

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ БЮДЖЕТНОЕ
УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ПРОФЕССИОНАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ
МОСКОВСКИЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ СВЯЗИ И ИНФОРМАТИКИ

На правах рукописи



БОГАТЫХ (ЕФИМОВА) Наталья Александровна
**АНАЛИЗ И ОПТИМИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ ТЕМ РУПОРОВ
В СВЕРХШИРОКОЙ ПОЛОСЕ ЧАСТОТ**

Специальности 01.04.03 – «Радиофизика»
05.12.07 – «Антенны, СВЧ-устройства и их
технологии»

Диссертация на соискание ученой степени
кандидата физико-математических наук

Научные руководители:
кандидат физико-математических наук
Скородумова Елена Александровна
доктор физико-математических наук
Калошин Вадим Анатольевич

Москва-2015

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	4
1. МОДЕЛИ И РЕЗУЛЬТАТЫ ОПТИМИЗАЦИИ НЕРЕГУЛЯРНЫХ ТЕМ РУПОРОВ.....	12
ВВЕДЕНИЕ.....	12
1.1. ЧИСЛЕННЫЕ МОДЕЛИ ТЕМ РУПОРА	13
1.2. РЕЗУЛЬТАТЫ ОПТИМИЗАЦИИ ТЕМ РУПОРОВ, ПОЛУЧЕННЫЕ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ЧИСЛЕННЫХ МОДЕЛЕЙ	14
1.3. АНАЛИТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ТЕМ РУПОРА.....	18
1.4. РЕЗУЛЬТАТЫ ОПТИМИЗАЦИИ ТЕМ РУПОРОВ, ПОЛУЧЕННЫЕ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ АНАЛИТИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ.....	22
ВЫВОДЫ.....	31
2. МОДЕЛИРОВАНИЕ РАСПРОСТРАНЕНИЯ ОСНОВНОЙ ВОЛНЫ НЕРЕГУЛЯРНОЙ ПОЛОСКОВОЙ ЛИНИИ И ОПТИМИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ ТЕМ РУПОРОВ.....	41
ВВЕДЕНИЕ.....	41
2.1. МОДЕЛИРОВАНИЕ РАСПРОСТРАНЕНИЯ ОСНОВНОЙ ВОЛНЫ ПЛАВНО- НЕРЕГУЛЯРНОЙ ПОЛОСКОВОЙ ЛИНИИ	41
2.1.1. ЧИСЛЕННЫЙ АНАЛИЗ И ОПТИМИЗАЦИЯ ПЛАВНО-НЕРЕГУЛЯРНОГО ТЕМ РУПОРА.....	41
2.1.2. ЧИСЛЕННО-АНАЛИТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ РАСПРОСТРАНЕНИЯ ОСНОВНОЙ ВОЛНЫ ПЛАВНО-НЕРЕГУЛЯРНОЙ ПОЛОСКОВОЙ ЛИНИИ	44
2.2. АНАЛИТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ РАСПРОСТРАНЕНИЯ ОСНОВНОЙ ВОЛНЫ НЕРЕГУЛЯРНОЙ КУСОЧНО-ПЛОСКОЙ ПОЛОСКОВОЙ ЛИНИИ.....	50
2.3. АНАЛИЗ И ОПТИМИЗАЦИЯ ХАРАКТЕРИСТИК СОГЛАСОВАНИЯ ПОЛИГОНАЛЬНЫХ ТЕМ РУПОРОВ	59
ВЫВОДЫ.....	62
3. МОДЕЛИРОВАНИЕ ИЗЛУЧЕНИЯ ОСНОВНОЙ ВОЛНЫ НЕРЕГУЛЯРНОЙ ПОЛОСКОВОЙ ЛИНИИ И ОПТИМИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ ТЕМ РУПОРОВ.....	64
ВВЕДЕНИЕ.....	64
3.1. АНАЛИТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ИЗЛУЧЕНИЯ НЕРЕГУЛЯРНОЙ ПОЛОСКОВОЙ ЛИНИИ	64
3.1.1. ВЫЧИСЛЕНИЕ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ ТЕМ РУПОРА В E -ПЛОСКОСТИ С ПОМОЩЬЮ МОДЕЛИ ПЛОСКОГО ВОЛНОВОДА.....	64

3.1.2. ВYЧИСЛЕНИЕ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ ТЕМ РУПORA В <i>E</i> -ПЛОСКОСТИ АПЕРТУРНЫМ МЕТОДОМ ГYЙГЕНСА-КИРХГОФА.....	66
3.1.3. ВYЧИСЛЕНИЕ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ ТЕМ РУПORA В <i>E</i> -ПЛОСКОСТИ ТОКОВЫМ МЕТОДОМ КИРХГОФА.....	71
3.1.4. ВYЧИСЛЕНИЕ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ ТЕМ РУПORA В <i>E</i> -ПЛОСКОСТИ С ПОМОЩЬЮ РАВНОМЕРНОЙ АСИМПТОТИЧЕСКОЙ ТЕОРИИ ДИФРАКЦИИ.....	73
3.2. ОПТИМИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ ТЕМ РУПОРОВ.....	80
3.2.1. ОПТИМИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ КУСОЧНО-ПЛОСКОГО ТЕМ РУПORA ПО КРИТЕРИЮ СТАБИЛЬНОСТИ ФОРМЫ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ.....	80
3.2.2. ОПТИМИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ МЕТАЛЛО-ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ТЕМ РУПORA ПО КРИТЕРИЮ МАКСИМУМА КИП.....	86
ВЫВОДЫ.....	97
3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....	99
4. СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ СОКРАЩЕНИЙ И ОБОЗНАЧЕНИЙ.....	101
5. СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	102

ВВЕДЕНИЕ

АКТУАЛЬНОСТЬ ТЕМЫ ДИССЕРТАЦИОННОГО ИССЛЕДОВАНИЯ

В СВЧ диапазоне электромагнитных волн в качестве СШП антенн используются, главным образом, излучатели рупорного типа: классический ТЕМ рупор (рис. 0.1), *H*-образный ТЕМ рупор (рис. 0.2) и биконическая антенна (рис. 0.3) [1-6].

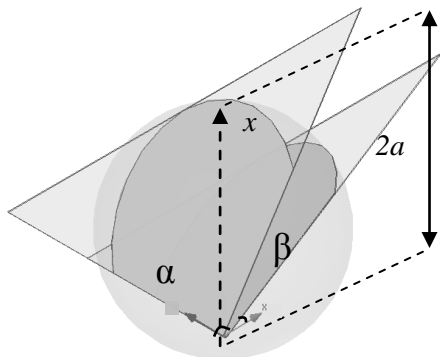


Рис. 0.1. Классический регулярный ТЕМ рупор

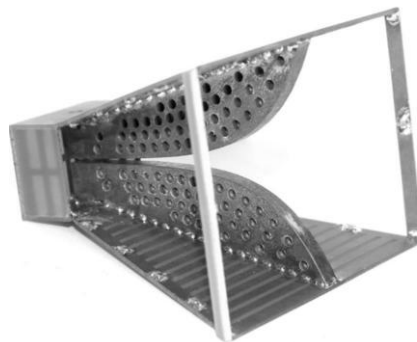


Рис. 0.2. *H*-образный нерегулярный ТЕМ рупор

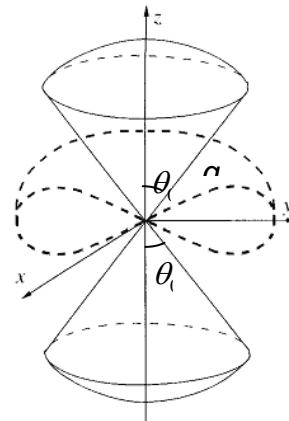


Рис. 0.3. Биконическая антенна

H-образный нерегулярный ТЕМ рупор имеет очень широкую полосу частот, но сложен в изготовлении. Биконические [7], поликонические [8] и диско-конусные [9] антенны обеспечивают также очень широкую полосу рабочих частот, но малый коэффициент усиления. Классический ТЕМ рупор прост в изготовлении, обладает очень широкой полосой рабочих частот и высоким усилением, в связи с чем он получил широкое применение. К числу его недостатков следует отнести значительные электрические размеры и наличие провалов в частотной зависимости коэффициента усиления.

Наиболее простой моделью для описания ТЕМ рупора, в том числе нерегулярного, является нерегулярная полосковая линия. Однако, существующая на данный момент аналитическая модель распространения основной волны нерегулярной полосковой линии, использующая теорию длинных линий, не позволяет достаточно точно вычислять характеристики ТЕМ рупоров. Применение строгих численных методов исследования в широкой полосе частот требует больших затрат времени и значительных компьютерных ресурсов.

Таким образом, разработка эффективных аналитических моделей распространения и излучения основной волны нерегулярной полосковой линии, а также применение их для анализа и оптимизации параметров ТЕМ рупоров является актуальной задачей.

ЦЕЛЬ ИССЛЕДОВАНИЯ

Целью диссертационной работы является разработка эффективных аналитических моделей распространения и излучения основной волны нерегулярной полосковой линии, а также применение их для анализа и оптимизации параметров ТЕМ рупоров в сверхширокой полосе частот.

ЗАДАЧИ ИССЛЕДОВАНИЯ

Достижение поставленной цели потребовало решения следующих задач:

- построение аналитической модели распространения основной волны плавно-нерегулярной полосковой линии и рассеяния на открытом конце;
- построение аналитической модели распространения основной волны нерегулярной кусочно-плоской полосковой линии и рассеяния на открытом конце;
- построение аналитической модели излучения основной волны нерегулярной кусочно-плоской полосковой линии;
- разработка алгоритмов и компьютерных программ моделирования и оптимизации нерегулярных ТЕМ рупоров;
- применение разработанных алгоритмов и программ для исследования и оптимизации параметров нерегулярных ТЕМ рупоров.

