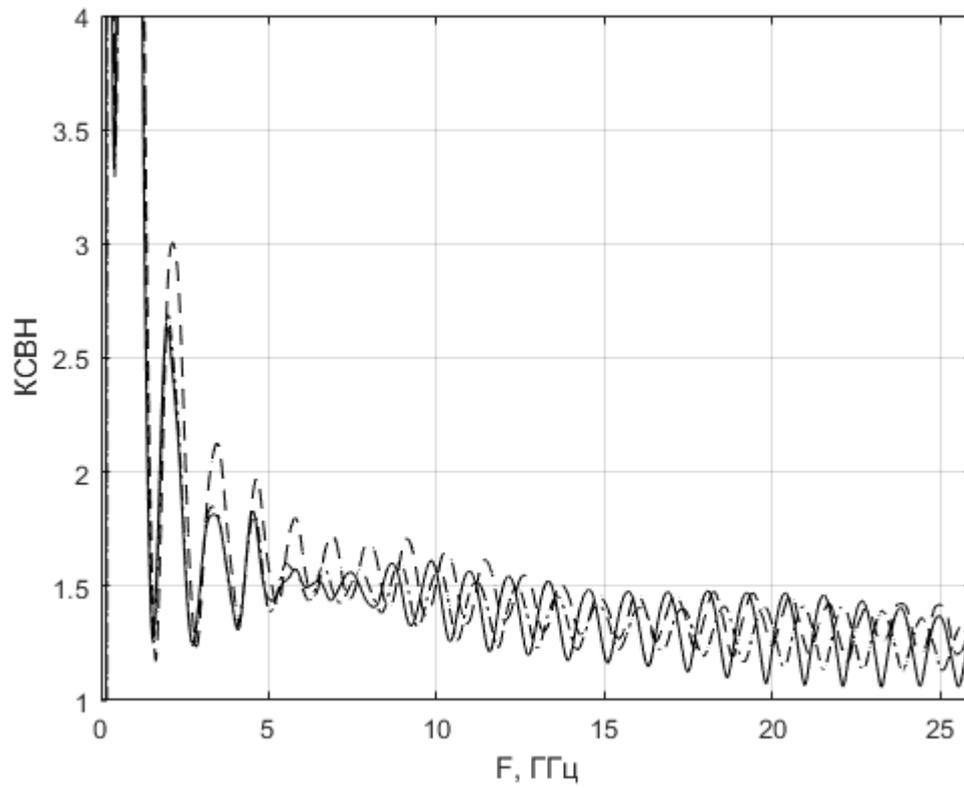


Рисунок 2.12. КСВН ТЕМ-рупора для трех случаев: без линзы, линзы с распределенным фазовым центром и линзы с дискретным фазовым центром.

Также практически полная идентичность наблюдается и при сравнении КСВН на рисунке 2.12: наблюдается уменьшение нижней граничной частоты на 400МГц.

Рассмотрение диэлектрического заполнения, построенного исходя из предположения о распределенном фазовом центре, важно с теоретической точки зрения: было выполнено сравнение характеристик излучателя при двух различных подходах. При этом такое заполнение не обеспечивает существенного повышения характеристик согласования и направленности антенны, при этом несколько усложняет расчеты диэлектрической проницаемости и дальнейшей реализации.

§ 2.4. Однородная диэлектрическая структура для ТЕМ-рупора

Очевидно, что описанный выше способ заполнения пространства внутри ТЕМ-рупора, несмотря на свою привлекательность, физически трудно реализуем. Во-первых, сложен поиск материалов для изготовления пирамидальных блоков, так как их диэлектрическая проницаемость должна меняться достаточно плавно от блока к блоку (например, разница ϵ для двух соседних пирамид может составлять 0,0022) и должна быть в точности равна расчетному значению ϵ . Во-вторых, сам процесс изготовления косоугольных пирамид проблематичен с технологической точки зрения, хотя данный вопрос может быть решен с помощью высокоточной трехмерной печати.

Одним из возможных вариантов выглядит использование двух диэлектриков с различными проницаемостями. Как известно, диэлектрическая проницаемость среды изменяется при добавлении в нее инородного материала. Итоговая ϵ зависит как от размеров инородных включений, так и от их формы и характера вкраплений. Естественно, она зависит и от ϵ добавляемого материала.

Предлагаемый способ заполнения пространства внутри раскрыва антенны основан на хорошо известной формуле для диэлектрической проницаемости двух последовательно соединенных диэлектриков [133]:

$$\epsilon = \frac{\epsilon_1 \epsilon_2}{Q_1 \epsilon_2 + Q_2 \epsilon_1} \quad (2.7)$$

Здесь ε -суммарная диэлектрическая проницаемость, $\varepsilon_1, \varepsilon_2$ -проницаемости материалов смеси, Q_1, Q_2 -их объемные концентрации.

Представляемый вариант построения линзы состоит в следующем: объем внутри антенны, как и в первом случае, разбивается на блоки в виде косых пирамид, для каждого из которых высчитывается диэлектрическая проницаемость. Материалом для такого заполнения был выбран широкодоступный полистирол с $\varepsilon_{пол.} = 2.45$. Вторым диэлектриком (из соображений простоты) был воздух, ε которого с достаточной точностью можно считать равной 1.

Таким образом, часть пирамиды отсекается, проще говоря, делается воздушной. Объем этой убираемой части обратно пропорционален той диэлектрической проницаемости, которой необходимо добиться в данном направлении.

В итоге формула (2.7) сводится к следующей:

$$\varepsilon = \frac{\varepsilon_{пол.}}{Q_{возд.}\varepsilon_{пол.} + Q_{пол.}} \quad (2.8)$$

Учитывая, что $Q_{возд.} + Q_{пол.} = 1$, получим окончательную формулу для объема отсекаемой части пирамиды:

$$Q_{возд.} = \left(\frac{\varepsilon_{пол.}}{\varepsilon} - 1 \right) / (\varepsilon_{пол.} - 1) \quad (2.9)$$

На рисунке 2.13 представлен конечный вид линзы из пирамидальных блоков с отсеченной внешней частью. Как и следовало ожидать, наибольшая остающаяся часть характерна для блоков, близких к оси симметрии антенны, так как там диэлектрическая проницаемость должна быть наибольшей.

На диаграммах направленности на рисунке 2.14 представлены кривые для антенны с линзой (сплошная линия), без нее (пунктир) и с заполнением пирамидальными блоками (штрих-пунктир). Видно, что заполнение в виде разноразмерных пирамид обнаруживает больший коэффициент в главном направлении.

Кроме того, несущественно уменьшается (на 200 МГц) нижняя граничная частота по уровню КСВН = 2 (рисунок 2.15).

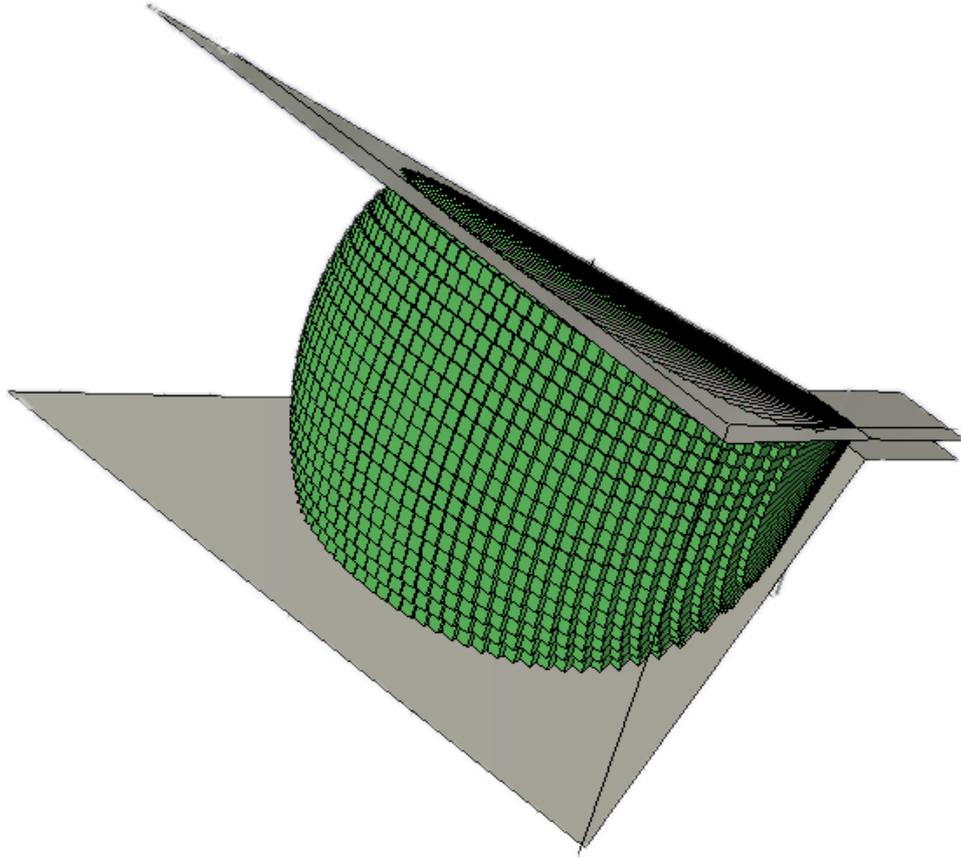


Рисунок 2.13. Антенна с диэлектрической линзой, выполненной из пирамидальных блоков разного размера.

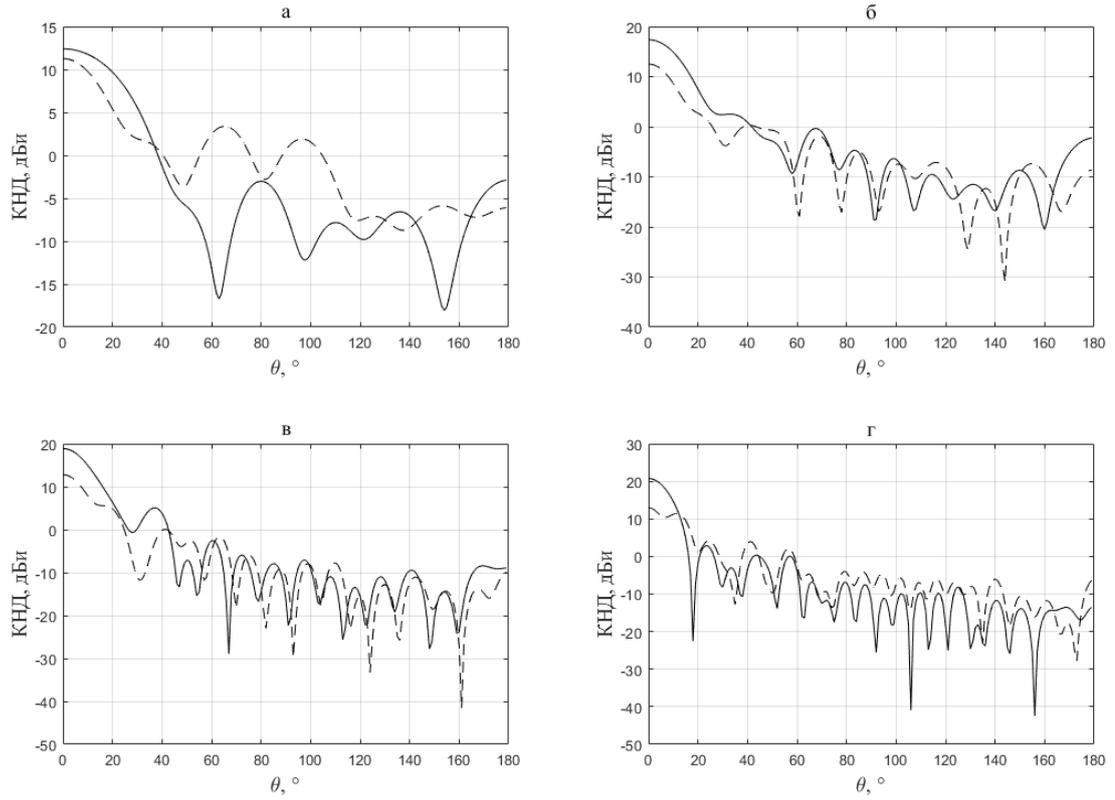


Рисунок 2.14. Диаграммы направленности антенн без заполнения (пунктир) и с заполнением в виде разноразмерных косоугольных пирамид из диэлектрика (штрих–пунктир) на частотах 5, 10, 15, 20 ГГц.

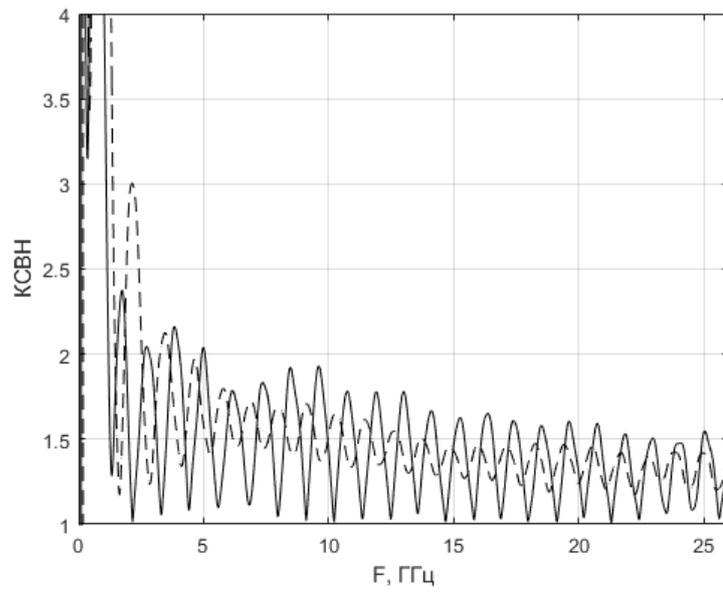


Рисунок 2.15. Коэффициент стоячей волны по напряжению.

К сожалению, сам коэффициент стоячей волны по напряжению в области от 7 до 15 ГГц оказывается несколько выше, чем для двух других антенн, но это увеличение незначительно и лежит в пределах допустимого.

Следует также сказать о конструктивной реализации описанной схемы: при создании реальной линзы, конечно же, следует идти от обратного, то есть не отсекал блоки, а создавать их сразу заданного размера. Эта задача с достаточно высокой точностью решается с помощью объемной печати, что делает данную схему наиболее привлекательной как для дальнейших исследований, так и для прикладного применения. Нельзя не отметить, что получившаяся структура похожа на классическую выпуклую линзу из однородного диэлектрика, описываемую в [16]. Однако там вид ее формы был выведен из значительно более громоздких соображений (привлечение метода эйконалов и др.). Кроме того, полученная нами линза обеспечивает меньшие потери в толще диэлектрика, так как занимает не все пространство внутри рупора.

Выводы по 2 главе

1. Получены аналитические выражения для неоднородной диэлектрической среды, позволяющей расширить рабочий диапазон частот ТЕМ-рупора по коэффициенту усиления за счет трансформации волнового фронта в раскрыве излучателя.

2. Предложена модель заполнения пространства между лепестками ТЕМ-рупора с помощью косоугольных пирамид с различной диэлектрической проницаемостью. Данная модель обеспечивает ступенчатое изменение проницаемости. Произведенные расчеты показывают, что частотный диапазон по коэффициенту усиления удастся расширить на 11 ГГц. Были найдены оптимальные соотношения для длины ТЕМ-рупора и угла его раскрыва.

3. Были рассмотрены два подхода: дискретного фазового центра и распределенного фазового центра. Для обоих случаев получены аналитические выражения, связывающие размеры излучателя и закон распределения диэлектрической проницаемости. Показано, что применение приближения

распределенного фазового центра позволяет снизить уровень боковых лепестков на 1-2 дБ, однако, оно является более громоздким.

4. С помощью формулы диэлектрической проницаемости последовательно соединенных диэлектриков получен метод заполнения пространства между лепестками ТЕМ-рупора разноразмерными косоугольными пирамидами. Показано, что в предельном случае (при бесконечно малом основании пирамиды) такое заполнение трансформируется в классическую выпуклую линзу из однородного диэлектрика.

ГЛАВА 3. Экспериментальное исследование излучателя с неоднородным диэлектрическим заполнением

Описанные выше способы заполнения пространства внутри ТЕМ-рупора, несмотря на свою привлекательность, физически трудно реализуемы. Процесс изготовления косоугольных пирамид проблематичен с технологической точки зрения. Ниже предлагается принципиально схожий метод формирования требуемой диэлектрической проницаемости, допускающий при этом достаточно плавное ее варьирование внутри структуры.

§ 3.1. Формирование материалов с различной диэлектрической проницаемостью на основе трехмерной печати.

Как было описано в предыдущей главе, диэлектрический материал с заданной диэлектрической проницаемостью может быть получен как комбинация нескольких различных материалов. Если включения инородного материала малы по размерам и достаточно равномерно распределены по объему, то такую смесь можно считать статистической (хаотической, неупорядоченной в пространстве). Для расчета такой смеси предложено большое число формул, из которых широкое применение получила формула Лихтенеккера [134]. Эта формула, носящая название логарифмического закона смешения, для смеси двух компонентов имеет вид:

$$\ln \varepsilon = Q_1 \ln \varepsilon_1 + Q_2 \ln \varepsilon_2, \quad (3.1)$$

где ε - суммарная диэлектрическая проницаемость, $\varepsilon_1, \varepsilon_2$ -проницаемости материалов смеси, Q_1, Q_2 -их объемные концентрации. Если смесь состоит из большого числа материалов, то формула преобразуется следующим образом:

$$\ln \varepsilon = \sum_i Q_i \ln \varepsilon_i \quad (3.2)$$

Для простоты рассмотрим случай смеси из двух диэлектриков, примененных в Главе 2: полистирол ($\varepsilon_{пол.} = 2.45$) и воздух ($\varepsilon_{возд.} = 1$). Тогда формула (3.1) сводится к следующей:

$$\ln \varepsilon = Q_{пол.} \ln \varepsilon_{пол.} \quad (3.3)$$

Выбор полистирола в качестве основного материала при изготовлении образцов диэлектрика, обоснован, в том числе, его удобством при 3D печати. Кроме того, этот материал имеет малые потери в микроволновом частотном диапазоне ($\tan \delta = 5.73 \cdot 10^{-4}$). Применяемый в данной работе fused deposition modeling (FDM) метод позволяет быстро производить полимерные детали произвольной формы и сложности. Для изготовления диэлектрической структуры с заданной проницаемостью использовался коммерческий 3D принтер MakerBotReplicator 2X. Процесс изготовления заключается в следующем.

CAD-файл спроектированного трехмерного объекта преобразуется в формат файла стереолитографии (STL). Затем этот файл был импортирован в программу управления («MakerBotDesktop») для создания серии слоистых срезов, причем каждый фрагмент представляет собой область проектируемой модели толщиной от 0,1 до 0,4 мм. Данные, описывающие срезы, отправлялись на 3D принтер, после чего каждый слой формировался путем выдавливания расплавленного пластика, затвердевающего после охлаждения. Когда вся структура была сформирована, начинался процесс охлаждения до нормальной температуры. Благодаря этому процессу охлаждения, присутствовала некоторая температурная усадка печатной модели.

В рамках данного исследования для 3D печати диэлектрического материала была использована полистирольная нить (PS filament), которая, в последнее время получила широкое распространение в FDM технике.

Настройки управляющей программы принтера были выбраны экспериментально. Значения основных параметров для прототипирования представлены в таблице 3.1. Эти значения использовались для изготовления всех образцов диэлектрических материалов.

Метод трехмерной печати диэлектриков с заданной ϵ путем комбинирования различных материалов предлагался и ранее. Например, в работе [135] авторы предложили структуру дискретных ячеек с полимерными кубами в их центре.

Таблица 3.1. Значения параметров 3-D принтера для печати материалов

Параметр	Значение
Толщина слоя	0.2 мм
Температура экструдера	215 °С
Температура подложки	110 °С
Диаметр форсунки	0.4 мм
Тип материала	HIPS
Диаметр нити материала	1.75 мм
Коэффициент заполнения	100 %

Значение диэлектрической проницаемости контролируется размером полимерного куба в каждой элементарной ячейке. Данная структура была реализована с использованием трехмерной печати фотополимерами, а технология является более дорогой и сложной дорогой по сравнению с FDM.

В настоящей работе диэлектрический материал с заданной диэлектрической проницаемостью составлен из дискретных слоев, которые разделены на ячейки [136, 137]. Размер дискретных элементарных ячеек равен $\Delta x \times \Delta y$, как показано на рисунке 3.1. Каждая из этих элементарных ячеек имеет прямоугольный воздушный зазор с размерами $a \times b$.

Таким образом, элементарная ячейка представляет собой полимерный куб из полистирола с воздушной пустотой в центре. Желаемая переменная относительная диэлектрическая проницаемость может быть реализована путем изменения коэффициента заполнения:

$$a = S \Delta x, b = S \Delta y, \quad (3.4)$$

где S – коэффициент заполнения. Для улучшения свойств изотропности единичные ячейки сдвигаются на $y/2$ (в направлениях x и y соответственно) на каждом нечетном слое, как показано на рисунке 3.1.

Трехмерная модель предложенной структуры была разработана с использованием некоммерческого программного обеспечения - OpenSCAD. Для проверки корректности метода изготовления диэлектриков предложенным способом были проведены экспериментальные измерения S -параметров, из которых в дальнейшем были получены значения диэлектрической проницаемости. Размеры геометрии L_x и L_y были выбраны по внутренним размерам измерительной волноводной линии размера WR112 ($28,5 \times 12,6$ мм). Длина образцов вдоль оси z составляла 50 мм. Толщина слоя трехмерной модели была выбрана равной 0,4 мм, а сама модель состояла из 125 слоев.

Размеры элементарной ячейки были выбраны равными 4×4 мм. Было изготовлено несколько образцов (рисунок 3.2) с различными коэффициентами заполнения S (от 0 до 0.8). Эти образцы помещались в измерительную волноводную

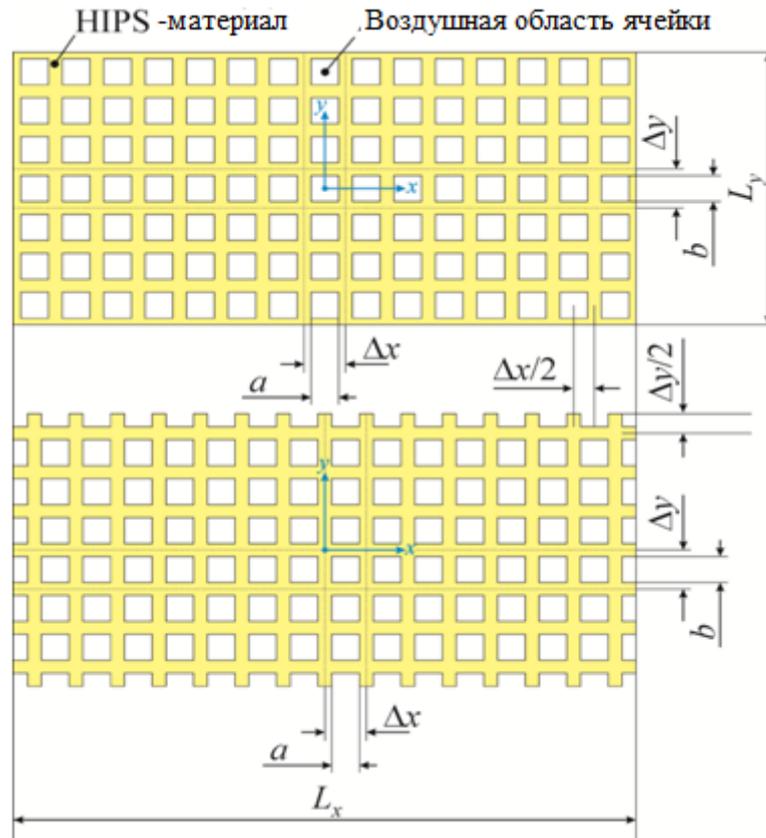


Рисунок 3.1. Четный (сверху) и нечетный (снизу) слой 3-D модели диэлектрического материала.

линию (как показано на рисунке 3.3), которая соединялась с векторным анализатором цепей Agilent PNA-LN5230A для измерения S-параметров.

Относительная диэлектрическая проницаемость определялась по разности фаз прошедшей волны в волноводе с материалом и без него на частоте 10 ГГц. Результаты измерений показаны в таблице 3.2.

Остановимся подробнее на методике измерения диэлектрической проницаемости. На рисунке 3.4 показана схема измерительной линии из последовательно соединенных прямоугольных волноводов.

Известно, что волновое сопротивление волновода определяется следующей формулой [138]:

$$R(\varepsilon, f) = \frac{2b}{a} \cdot \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon - \left(\frac{c}{2fa}\right)^2}}, \quad (3.5)$$

где ε – диэлектрическая проницаемость материала внутри волновода, f – частота сигнала, b – высота поперечного сечения волновода, a – ширина поперечного сечения волновода, c – скорость света в вакууме. Длина волны в волноводе и сдвиг фаз при прохождении волноводной линии определяются следующим образом:

$$\lambda(\varepsilon, f) = \frac{c}{f \sqrt{\varepsilon - \left(\frac{c}{2fa}\right)^2}}, \quad (3.6)$$

$$Q(\varepsilon, f, L) = \frac{2\pi Lf}{\lambda(\varepsilon, f)} = \frac{2\pi Lf}{c} \cdot \sqrt{\varepsilon - \left(\frac{c}{2fa}\right)^2}, \quad (3.7)$$

где L – длина прямого участка.

Как известно [139], каждый из блоков представленной на рисунке 3.4 схемы может быть представлен как четырехполюсник (рисунок 3.5), причем комплексные

амплитуды падающих и отраженных волн (a_i и b_i соответственно) связаны волновой матрицей рассеяния:

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix}, \quad (3.8)$$

Кроме матрицы S-параметров, применяются «передаточные» T-параметры [140]. Они удобны тем, что связывают амплитуды волн по разные стороны блока, следовательно, чтобы получить T-параметры всей линии, достаточно перемножить матрицы, описывающие отдельные ее блоки; в то же время S-параметры доступны для непосредственного экспериментального измерения.

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ a_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} a_2 \\ b_2 \end{pmatrix} \quad (3.9)$$

S-параметры преобразуются в T-параметры и наоборот следующим образом [141]:

$$T_{11} = -\frac{\det(S)}{S_{21}}; T_{12} = \frac{S_{11}}{S_{21}}; T_{21} = -\frac{S_{22}}{S_{21}}; T_{22} = \frac{1}{S_{21}} \quad (3.10)$$

$$S_{11} = \frac{T_{12}}{T_{22}}; S_{12} = -\frac{\det(T)}{T_{22}}; S_{21} = \frac{1}{T_{22}}; S_{22} = \frac{-T_{21}}{T_{22}} \quad (3.11)$$

Опуская объемный вывод, запишем итоговые выражения для компонентов T-матрицы:

$$T_{11} = \frac{1}{4R_1R_2} e^{-iQ_1} (4R_1R_2 \cos Q_2 - 2i(R_2^2 + R_1^2) \sin Q_2) \quad (3.12)$$

$$T_{21} = \frac{1}{4R_1R_2} 2i(R_2^2 - R_1^2) e^{iQ_1} \sin Q_2 \quad (3.13)$$

$$T_{12} = \frac{1}{4R_1R_2} 2i(R_2^2 - R_1^2) e^{-iQ_1} \sin Q_2 \quad (3.14)$$

$$T_{22} = \frac{1}{4R_1R_2} e^{iQ_1} (4R_1R_2 \cos Q_2 + 2i(R_2^2 + R_1^2) \sin Q_2) \quad (3.15)$$

Здесь R_1 – волновое сопротивление пустого волновода, R_2 – волновое сопротивление волновода с исследуемым диэлектриком, Q_1 , Q_2 – соответствующие сдвиги фаз.

Далее перейдем к матрице S, описывающую всю измерительную линию. Наибольшее значение имеет компонента S_{21} , потому что она описывает прошедшую волну. При этом предполагаем, что компонента $a_2 = 0$, то есть рассматриваем передачу волн только в одном направлении.

$$S_{21} = \frac{1}{T_{22}} = \frac{4R_1R_2}{e^{iQ_1} (4R_1R_2 \cos Q_2 + 2i(R_2^2 + R_1^2) \sin Q_2)} \quad (3.16)$$

Подставляя в (3.16) значения волновых сопротивлений, получим

окончательный вид:

$$S_{21} = \frac{\sqrt{(2fa)^2 - c^2} \cdot \sqrt{(2fa)^2 \varepsilon - c^2} \cdot e^{-2iQ_1}}{\sqrt{(2fa)^2 - c^2} \cdot \sqrt{(2fa)^2 \varepsilon - c^2} \cdot \cos Q_2 + i \sin Q_2 \cdot (2fa)^2 (\varepsilon + 1) - c^2} \quad (3.17)$$

Формула (3.17) несет большую ценность, потому что представляет собой аналитическое выражение для коэффициента передачи измерительной линии, которое зависит только от геометрических размеров волновода, частоты, на которой проводятся измерения, и диэлектрической проницаемости исследуемого материала. Параметры Q_1 , Q_2 могут быть найдены из (3.7).

Вернемся к определению диэлектрических проницаемостей исследуемых образцов. Для вспененного материала относительная диэлектрическая проницаемость ε_r рассчитывается с помощью формулы Лихтенеккера:

$$\ln \varepsilon_r = (1 - S_w) \ln \varepsilon_0, \quad (3.18)$$

где S_w – коэффициент заполнения, рассчитанный по весу, ε_0 – относительная диэлектрическая проницаемость для образца с коэффициентом заполнения $S = 0$ для трехмерной модели. Значение для отдельного образца S_w может быть рассчитано с использованием выражения (3.19), где m_s – масса образцов с коэффициентом заполнения S , m_0 – масса образца с $S = 0$.

$$S_w = m_s / m_0 \quad (3.19)$$

Экспериментально полученная зависимость приведена на рисунке 3.6. Кроме того, аппроксимированная зависимость на рисунке 3.6 рассчитывалась из коэффициента заполнения 3D модели:

$$S_w = 0.002 - 0.019 S + 0.436 S^2 + 0.582 S^3 \quad (3.20)$$

Относительную диэлектрическую проницаемость можно рассчитать по коэффициенту заполнения 3-D моделей, используя выражение (3.18) и (3.20). Эта рассчитанная зависимость и измеренные точки показаны на рисунке 3.7.

Видно, что экспериментальные значения на рисунке 3.7 очень точно ложатся на теоретическую кривую. Результаты, описанные в этом пункте, имеют большое прикладное значение: формулы (3.20) и (3.18), а также доступные технологии трехмерной печати позволяют с высокой точностью создавать диэлектрические материалы с заданной проницаемостью. Эта технология будет использована в дальнейшем для печати диэлектрического заполнения с изменяющейся диэлектрической проницаемостью для ТЕМ-рупора.



Рисунок 3.2. Фотография образцов диэлектрического материала с различным коэффициентом заполнения ($S = 0$; $S = 0.2$; $S = 0.4$; $S = 0.6$; $S = 0.7$ слева направо).



Рисунок 3.3. Измерительная волноводная линия с напечатанным диэлектрическим образцом

Таблица 3.2. Измеренные параметры синтезируемого диэлектрического материала

Коэффициент заполнения S	0	0.2	0.4	0.6	0.7	0.8
Относительная диэлектрическая проницаемость ϵ_r	2.452	2.437	2.24	1.93	1.76	1.49
Тангенс угла потерь $\tan \delta$	$5.73 \cdot 10^{-4}$	$1.01 \cdot 10^{-4}$	$3.55 \cdot 10^{-5}$	$2.31 \cdot 10^{-6}$	$6.32 \cdot 10^{-6}$	$6.27 \cdot 10^{-7}$
Вес образца (грамм)	17.6	17.1	16.0	12.6	10.5	6.2
Коэффициент Заполнения по весу S_w	0	0.028	0.09	0.28	0.40	0.59

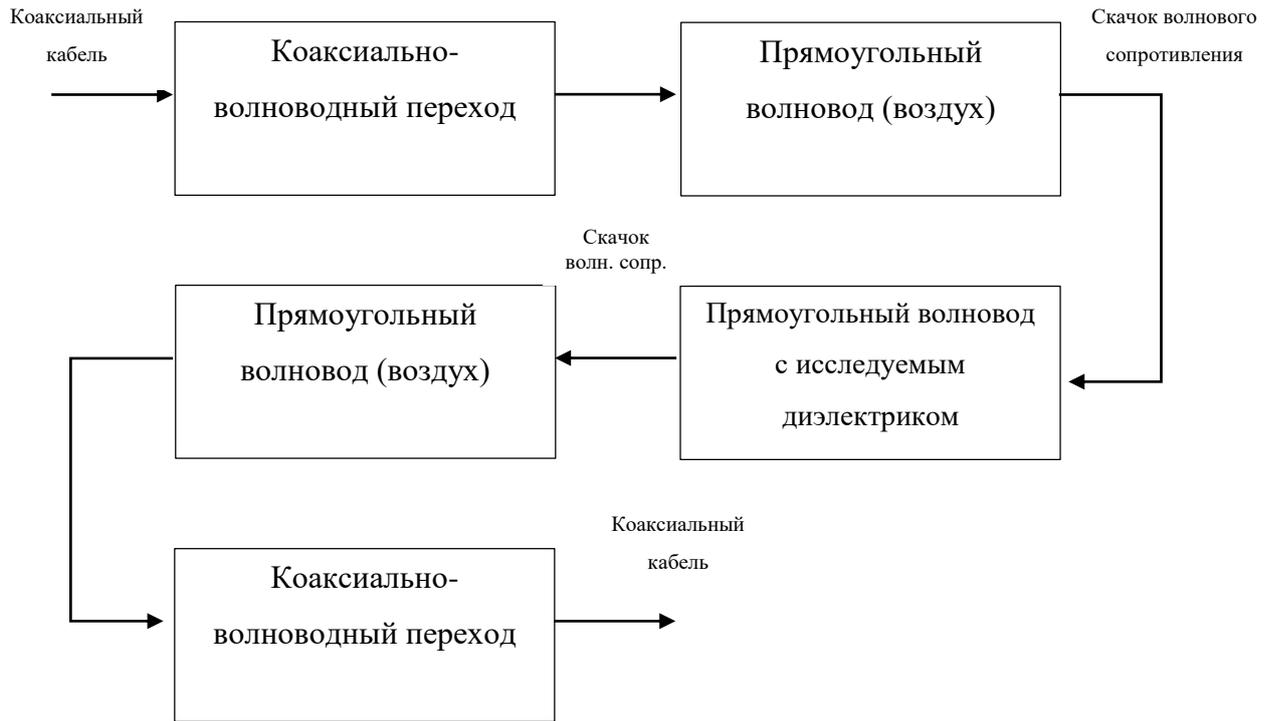


Рисунок 3.4. Схема измерительной линии.

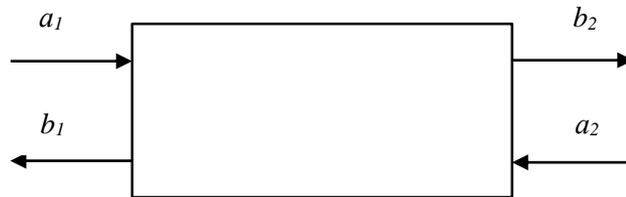


Рисунок 3.5. Схема четырехполюсника.

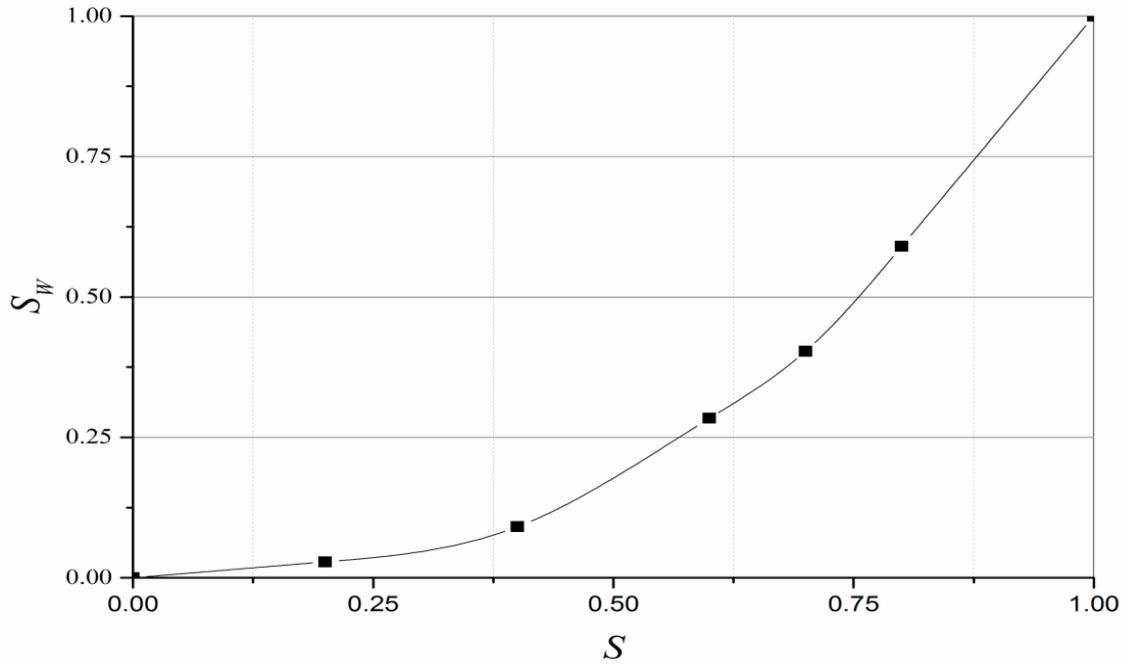


Рисунок 3.6. Экспериментально полученная зависимость коэффициента заполнения по весу – S_w от коэффициента заполнения 3D модели – S .