НАУЧНАЯ НОВИЗНА

В диссертационной работе получены следующие новые научные результаты:

- построена численно-аналитическая модель распространения основной волны плавно-нерегулярной полосковой линии в одномодовом приближении;
- построена аналитическая модель распространения основной волны в нерегулярной кусочно-плоской полосковой линии в одномодовом приближении;
- на основе моделей распространения основной волны и ее рассеяния на открытом конце полосковой линии построена модель согласования плавно-нерегулярных и кусочно-плоских ТЕМ рупоров;
- построена аналитическая модель излучения основной волны из открытого конца нерегулярной полосковой линии в одномодовом приближении.

ПРАКТИЧЕСКАЯ ЗНАЧИМОСТЬ РАБОТЫ

В результате исследований и оптимизации получены следующие имеющие практическую значимость результаты:

- разработаны алгоритмы и компьютерные программы для моделирования и оптимизации нерегулярных ТЕМ рупоров;
- разработан плавно-нерегулярный ТЕМ рупор с полосой частот более пяти октав и габаритами, близкими к минимальным;
- разработан кусочно-плоский ТЕМ рупор с полосой частот более четырех октав, обладающий минимальными габаритами;
- разработан полигональный ТЕМ рупор с полосой частот более трех октав, обладающий габаритами, близкими к минимальным;
- разработан кусочно-плоский ТЕМ рупор со стабильной в полосе частот более двух октав шириной главного лепестка диаграммы направленности;
- разработана рупорно-линзовая антенна с коэффициентом использования поверхности (КИП) более 0.8 в полосе частот более четырех октав.

ОСНОВНЫЕ ПОЛОЖЕНИЯ, ВЫНОСИМЫЕ НА ЗАЩИТУ

- разработанная численно-аналитическая модель распространения основной волны плавно-нерегулярной полосковой линии с учетом ее рассеяния на открытом конце обеспечивает большую точность вычисления коэффициента отражения, чем известные аналитические модели;
- разработанная модель распространения основной волны кусочно-плоской полосковой линии и с учетом ее рассеяния на открытом конце обеспечивает относительную точность вычисления коэффициента отражения порядка 5%;
- разработанная модель излучения основной волны нерегулярной полосковой линии позволяет описывать главный лепесток диаграммы направленности с относительной точностью порядка 15%;
- алгоритмы оптимизации характеристик согласования и излучения на основе разработанных моделей дают возможность находить геометрические параметры нерегулярных ТЕМ рупоров, обеспечивающие максимальную полосу частот по различным критериям.

Апробация работы. Основные результаты диссертационной работы докладывались на следующих научных конференциях и семинарах: Всероссийском межотраслевом молодежном научно-техническом форуме «Молодежь и будущее авиации и космонавтики», VI Всероссийской конференции «Радиолокация и радиосвязь», 7-ой и 8-ой Отраслевой научной конференции «Технологии информационного общества», 31st URSI General Assembly and Scientific Symposium, конкурсе молодых ученых ИПЭ им. В.А. Котельникова РАН им. И.В. Анисимкина-2014, Всероссийской научно-технической конференции «Наука и АСУ – 2014», Московском объединенном Фельдовском семинаре по электродинамике и антеннам, II Московской микроволновой неделе, Международной научно-технической конференции «Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения» (Intermatic – 2014).

Структура и объем работы. Диссертация состоит из Введения, трех глав, Заключения, и Списка литературы из 103 наименований. Основная часть работы изложена на 111 страницах, содержит 99 рисунков и одну таблицу.

Краткое содержание работы

В первой главе рассматриваются методы, наиболее часто используемые для анализа и оптимизации нерегулярных полосковых линий. Первый основан на численном решении задачи определения коэффициента отражения нерегулярной полосковой линии с помощью универсальных методов электродинамического моделирования. При этом образующая изогнутых проводников нерегулярной линии представляет собой функцию, заданной конечным числом параметров, которые в дальнейшем подвергаются оптимизации. Второй метод использует аналитическую модель распространения основной волны нерегулярной полосковой линии на основе метода поперечных сечений. В ее рамках с каждым сечением нерегулярной линии соотносится ее волновое сопротивление и далее оптимизируется функция его изменения.

Также в главе приводятся примеры применения рассматриваемых методов для оптимизации параметров нерегулярных ТЕМ рупоров.

В конце главы приведена таблица, в которую вошли габаритные параметры и характеристики согласования как разработанных в данной диссертации, так и предлагаемых другими исследователями моделей рупоров. Таблица упорядочена по убыванию коэффициента использования размера (КИР), равного диаметру описанной вокруг антенны сферы, нормированному на диаметр сферы Чу. Этот параметр характеризует качество синтеза СШП антенны по критерию согласования.

Вторая глава диссертации посвящена разработке моделей распространения основной волны нерегулярной полосковой линии и ее рассеяния на открытом конце и оптимизации на их основе характеристик согласования нерегулярных ТЕМ рупоров.

Вначале рассматривается задача оптимизации геометрии нерегулярной полосковой линии с экспоненциальным профилем с использованием метода конечных элементов (МКЭ) с целью максимизации параметра КИР, что соответствует минимизации электрического размера радиуса описанной вокруг излучателя сферы на нижней границе полосы частот по уровню согласования -10 дБ (параметр ka_{low}).

Излучатели, полученные в результате оптимизации, превосходят по своим характеристикам модели, предложенные другими авторами, однако не являются глобальным оптимумом. Это связано с несовершенством используемых методов. Поэтому далее развиваются две аналитические модели распространения основной волны нерегулярной полосковой линии и ее рассеяния на открытом конце, и на их основе проводится оптимизация характеристик согласования нерегулярных ТЕМ рупоров.

Первой рассматривается численно-аналитическая модель распространения основной волны плавно-нерегулярной полосковой линии и ее рассеяния на открытом конце. При этом для учета особенностей распространения используется метод поперечных сечений и решение А. Зоммерфельда для дифракции плоской волны на полуплоскости, а для учета рассеяния на открытом конце – решение В.А. Калошина для матрицы рассеяния на стыке рупоров. Эта методика основана на широко известной аналитической модели распространения основной волны нерегулярной линии. Она характеризуется следующими отличиями от классического метода поперечных сечений: метод применяется не к волноводным, а к рупорным модам, характеристики которых получены численно, а дифракция на конце рупора вычисляется с использованием асимптотических методов. Сравнение характеристик, полученных с помощью предлагаемой модели и с помощью МКЭ, показывает, что предлагаемая модель позволяет определить величину параметра ka_{low} с точностью 20%. Далее решается задача оптимизации нерегулярного ТЕМ рупора с целью максимизации КИР (минимизации ka_{low}). В рамках данной модели этот параметр определяется входным сопротивлением и законом изменения волнового сопротивления вдоль длины рупора. Соответственно, оптимизация состояла в выборе закона изменения волнового сопротивления нерегулярного рупора, обеспечивающего максимум КИР. Полученное решение проверено с использованием МКЭ. Проведенные исследования показали, что плавно-нерегулярные рупора с линейным законом изменения волнового сопротивления вдоль длины образующей обладают меньшей величиной параметра ka_{low} , чем рупора с другими

законами изменения волнового сопротивления. Далее отмечаются слабые стороны предлагаемой модели, выявленные в процессе оптимизации.

Вторая модель разработана для нерегулярной полосковой линии, проводники которой образуют кусочно-плоские поверхности. Такого рода нерегулярные линии будем называть кусочно-плоскими. В отличие от плавно-нерегулярных линий, проводники которых представляют собой гладкую поверхность и обладают континуальным числом геометрических параметров, кусочно-плоская характеризуется конечным числом параметров, что удобно для оптимизации. Для описания распространения основной волны в подобной линии и ее рассеяния на открытом конце развивается аналитическая модель, причем для учета особенностей распространения используется решение А. Зоммерфельда для дифракции плоской волны на полуплоскости, а для учета рассеяния на открытом конце – решение Л.А. Вайнштейна для отражения от конца плоского волновода. Сравнение характеристик, полученных с помощью предлагаемой модели и с помощью МКЭ, показывает, что предлагаемая модель позволяет определить величину параметра ka_{low} с точностью 10%. На основе данной модели решается задача оптимизации нерегулярного ТЕМ рупора с целью максимизации КИРа (минимизации ka_{low}). Полученное решение проверено с использованием МКЭ.

Последний раздел второй главы посвящен нерегулярным в H -плоскости ТЕМ рупорам, угол β в которых остается постоянным вдоль всей длины рупора, а угол α изменяется дискретно в точках излома кромок рупора. Назовем такие рупора полигональными. Численно решается задача оптимизации рупора с целью максимизации КИРа (минимизации ka_{low}).

Третья глава диссертации посвящена разработке моделей излучения основной волны нерегулярной полосковой линии и оптимизации на их основе характеристик согласования нерегулярных ТЕМ рупоров.

В первом разделе главы рассматриваются четыре аналитические модели излучения нерегулярной полосковой линии.

Первой рассматривается аналитическая модель излучения нерегулярной полосковой линии с использованием решения Л.А. Вайнштейна для излучения из конца плоского волновода. Согласно этой методике, диаграмма направленности нерегулярной полосковой линии находится с помощью преобразованной формулы для диаграммы направленности плоского волновода. Сравнение характеристик, полученных с помощью предлагаемой модели и с помощью МКЭ, показывает, что предлагаемая модель описывает полуширину главного лепестка диаграммы направленности по уровню -10 дБ с относительной точностью 15% для

значений электрического размера радиуса описанной вокруг нерегулярного рупора сферы (ka) в пределах от 3 до 7.

Вторая модель излучения нерегулярной полосковой линии основана на применении апертурного метода Кирхгофа. Для описания поля на конце нерегулярной линии использована тангенциальная составляющая основной моды E -секториального рупора. Сравнение характеристик, полученных с помощью предлагаемой модели и с помощью МКЭ, показывает, что предлагаемая модель описывает полуширину главного лепестка диаграммы направленности по уровню -10 дБ с относительной точностью порядка 20% для значений ka в пределах от 5 до 10.

Обе описанные выше модели используют данные только об угле между пластинами последней перед концом секции нерегулярной линии. Остальные модели излучения учитывают всю последовательность углов β_i .