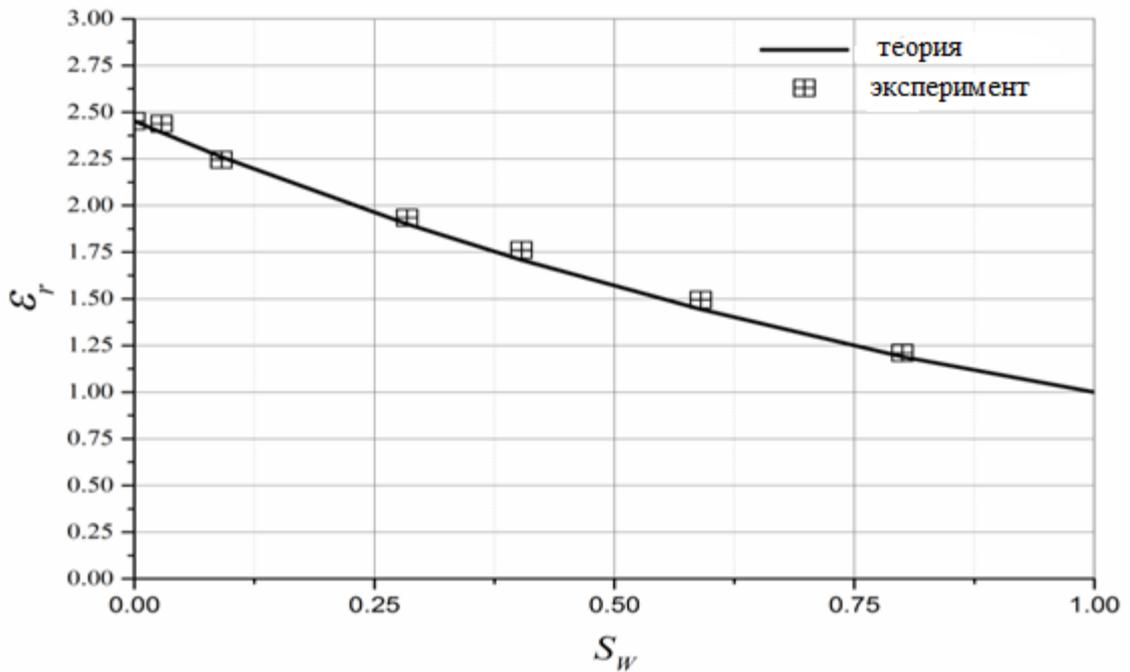


Рисунок 3.7. Зависимость диэлектрической проницаемости от коэффициента заполнения по весу – S_w .

§ 3.2. Неоднородное диэлектрическое заполнение для ТЕМ-рупора на основе логарифмического закона смешения

В п. 3.1 была подробно описана технология получения материалов с заданной диэлектрической проницаемостью путем создания слоистой структуры, сходной с пенистым диэлектриком. В основе ее лежит формула Лихтенеккера, также носящая название логарифмического закона смешения.

Далее будет описан процесс создания заполнения с переменной проницаемостью. Идея построения линзы, как и в случае с заполнением пирамидальными блоками, состоит в том, чтобы создать структуру, которая бы имела определенную диэлектрическую проницаемость в заданном направлении – направлении распространения луча из фазового центра к апертуре. Был сделан выбор в пользу дискретного фазового центра - из соображений простоты выкладок и печати, а также, чтобы исключить отражения от границы воздух-диэлектрик в плоскости запитки. Как и в Главе 2, апертурная плоскость была разбита на прямоугольные области, в центре которых определялась требуемая диэлектрическая проницаемость по (2.5). Центральная часть каждого такого прямоугольника делалась воздушной, и размер этой области, заполненной воздухом, определялся из (3.18). Заполнение ТЕМ-рупора производилось слоями толщиной 0.6 мм, в каждом из которых были сделаны аналогичные прямоугольные отверстия.

На рисунках 3.8 – 3.9 представлены один слой диэлектрической структуры и модель ТЕМ-рупора с предлагаемой слоистой структурой. Хорошо видно, что отверстия, довольно большие по краям линзы, становятся практически неразличимыми около оси симметрии антенны, что является очевидным следствием формулы (3.18).

Для проверки эффективности диэлектрического заполнения был изготовлен ТЕМ-рупор и напечатана структура к нему [142, 143]. Лепестки рупора и линия запитки были изготовлены из медных пластин с низким коэффициентом потерь. Для симметрирования коаксиальной линии с двуполосковой линией антенны был применен СВЧ-переход (balun), описанный в [60] и изображенный на рисунок 3.10а. Радиусы R и r равны 25 мм и 4.9 мм соответственно.

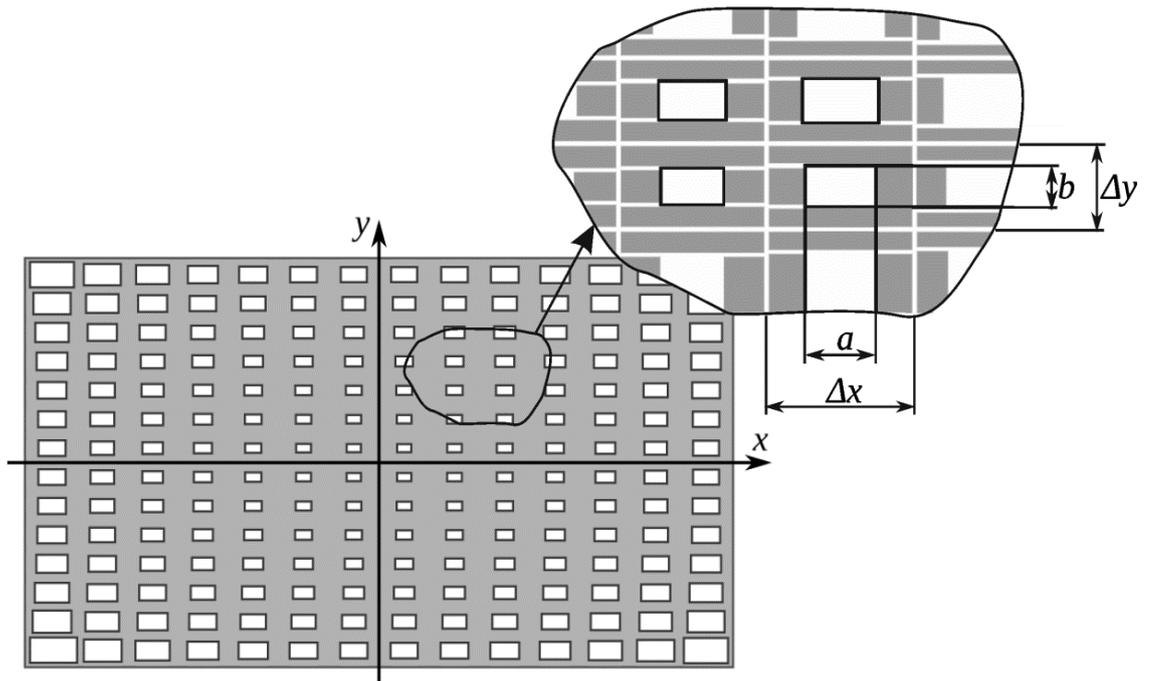


Рисунок. 3.8. Плоскость раскрыва TEM – рупора, разбитая на ячейки.

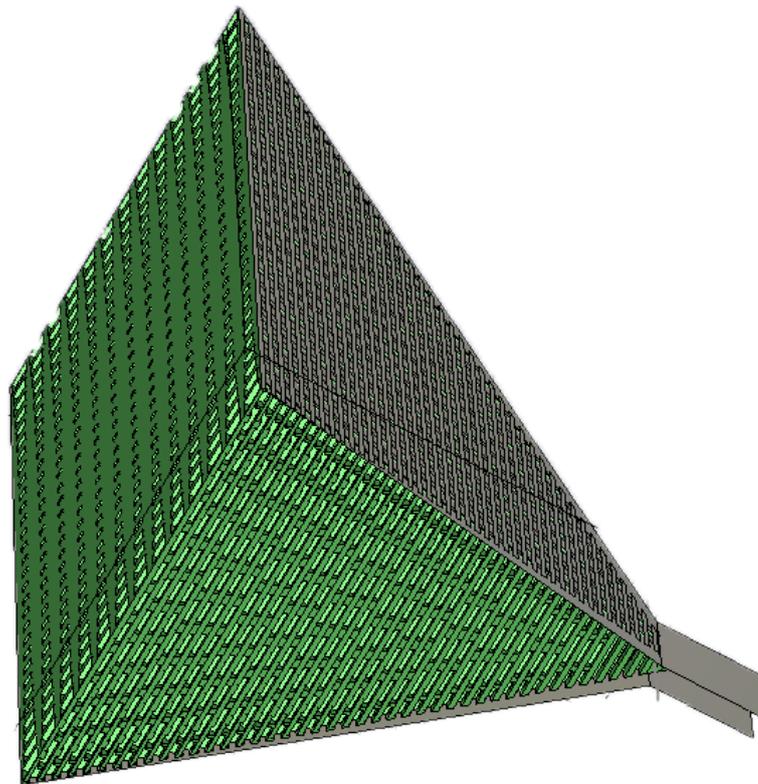


Рисунок 3.9. Слоистая структура из однородного диэлектрика между лепестками TEM-рупора.

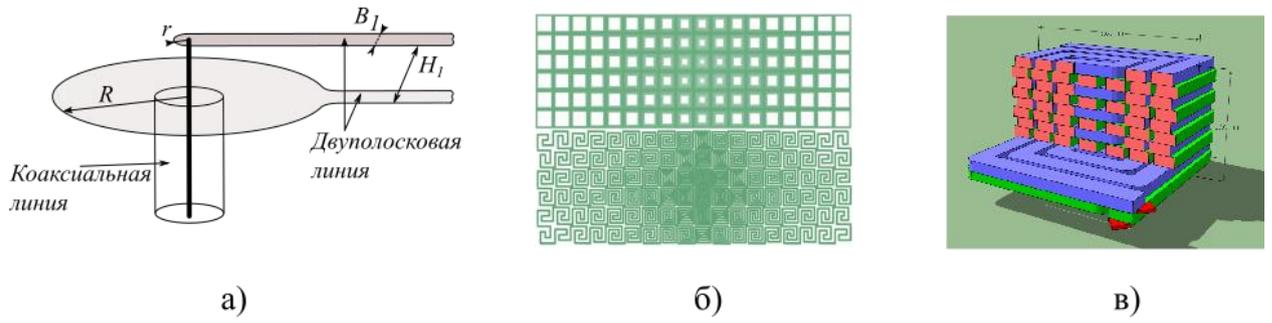


Рисунок 3.10. Симметрирующее устройство (balun) для запитки ТЕМ-рупора (а); сравнение способов печати одного слоя линзы: прямоугольниками и меандрами (б); смещение меандров внутри одной ячейки линзы (в).

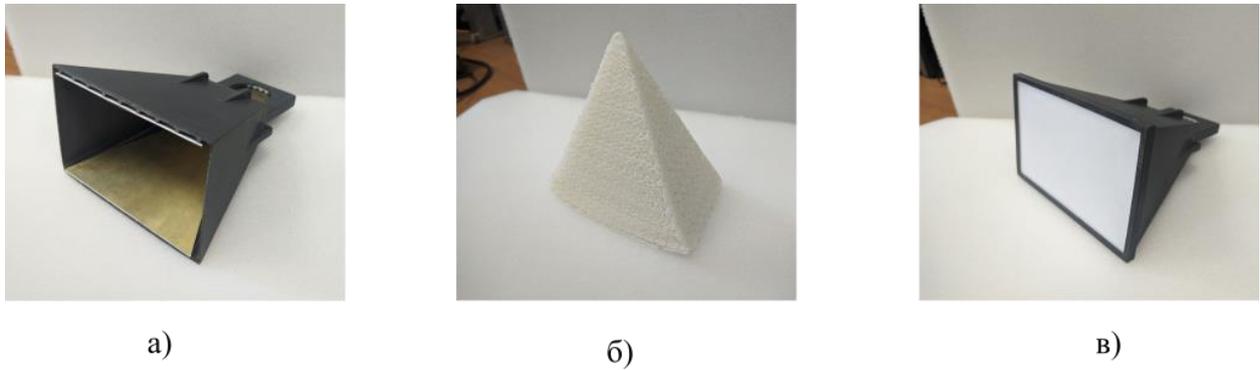


Рисунок 3.11. Изготовленный ТЕМ-рупор (а), распечатанная линза (б) и рупор в сборе с линзой (в).

Также были внесены некоторые дополнения в технологию трехмерной печати линзы. Заполнение описанных ячеек было произведено с помощью меандра, представленного на рисунке 3.10б. В верхней части показан вид спереди одного слоя диэлектрика. Применявшееся при печати линзы заполнение, изображено в нижней части рисунка. Эти меандры сдвинуты друг относительно друга внутри одного слоя, как показано на рисунке 3.10в. Такой метод заполнения позволяет вплотную приблизиться к характеристикам идеально вспененного материала.

В целях обеспечения целостности конструкции, для ТЕМ-рупора был изготовлен корпус из ABS пластика, также распечатанный на 3D принтере. Собранный ТЕМ-рупор и напечатанное заполнение для него показаны на рисунке 3.11.

Экспериментальное измерение характеристик антенны производилось в безэховой камере. Значения коэффициента усиления в главном направлении были получены с помощью метода замещения [144] с использованием дополнительной антенны R&S HF907. Измерение КСВН производилось векторным анализатором цепей Agilent PNA-L 5230C.

Экспериментальные значения диаграмм направленности (нормированные на максимальное значение) изображены на рисунке 3.12. Также на нем для сравнения представлены значения, полученные в результате моделирования. Следует отметить, что диэлектрик, использованный в данной работе, представляет собой линейную среду. Таким образом, не наблюдается кросс-поляризации, так как ТЕМ-рупор имеет только одну плоскость вертикальной поляризации. Для изготовленного образца разница в коэффициентах усиления по ко- и кросс-поляризации в главном направлении составляет -68 дБ.

Видно, что экспериментальные диаграммы направленности ТЕМ-рупора очень хорошо согласуются с результатами моделирования. То же наблюдается на рисунке 3.13, где представлены значения КСВ. Рисунок 3.14а отчетливо показывает, что коэффициент усиления в главном направлении увеличивается для антенны с диэлектрической линзой на широком диапазоне частот. Необходимо

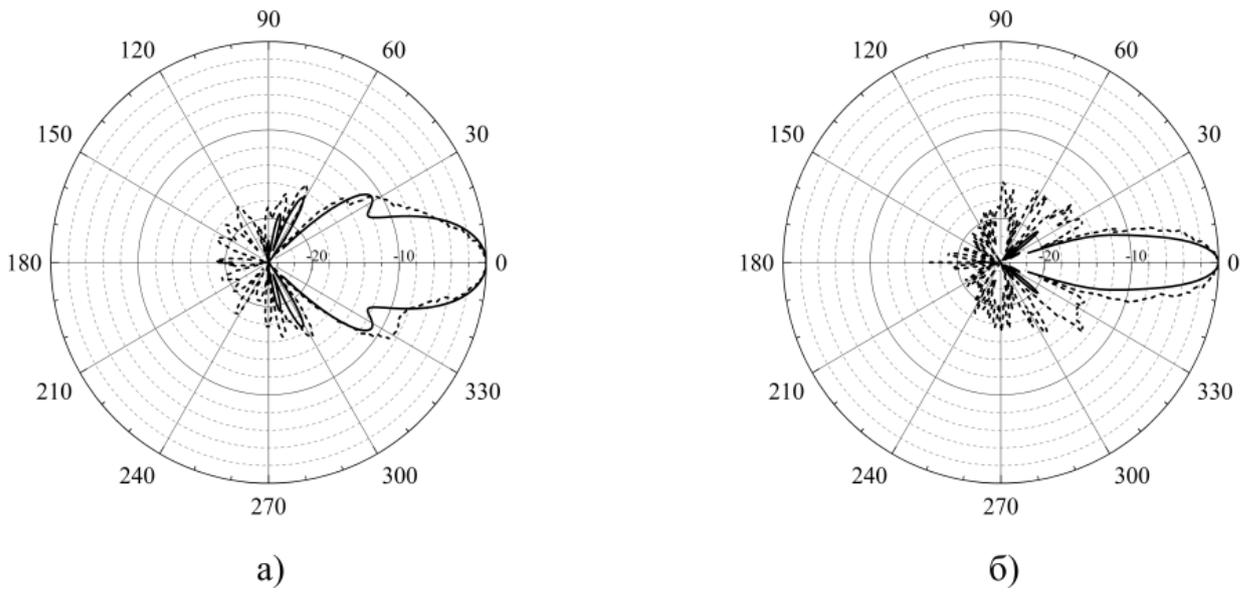


Рисунок 3.12. Нормированные диаграммы направленности на 10 (а) и 20 (б) ГГц. Сплошной линией показаны экспериментальные данные, а пунктиром – результаты моделирования.

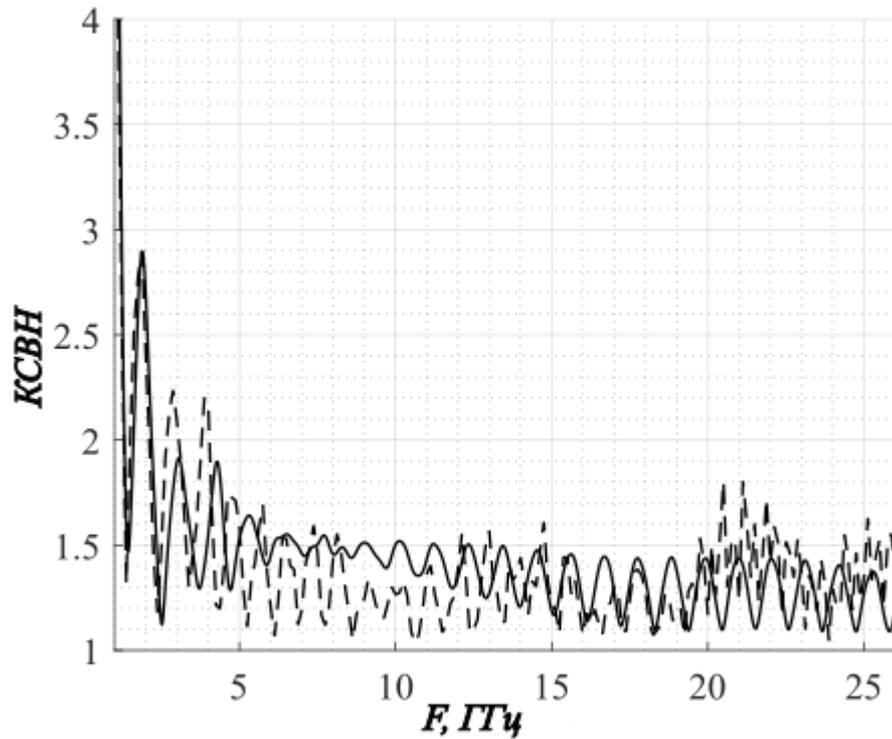


Рисунок 3.13. КСВН экспериментально изготовленного рупора с диэлектрическим заполнением (сплошная линия) и его модели (пунктир).

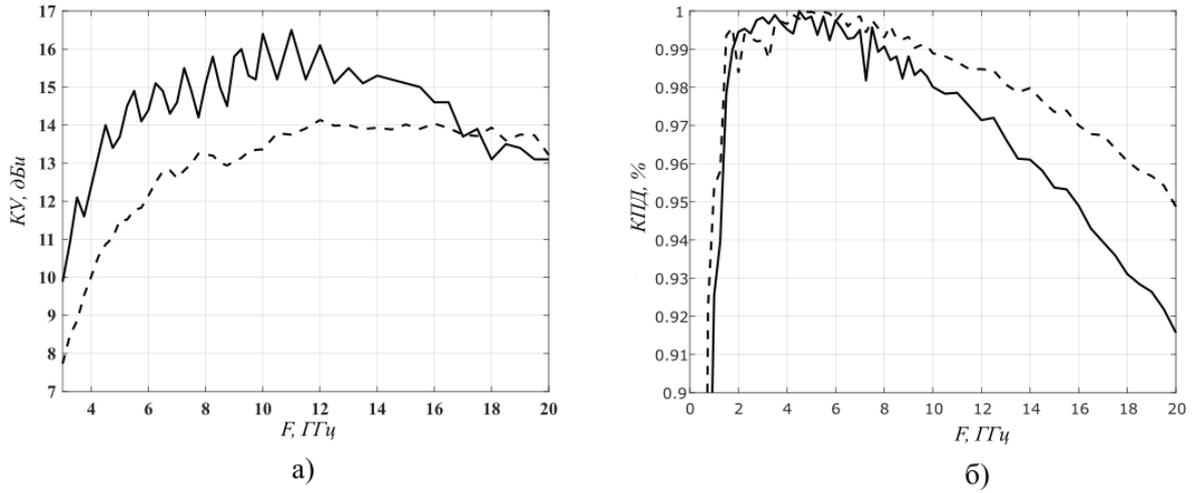


Рисунок 3.14. а) Коэффициент усиления в главном направлении рупора с заполнением (сплошная линия) и без него (пунктир); б) эффективность излучения рупоров с заполнением и без него.

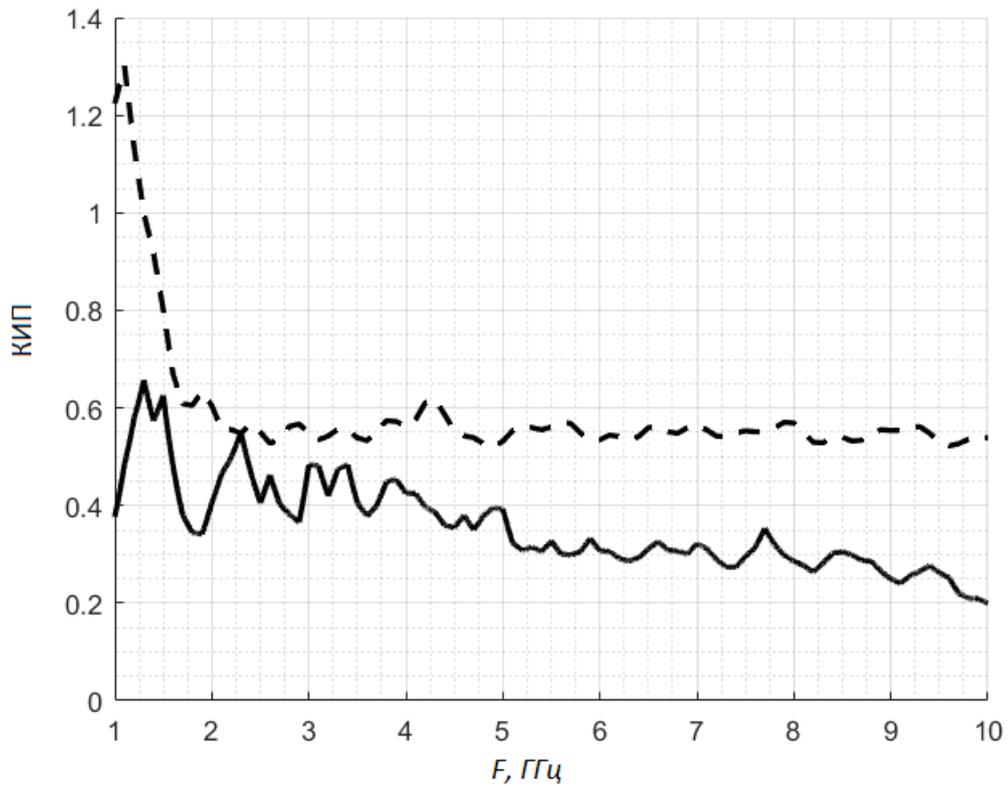


Рисунок 3.15. Коэффициент использования поверхности (КИП) ТЕМ-рупора с диэлектрическим заполнением. Сплошной линией показаны экспериментальные значения, а штриховой линией – результат моделирования.

подчеркнуть, что уровень боковых лепестков на диаграмме направленности для рупора с диэлектрическим наполнением очень мал, хотя коэффициент усиления также может незначительно уменьшиться.

Для оценки уровня потерь электромагнитной энергии в диэлектрике была получена с помощью моделирования эффективность излучения рупоров, показанная на рисунке 3.14б. Сплошная линия соответствует антенне с диэлектрическим заполнением. Видно, что для антенны с линзой КПД падает совсем незначительно, не более, чем 0,05.

Также была найдена частотная зависимость коэффициента использования поверхности (КИП), представленная на Рисунке 3.15. На нем наблюдается расхождение между экспериментальной и расчетной кривой, начиная с 6 ГГц. В целом, хорошим показателем для антенны является стабильность КИП на широком диапазоне частот, что и видно на графике.

Выводы по 3 главе

1) Предложены слоистые структуры из однородного диэлектрика, позволяющие на практике реализовать неоднородные диэлектрические среды для приложений СВЧ диапазона, в частности, для линзовых антенн. Данные среды представляют собой квазистохастические структуры, разбитые на элементарные ячейки, каждая из которых представляет собой полимерный куб из полистирола с воздушной полостью в центре. Для улучшения свойств изотропности слои из единичных ячеек сдвигаются друг относительно друга на каждом нечетном слое. Диэлектрическая проницаемость таких сред подчиняется закону Лихтенеккера. Проведены экспериментальные измерения, которые подтвердили предложенные аналитические выражения для получения требуемой диэлектрической проницаемости.

2) Экспериментально измеренные характеристики изготовленного ТЕМ-рупора показали высокую степень схожести с полученными ранее в результате моделирования.

3) Для создания неоднородных диэлектрических сред были подобраны материалы, которые обеспечивают низкий уровень потерь ЭМ энергии в них. Экспериментально изготовленный ТЕМ-рупор с заполнением показывает незначительный уровень потерь ЭМ энергии в диэлектрике: КПД рупора с диэлектрическим заполнением падает не более, чем на 5%.

ГЛАВА 4. Многолучевые сверхширокополосные излучатели

§ 4.1. Формирование расширенного главного лепестка ДН

Рассмотренные ранее методы диэлектрического заполнения ТЕМ-рупора были направлены на улучшение их свойств направленности. Иными словами, заполнение использовалось для увеличения коэффициента усиления рупора с одновременным сужением главного лепестка ДН. Кроме того, наблюдалось некоторое улучшение свойств согласования, что вкуче позволяет увеличить диапазон рабочих частот.

В некоторых же ситуациях, например, при проектировании фазированных антенных решеток, требуется обратное: необходимо расширить главный лепесток ДН таким образом, чтобы он соответствовал углам сканирования ФАР [145]. Разработка антенн с такими диаграммами вызывает большие трудности. Достаточно сказать, что открытый конец волновода излучает в секторе 120° - 130° . Для расширения ДН приходится прибегать к специальным мерам, например, к использованию диэлектрических вставок в волноводе, суженном на конце. Однако большинство известных способов расширения диаграмм, как правило, ухудшают диапазонность антенны.

Весьма перспективным направлением в разработке широконаправленных антенн является применение линз из неоднородного диэлектрика, позволяющих работать в широкой полосе частот с сохранением поляризационных свойств облучателя. В данном параграфе предлагается способ расширения главного лепестка ДН путем введения в раскрыв ТЕМ-рупора диэлектрического заполнения, схожего по своей структуре с предложенным ранее.

Если для сужения лепестка требовалось выровнять волновой фронт, то логичным выглядит предположение, что для его расширения необходимо выполнить обратную операцию. Полагая, что в исходной антенне в плоскости ее раскрыва фронт является сферическим, необходимо «искривить» его еще сильнее, сделав, например, эллипсоидальным [146].

На рисунке 4.1 изображен ТЕМ-рупор (в профиль) и предлагаемая форма волнового фронта внутри него. Эллипс с центром в точке (X_0, Y_0) , большой и малой полуосями a и b соответственно выбран в качестве требуемой формы волнового фронта. Так же пунктиром между лепестками рупора показана исходная сферическая форма фронта. Здесь мы будем рассматривать только подход дискретного фазового центра, поскольку рассмотрение распределенного фазового центра приводит к значительному усложнению математических выкладок, но не несет существенных улучшений. Чтобы вывести закон распределения диэлектрической проницаемости внутри рупора, воспользуемся рассуждениями, сходными с представленными ранее. Перепишем (2.1) в виде:

$$\rho(\alpha) = v(\alpha)t = \frac{ct}{\sqrt{\varepsilon(\alpha)}} \quad (4.1)$$

Здесь $\rho(\alpha)$ – путь луча, выходящего под углом α к оси x , от фазового центра (точка O) до пересечения с эллипсом в точке K ; $v(\alpha)$ – скорость распространения этого луча, которую можно выразить через c – скорость света, и ε – диэлектрическую проницаемость среды. Предполагая, что диэлектрическая проницаемость заполнения рупора будет меняться в зависимости от угла распространения относительно главного направления, можно установить, что наименьшая диэлектрическая проницаемость будет наблюдаться именно в главном направлении – в этом состоит отличие от предыдущих параграфов. Исходя из физических соображений, примем эту проницаемость минимально возможной, т.е. равной 1. Тогда:

$$\rho(0) = \frac{ct}{\sqrt{\varepsilon(0)}} = ct \quad (4.2)$$

$$\varepsilon(\alpha) = \frac{c^2 t^2}{\rho(\alpha)^2} = \frac{\rho(0)^2}{\rho(\alpha)^2} \quad (4.3)$$

Таким образом мы избавились от параметров времени и скорости света в формуле для диэлектрической проницаемости и свели все расчеты к нахождению простых геометрических величин. В (4.3) $\rho(0)$ является постоянной величиной и зависит только от размеров рупора, а $\rho(\alpha)$ зависит еще и от выбранных параметров эллипса.

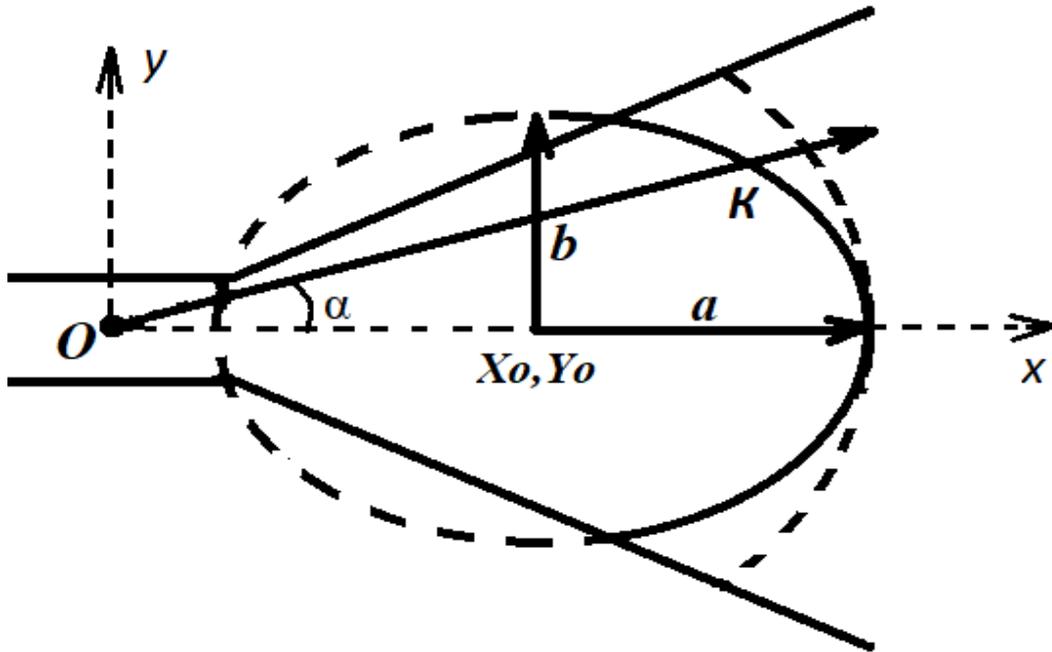


Рисунок 4.1. Схематичное изображение TEM-рупора и эллиптического волнового фронта внутри него.

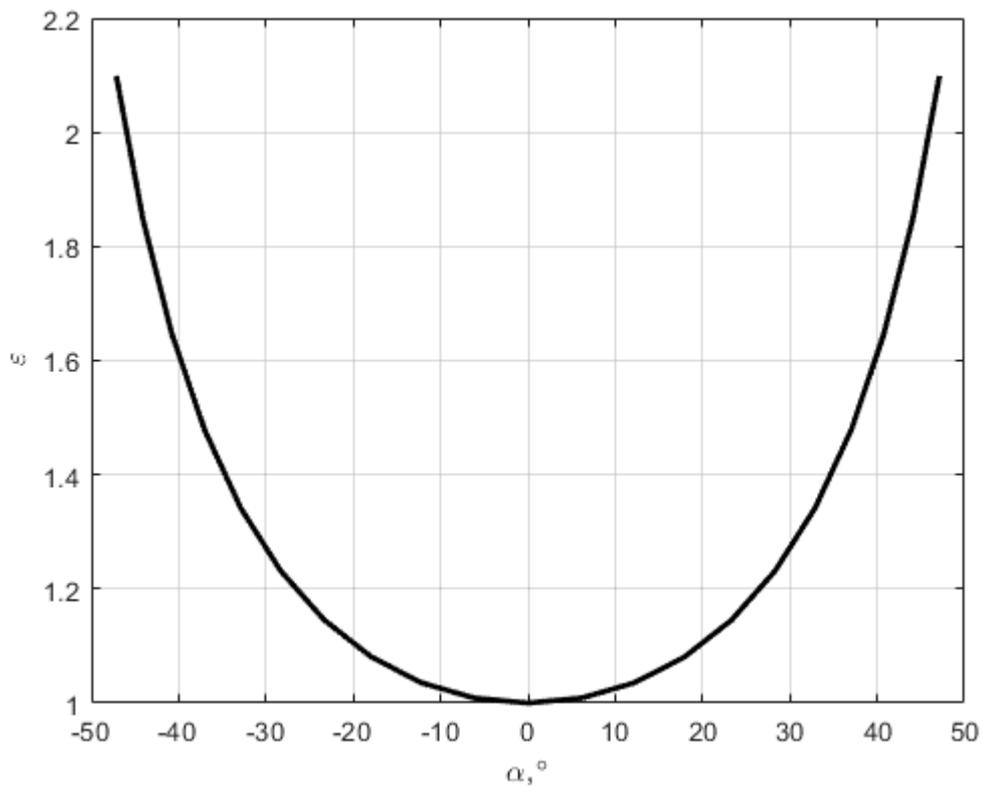


Рисунок 4.2. Зависимость диэлектрической проницаемости заполнения рупора от угла распространения лучей в нем.

В качестве модели для проверки был выбран ТЕМ-рупор с размерами: $L_1 = 30$ мм, $L_2 = 30$ мм, $B_1 = 10$ мм, $B_2 = 50$ мм, $H_1 = 2$ мм, $H_2 = 50$ мм. В отличие от ранее рассмотренных антенн, раскрыв рассматриваемого здесь рупора является квадратным. Это сделано для того, чтобы не усложнять вывод аналитического выражения для диэлектрической проницаемости. Аналогично описанному в § 2.3, заполнение пространства между лепестками антенны производилось при помощи блоков в форме косо́й пирамиды с прямоугольным основанием, причем вершинами всех таких пирамид являлся фазовый центр, а основания образовывали прямоугольную сетку в излучающей поверхности рупора. Каждой пирамиде назначался материал с проницаемостью, вычисленной по (4.3).

Далее встает вопрос о выборе параметров эллипса, форму которого должна принять проекция волнового фронта. Очевидно, что координата Y_0 на рисунке 4.1 равна 0. X_0 была выбрана на половине расстояния от фазового центра до плоскости раскрыва и равнялась 15,625 мм, а большая и малая полуоси a и b , соответственно – 14,375 мм и 16 мм. Можно заметить, что именно b определяет кривизну волнового фронта, и такое ее значение было определено эмпирическим путем после проведения моделирования на разных длинах малой полуоси.

Учитывая симметричность использованного рупора, и, опуская геометрические расчеты, связанные с нахождением расстояния от фазового центра до эллипса, представим зависимость диэлектрической проницаемости от угла распространения внутри рупора, изображенную на рисунке 4.2. Видно, что максимальная диэлектрическая проницаемость наблюдается при наибольшем отклонении луча от главного направления и равняется $\sim 2,09$.