Следующая предлагаемая модель излучения нерегулярной полосковой линии – это токовый метод Кирхгофа, при котором каждая секция нерегулярной линии представляется в виде пары элементарных излучающих токовых нитей со своей диаграммой направленности. Диаграмма направленности каждого излучателя синусоидальная, наклоненная относительно оси симметрии полосковой линии на угол между пластинами очередной секции β_i . Общая диаграмма направленности нерегулярной линии получается как сумма отдельных диаграмм направленностей секций. Сравнение характеристик, полученных с помощью предлагаемой модели и с помощью МКЭ, показывает, что предлагаемая модель описывает полуширину главного лепестка диаграммы направленности по уровню -10 дБ с относительной точностью 20% для значений ka в пределах от 3 до 15.

Рассматривается также модель излучения нерегулярной полосковой линии, основанная на равномерной асимптотической теории дифракции (РАТД). Суммарное поле излучения нерегулярной линии определяется суммой первичного поля и дифракционных полей первого порядка малости, вычисленных с помощью РАТД. Для учета влияния нерегулярностей внутри линии метод РАТД был применен последовательно ко всем секциям линии. Дифракция на изломе образующей нерегулярной линии учитывается с помощью умножения поля на дифракционный коэффициент, описывающий решение задачи дифракции плоской волны на клине. Затем все вклады суммируются с соответствующим набегом фазы до апертуры. Сравнение характеристик, полученных с помощью предлагаемой модели и с помощью МКЭ, показывает, что предлагаемая модель описывает полуширину главного лепестка диаграммы

направленности по уровню -10 дБ с относительной точностью 10% для значений ka в пределах от 2 до 3.

Во втором разделе решаются задачи оптимизации геометрических параметров нерегулярных ТЕМ рупоров с целью получения заданных характеристик излучения.

Сначала решается задача стабилизации формы главного лепестка диаграммы направленности нерегулярного ТЕМ рупора с помощью разработанных аналитических моделей излучения основной волны нерегулярной полосковой линии. В качестве целевой функции оптимизации выбрано среднеквадратическое отклонение (СКО) значения полуширины диаграммы направленности от среднего значения этой характеристики для ka , изменяющихся в пределах от 3 до 7. В процессе оптимизации получено, что минимальное значение целевой функции достигается при максимальном раскрытии последних секций рупора. Полученное решение проверено с использованием МКЭ.

Далее рассматривается задача получения максимума КИП антенны в сверхширокой полосе частот с использованием ТЕМ рупорно-линзовых антенн. Сначала теоретически и экспериментально исследуется регулярный ТЕМ рупор, заполненный диэлектриком с диэлектрической проницаемостью, равной $\epsilon = 2.25$, выходная поверхность которого обрезана в форме линзы, фокусирующей сферическую волну рупора в плоский фронт. В процессе исследований выявлено, что данная конструкция позволяет достичь рекордного значения КИП в сверхширокой полосе частот. Проведенный физический эксперимент подтверждает теоретические выводы. Далее геометрия кромок полученной антенны оптимизируется с использованием МКЭ с целью получения максимума КИР.

В **Заключении** проведен анализ результатов диссертации в целом и сделаны общие выводы.

ЛИЧНЫЙ ВКЛАД СОИСКАТЕЛЯ:

В работах, опубликованных в соавторстве, лично соискателю принадлежат: вывод формул, разработка алгоритмов, программная реализация полученных алгоритмов, проведение оптимизации с помощью разработанного программного обеспечения, проверка с помощью строгих численных методов и физического эксперимента.

1. МОДЕЛИ И РЕЗУЛЬТАТЫ ОПТИМИЗАЦИИ НЕРЕГУЛЯРНЫХ ТЕМ РУПОРОВ

ВВЕДЕНИЕ

В нерегулярных полосковых линиях полный коэффициент отражения обуславливается тремя видами отражений: в узле возбуждения, внутри линии, т.е. в промежуточных сечениях, и отражением от открытого конца. Первый вид отражения можно минимизировать с помощью использования согласующих переходов от узла возбуждения к линии или подбором входного согласования, третий определяется, в основном, поперечными размерами апертуры. Таким образом, остается возможность минимизации отражения за счет изменения формы образующей изогнутых проводников полосковой линии.

Геометрия нерегулярной полосковой линии характеризуется тремя параметрами: величиной радиуса описанной вокруг излучателя сферы a и углами раскрыва проводников α и β . Причем в общем случае углы α и β являются функциями, зависящими от x . Задача синтеза излучателя, обладающего минимальными габаритами при заданной нижней границе полосы рабочих частот, сводится к нахождению оптимальных функций $\alpha(x)$ и $\beta(x)$.

Нерегулярная полосковая линия является хорошей моделью для описания ТЕМ рупора, в том числе нерегулярного (см. рис. 1.1).

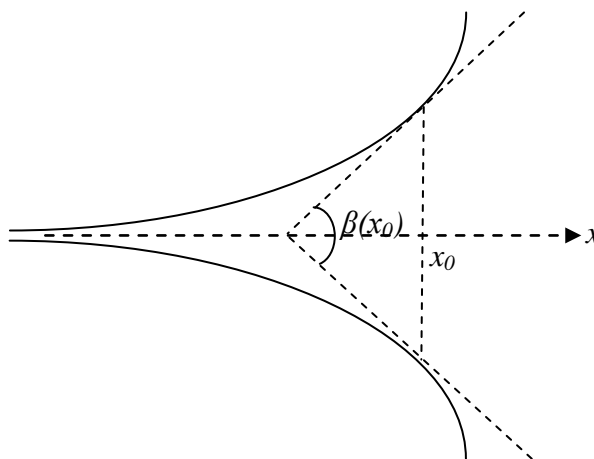


Рис. 1.1. Сечение нерегулярного ТЕМ рупора в E -плоскости

Рупорные антенны прошли в своем развитии и совершенствовании ряд этапов. Начальный этап характеризовался применением рупоров с прямолинейными образующими ($\alpha = \text{const}$ и $\beta = \text{const}$), иначе называемых регулярными рупорами. Такие рупора используются и в настоящее время, например, как облучатели зеркальных антенн. Затем появились рупора со ступенчатыми образующими [5], а также с образующими с изломами и криволинейными

образующими [23-61]. Далее такого рода антенны будем называть рупорами, нерегулярными в E -плоскости. Существует также несколько работ, в которых делается попытка оптимизировать функцию $\alpha(x)$ и найти оптимальную форму пластины ТЕМ рупора [22, 56-57, 59]. Назовем такие конструкции рупорами, нерегулярными в H -плоскости. В некоторых работах используются оба типа нерегулярностей [56–57].

В настоящее время опубликовано большое количество литературы, посвященной разработке различных численных и аналитических моделей, описывающих распространение основной волны в нерегулярных полосковых линиях, а также оптимизации на основе разработанных моделей геометрии нерегулярного ТЕМ рупора. В процессе данного исследования проанализировано более 50 работ за период с 2000 года по настоящее время. Здесь приведены те из них, в которых разрабатываются модели антенн, обеспечивающие наилучшие результаты по основным характеристикам, а именно нижней границе полосы частот по уровню согласования -10 дБ, выраженной через электрический размер радиуса описанной вокруг антенны сферы (ka_{low}), и широкополосности. Здесь k – волновое число свободного пространства.

Для того чтобы характеризовать качество синтеза СШП антенны по критерию согласования, применим коэффициент использования размера (КИР), равный нормированному на диаметр сферы Чу [62] диаметру описанной вокруг антенны сферы. Диаметр минимальной сферы Чу для согласования в полубесконечной полосе частот по уровню согласования -10 дБ согласно работе [63] равен 0.18 длины волны. КИР выражает степень близости нижней границы полосы частот по заданному уровню согласования при заданных габаритах рупора к пределу Чу для сверхширокополосных антенн. Впервые КИР введен в работе [21]. Значение этого параметра меняется в пределах от 0 до 1 , где значение 1 соответствует наименьшему возможному значению параметра ka_{low} .

1.1. ЧИСЛЕННЫЕ МОДЕЛИ ТЕМ РУПОРА

Можно выделить два подхода к нахождению функций $\alpha(x)$ и $\beta(x)$, обеспечивающих минимум параметра ka_{low} . Один из них – это численная оптимизация геометрии нерегулярной полосковой линии с использованием универсальных методов электродинамического моделирования [64-65].

Этот подход основан на численном решении прямой задачи определения коэффициента отражения нерегулярной полосковой линии. При этом образующая проводников нерегулярной линии представляется в виде функции, заданной конечным числом параметров, которые в

дальнейшем подвергаются оптимизации [3, 24-27]. Численная процедура оптимизации геометрии нерегулярной полосковой линии очень популярна и позволяет получить модель компактного излучателя без большого вложения сил. Достоинством этого подхода являются широкие возможности применения стандартных компьютерных алгоритмов моделирования и оптимизации. Недостатки – большие затраты машинного времени при отсутствии уверенности в достижении глобального оптимума.

Эти особенности обусловлены использованием для вычисления значений целевой функции универсальных программных комплексов электродинамического моделирования. Такие программы обычно делают ставку на универсальность в ущерб эффективности вычисления конкретной характеристики для конкретной структуры.

1.2. РЕЗУЛЬТАТЫ ОПТИМИЗАЦИИ ТЕМ РУПОРОВ, ПОЛУЧЕННЫЕ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ЧИСЛЕННЫХ МОДЕЛЕЙ

Наибольшего развития этот подход достиг в работах [24-26] (см. рис. 1.2–1.4, соответственно).

Идея модели [24] (рис. 1.2) состоит в использовании в качестве образующей нерегулярного ТЕМ рупора суперэллипса с некоторыми заданными значениями параметров эллиптичности, причем без указаний, каким образом эти параметры определены. Относительная ширина полосы согласования у этой разработки достигает 144, а широкополосность составляет 1.97. Т.е. близко к величине 2, что является пределом данной характеристики. Значение параметра КИР составляет 0.31.

Идея получила развитие в дальнейших работах этого же автора, например, в работе [25] (рис. 1.3), где исследователь усовершенствует форму пластины и добавляет ребра на внутренней поверхности рупора. Относительная ширина полосы согласования у этой разработки достигает 168. В то же время по величине ka_{low} данная модель сравнима с лучшими из рассмотренных работ. Значение параметра КИР составляет 0.38.