Далее были построены модели ТЕМ-рупоров с соответствующим заполнением и без него. На рисунке 4.3 представлены диаграммы направленности рупоров с диэлектрическим заполнением (сплошная линия) и без заполнения (пунктирная линия) на частотах 5, 10, 15, и 20 ГГц соответственно. Видно, что на нижней части выбранного диапазона частот диэлектрик не играет какой-либо существенной роли, так как ДН антенн выглядят практически идентичными. Начиная с 15 ГГц, наблюдается расширение главного лепестка. На этой частоте

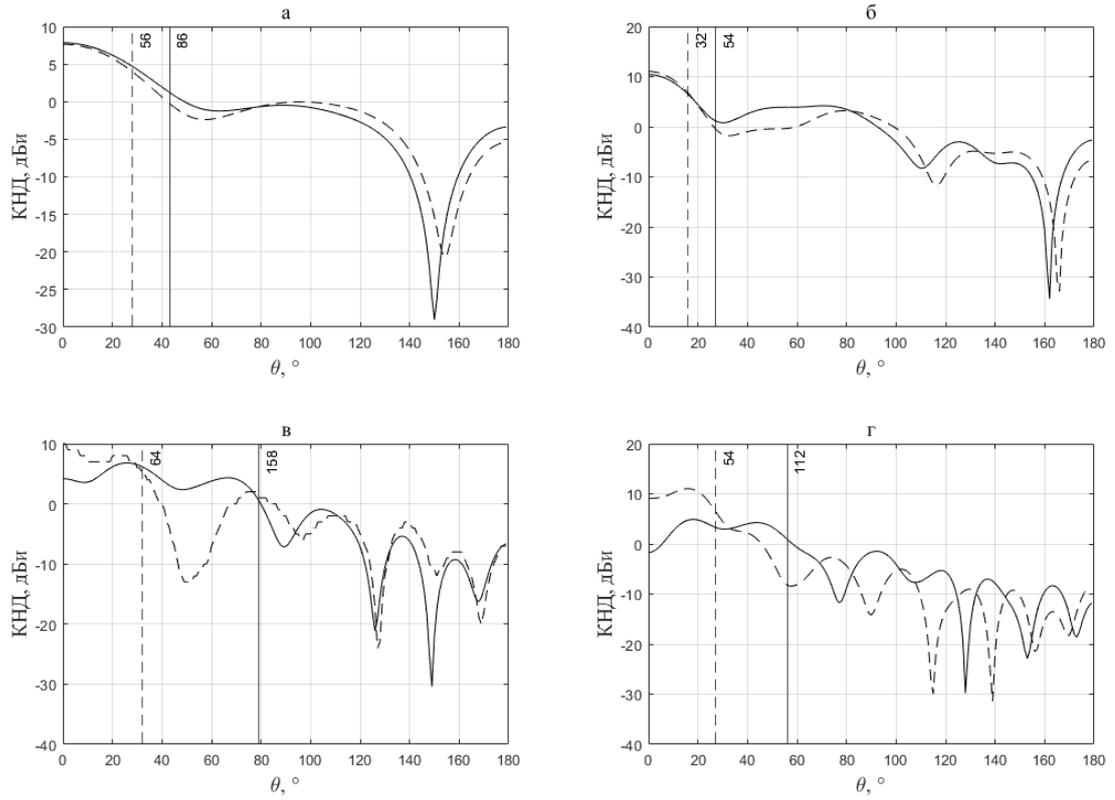


Рисунок 4.3. Диаграммы направленности ТЕМ-рупора с заполнением, позволяющим расширить главный лепесток, и без него на частотах 5 (а), 10 (б), 15(в), 20 (г) ГГц.

его ширина по уровню -3дБ (обозначены на всех графиках) возрастает. На частоте 20 ГГц наблюдается более чем двукратное расширение главного лепестка с 54° до 112° . Кроме того, из графиков видно, что на этой частоте максимум ДН уже не приходится на главное направление, а смещается симметрично влево и вправо от него, то есть начинает наблюдаться склонность к распаду главного лепестка. Также были получены значения КСВН, который не испытывает значительных изменений.

Таким образом, в данном параграфе показывается, что на определенных частотах с помощью предложенного диэлектрического заполнения представляется возможным расширить основной лепесток диаграммы направленности ТЕМ-рупора. Такое расширение главного лепестка может найти применение в фазированных антенных решетках с широкими углами сканирования.

§ 4.2. Применение линза Люнеберга для многолучевой излучающей системы

Зачастую в различных приложениях излучающих систем требуется возможность управления лучом в широком диапазоне углов обзора, например, при сканировании пространства. Для таких целей чаще всего применяются ФАР или механически поворачиваемые антенны. Такой подход имеет ряд недостатков. Например, в ФАР управление лучом достигается с помощью фазирующих элементов, имеющих известные ограничения по ширине полосы рабочих частот. Кроме того, стоимость изготовления систем управления диаграммой направленности антенных решеток достаточно высока и часто превосходит стоимость самого антенного полотна [147].

В 1944 г. Люнебергом была предложена линза из неоднородного диэлектрика с радиальной симметрией [148]. В общем случае эта линза преобразует сферический расходящийся пучок лучей, выходящий из одного фокуса, в сферический сходящийся пучок с центром в другой точке. На рисунке 4.4 изображен вид линзы и ход лучей в частном случае, когда оба сопряженных

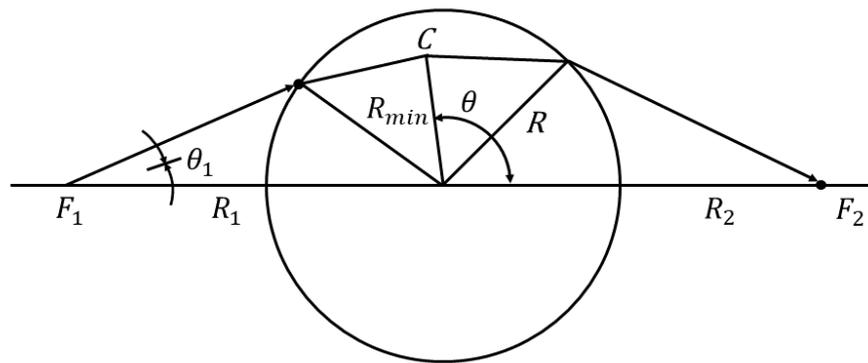


Рисунок 4.4. Ход лучей в линзе Лüneберга для случая сопряженных фокусов.

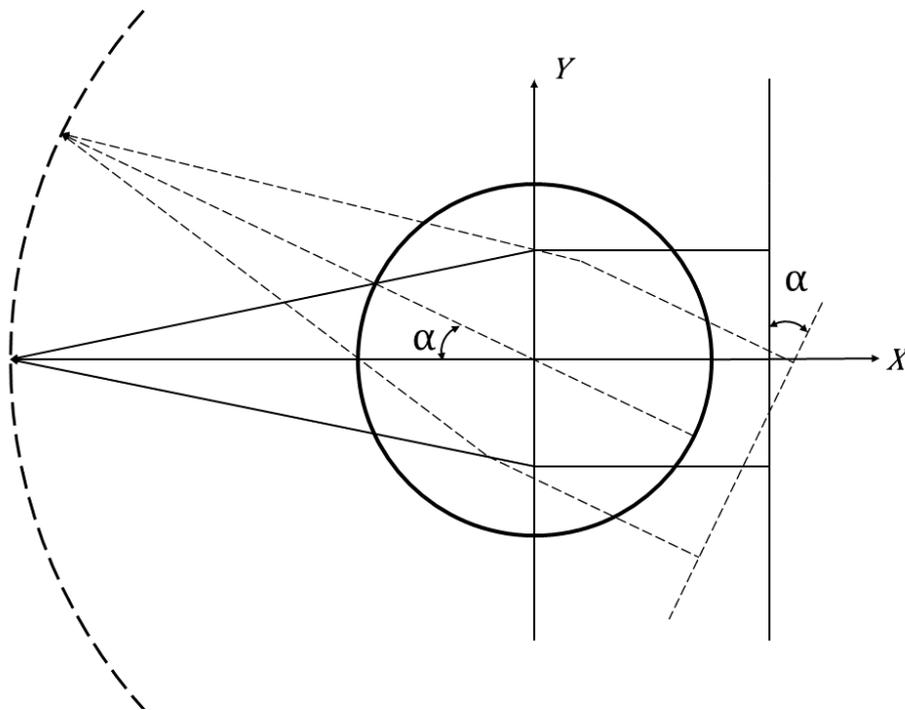


Рисунок 4.5. Поворот диаграммы направленности в линзе Лüneберга.

фокуса располагаются вне линзы на одной прямой, проходящей через центр линзы.

Функциональная зависимость коэффициента преломления n от радиального расстояния R при расстояниях сопряженных фокусов от центра R_1, R_2 может быть определена в предположении, что $n(R)$ – непрерывная монотонно убывающая функция в интервале $0 \leq R \leq l$ и что коэффициент преломления на краю линзы (при $R = l$) равен единице [149]. Последнее предположение особенно важно, так как обеспечивает хорошее согласование линзы с окружающим пространством: в этом случае почти отсутствует отражение лучей на краю линзы.

Общее решение этой задачи было получено Люнебергом в сложной параметрической форме. Мы получим явную зависимость $n(R)$ для частного случая, наиболее часто применяемого на практике, когда один источник находится на поверхности линзы, а другой в бесконечности (т.е. $R_1 = l, R_2 = \infty$). В этом случае линза преобразует сферически расходящуюся волну в плоскую.

Вследствие центральной симметрии коэффициент преломления n зависит только от расстояния R , поэтому можем записать уравнение эйконала L и его решение в следующем виде [150]:

$$\left(\frac{\partial L}{\partial R}\right)^2 + \frac{1}{R^2} \left(\frac{\partial L}{\partial \theta}\right)^2 = n^2(R) \quad (4.4)$$

$$L = \int \sqrt{n^2(R) - \left(\frac{h}{R^2}\right)^2} dR + h\theta + a \quad (4.5)$$

Здесь h – постоянная Клеро, a – постоянная интегрирования. Из (4.5) следует, что уравнение луча, проходящего через заданную точку R_0, θ_0 , имеет вид:

$$\theta = \theta_0 \pm h \int_{R_0}^R dR/R \sqrt{n^2 R^3 - h^2} \quad (4.6)$$

Дальнейший вывод зависимости $n(R)$ достаточно сложен и содержит, в частности, решение интегрального уравнения типа Абеля. Опустим его, как несущественный, и запишем полученный результат:

$$n = \sqrt{\varepsilon(R)} = \sqrt{2 - R^2} \quad (4.7)$$

Формула (4.7) имеет большое практическое значение, поскольку позволяет описать распределение коэффициента преломления и, соответственно,

диэлектрической проницаемости, как в сферической, так и в цилиндрической линзе Люнеберга. В случае, когда радиус линзы не равен 1, R^2 преобразуется в $(R/a)^2$, где a – радиус линзы.

Линза Люнеберга имеет важное свойство: она позволяет качать диаграмму направленности без искажения ее формы в широком спектре углов вплоть до 360° . Это обеспечивается центральной симметрией и формой самой линзы в виде сферы или цилиндра. При перемещении облучателя по дуге (или сфере) условия прохождения лучей не меняются, и формируемый линзой плоский фронт поворачивается на угол, равный углу поворота облучателя. Этот процесс проиллюстрирован на рисунке 4.5. Таким образом, в линзе Люнеберга можно осуществить идеальное широкоугольное качание диаграммы направленности.

Более того, с учетом симметрии линзы возможно одновременное формирование нескольких диаграмм направленности антенны. При этом достигается независимость формирования отдельных лучей и высокое быстродействие сканирования при условии электрического переключения источников излучения и хорошей развязки каналов запитки антенны.

§ 4.3. Многолучевой СШП излучатель на основе модифицированного ТЕМ-рупора

Для того, чтобы обеспечить возможность излучения одним рупором в разных направлениях предлагается модифицировать его, добавив дополнительные линии запитки. Это позволит менять направление главного лепестка ДН путем переключения нескольких входов антенны, каждый из которых соответствует конкретному направлению излучения [151, 152].

На рисунке 4.6 изображен такой ТЕМ-рупор с модифицированной системой запитки. Вместо одного порта к антенне подведен 21 порт, один центральный и по десять с каждой стороны от него. Каждый из них возбуждает ТЕМ-волну в симметричной полосковой линии. Для улучшения согласования такие линии передачи соединяется с окружностью радиуса $R = 50$ мм при помощи

экспоненциального перехода, который обеспечивает плавное изменение волнового сопротивления от порта к антенне и позволяет добиться удовлетворительного согласования. Форма лепестков рупора также была изменена с целью расширения диапазона изменения углов поворота главного лепестка ДН. Внешний контур излучающего элемента представляет собой половину окружности радиуса $R = 200$ мм.

При излучении в главном направлении используется центральный (№ 1) порт. Для того, чтобы отклонить луч, следует запитать антенну от другого порта, в зависимости от того, в какую сторону и насколько необходим поворот ДН. Для проведения сканирования необходимо запитывать порты по очереди, тем самым, осуществляя поворот луча.

Электродинамическое моделирование показывает, что сама по себе такая антенна не обеспечит необходимую точность поворота луча при сохранении его качества: главный лепесток расширяется и испытывает склонность к распаду при углах излучения более $\pm 15^\circ$. Поэтому предлагается дополнить описанный выше ТЕМ-рупор цилиндрической линзой Люнеберга, расположенной у его основания между сферическими пластинами. Возмущения от линий запитки каждого из портов можно рассматривать как точечные источники на поверхности линзы. Сферический волновой фронт такого источника преобразуется в плоский, перпендикулярный заданному направлению распространения луча.

В реальных условиях точная реализация требуемого закона объемного изменения коэффициента преломления $n(r)$ в линзе Люнеберга практически невозможна. Наиболее распространенный способ изготовления такой линзы – разбиение объема сферы (или цилиндра) на слои из однородных материалов, диэлектрическая проницаемость которых увеличивается от внешнего радиуса сферы к центру. В данной работе была выбрана модель линзы, состоящая из 100 слоев. Данное значение было выбрано как оптимальное, поскольку дальнейшее увеличение числа слоев приводит к значительному увеличению времени моделирования без существенного улучшения свойств системы.

Уточним, что разделить линзу на слои можно различными способами: слои, например, могут иметь одинаковую толщину и показатель преломления, равный среднему арифметическому значению показателей преломления линзы с непрерывным изменением показателя преломления в точках деления (равномерное разбиение); соседние слои могут характеризоваться также постоянной разностью диэлектрических проницаемостей; постоянной разностью коэффициентов преломления; с постоянным отношением соседних проницаемостей; разбиение на слои может быть основано на приближении к непрерывному закону по методу наименьших квадратов и др.

Каждый из способов деления линзы на слои имеет свои особенности. При выборе способа необходимо, по-видимому, учитывать многие факторы: требуемые характеристики, размеры линз, наличие соответствующих материалов и т. д. Отдать предпочтение какому-нибудь способу пока еще трудно. Можно отметить лишь следующее.

Если сравнивать по характеристикам линзы с равным числом слоев, но с различными законами разбиения, то оказывается, что равномерное разбиение и по методу наименьших квадратов уступают по фазовым ошибкам остальным методам, которые как-то учитывают скорость изменения n как функцию радиуса линзы.

С увеличением числа слоев при указанных методах разбиения фазовая ошибка падает, для других методов зависимость в явном виде не прослеживается, так как при изменении числа слоев одновременно меняется положение границ слоев, поэтому выделить в чистом виде влияние только одного фактора нельзя. Новое расположение границ иногда приводит к увеличению фазовых ошибок.

В нашем случае мы воспользуемся равномерным разбиением. Поскольку радиус линзы Люнеберга равен 50 мм, толщина каждого слоя составила 0.5 мм. В каждом из них была задана соответствующая диэлектрическая проницаемость, которая, как следует из формулы (4.5), ступенчато менялась от 1 до 2 по мере движения от периферии линзы к ее центру.

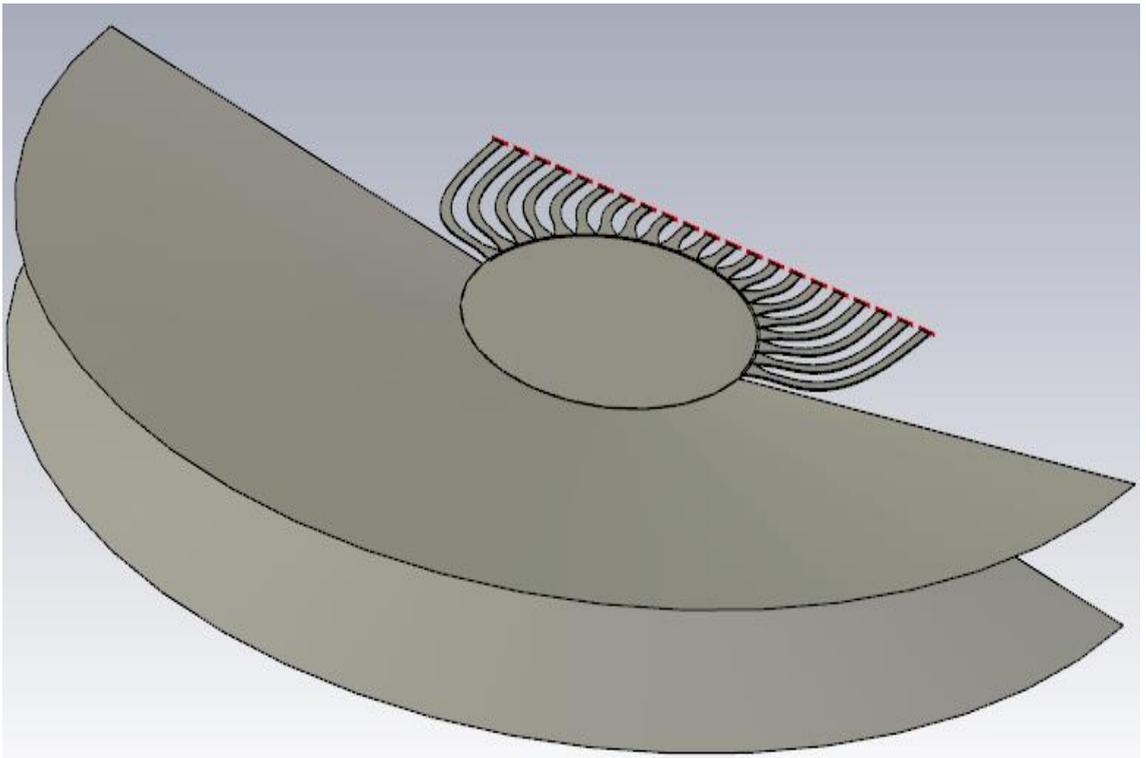


Рисунок 4.6. TEM-рупор с модифицированной системой запитки.

Повторное моделирование многолучевой антенны, уже дополненной линзой Люнеберга, показало существенное улучшение характеристик. Для сравнения были выбраны зависимости, относящиеся к излучению в главном направлении, т. е. с порта № 1, и с порта № 7, которому соответствует отклонение главного лепестка ДН на 49° .

На рисунках 4.7-4.8 изображены диаграммы направленности антенны в горизонтальной плоскости на частотах 5, 10, 15 и 20 ГГц. На рисунке 4.7 представлены ДН при излучении в главном направлении, т.е. с порта № 1. Видно, что на всех рассматриваемых частотах коэффициент усиления в главном направлении испытывает существенный прирост, который достигает максимума на частоте 15 ГГц (более 10 дБ). Так же для частот 10 – 20 ГГц после добавления линзы в антенну заметно уменьшение уровня боковых лепестков (на > 15 дБ).

Зависимости для запитывания с порта № 7 представлены на рисунке 4.8. Как и при излучении в главном направлении, наблюдается характерное сужение (с 30° до 10°) и увеличение по амплитуде (на 8-10 дБ на 15-20 ГГц) главного лепестка. Видно, что сканирующий луч повернулся на 49° .

Кроме того, из графиков очевидно, что величина угла поворота для антенны без линзы не является строго фиксированной, а слабо растет пропорционально частоте (20° на 5 ГГц и 55° на 20 ГГц). Добавление же линзы Люнеберга приводит к фиксации направления главного лепестка и обеспечивает важную характеристику: частотную независимость положения главного лепестка в широком диапазоне частот.

Для оценки качества согласования линии передачи с антенной был рассчитан коэффициент стоячей волны по напряжению (КСВН), изображенный на рисунке 4.9. Из графиков видно, что применение линзы Люнеберга в целом не вносит каких либо существенных изменений, КСВН даже незначительно возрастает на частотах более 15 ГГц. В целом же согласование можно считать удовлетворительным в области частот выше 7 ГГц. Следует отметить, что в данном случае мы считаем согласование удовлетворительным по уровню КСВН = 3, так как рассматриваем систему с возможностью поворота луча, где сложнее обеспечить хорошее согласование. Если порты исследуемой системы (излучатель

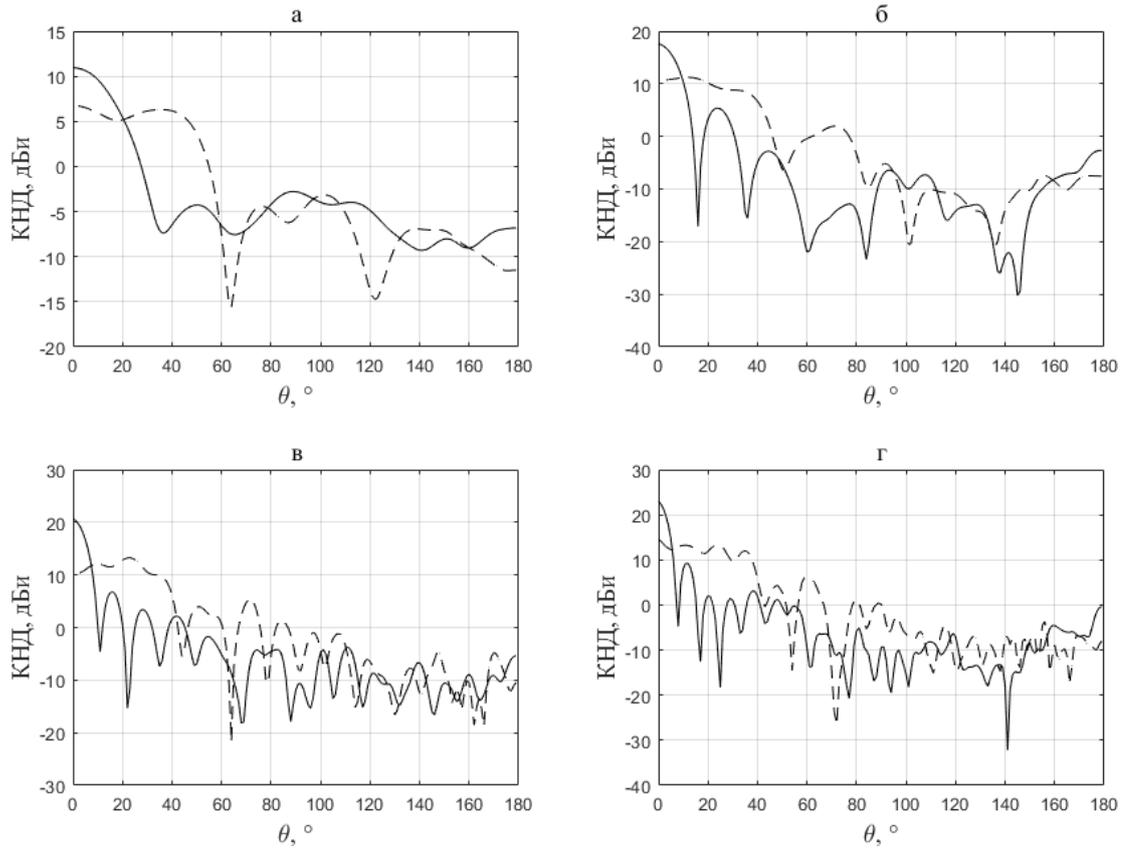


Рисунок 4.7. Диаграммы направленности многолучевого ТЕМ-рупора при излучении в главном направлении (при запитывании с порта № 1). Пунктирная линия соответствует случаю без линзы Лüneберга, а сплошная – с линзой.

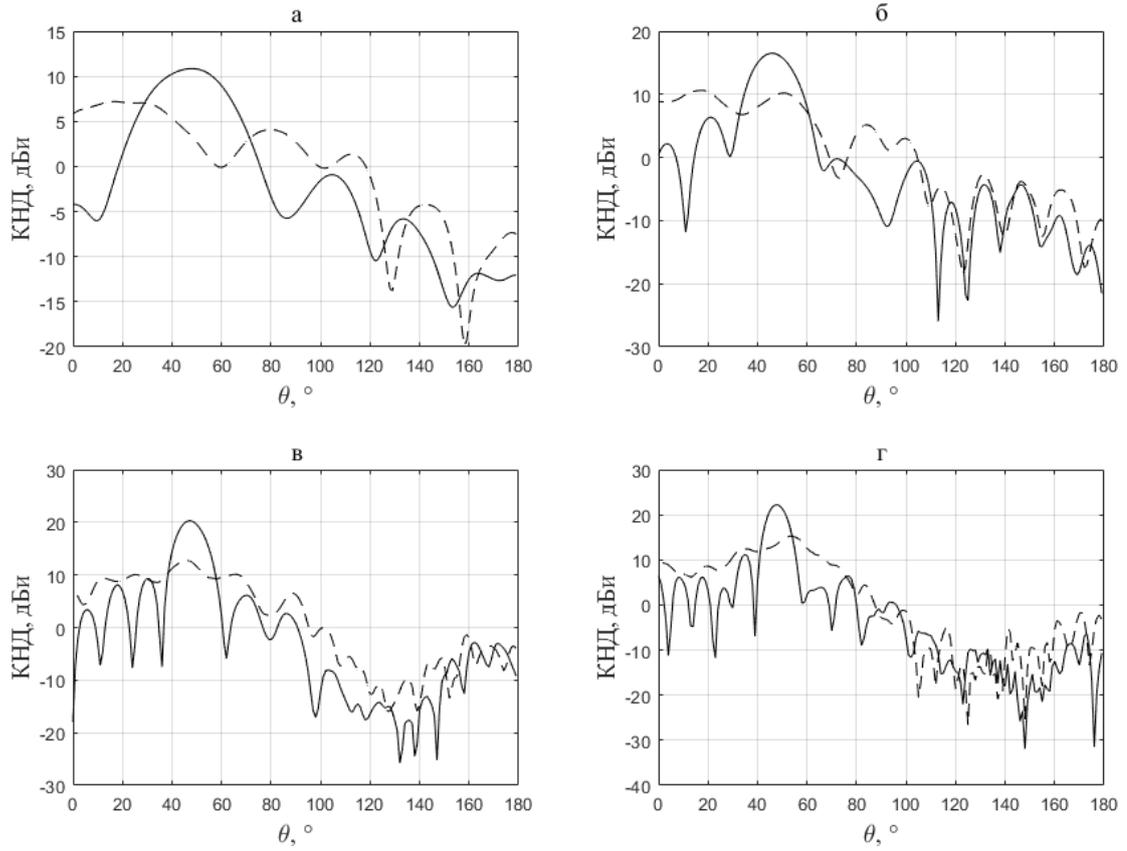


Рисунок 4.8. Диаграммы направленности многолучевого ТЕМ-рупора при излучении на угол 49° (при запитывании с порта № 7). Пунктирная линия соответствует случаю без линзы Лунеберга, а сплошная – с линзой.

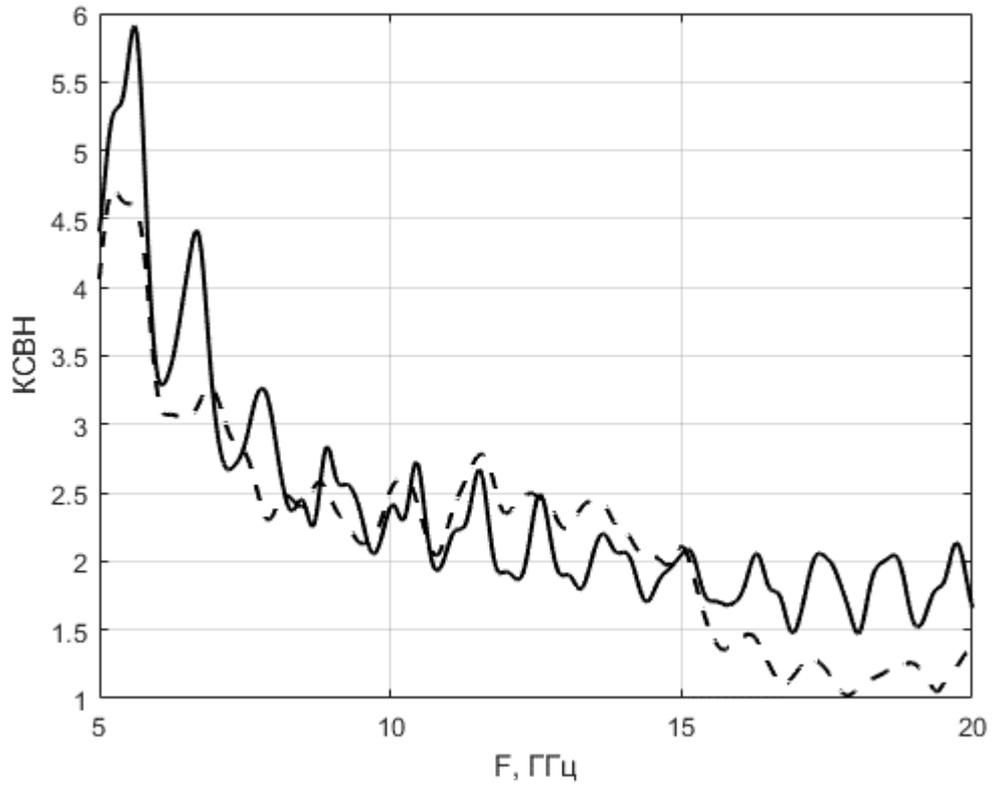


Рисунок 4.9. КСВН многолучевой ТЕМ-рупорной антенны.

+ линза) запитывать не последовательно, а параллельно, то получится многолучевой излучатель СШП сигналов. Число лучей на итоговой диаграмме направленности будет равно числу портов, на которых осуществляется запитка. Проблема же реализации линзы Люнеберга решается методами создания материалов с заданной диэлектрической проницаемостью, описанными в главе 3: исследуемая цилиндрическая линза отлично подходит для трехмерной печати

Выводы по 4 главе

1) Предложен метод расширения главного лепестка диаграммы направленности ТЕМ-рупора. Данный метод позволяет на определенных частотах увеличить ширину главного лепестка по уровню -3дБ более чем в 2 раза, не допуская при этом его распада.

2) Предложен ТЕМ-рупорный СШП излучатель со сканирующим лучом с использованием неоднородной диэлектрической среды. Основой такого излучателя является ТЕМ-рупор с модифицированной линией запитки и дополненный цилиндрической линзой Люнеберга. Данная линза обеспечивает поворот диаграммы направленности в широком диапазоне углов без ухудшения формы главного лепестка и деградации диаграммы направленности.

3) Рассмотренная в данной главе линза Люнеберга может быть изготовлена с использованием методов трехмерной печати материалов с заданной диэлектрической проницаемостью, подробно рассмотренных в предыдущей главе. Предложенный ТЕМ-рупорный излучатель со сканирующим лучом модифицируется в многолучевой излучатель при одновременной запитке с нескольких портов. При этом следует отметить, что при такой одновременной запитке не будет наблюдаться никакого взаимного негативного влияния электромагнитных волн, эмитированных с разных портов, поскольку и диэлектрическая линза, и сам материал антенны представляют собой линейные среды.

Заключение

В представленной диссертационной работе изложено всестороннее исследование ТЕМ-рупорного излучателя вкпе с диэлектрическим заполнением. Автором были рассмотрены различные варианты диэлектрических структур и методы их анализа зависимости от решаемой задачи.

Основные результаты и выводы по работе заключаются в следующем.

1. На примере ТЕМ-рупора рассмотрен рабочий диапазон частот, на котором диаграмма направленности не испытывает искажений. Получен вывод о главных ограничивающих факторах ТЕМ-рупора: показано, что частотный диапазон по коэффициенту усиления ограничен сверху из-за наблюдаемого набега фаз на краях лепестков антенны. Это приводит к распаду главного лепестка ДН. В то же время присутствует ограничение снизу, которое обусловлено необходимостью согласования антенны с линией запитки.

2. Получены аналитические выражения для неоднородной диэлектрической среды, позволяющей расширить рабочий диапазон частот ТЕМ-рупора по диаграмме направленности за счет трансформации волнового фронта в раскрыве излучателя. Предложена модель заполнения пространства между лепестками ТЕМ-рупора со ступенчатым изменением электромагнитной проницаемости. Произведенные расчеты показывают, что частотный диапазон по коэффициенту усиления удастся расширить на 11 ГГц. Были найдены оптимальные соотношения для длины ТЕМ-рупора и угла его раскрыва. При этом были рассмотрены два случая: дискретного фазового центра и распределенного фазового центра. Для обоих подходов получены аналитические выражения, связывающие размеры излучателя и закон распределения диэлектрической проницаемости.

3. Предложены слоистые структуры из однородного диэлектрика, позволяющие на практике реализовать неоднородные диэлектрические среды для приложений СВЧ диапазона. Данные среды представляют собой квазистохастические структуры, диэлектрическая проницаемость которых подчиняется закону Лихтенеккера. Проведенные экспериментальные измерения показали высокую точность предложенных аналитических выражений для получения требуемой диэлектрической проницаемости.

4. Экспериментально изготовленный TEM-рупор в ходе измерения его характеристик направленности и согласования на практике доказал правильность полученных ранее выражений для распределения диэлектрической проницаемости в раскрыве рупора. Также были подтверждены совершенно незначительные потери ЭМ энергии в диэлектрике: не более чем 5%.

5. Предложен TEM-рупорный СШП излучатель со сканирующим лучом с использованием неоднородной диэлектрической среды. Основой такого излучателя является TEM-рупор с модифицированной линией запитки и дополненный цилиндрической линзой Люнеберга. Данная линза обеспечивает поворот диаграммы направленности в широком диапазоне углов без ухудшения формы главного лепестка и деградации диаграммы направленности.

В диссертационной работе соблюдены основные принципы научного метода исследования, она содержит необходимые элементы: теорию, компьютерное моделирование, эксперименты. Каждый элемент научного подхода подвергался анализу и обоснованию, а также представляется полной, самостоятельной единицей. Это свидетельствует о цельном и законченном научном исследовании.

Перспектива дальнейшего развития и разработки тематики диссертационной работы представляется в следующем:

1. Распространение метода увеличения ширины рабочего диапазона частот с помощью диэлектрического заполнения на другие виды СШП излучателей.

2. Исследование методов увеличения диапазона углов сканирования для многолучевого ТЕМ-рупорного излучателя с линзой Люнеберга с целью доведения этого диапазона до $\pm 360^\circ$.

3. Теоретическое, численное и экспериментальное решение задачи о нахождении закона распределения диэлектрической проницаемости в линзе для случая необходимости формирования диаграммы направленности произвольной формы.

Список сокращений и условных обозначений

ДН	диаграмма направленности
СВЧ	сверхвысокочастотный (-ое, -ая)
ФАР	фазированная антенная решетка
ИХ	импульсная характеристика
КНД	коэффициент направленного действия
САПР	система автоматизированного проектирования
СКИ	сверхкороткий импульс
СШП	сверхширокополосный (-ая, -ое)
ЧХ	частотная (-ые) характеристика (-и)
ЭД	электродинамическое (-ий, -ая)
КМОП (CMOS)	комплементарная структура металл-оксид-полупроводник
ЭМ	электромагнитное (-ая, -ый), electromagnetic
КСВН	коэффициент стоячей волны по напряжению (VSWR)
ТЕМ	transverse electromagnetic (поперечный электромагнитный)
FIT	finite integration technique (метод конечных интегралов)
FDTD	finite difference time domain (метод конечных разностей)
FEM	finite element method (метод конечных элементов)
МОМ	method of moments (метод моментов)
РО	Physical Optics approximations (метод физической оптики (МФО))
UTD	Uniform Theory of Diffraction (однородная теория дифракции (ОТД))
PML	perfect matched layers (идеально согласованные слои)
FDM	fused deposition modelling (трёхмерное прототипирование)

Список литературы

1. Baum C. E. Ultra-wideband, short-pulse electromagnetics / C. E. Baum, A. P. Stone, J. S. Tyo // The 8th conference on Ultra-Wideband, Short-Pulse Electromagnetics (UWBSP8) was held at the Convention Center of Albuquerque, New Mexico, USA. – 2006. – 268 p
2. Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ. М.:Высш. Шк., 1988
3. Balanis Constantine A. Modern Antenna Handbook / Constantine A. Balanis. – John Wiley & Sons, 2008. – 1700 p.
4. Milligan T. A. Modern antenna design / T. A. Milligan. – John Wiley & Sons, 2005. – 633 p.
5. Baum C. E. Intermediate field of an impulse-radiating antenna / C. E. Baum // Ultra-wideband short-pulse electromagnetics 4 (IEEE Cat. No. 98EX112). – IEEE. – 1999. – P. 77-89.
6. Ufimtsev P. Y. Fundamentals of the physical theory of diffraction / P. Y. Ufimtsev. – John Wiley & Sons, 2007. – 329 p.
7. Вреямпульсный метод измерения характеристик антенн в ближней зоне / С. В. Горюнова, С. В. Дрожилкин, В. Н. Жаворонков [и др.] // Изв. вузов. Радиофизика. – 1989. – Т. 32, №. 1. – С. 73-83
8. M. V. Vesnik, "Extension of diffraction theory heuristic methods feasibilities by use of the method of generalized eikonal," 2007 6th International Conference on Antenna Theory and Techniques, 2007, pp. 214-216, doi: 10.1109/ICATT.2007.4425161.
9. Lee T. H. A surface distortion analysis applied to the hoop/column deployable mesh reflector antenna / T. H. Lee, R. C. Ruddock, M. C. Bailey // IEEE transactions on antennas and propagation. – 1989. – V. 37, № 4. – P. 452-458.
10. Yang J. Calculation of the phase center of an ultra-wideband feed for reflector antennas / J. Yang // Proceedings of the International Symposium on Antennas & Propagation. – IEEE. – 2013. – V. 1. – P. 30-32.