Далее автор продолжает исследования в работе [26] (рис. 1.4), где он предлагает улучшенную модель суперэллиптического рупора с расширенной полосой согласования и улучшенными характеристиками излучения. В данной работе широкополосность равна 1.99, а параметр d/λ достигает значения 0.18, т.е. КИР полученной антенны равен 1. Все эти параметры достигают, таким образом, своего предела.

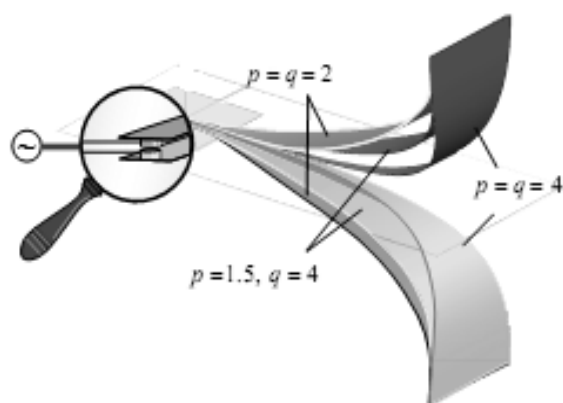


Рис. 1.2. Суперэллиптический рупор [24]

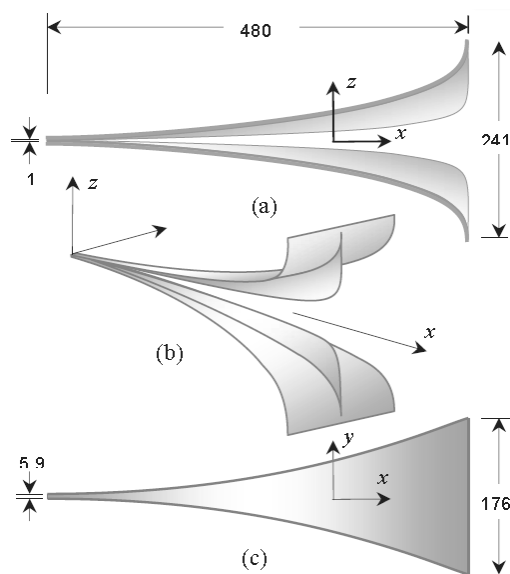


Рис. 1.3. Суперэллиптический рупор с внутренними согласующими ребрами [25]

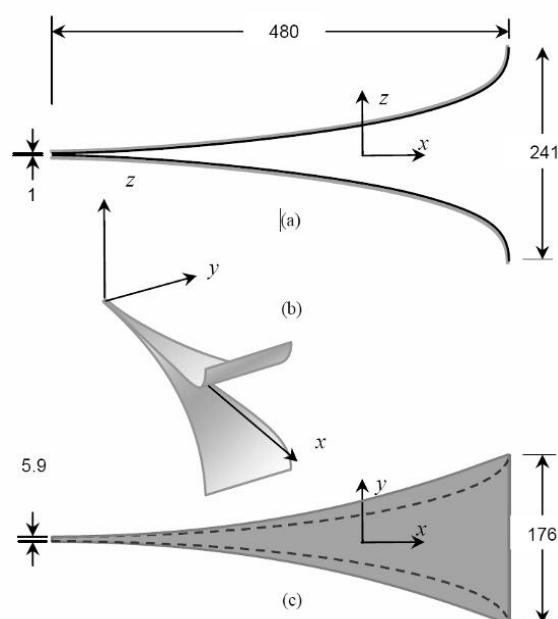


Рис. 1.4. Модифицированный суперэллиптический рупор [26]

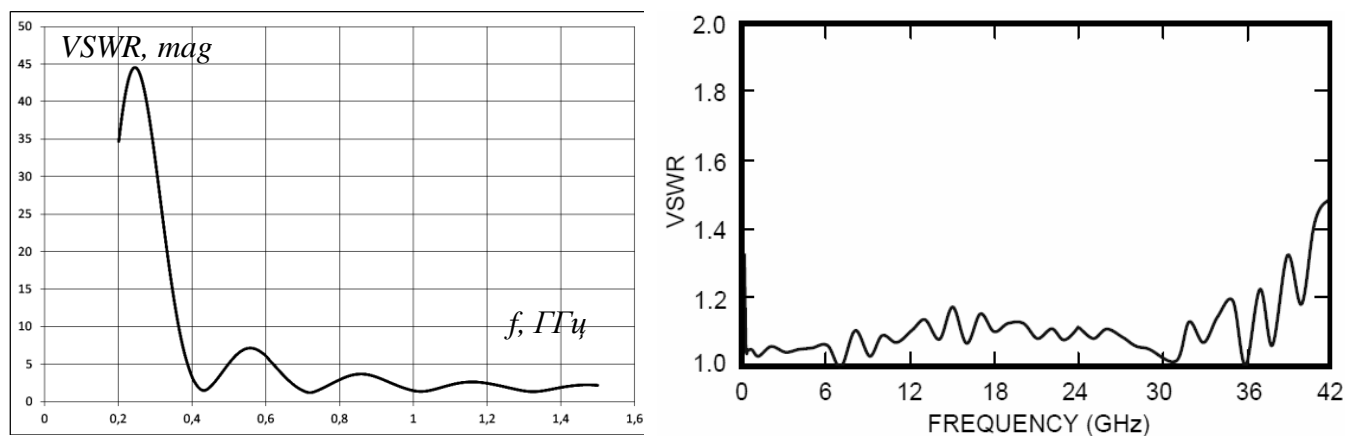
Такое в высшей степени примечательное улучшение достигается по-прежнему за счет численной оптимизации параметров эллиптичности.

Следует отметить, что во всех своих работах данный автор получает результаты исключительно с помощью электродинамического моделирования в программе FEKO [65]. FEKO (FEldberechnung für Körper mit beliebiger Oberfläche) – универсальная программная среда для электродинамического моделирования с помощью метода моментов. Проверка результатов моделирования с помощью физического эксперимента в этих работах не проводится.

Излучатель [26] проверен с помощью электродинамического моделирования методом конечных элементов (МКЭ). Результаты вычислений показали, что характеристики данной

разработки не подтверждают заявленных автором великолепных результатов. Например, значение нижней границы полосы частот по уровню согласования -10 дБ, согласно проведенным вычислениям, на порядок больше заявленного (см. рис. 1.5).

Полученные результаты демонстрируют слабое место численной процедуры подбора оптимальной кривой с помощью компьютерного моделирования. Модели антенн, оптимизированные с помощью этого подхода, нуждаются в проверке с помощью различных методов электродинамического моделирования и с помощью физического эксперимента.



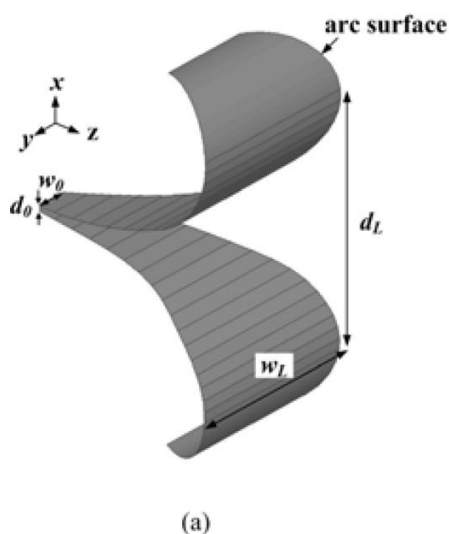
(a)

(б)

Рис. 1.5. Зависимость коэффициента стоячей волны (КСВ) от частоты для конструкции [26]

(а) вычисленная с помощью МКЭ, (б) представленная в работе [26]

Тем не менее, в силу своей простоты, этот метод довольно популярен. Можно перечислить еще несколько работ, в которых этот подход с успехом применяется.



(a)

Рис. 1.6. Оптимальный экспоненциальный рупор [3]

Например, численная процедура подбора оптимальной формы образующей применяется также в работе [3] для нахождения оптимального экспоненциального рупора (см. рис. 1.6). Антенна, полученная в результате оптимизации, примечательна своей широкой полосой. Значение параметра КИР составляет 0.19.

Интересной представляется работа [27], в которой подобный подход используется для оптимизации и угла между пластинами, и ширины рупора. Оптимизация проводилась в два этапа: вначале найден оптимальный раскрыв, затем определена оптимальная форма пластины рупора (см. рис. 1.7).

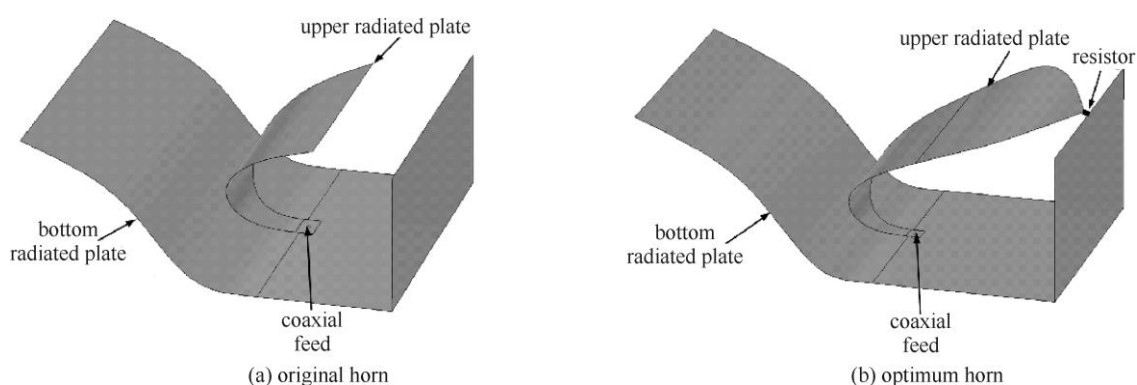


Рис. 1.7. Рупор, оптимизированный в двух плоскостях [27]

В данной работе получен хороший образец нерегулярного рупора, обладающий небольшими размерами и широкой полосой согласования. Значение параметра КИР составляет 0.64.

Следует также отметить и разработку [28], в которой верхний проводник нерегулярной полосковой линии изгибается для получения формы образующей, обеспечивающей минимум параметра ka_{low} . Здесь используется модель несимметричной полосковой линии с граундом (см. рис. 1.8.).

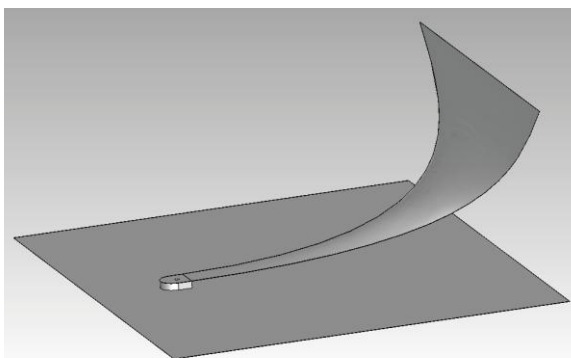


Рис. 1.8. Несимметричный нерегулярный рупор [28]

Разработанная модель примечательна небольшими размерами, близкими к теоретическому минимуму (значение параметра КИР составляет 0.95), но ее широкополосность не позволяет отнести ее к классу СШП антенн. По данной характеристике антенна показывает наихудший результат среди сравниваемых разработок. Также следует отметить, что теоретические результаты в данной работе не проверены экспериментально.

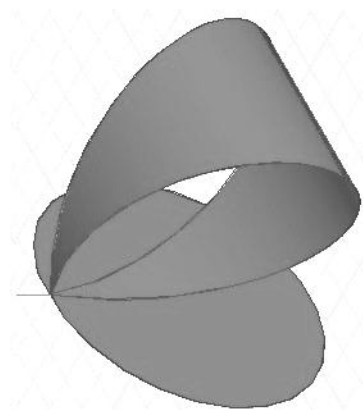


Рис. 1.9. Несимметричный петлевой ТЕМ рупор [14]

Среди несимметричных нерегулярных рупоров можно выделить модель [14]. Одна из стенок этого излучателя является криволинейной, нелинейно меняющейся по ширине, и образует петлю, два конца которой подключены к внутреннему и внешнему проводникам 50-омного коаксиального кабеля (см. рис. 1.9). Другая стенка ТЕМ рупора образована плоским экраном, который подключен к внешнему проводнику коаксиального кабеля. Похожий метод уменьшения мнимой части входного импеданса используется в [29].

Полученная модель обладает одними из наименьших габаритов среди рассматриваемых работ, однако ее широкополосность не столь примечательна. Значение параметра КИР составляет 0.65. Стоит также отметить, что в работах [28] и [14] граунд не учитывался при вычислении габаритов.

1.3. АНАЛИТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ТЕМ РУПОРА

Другой подход к нахождению функций $\alpha(x)$ и $\beta(x)$, обеспечивающих минимум параметра ka_{low} , состоит в построении аналитической модели нерегулярной полосковой линии, волновое сопротивление которой меняется от узла возбуждения к свободному пространству [13, 16-19, 21-22, 30-61].

Для нахождения $\alpha(x)$ и $\beta(x)$ выбирается функция, описывающая изменение волнового сопротивления вдоль длины линии от узла возбуждения до апертуры. Чаще всего выбирается экспоненциальный закон изменения волнового сопротивления от входного волнового

сопротивления Z_{ex} (сопротивления линии в месте стыка с узлом возбуждения) до выходного волнового сопротивления $Z_{вблх}$. Входное сопротивление обычно приравнивается к волновому сопротивлению питающей линии, а выходное – волновому сопротивлению свободного пространства. В этом случае волновое сопротивление от узла возбуждения до апертуры меняется по формуле:

$$Z(x) = Z_{ex} e^{ax}, \quad (1.1)$$

где $a = \frac{1}{l} \ln\left(\frac{Z_{вблх}}{Z_{ex}}\right)$, $x = 0..l$, l – длина линии, $Z_{ex} = 50$ Ом – волновое сопротивление коаксиального кабеля, $Z_{вблх} = 120\pi$ Ом – волновое сопротивление свободного пространства.

Далее волновое сопротивление в каждом сечении нерегулярной линии связывается с его геометрическими параметрами. Для этого обычно используется известное выражение для нахождения волнового сопротивления микрополосковой линии (см., например, [67]):

$$Z(x) = \frac{Z_{вблх}}{2\pi} \ln\left(8 \frac{h(x)}{w} + \frac{w}{4h(x)}\right), \quad \text{когда } h(x) > w, \quad (1.2)$$

$$Z(x) = \frac{Z_{вблх}}{1.393 + \frac{w}{h(x)} + \frac{2}{3} \ln\left(\frac{w}{h(x)} + 1.444\right)}, \quad \text{когда } h(x) < w,$$

где $h(x)$ – это высота сечения, а w – его ширина.

Под микрополосковой линией здесь и далее понимается двухпроводная симметричная полосковая линия без граунда. При применении к оптимизации нерегулярных ТЕМ рупоров перевод геометрических параметров микрополосковой линии в геометрические параметры рупора обычно осуществляется с помощью следующего соотношения (см., например, [68]):

$$\frac{w}{h} = 2 \frac{\tan(\alpha / 2)}{\sin(\beta / 2)}. \quad (1.3)$$

Для оценки применимости этих соотношений получим зависимость волнового сопротивления регулярного ТЕМ рупора от синуса половины угла между пластинами β двумя различными способами. Угол раскрыва пластины α при этом равен 90° . Первый способ – с использованием формул (1.2–1.3) для микрополосковой линии, второй – исходя из численных данных для волнового сопротивления ТЕМ рупора, полученных на основе точного решения [69–70].

Сравнение полученных результатов представлено на рис. 1.10. Как видно из этого рисунка, модель согласования на основе волнового сопротивления микрополосковой линии довольно грубо описывает волновое сопротивление регулярного ТЕМ рупора.

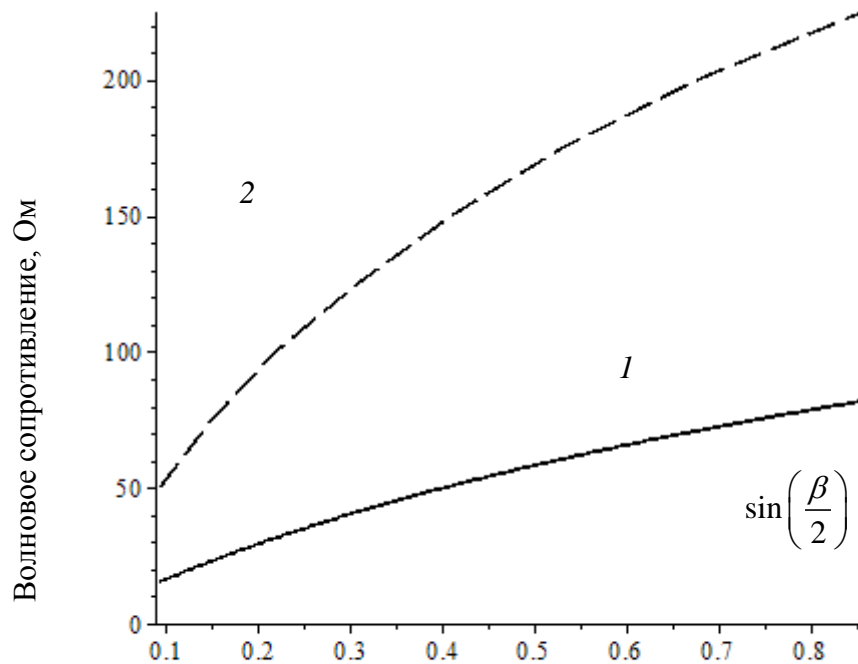


Рис. 1.10. Зависимость волнового сопротивления регулярного рупора от $\sin\left(\frac{\beta}{2}\right)$:

1 — соотношение (1.2), 2 — точное решение для ТЕМ рупора из работы [70].

Достоинством подхода, основанного на теории длинных линий, является возможность аналитической постановки задачи оптимизации. К числу недостатков относится неточное описание отражения от открытого конца нерегулярной линии и связи геометрических параметров нерегулярного ТЕМ рупора с волновым сопротивлением. В большинстве работ отражение от открытого конца нерегулярной линии приравняется к нулю. Это достигается благодаря тому, что выходное волновое сопротивление линии выбирается равным волновому сопротивлению свободного пространства. При этом подходе не учитываются дифракционные явления, возникающие на кромках открытого конца линии. Кроме того, подход ограничивается видом выбранной для описания волнового сопротивления функцией и характером геометрических параметров, выбранных для определения волнового сопротивления.

Использование классической модели, основанной на теории длинных линий, позволяет разработать узкоспециализированные программы для определения согласования ТЕМ рупора. В силу узкой специализации такие программы более эффективны для вычисления значений

целевой функции оптимизации и требуют меньше компьютерных ресурсов по сравнению с универсальными комплексами.

Проведем исследование с целью оценки точности вычисления зависимости коэффициента отражения от ka для нерегулярных рупоров с помощью модели на базе теории длинных линий. В качестве исследуемой модели выступает нерегулярный рупор из работы [35].

На рис. 1.11 приведены зависимости коэффициента отражения от ka , вычисленные с использованием классической модели, основанной на теории длинных линий (штриховая линия), и с использованием МКЭ (сплошная линия). Прямая горизонтальная штриховая линия отмечает уровень -10 дБ.