11. Бобрешов А. М. Анализ ТЕМ-рупорной антенны с помощью метода конечных разностей во временной области / А. М. Бобрешов, И. И. Мещеряков, Г. К. Усков, Е. А. Руднев // Антенны. — 2011. — №4. — С. 60–63.
12. Бобрешов А. М. Влияние величины волнового сопротивления у раскрыва ТЕМ-рупора на характеристики излучения сверхкороткого импульса заданной формы / А. М. Бобрешов, П. А. Кретов, И. И. Мещеряков, Г. К. Усков. // Труды Российского научно-технического общества радиотехники, электроники и связи имени А. С. Попова. Серия «Научная сессия, посвящённая Дню радио» (выпуск LXVII). 16–17 мая 2012 г., Москва. — 2012. — С. 22–25.
13. Бобрешов А. М. Оптимизация угла раскрыва ТЕМ-рупора для эффективного излучения сверхкоротких импульсов / А. М. Бобрешов, И. И. Мещеряков, Г. К. Усков // Радиотехника и электроника. — 2012. — Т. 57. — №3. — С. 320–324.
14. Бобрешов А. М. Влияние параметров апертуры ТЕМ-рупорных антенн на характеристики излучаемых сверхкоротких импульсов / А. М. Бобрешов, П. А. Кретов, И. И. Мещеряков, Г. К. Усков // Радиолокация, навигация, связь: XX Международная научно-техническая конференция, г. Воронеж, 15–17 апреля 2014 г. — Воронеж, 2014. — Т. 1. — С. 264–269.
15. Венецкий А. С. Синтез градиентной линзовой антенны с осевой симметрией и криволинейной формой преломляющих поверхностей / А. С. Венецкий, В. А. Калошин // Радиотехника и электроника. — 1997. — Т. 42. — №12. — С. 1452–1458.
16. Ефимова Н. А. Исследование рупорно-линзовой ТЕМ-антенны / Н. А. Ефимова, В. А. Калошин, Е. А. Скородумова // Радиотехника и электроника. — 2012. — №12. — Т. 57. — С. 1020–1027.
17. Ефимова Н. А. О согласовании симметричных ТЕМ-рупоров / Н. А. Ефимова, В. А. Калошин // Радиотехника и электроника. — 2014. — №1. — Т. 59. — С. 60–66.

18. Ефимова Н. А. Исследование рупорно-линзовой ТЕМ-антенны как элемента кольцевой антенной решетки / Н. А. Ефимова // Всероссийский межотраслевой молодежный научно-технический форум «Молодежь и будущее авиации и космонавтики», Москва, МАИ, 30 октября 2012 г. — 2012. — С. 96.
19. Шишлов А.В Многолучевые антенны для систем радиолокации и связи/ Шишлов А. В., Левитан Б. А., Топчиев С. А., Анпилогов В. Р., Денисенко В. В. // Журнал Радиоэлектроники. 2018. № 7. С. 1. DOI: 10.30898/1684-1719.2018.7.6
20. Fujimoto K. Mobile antenna systems handbook Third edition. 2008 Artech House, Inc., 2008, 769 p.
21. C. Fowler, J. Entzminger and J. Corum, "Assessment of ultra-wideband (UWB) technology," in IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, vol. 5, no. 11, pp. 45-49, Nov. 1990, doi: 10.1109/62.63163.
22. L. Fullerton, "UWB waveforms and coding for communications and radar," NTC '91 - National Telesystems Conference Proceedings, 1991, pp. 139-141, doi: 10.1109/NTC.1991.148002.
23. R. S. Vickers, "Ultra-wideband radar-potential and limitations," 1991 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 1991, pp. 371-374 vol.1, doi: 10.1109/MWSYM.1991.147009.
24. Генерация сверхкоротких импульсных сигналов / А.М. Бобрешов, Ю.И. Китаев, В.А. Степкин, Г.К. Усков // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. — 2011 .— Т. 14, № 3. - С. 103-108 .— 0,4 п.л. — Библиогр.:
25. H. Werfelli, M. Chaoui, M. Lahiani and H. Ghariani, "Design of 3.1–5.1 GHz pulse generator for UWB communications," 2015 16th International Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering (STA), 2015, pp. 63-68, doi: 10.1109/STA.2015.7505162.

26. M. G. M. Hussain, "Ultra-wideband impulse radar-an overview of the principles," in *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, vol. 13, no. 9, pp. 9-14, Sept. 1998, doi: 10.1109/62.715515.
27. Экспериментальное исследование влияния токов утечки в полупроводниковой структуре диода с накоплением заряда на режимы его работы / А.М. Бобрешов, Ю.И. Китаев, Г.К. Усков, Д.А. Бессонов // *Радиолокация, навигация, связь : XV Междунар. науч.-техн. конф.*, г. Воронеж, 14-16 апр. 2009 г. — Воронеж, 2009 .— Т. 2. - С. 928-935 .— 0,5 п.л. — Библиогр.: с.
28. Генерация сверхкоротких импульсных сигналов / А.М. Бобрешов, Ю.И. Китаев, В.А. Степкин, Г.К. Усков // *Физика волновых процессов и радиотехнические системы.*— 2011 .— Т. 14, № 3. - С. 103-108 .— 0,4 п.л. — Библиогр.: с.
29. H. H. Issa, S. M. Eisa, K. A. Shehata and H. F. Ragai, "Srd-based pulse generator for UWB wireless network applications," 2013 International Conference on Computer Applications Technology (ICCAT), 2013, pp. 1-4, doi: 10.1109/ICCAT.2013.6522049.
30. Rui Xu, Y. Jin and C. Nguyen, "Power-efficient switching-based CMOS UWB transmitters for UWB communications and Radar systems," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 8, pp. 3271-3277, Aug. 2006, doi: 10.1109/TMTT.2006.877830.
31. L. C. Moreira, J. F. Neto, T. Ferauche, G. A. Silva Novaes and E. T. Rios, "All-digital reconfigurable IR-UWB pulse generator using BPSK modulation in 130nm RF-CMOS process," 2017 IEEE 8th Latin American Symposium on Circuits & Systems (LASCAS), 2017, pp. 1-4, doi: 10.1109/LASCAS.2017.7948096.
32. S. Sim, D. -W. Kim and S. Hong, "A CMOS UWB Pulse Generator for 6–10 GHz Applications," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 19, no. 2, pp. 83-85, Feb. 2009, doi: 10.1109/LMWC.2008.2011318.

33. G. S. Gill, "Ultra-wideband radar using Fourier synthesized waveforms," in *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 39, no. 2, pp. 124-131, May 1997, doi: 10.1109/15.584934.
34. Q. -X. Chu, C. -X. Mao and H. Zhu, "A Compact Notched Band UWB Slot Antenna With Sharp Selectivity and Controllable Bandwidth," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, no. 8, pp. 3961-3966, Aug. 2013, doi: 10.1109/TAP.2013.2261575.
35. J. William and R. Nakkeeran, "Heuristic design of CPW-fed UWB slot antenna," 2009 International Conference on Control, Automation, Communication and Energy Conservation, 2009, pp. 1-4.
36. O. A. Orlenko, G. P. Pochanin and V. G. Korzh, "Radiation of Electromagnetic Field Pulses by Active and Passive UWB Slot Antennas," 2020 IEEE Ukrainian Microwave Week (UkrMW), 2020, pp. 1056-1060, doi: 10.1109/UkrMW49653.2020.9252604.
37. C. -p. Kao, J. Li, R. Liu and Y. Cai, "Design and Analysis of UWB TEM Horn Antenna for Ground Penetrating Radar Applications," IGARSS 2008 - 2008 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium, 2008, pp. IV - 569-IV - 572, doi: 10.1109/IGARSS.2008.4779785.
38. M. A. Salari, O. Manoochehri, A. Darvazehban and D. Erricolo, "An Active 20-MHz to 2.5-GHz UWB Receiver Antenna System Using a TEM Horn," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, pp. 2432-2435, 2017, doi: 10.1109/LAWP.2017.2723318.
39. H. M. AlSabbagh, F. E. Mahmood, S. Al-Rubaye and R. M. Edwards, "The design of fractal antennas for UWB using MoM," 2011 Loughborough Antennas & Propagation Conference, 2011, pp. 1-4, doi: 10.1109/LAPC.2011.6114094.
40. H. Oraizi and S. Hedayati, "Miniaturized UWB Monopole Microstrip Antenna Design by the Combination of Giuseppe Peano and Sierpinski Carpet Fractals," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 10, pp. 67-70, 2011, doi: 10.1109/LAWP.2011.2109030.

41. B. Huang and Y. Xu, "Analysis and design of a novel UWB antenna array," 2010 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology, 2010, pp. 313-316, doi: 10.1109/ICMMT.2010.5524947.
42. F. Wu and N. Yuan, "The Radiation Characteristic of UWB Planar TEM Horn Antenna Array," 2006 CIE International Conference on Radar, 2006, pp. 1-4, doi: 10.1109/ICR.2006.343314.
43. Y. Chen, Y. He, W. Li, L. Zhang, S. -W. Wong and A. Boag, "A 3–9 GHz UWB High-Gain Conformal End-Fire Vivaldi Antenna Array," 2021 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting (APS/URSI), 2021, pp. 737-738, doi: 10.1109/APS/URSI47566.2021.9703714.
44. C. Liao, P. Hsu and D. Chang, "Energy Patterns of UWB Antenna Arrays With Scan Capability," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 59, no. 4, pp. 1140-1147, April 2011, doi: 10.1109/TAP.2011.2109352.
45. H. H. Vo, C. -C. Chen, P. Hagan and Y. Bayram, "A very low-profile UWB phased array antenna design for supporting wide angle beam steering," 2016 IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology (PAST), 2016, pp. 1-8, doi: 10.1109/ARRAY.2016.7832578.
46. A. Revna, L. I. Balderas and M. A. Panduro, "4D Antenna Array of UWB Vivaldi Elements with Low Side Lobes and Harmonic Suppresion," 2018 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting, 2018, pp. 1505-1506, doi: 10.1109/APUSNCURSINRSM.2018.8609420.
47. W. Yang, Z. Mingguo, Z. Qinyu and X. Guangning, "Simulation of UWB Pulsed Indoor Propagation Channel," 2007 International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications, 2007, pp. 807-810, doi: 10.1109/MAPE.2007.4393747.
48. A. Sani et al., "Experimental Characterization of UWB On-Body Radio Channel in Indoor Environment Considering Different Antennas," in IEEE Transactions

- on Antennas and Propagation, vol. 58, no. 1, pp. 238-241, Jan. 2010, doi: 10.1109/TAP.2009.2024969.
49. H. Ma, X. Wang, Y. Lu and L. Tian, "UWB channel blind estimation method based on channel shortening," 2017 IEEE International Conference on Smart Grid and Smart Cities (ICSGSC), 2017, pp. 308-311, doi: 10.1109/ICSGSC.2017.8038596.
 50. T. Tang, C. Liao, P. Zhao, Q. Gao and Y. Wu, "Breakdown characteristics of ultra-wideband high-power microwave transmission through the lower atmosphere," 2010 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology, 2010, pp. 805-808, doi: 10.1109/ICMMT.2010.5525077.
 51. A. J. Gasiewski, C. S. Ruf, M. Younis and W. Wesbeck, "Impacts of mobile radar and telecommunications systems on Earth remote sensing in the 22-27 GHz range," IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium, 2002, pp. 1679-1681 vol.3, doi: 10.1109/IGARSS.2002.1026219.
 52. W. Jeong and J. Choi, "A low profile IR-UWB antenna with conical radiation pattern for on-body communications," 2015 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting, 2015, pp. 2023-2024, doi: 10.1109/APS.2015.7305401.
 53. S. N. Mahmood, A. J. Ishak, A. Ismail, A. C. Soh, Z. Zakaria and S. Alani, "ON-OFF Body Ultra-Wideband (UWB) Antenna for Wireless Body Area Networks (WBAN): A Review," in IEEE Access, vol. 8, pp. 150844-150863, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3015423.
 54. S. Ghosh, B. K. Sarkar and S. V. Pandey, "TEM Horn Antenna using Improved UWB Feeding Mechanism," 2008 38th European Microwave Conference, 2008, pp. 1398-1401, doi: 10.1109/EUMC.2008.4751726.
 55. S. K. Singh et al., "A high power UWB system with subnanosecond rise time using balanced TEM horn antenna," 2014 IEEE International Power Modulator and High Voltage Conference (IPMHVC), 2014, pp. 271-274, doi: 10.1109/IPMHVC.2014.7287261.

56. H. Park, J. Kim, J. Ryu, J. Choi and Y. Yoon, "Modified low-frequency compensated TEM (LFCTEM) horn antenna to improve the radiation performance," 2013 Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings (APMC), 2013, pp. 1163-1165, doi: 10.1109/APMC.2013.6695057.
57. S. V. Yadav and A. Chittora, "A Compact high Power UWB TEM Horn Antenna," 2020 IEEE International Conference on Electronics, Computing and Communication Technologies (CONECCT), 2020, pp. 1-3, doi: 10.1109/CONECCT50063.2020.9198586.
58. Y. Ranga, K. P. Esselle, A. R. Weily and A. K. Verma, "A compact antenna with high gain for ultra wide band systems," 2009 European Microwave Conference (EuMC), 2009, pp. 85-88, doi: 10.23919/EUMC.2009.5296487.
59. A. Andriianov, "Generators, antennas and registrator for UWB radar application," 2004 International Workshop on Ultra Wideband Systems Joint with Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies. Joint UWBST & IWUWBS 2004 (IEEE Cat. No.04EX812), 2004, pp. 135-139, doi: 10.1109/UWBST.2004.1320951.
60. D. Chang, C. Chen and S. Yen, "UWB balun for TEM horn antenna," 2010 International Conference on Applications of Electromagnetism and Student Innovation Competition Awards (AEM2C), 2010, pp. 279-283, doi: 10.1109/AEM2C.2010.5578785.
61. Malherbe JAG. Extreme performance TEM horn. *Microwave and Optical Technology Letters* 2008; 50(8): 2121–2125.
62. Morrow IL. TEM horn optimized for transient radiation. *Microwave and Optical Technology Letters* 2001; 30(3): 161–164.
63. Y. Xia and D. J. Edwards, "Optimization of UWB Pyramidal Horn Antenna with load," 2007 International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications, 2007, pp. 673-675, doi: 10.1109/MAPE.2007.4393711.

64. A. A. Jamali and R. Marklein, "Design and optimization of ultra-wideband TEM horn antennas for GPR applications," 2011 XXXth URSI General Assembly and Scientific Symposium, 2011, pp. 1-4, doi: 10.1109/URSIGASS.2011.6050360.
65. Min G.U., Yang F. Calculation of the characteristic impedance of TEM horn antenna using support vector machine. In: International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology; May 8–11, 2010; Chengdu, China.
66. Влияние неоднородной диэлектрической структуры на частотный диапазон биконической антенны / А. М. Бобрешов, Е. А. Серегина, К. В. Смусева, Г. К. Усков // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии: 30-я Международная научно-техническая конференция, 6-12 сентября 2020 г. (КрыМиКо'2020) : сборник научных трудов .— Севастополь, 2020 .— Вып. 2. - С. 184-185 .— ISSN 2619-1628 .— 0,1 п.л.
67. Биконическая антенна с неоднородным диэлектрическим заполнением для систем радиопеленгации / А. М. Бобрешов, Е. А. Маркова, К. В. Смусева, Г. К. Усков // Радиолокация, навигация, связь: 25-я Международная научно-техническая конференция, г. Воронеж, 16-18 апр. 2019 г.: сборник трудов .— Воронеж, 2019 .— Т. 4. - С. 267--271 .— 0,3 п.л.
68. P. Delmote and F. Bieth, "Additional lens for TEM horn antenna and transient high-power application: Design and Characterization in time domain," 2021 15th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), 2021, pp. 1-5, doi: 10.23919/EuCAP51087.2021.9411440.
69. Z. Hradecky and A. Holub, "Broadband TEM horn antenna with dielectric lens for UWB measurement," 2009 3rd European Conference on Antennas and Propagation, 2009, pp. 3348-3351.
70. Karttunen A., Ala-Laurinaho J., Sauleau R., Raisanen A.V.. Reduction of internal reflections in integrated lens antennas for beam-steering. Progress In Electromagnetics Research 2013; 134: 63-78.
71. Aghanejad I., Abiri H., Yahaghi A. Design of highgain lens antenna by gradient-index metamaterials using transformation optics. IEEE Transactions on Antennas and Propagation 2012; 60(9): 4074-4081.

72. Belen M.A., Peyman M. Design of nonuniform substrate dielectric lens antennas using 3D printing technology. *Microwave and Optical Technology Letters* 2020; 62(2): 756–762.
73. Belen M.A., Güneş F., Peyman M., Belen A. UWB Gain Enhancement of Horn Antennas Using Miniaturized Frequency Selective Surface. *Applied Computational Electromagnetics Society Journal* 2018; 33(9): 997–1002.
74. Song C., Bennett E.L., Xiao J., Xing Q.H.L., Huang Y. Compact Ultra-Wideband Monopole Antennas Using Novel Liquid Loading Materials. *IEEE Access* 2019; 7: 49039–49047.
75. Chakraborty P., Banerjee U., Saha A., Karmakar A. A compact Ultra Wideband dielectric resonator antenna with dual-band circular polarization characteristics. *Int J RF Microw Comput Aided Eng* 2021; 31(4): 1096-4290.
76. Синтез неоднородной диэлектрической структуры для улучшения характеристик антенны Вивальди / А. М. Бобрешов, П. А. Кретов, Н. С. Сбитнев, Г. К. Усков. – Радиолокация, навигация, связь: XXIII Международная научно-техническая конференция, г. Воронеж, 18 – 20 апр. 2017 г. – Воронеж, 2017. – Т. 3. – С. 1108 – 1112.
77. Z. Chen, J. Su and Z. Li, "A Modified UWB Antipodal Vivaldi Antenna with Elliptical Lens," 2018 IEEE 4th International Conference on Computer and Communications (ICCC), 2018, pp. 1013-1017, doi: 10.1109/CompComm.2018.8780634.
78. M. Huang, "Modified Balanced Antipodal Vivaldi antennas with Substrate-Integrated Lenses for 2–18 GHz Application," 2018 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting, 2018, pp. 1761-1762, doi: 10.1109/APUSNCURSINRSM.2018.8609212.
79. A. Darvazehban, O. Manoochehri, M. A. Salari, P. Dehkhoda and A. Tavakoli, "Ultra-Wideband Scanning Antenna Array With Rotman Lens," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 65, no. 9, pp. 3435-3442, Sept. 2017, doi: 10.1109/TMTT.2017.2666810.