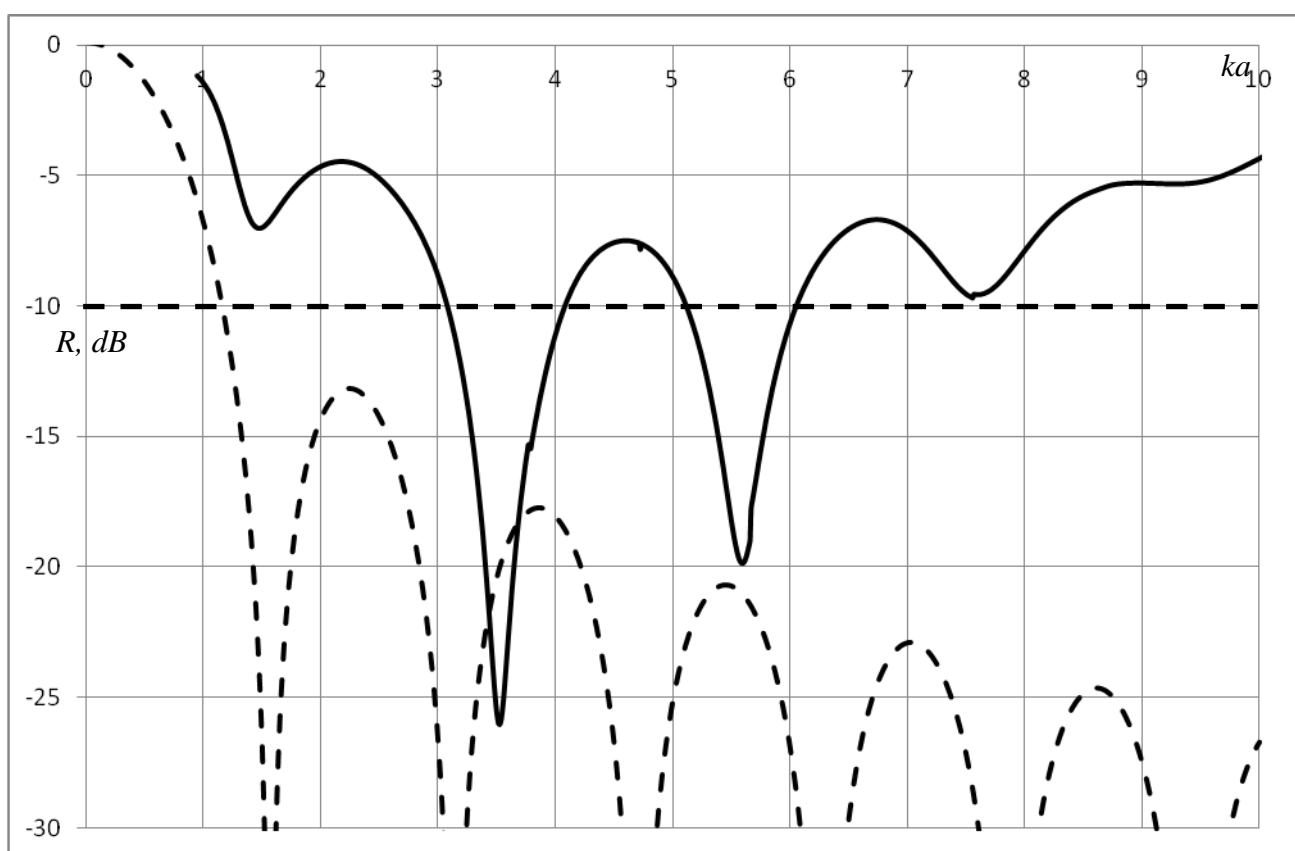


Рис. 1.11. Зависимость коэффициента отражения от ka для рупора из работы [35], полученная двумя различными методами

Из графиков, приведенных на рис. 1.11, можно видеть, что значения параметра ka_{low} , полученные двумя разными способами, различаются в три раза. Таким образом, можно заключить, что использование классической модели на базе длинных линий приводит к значительным неточностям в описании отражения.

1.4. РЕЗУЛЬТАТЫ ОПТИМИЗАЦИИ ТЕМ РУПОРОВ, ПОЛУЧЕННЫЕ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ АНАЛИТИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ

Соотношение (1.2) используется для определения волнового сопротивления рупора в поперечном сечении в работе [30] (рис. 1.12). Разработка примечательна небольшой величиной параметра ka_{low} . Значение параметра КИР составляет 0.5. По широкополосности модель является одной из лучших среди рассматриваемых работ.

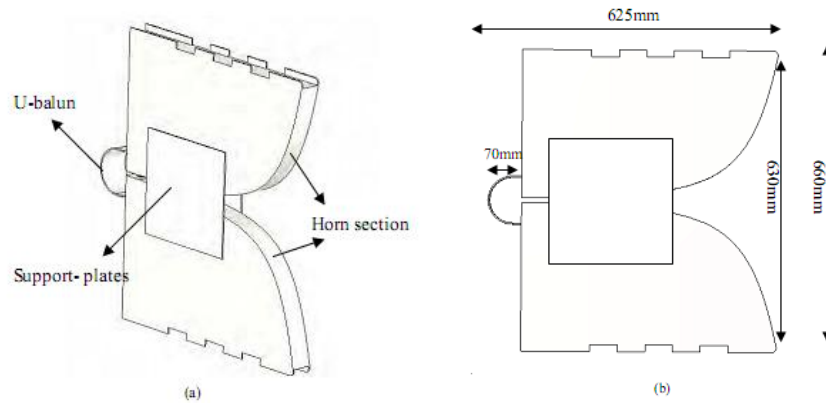


Рис. 1.12. *E*-секториальный рупор с образующей экспоненциальной формы [30]

Такой же подход использован в работе [29] (рис. 1.13). В статье сначала находится оптимальная образующая рупора, а затем его пластина замыкается на внешнюю оплетку питающего кабеля. Получившаяся модель обладает широкой полосой согласования.

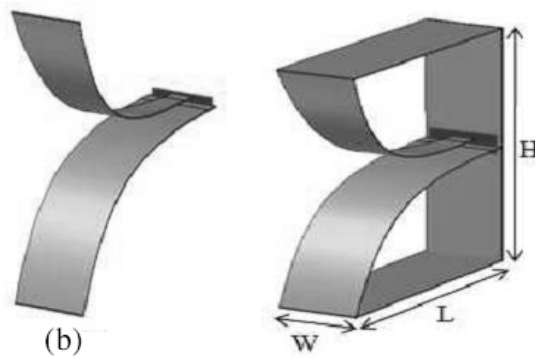


Рис. 1.13. Комбинированная рупорная антенна [29]

Интересными представляются работы [16, 31-32] (рис. 1.14), в которых подобный подход обобщен на случай изменения диэлектрических свойств заполнения секции рупора. Входное сопротивление каждой секции рупора вычисляется согласно выражению:

$$Z_{ex}^n = Z_0^n \frac{Z_{ex}^{n+1} + jZ_0^n \operatorname{tg} k_n l_n}{Z_{ex}^n + jZ_0^{n+1} \operatorname{tg} k_n l_n}, \quad (1.4)$$

где n меняется от 1 до N , l_i – длина i -той секции рупора, N – количество секций. Характеристическое сопротивление секции считается равным волновому сопротивлению микрополосковой линии и находится по формуле:

$$Z_0^n = 138 \sqrt{\frac{\mu_r^n}{\varepsilon_r^n}} \log \left(\frac{8d_n}{w_n} \right) \text{ для } \frac{w_n}{d_n} \leq 1, \quad (1.5)$$

$$k_n = \frac{2\pi f}{c} \sqrt{\mu_r^n \varepsilon_r^n}. \quad (1.6)$$

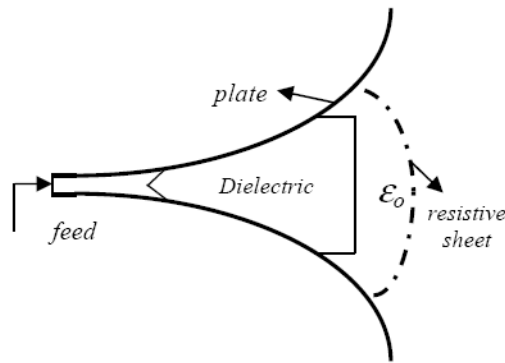


Рис. 1.14. Нерегулярный рупор с частичным диэлектрическим заполнением [16, 31-32]

В работе получен ТЕМ рупор с частичным диэлектрическим заполнением (рис. 1.14). Разработка обладает хорошей широкополосностью. Излучатель [32] обладает наименьшим значением параметра ka_{low} среди антенн, геометрия которых получена с помощью классической модели, основанной на теории длинных линий. Значение параметра КИР составляет 0.5.

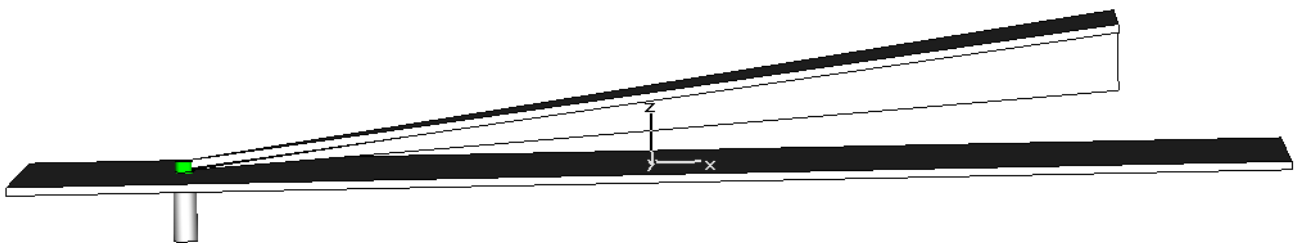


Рис. 1.15. Нерегулярная рупорно-диэлектрическая антенна [33]

Аналогичный подход применен в работе [33] (рис. 1.15), где нерегулярность волнового сопротивления достигается с помощью плавного изменения диэлектрических свойств

заполнения рупора. По характеристикам разработка близка к модели из вышеописанной работы [16]. Значение параметра КИР составляет 0.46.

В работе [34] (рис. 1.16) волновое сопротивление рупора приравнивается к волновому сопротивлению микрополосковой линии согласно формуле (1.2) вплоть до достижения углом β значения 60° , а при дальнейшем увеличении β – удвоенному сопротивлению микрополосковой линии. К полученному таким образом оптимизированному регулярному рупору примыкается цилиндрическая апертурная секция для улучшения согласования со свободным пространством.

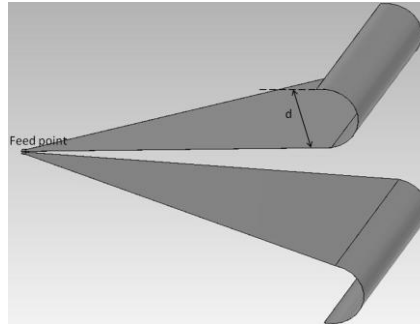


Рис. 1.16. Оптимальный регулярный рупор с цилиндрической апертурной секцией [34]

Разработка обладает самой большой величиной параметра ka_{low} среди рассмотренных работ. Значение параметра КИР составляет 0.1.

Можно также отметить работы [35–36] (рис. 1.17–1.18, соответственно), в которых для определения волнового сопротивления секции экспоненциального рупора использовалось следующее выражение:

$$Z(x) = \frac{h(x)}{w(x)} Z_{вых}, \quad (1.7)$$

где $Z_{вых}$ – волновое сопротивление свободного пространства, $h(x)$ – высота сечения, а $w(x)$ – его ширина. Сопротивление вдоль длины рупора изменялось по формуле (1.1).

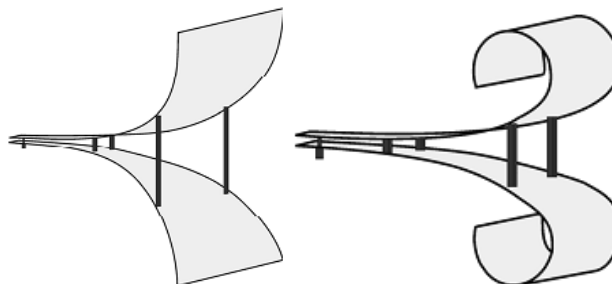


Рис. 1.17. Рупор с образующей экспоненциальной формы и с цилиндрической согласующей секцией [35]

Отметим, что в работе [35] наилучшие результаты, как и в [3, 34], достигнуты при использовании согласующей цилиндрической апертурной секции. Значение параметра КИР составляет 0.34.

Таким образом, можно заключить, что добавление дополнительных цилиндрических секций без оптимизации остальной конструкции – надежный и простой метод дальнейшего уменьшения значения параметра ka_{low} . Однако понижение нижней границы согласования, обеспечиваемое этим методом, незначительно. Поэтому использование цилиндрических секций в качестве дополнительных согласующих элементов оправдано в конструкциях нерегулярных рупоров с оптимизированной образующей.

Численные результаты в работе [35] проверены экспериментально, причем полученная по итогам измерений величина параметра ka_{low} оказалась меньше полученной с помощью электродинамического моделирования.

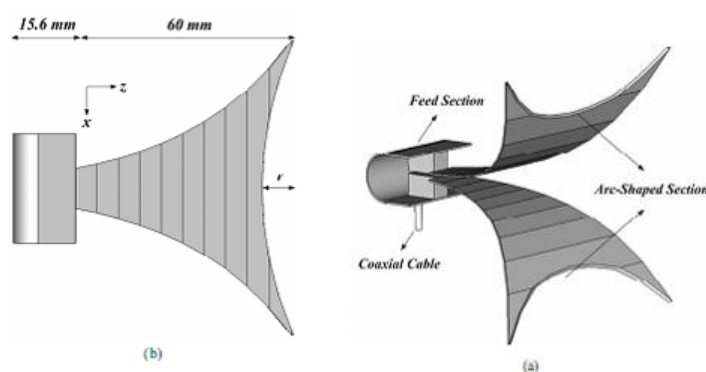


Рис. 1.18. Рупор с образующей экспоненциальной формы и с модификацией апертуры [36]

В отличие от [35], в работе [36] (см. рис. 1.18) с целью улучшения согласования модифицирован узел возбуждения путем добавления эллиптического отражателя. Апертура модифицирована с помощью сферических вырезов. Характеристики широкополосности, полученные в работе [36], схожи с аналогичными характеристиками из работы [35], однако параметр ka_{low} имеет бóльшую величину. Значение параметра КИР составляет 0.14.

В работах [37-38] (рис. 1.19) волновое сопротивление от узла возбуждения до апертуры также меняется экспоненциально, согласно формуле (1.1). Геометрические параметры, соответствующие заданному волновому сопротивлению, находились с помощью электродинамического моделирования в универсальном программном комплексе Ansoft HFSS (High Frequency System Simulation) на основе МКЭ.

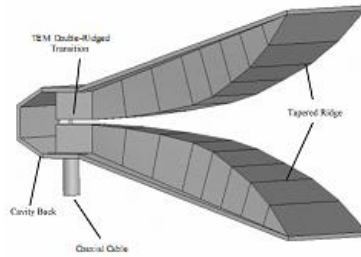


Рис. 1.19. Рупор с образующей экспоненциальной формы [37-38]

Разработка примечательна достаточно широкой полосой согласования, но обладает большой величиной параметра ka_{low} . Значение КИР составляет 0.3.

Похожий подход уменьшения значения параметра ka_{low} предложен в работе [39] (рис. 1.20). В качестве модели для волнового сопротивления каждой секции рупора, также как и в работах [13, 16-19, 30-38], использовано выражение (1.2) для волнового сопротивления микрополосковой линии. Но, в отличие от вышеперечисленных работ, в работе [39] для описания изменения волнового сопротивления вдоль длины рупора выбран оптимальный волноводный переход Чебышева:

$$\ln Z(x) = \left(\frac{p}{2\pi} + \frac{1}{2} - \frac{p}{2\pi \cosh \pi u_0} \right) \ln Z_{\text{вых}} + \frac{\ln Z_{\text{вых}}}{\pi \cosh \pi u_0} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\cos \pi \sqrt{n^2 - u_0^2} - \cos n\pi}{n} \sin np, \quad (1.8)$$

где $\pi u_0 = \beta_0 2a$, $\pi u = \beta 2a$, $p = 2\pi \frac{x-a}{2a}$, $-\pi < p < \pi$.

Несмотря на то, что габариты данной антенны достаточно велики, относительная ширина полосы частот по уровню согласования -10 дБ является одной из наибольших среди рассматриваемых работ. Значение параметра КИР составляет 0.13.

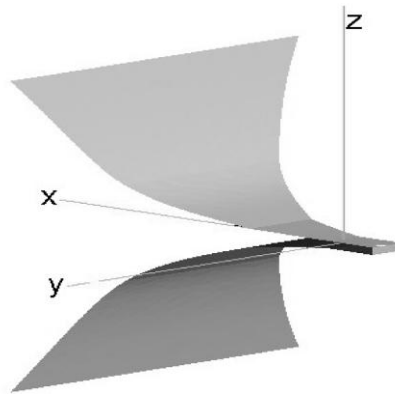


Рис. 1.20. Рупор с образующей сложной формы, модифицированной с использованием оптимального волноводного перехода Чебышева [39]

Отметим также, что в данной работе проведен физический эксперимент, подтверждающий результаты, полученные с помощью компьютерного моделирования. Однако в эксперименте задействована не точная реализация компьютерной модели, а ее несимметричная модификация.

В данной работе также проводилось сравнение двух конструкций рупоров: рупора с образующей экспоненциальной формы, сопротивление которого меняется по формуле (1.1), и рупора, сопротивление которого меняется по формуле (1.8). По результатам исследования сделан вывод, что использование оптимального волноводного перехода Чебышева позволяет расширить полосу согласования.

Среди сверхширокополосных антенн по способу оптимизации геометрии выделяются модели с модификациями формы пластины [22, 56-57, 59] (см., например, рис. 1.21).

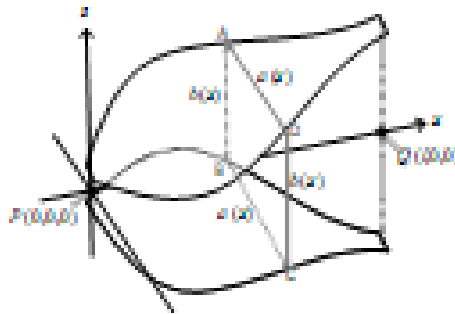


Рис. 1.21. Рупор с модифицированной формой пластины [22, 56]

По ширине полосы частот по заданному уровню согласования рупор с подобной формой пластины является одним из лучших, однако его габариты достаточно большие среди конструкций, рассматриваемых в данной работе. Значение параметра КИР составляет 0.13.

Среди отечественных разработок можно выделить работу [57] (рис. 1.22), в которой также оптимизируется форма пластины рупора. Ширина пластины вычисляется по формуле:

$$B(x) = \frac{H(x) - 2\Delta}{2} \left\{ 4\pi \exp \left(-\frac{\ln \left(\frac{Z_{\text{вых}}}{50} \right)}{L} x \right) - 1 \right\}, \quad (1.9)$$

где Δ – толщина пластины антенны, равная 0.2 мм, $B(x)$ – ширина пластины, $H(x)$ – ее высота (см. рис. 1.22). Т.е., как и в [13, 16-19, 30-38], в этой работе используется экспоненциальная функция изменения волнового сопротивления вдоль длины рупора. Значение параметра КИР составляет 0.28.

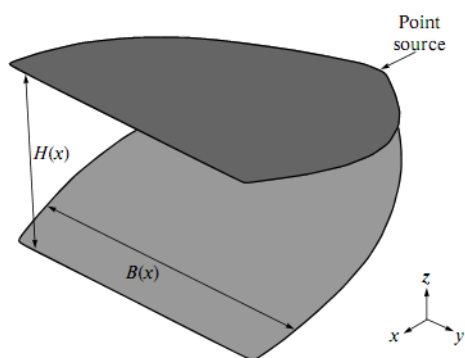


Рис. 1.22. Рупор с экспоненциальным изменением ширины пластины [57]

Следует также отметить, что в работе [57] проводится исследование диаграммы направленности нерегулярного СШП ТЕМ рупора. Это одна из немногих работ, посвященных данной теме. Также из подобных разработок можно отметить работы [30, 36, 40, 60]. В данных работах проводится модификация геометрии ТЕМ рупора с целью стабилизации формы диаграммы направленности в рабочей полосе частот.