80. Z. Wang, K. Jiang and J. Zhou, "Design of a Circularly Polarized Hemispherical Luneberg-Lens Reflector," 2021 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT), 2021, pp. 1-3, doi: 10.1109/ICMMT52847.2021.9617907.
81. Жуков В. Б. Теория синтеза и оптимизации антенн / В. Б. Жуков – СПб.: Элмор, 2001. – 162 с.
82. Борн М. Основы оптики / М. Борн, Э. Вольф – М.: Наука, 1970. – 856 с.
83. Шифрин Я. С. Вопросы статистической теории антенн / Я. С. Шифрин – М.: Советское радио, 1970. – 384 с.
84. Поляризационные множители для анализа поля апертурных антенн во временной области методом импульсных характеристик / А. М. Бобрешов, В. Е. Копытин, Н. А. Лысенко, С. П. Скулкин, Г. К. Усков // Радиолокация, навигация, связь : XXVI Международная научно-техническая конференция, г. Воронеж, 29 сентября - 1 октября 2020 г. : сборник трудов .— Воронеж, 2020 .— Т. 5. - С. 144-155 .— 0,8 п.л.
85. N. A. Lysenko, A. M. Bobreshov, N. S. Sbitnev, G. K. Uskov and S. P. Skulkin, "Accuracy of the pulse characteristic calculation method for circular plane aperture transient field analysis," 2019 Antennas Design and Measurement International Conference (ADMInC), 2019, pp. 36-39, doi: 10.1109/ADMInC47948.2019.8969346.
86. Алешин С. В. Вреямпульсный метод измерения характеристик антенн в ближней зоне / С. В. Алешин, С. П. Скулкин, В. И. Турчин // Тезисы докладов всесоюзной научно-технич. конф. "Применение сверхширокополосных сигналов в радиоэлектронике и геофизике. – Красноярск. – 1991. – С. 69
87. Содин Л. Г. Импульсное излучение антенны (электромагнитный снаряд) / Л. Г. Содин // Радиотехника и электроника. – 1991. – Т. 36, № 5. – С. 1014-1022.
88. Содин Л. Г. Фокусировка электромагнитного снаряда / Л. Г. Содин // Радиотехника и электроника. – 1998. – Т. 43, № 2. – С. 238-243.

89. Y. He, J. Gao, Y. Ma, X. Wang, W. Wang and B. Wang, "Comparison of the DG finite element method with finite difference method for elastic-elastic interface," 2011 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium, 2011, pp. 2212-2215, doi: 10.1109/IGARSS.2011.6049607.
90. Галлагер Р. Метод конечных элементов. Основы: Пер. с англ. — М.: Мир, 1984
91. H. Zhou and W. Liu, "Analysis of UWB Antenna with the MoM Based on RWG-SWG Hybrid Basis Function," 2020 IEEE/CIC International Conference on Communications in China (ICCC), 2020, pp. 1134-1137, doi: 10.1109/ICCC49849.2020.9238927.
92. F. Bogdanov, R. Jobava, A. Gheonjian, A. Demurov, B. Khvitia and Z. Kut Chadze, "Modeling of printed circuit boards and microstrip antennas based on the MoM hybridized with special Green's function and multiport network approach," 2011 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI), 2011, pp. 1581-1584, doi: 10.1109/APS.2011.5996602.
93. S. Li, Y. Liu, X. Zhang and F. Yin, "Study on the multipath propagation model of UWB signal in the indoor environment based on TD-UTD," 2015 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC), 2015, pp. 1-3, doi: 10.1109/APMC.2015.7413460.
94. T. Han and Y. Long, "Time-Domain UTD-PO Analysis of a UWB Pulse Distortion by Multiple-Building Diffraction," in IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 9, pp. 795-798, 2010, doi: 10.1109/LAWP.2010.2066540.
95. D. B. Davidson and J. T. Aberle, "An introduction to spectral domain method-of-moments formulations," in IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol. 46, no. 3, pp. 11-19, June 2004, doi: 10.1109/MAP.2004.1374083.
96. Munteanu, I., Weiland, T. (2007). RF & Microwave Simulation with the Finite Integration Technique – From Component to System Design. In: Ciuprina, G., Ioan, D. (eds) Scientific Computing in Electrical Engineering. Mathematics in

- Industry, vol 11. Springer, Berlin, Heidelberg. https://doi.org/10.1007/978-3-540-71980-9_26
97. Weiland T. A discretization model for the solution of Maxwell's equations for six-component fields / T. Weiland // Archiv Elektronik und Uebertragungstechnik. – 1977. – V. 31. – P. 116-120.
 98. E. Lule, T. Babij and K. Siwiak, "Analysis using FDTD of ultra-wideband dipole antennas," IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. Digest. Held in conjunction with: USNC/CNC/URSI North American Radio Sci. Meeting (Cat. No.03CH37450), 2003, pp. 838-841 vol.1, doi: 10.1109/APS.2003.1217591.
 99. Zhi Ning Chen, Xuan Hui Wu, Ning Yang and M. Y. W. Chia, "Design considerations for antennas in UWB wireless communication systems," IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. Digest. Held in conjunction with: USNC/CNC/URSI North American Radio Sci. Meeting (Cat. No.03CH37450), 2003, pp. 822-825 vol.1, doi: 10.1109/APS.2003.1217587.
 100. Yee K. Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media. IEEE Transactions on Antennas and Propagation 1966; 14(3): 302-307.
 101. L. Xu, Y. Han and W. Sheng, "Large planar array analysis based on HFSS unit-cell simulation," 2016 IEEE International Workshop on Electromagnetics: Applications and Student Innovation Competition (iWEM), 2016, pp. 1-3, doi: 10.1109/iWEM.2016.7505058.
 102. V. M. Dakhov, V. A. Katrich and S. L. Berdnik, "Optimization of the radiation pattern of regular antenna arrays with taking into account mutual coupling between radiators," 2012 6th International Conference on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals, 2012, pp. 164-166, doi: 10.1109/UWBUSIS.2012.6379767.
 103. R. Chayono, P. Futter and J. S. Castany, "Characteristic mode analysis of smart phone antenna using HW FEKO," 2016 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP), 2016, pp. 230-231.

104. F. Hirtenfelder, "Effective Antenna Simulations using CST MICROWAVE STUDIO®," 2007 2nd International ITG Conference on Antennas, 2007, pp. 239-239, doi: 10.1109/INICA.2007.4353972.
105. A. Afyf and L. Bellarbi, "A novel miniaturized UWB antenna for microwave imaging," 2014 International Conference on Multimedia Computing and Systems (ICMCS), 2014, pp. 1475-1478, doi: 10.1109/ICMCS.2014.6911396.
106. A. Ebrazeh and P. Mohseni, "An all-digital IR-UWB transmitter with a waveform-synthesis pulse generator in 90nm CMOS for high-density brain monitoring," 2013 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC), 2013, pp. 13-16, doi: 10.1109/RFIC.2013.6569509.
107. M. H. Bah, J. -s. Hong and D. A. Jamro, "UWB antenna design and implementation for microwave medical imaging applications," 2015 IEEE International Conference on Communication Software and Networks (ICCSN), 2015, pp. 151-155, doi: 10.1109/ICCSN.2015.7296144.
108. M. Baboli, A. Sharafi, A. Ahmadian and M. Nambakhsh, "An accurate and robust algorithm for detection of heart and respiration rates using an impulse based UWB signal," 2009 International Conference on Biomedical and Pharmaceutical Engineering, 2009, pp. 1-4, doi: 10.1109/ICBPE.2009.5384092.
109. I. Y. Immoreev, "Practical Application of Ultra-Wideband Radars," 2006 3rd International Conference on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals, 2006, pp. 44-49, doi: 10.1109/UWBUS.2006.307156.
110. H. Shen, J. Ma, H. Yin, X. Wang, W. Chen and C. Xu, "Indoor Life Object Monitoring Using UWB Radar," 2021 IEEE 4th International Conference on Automation, Electronics and Electrical Engineering (AUTEEEE), 2021, pp. 255-258, doi: 10.1109/AUTEEEE52864.2021.9668766.
111. Биорадиолокация / под ред. А.С. Бугаева, С.И. Ивашова, И.Я. Иммореева. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2010. – 396 с.
112. E. V. Balzovsky, Y. I. Buyanov and A. P. Lyulyakin, "Planar ultrawideband antenna for communication and radiolocation," 2014 24th International Crimean

- Conference Microwave & Telecommunication Technology, 2014, pp. 547-548, doi: 10.1109/CRMICO.2014.6959521.
113. H. Zeng, D. Yang, Yubo Wen, Jiafeng Qu and Sihao Liu, "Design of beam-tilted array antenna for UWB location system," 2015 10th International Conference on Communications and Networking in China (ChinaCom), 2015, pp. 100-104, doi: 10.1109/CHINACOM.2015.7497918.
114. Y. Lv and P. Jiang, "The Design of Indoor Mobile Robot Navigation System Based on UWB Location," 2018 Eighth International Conference on Instrumentation & Measurement, Computer, Communication and Control (IMCCC), 2018, pp. 334-338, doi: 10.1109/IMCCC.2018.00077.
115. W. Abd Ellatif, D. Abd El Aziz and R. Mahmoud, "A 4-elements performance analysis of compact UWB antenna for MIMO-OFDM systems," 2016 IEEE International Conference on Wireless for Space and Extreme Environments (WiSEE), 2016, pp. 135-139, doi: 10.1109/WiSEE.2016.7877318.
116. J. Aquil, D. Sarkar and K. V. Srivastava, "A quasi self-complementary UWB MIMO antenna having WLAN-band notched characteristics," 2017 IEEE Applied Electromagnetics Conference (AEMC), 2017, pp. 1-2, doi: 10.1109/AEMC.2017.8325722.
117. Y. Zhang and L. Duan, "Toward Elderly Care: A Phase-Difference-of-Arrival Assisted Ultra-Wideband Positioning Method in Smart Home," in IEEE Access, vol. 8, pp. 139387-139395, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3012717.
118. S. B. Sheeba, N. Revathy and C. Gomathy, "Analysis of UWB pulse generator for short range applications," 2014 Sixth International Conference on Advanced Computing (ICoAC), 2014, pp. 124-129, doi: 10.1109/ICoAC.2014.7229759.
119. B. Schleicher and H. Schumacher, "Impulse generator targeting the European UWB mask," 2010 Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems (SiRF), 2010, pp. 21-24, doi: 10.1109/SMIC.2010.5422846.
120. D. Lin, B. Schleicher, A. Trasser and H. Schumacher, "Si/SiGe HBT UWB impulse generator tunable to FCC, ECC and Japanese spectral masks," 2011

- IEEE Radio and Wireless Symposium, 2011, pp. 66-69, doi: 10.1109/RWS.2011.5725428.
121. Ашихмин А.В. Проектирование и оптимизация сверхширокополосных антенных устройств и систем для аппаратуры радиоконтроля: Монография / А.В. Ашихмин. – М: Радио и Связь, 2005. – С.486.
 122. Астанин Л. Ю. Основы сверхширокополосных радиолокационных измерений / Л. Ю. Астанин, А. А. Костылев // М.: Радио и Связь, 1989. – 192 с.
 123. Айзенберг Г. З. Антенны УКВ / Под ред. Г. З. Айзенберга, ч.1. – М.: Связь, 1977. – 383 с.
 124. Bobreshov A.M., Uskov G.K., Lysenko N.A., Smuseva K.V., Sbitnev N.S. An ultrawideband TEM horn with dielectric filling characteristics investigation with the dependence on an aperture angle. *Microw Opt Technol Lett.* 2022; 64: 1029-1035. doi:10.1002/mop.33237
 125. Berenger J.-P. A perfectly matched layer for the absorption of electromagnetic waves / J.-P. Berenger // *Journal of Computational Physics.* – 1994. – V. 114, № 2. – P. 185-200.
 126. Бекетов В.И. Антенны сверхвысоких частот. / В. И. Бекетов. – М.: Воен. изд. МО СССР, 1957. - 123 с.
 127. Бобрешов А.М. Улучшение направленных свойств TEM – рупора путем использования неоднородного диэлектрического заполнения / А.М.Бобрешов, Г.К. Усков, П.А. Кретов, Н.С. Сбитнев // Труды Российского научно-технического общества радиотехники, электроники и связи имени А. С. Попова. Серия «Научные конференции, посвящённая Дню радио» (выпуск LXXI). 25–27 мая 2016 г., Москва. — 2016. — С. 150–154.
 128. Бобрешов А.М. Влияние неоднородного диэлектрического заполнения на направленные свойства TEM-рупора / А.М. Бобрешов, П.А. Кретов, Н.С. Сбитнев, Г.К. Усков // Радиолокация, навигация, связь: XXII

- Международная научно-техническая конференция, г. Воронеж, 19-21 апр. 2016 г. — Воронеж, 2016. — Т. 2. - С. 946-952.
129. Синтез неоднородной диэлектрической среды для улучшения характеристик ТЕМ-рупора / А. М. Бобрешов, П. А. Кретов, Н. С. Сбитнев, Г. К. Усков. – Радиотехника. – 2016. – № 6. – С. 159 – 162.
130. Экспериментальное исследование ТЕМ-рупора с неоднородным диэлектрическим заполнением / А. М. Бобрешов, П. А. Кретов, Н. С. Сбитнев, Г. К. Усков. – Физика волновых процессов и радиотехнические системы. – 2016. – Т. 19. – № 3. – С. 6 – 11.
131. Исследование направленных свойств ТЕМ-рупорной антенны с заполнением пространства раскрыва неоднородным диэлектриком в приближении геометрической оптики / А. М. Бобрешов, П. А. Кретов, Н. А. Лысенко, Г. К. Усков. – 3-я Всероссийская Микроволновая конференция: доклады. – Москва, 2015. – С. 191 – 195.
132. Bobreshov A.M., Uskov G.K., Kretov P.A., Sbitnev N.S. Ultrawideband TEM horn with inhomogeneous dielectric medium. *Microw Opt Technol Lett.* 2021; 63: 581– 586, doi.org/10.1002/mop.32622
133. Томилин В. И. Физическое материаловедение. В 2 ч. Ч. 1. Пассивные диэлектрики: учеб. пособие / В. И. Томилин, Н. П. Томилина, В. А. Бахтина.— Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2012. – С.281.
134. Lichtenecker, K. Herleitung des logarithmischen Mischungs-gesetzes aus allgemeinen Prinzipien der stationären Stromung. / Lichtenecker K., Rother K. *Die. Phys. Zeitschr.*, – 1931. – v. XXXII. – p.255 – 260.
135. 3-D Luneburg Lens Antenna Fabricated by Polymer Jetting Rapid Prototyping / M. Liang, W.-R. Ng, K. Chang, K. Gbele, M. E. Gehm, H. Xin. - *IEEE Transactions on Antennas and Propagation.* – 2014. – v. 62, no. 4. – p. 1799 – 1807.
136. Исследование диэлектриков для трехмерной печати микроволновых линз / А. М. Бобрешов, П. А. Кретов, В. А. Степкин, Н. С. Сбитнев, Г. К. Усков. - Радиолокация, навигация, связь: XXIV Международная научно-техническая

- конференция, г. Воронеж, 17 – 19 апр. 2018г. – Воронеж, 2018. – Т. 4. – С. 58 – 63
137. G. K. Uskov, P. A. Kretov, V. A. Stepkin, N. S. Sbitnev and A. M. Bobreshov, "Investigation of 3D printed dielectric structure for microwave lens prototyping," 2017 XI International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT), 2017, pp. 294-296, doi: 10.1109/ICATT.2017.7972647.
138. Гупта К. Машинное проектирование СВЧ устройств / К. Гупта, Р. Гардж, Р. Чадха ; пер. с англ. С. Д. Бродецкой; под ред. В. Г. Шейнкмана. – М.: Радио и связь, 1987. – 428 с.
139. Choma J. Feedback networks: theory and circuit applications / J. Choma, W. K. Chen // Singapore: World Scientific. – 2007.
140. Mavaddat R. Network scattering parameter / R. Mavaddat // Singapore: World Scientific. – 1996.
141. S-parameter Design; Application Note AN 154; Agilent Technologies; p 14. URL: <http://www.sss-mag.com/pdf/AN154.pdf>.
142. A. Bobreshov, G. Uskov, K. Smuseva and N. Sbitnev, "Experimental Study of the Characteristics of Ultrawideband TEM Horn with the Dielectric Filling," 2020 7th All-Russian Microwave Conference (RMC), 2020, pp. 189-191, doi: 10.1109/RMC50626.2020.9312282.
143. Экспериментальное исследование характеристик сверхширокополосного тем рупора с диэлектрическим заполнением / А. М. Бобрешов, Г. К. Усков, К. В. Смусева, Н. С. Сбитнев // Радиолокация, навигация, связь : XXVI Международная научно-техническая конференция, г. Воронеж, 29 сентября - 1 октября 2020 г. : сборник трудов .— Воронеж, 2020 .— Т. 5. - С. 259-263 .— 0,3 п.л.
144. Фрадин А. З., Рыжков Е. В. Измерение параметров антенно-фидерных устройств. М.: Государственное издательство литературы по вопросам связи и радио, 1962. – 318с.
145. Хансен Р.С. Фазированные антенные решетки. Второе издание. — М.: Техносфера, 2012. — 560 с.

146. Применение диэлектрического заполнением для управления формой диаграммы направленности антенны / А. М. Бобрешов, Г. К. Усков, К. В. Смушева, Н. С. Сбитнев // Радиолокация, навигация, связь: 25-я Международная научно-техническая конференция, г. Воронеж, 16-18 апр. 2019 г.: сборник трудов. — Воронеж, 2019. — Т. 5. - С. 24-30 .— 0,4 п.л.
147. Панченко, Б. А. Коэффициент направленного действия и усиления линзы Люнеберга / Б. А. Панченко, Е. В. Лебедева, Е. А. Екимовских. – Антенны. – 2011. – № 6. – С. 67 – 69.
148. Luneburg, R. K. The mathematical theory of optics / Providence, RI: Brown Univ. Press, 1944, – P. 478.
149. Зелкин, Е. Г. Линзовые антенны / Е. Г. Зелкин, Р. А. Петрова. – М.: Советское радио, 1974. – 281с.
150. P. Uslenghi, "On the generalized Luneburg lenses," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 17, no. 5, pp. 644-645, September 1969, doi: 10.1109/TAP.1969.1139527.
151. Многолучевая TEM-рупорная антенна с формированием направления линзой Люнеберга / А. М. Бобрешов, Г. К. Усков, П. А. Кретов, Н. А. Лысенко, Н. С. Сбитнев // Радиолокация, навигация, связь : 24-я Международная научно-техническая конференция, г. Воронеж, 17-19 апр. 2018 г. — Воронеж, 2018 .— Т. 4. - С. 143-149 .— 0,4 п.л.
152. Applying of Luneburg lens for multi-beam TEM-horn antenna / Bobreshov Anatoly M., Uskov Grigory K., Lysenko Nikolay A., Sbitnev Nikita S., Potapov Alexander A. // The Journal of Engineering. — London, 2019 .— Vol. 2019, Is.s. 20. - P. 6558-6561.— 0,3 п.л. — DOI: 10.1049/joe.2019.0255