В работе [58] (рис. 1.23) экспоненциально расширяющийся рупор численно оптимизируется с тем, чтобы его волновое сопротивление изменялось линейно. Таким образом, эта работа занимает промежуточное положение между численным подходом и методиками, основанными на теории длинных линий. Волновое сопротивление рупора определяется численно с помощью электродинамического моделирования методом моментов в универсальном программном комплексе FEKO. Значение параметра КИР составляет 0.3.

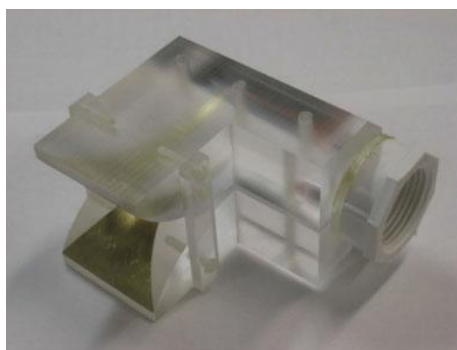


Рис. 1.23. Изготовленная и экспериментально измеренная конструкция антенны [58]

Результаты, полученные в [58], используются в исследовании [59] (рис. 1.24). В этой работе исследователи используют возможности оптимизации формы пластины рупора. Относительная широкополосность полученной антенны близка к двум. Для вычисления ширины рупора, как и во многих других исследованиях, использовалось выражение (1.2). Значение параметра КИР составляет 0.29.

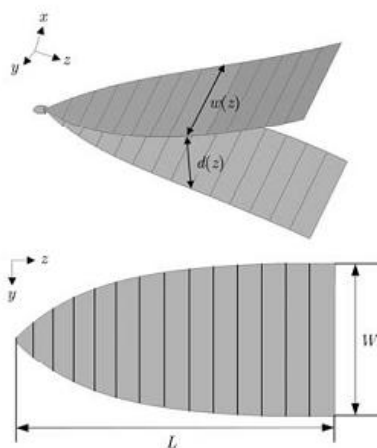


Рис. 1.24. Нерегулярный в двух плоскостях рупор [59]

В случае специфических применений нерегулярные ТЕМ рупора могут подвергаться дальнейшему модифицированию. Например, в работе [40] рупор с экспоненциальной образующей преобразован с целью уменьшения размеров при сохранении той же излучающей апертуры (см. рис. 1.25). Значение параметра КИР составляет 0.3.

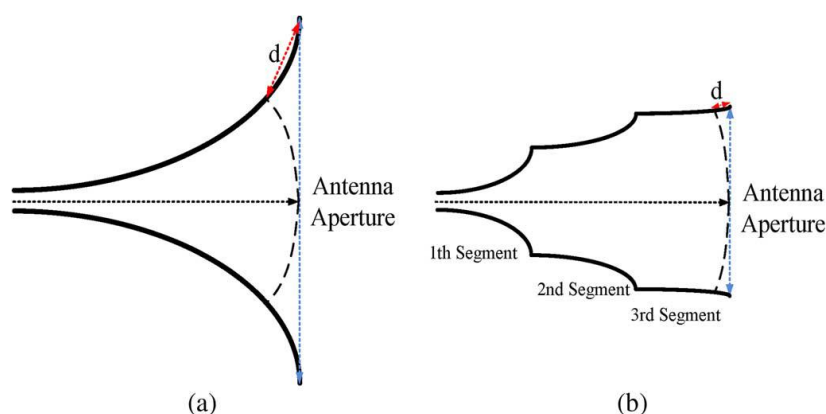


Рис. 1.25. Нерегулярная антенна, оптимизированная для мониторинга нефти [40]

В таблице 1 можно видеть сравнение согласования и размеров конструкций сверхширокополосных ТЕМ рупоров, как разработанных в данной диссертации, так и предложенных ранее другими исследователями. Каждая строка в этой таблице посвящена отдельной разработке. Всего в таблице сравниваются 33 работы. Разработки, приведенные в таблице, расположены в порядке возрастания параметра d/λ (убывания КИР).

Столбец «Э» содержит информацию о наличии экспериментальных исследований. Далее приведены наиболее важные характеристики антенн: LF (ГГц) – нижняя граница полосы частот по уровню согласования -10 дБ; HF (ГГц) – верхняя граница полосы частот по тому же уровню; $max\ gain$ (дБ) – усиление в дБ на верхней границе полосы частот по уровню согласования -10 дБ; BB (ГГц) – абсолютная ширина рабочей полосы частот, т.е. разность между верхней и

нижней границами рабочей полосы частот в ГГц, BBR (раз) – относительная ширина полосы частот, т.е. отношение верхней границы полосы частот к нижней; BVA – широкополосность, т.е. отношение абсолютной ширины полосы частот к средней частоте; a (см) – радиус описанной вокруг антенны сферы; ka_{low} – электрический размер радиуса описанной вокруг антенны сферы на нижней границе полосы частот по уровню согласования -10 дБ; d/λ – отношение диаметра описанной вокруг антенны сферы к длине волны на нижней границе полосы частот по уровню согласования -10 дБ, КИР – коэффициент использования размера антенны.

ВЫВОДЫ

В данной главе рассматриваются наиболее широко известные модели распространения основной волны в нерегулярных полосковых линиях и результаты оптимизации на их основе геометрии ТЕМ рупоров. Выделяются две наиболее известных.

Первая основана на численном решении задачи определения коэффициента отражения нерегулярной линии с помощью универсальных методов электродинамического моделирования. При этом образующая изогнутых проводников нерегулярной линии представляется в виде функции, заданной конечным числом параметров, которые в дальнейшем подвергаются оптимизации. На основе представленных в главе конструкций излучателей, полученных с помощью численной процедуры подбора оптимальной формы образующей ТЕМ рупора, можно сделать вывод, что данный метод позволяет достигать хороших результатов, но, безусловно, требует больших затрат времени и машинной памяти и не дает уверенности в получении глобального оптимума.

Вторая модель распространения основной волны в нерегулярной полосковой линии создана на основе метода поперечных сечений. В ее рамках с каждым сечением нерегулярной линии соотносится ее волновое сопротивление и далее оптимизируется функция изменения волнового сопротивления. Одним из достоинств подхода является возможность разработки эффективной узкоспециализированной программы для вычисления согласования ТЕМ рупора.

Материалы, изложенные в данной главе, докладывались на 7-ой Отраслевой научной конференции "Технологии информационного общества" (Москва, МТУСИ, 2013).

Таблица 1. Сравнение характеристик конструкций сверхширокополосных TEM рупоров

№	Название и ссылка	Авторы	Год	Э	LF, ГГц	HF, ГГц	max gain dB	BB, ГГц	BBR, раз	BBA	a, (см)	$k_{a_{low}}$	d/λ	КИР
1.	Hybrid Elliptic TEM Horn with Symmetric Main Beam [26]	Malherbe, J.A.G.	2012	–	0.1	42	25	41.9	420	1.99	28.2	0.59	0.19	0.95
2.	Сверхширокополосные излучатели для кольцевых антенных решеток [21]	Ефимова Н.А. Калошин В.А	2012	–	0.127	5.5		5.37	43.31	1.91	25	0.66	0.21	0.86
3.	Matching of a Piece-Wise Linear TEM Horn [75]	Ефимова Н.А., Калошин В.А	2014	-	0.19	2.25		2.06	11.84	1.69	20.5	0.82	0.26	0.69
4.	Исследование и оптимизация полигонального TEM рупора [102]	Богатых Н.А.	2015	-	0.282	4.5		4.2	16	1.76	15	0.89	0.28	0.64

№	Название и ссылка	Авторы	Год	Э	LF, ГГц	HF, ГГц	max gain dB	BB, ГГц	BBR, раз	BBA	a, (см)	$k_{a_{low}}$	d/λ	КИР
5.	Optimization and experiment of UWB TEM horn antenna [27]	Jinjin Sh. Yicai J. Guangyou F. Hejun Y.	2014	+	0.6	8.5	5	7.9	14.17	1.74	7.03	0.88	0.28	0.64
6.	О согласовании симметричных TEM рупоров [73]	Ефимова Н.А. Калошин В.А	2013	-	0.1	4	-	3.9	40	1.9	48	1.01	0.32	0.56
7.	Miniature double-ridged horn antennas composed of solid high-permittivity sintered ceramics for biomedical UWB radar applications [42]	Schwarz U. Stephan R. Hein M.A.	2010	+	2	6	15	4	3	1	2.44	1.02	0.33	0.55

№	Название и ссылка	Авторы	Год	Э	LF, ГГц	HF, ГГц	max gain dB	BB, ГГц	BBR, раз	BBA	a, (см)	ka_{low}	d/λ	KIP
8.	Излучение маломощных пикосекундных импульсов комбинированными антеннами [52]	Андреев Ю.А. Кошелев В.И. Плиско В.В.	2009	–	1.99	10.6		8.61	5.33	1.37	2.656	1.11	0.35	0.51
9.	Novel UWB knife-shape tem horn antenna design for transient application [30]	Chen L.L. Liao C. Chang L. Zheng X.Su G. Fang J.	2010	–	0.12	1.4	-	1.28	11.67	1.68	45.44	1.14	0.36	0.5
10.	The Design and Simulation of a Compact Vivaldi Shaped Partially Dielectric Loaded (VS-PDL) TEM Horn Antenna for UWB Applications [16]	Parslan M. Aydemir M.E. Gose E. Turk A.S.	2013	–	0.4	10	11	9.6	25	1.85	13.5	1.13	0.36	0.5

№	Название и ссылка	Авторы	Год	Э	LF, ГГц	HF, ГГц	max gain dB	BB, ГГц	BBR, раз	BBA	a, (см)	ka_{low}	d/λ	КИР
11.	Сверхширокополосные излучатели для кольцевых антенных решеток [21]	Ефимова Н.А. Калошин В.А.	2012	-	0.224	7.5	-	7.28	33.48	1.89	25	1.17	0.37	0.49
12.	Research on Ultra-Wideband TEM Horn Antenna and its Miniaturization [33]	Ying S. Wei L. Liqing W. Qun W.	2014	+	1	20	12	19	20	1.81	5.888	1.23	0.39	0.46
13.	Development of dielectric-filled TEM horn antennas for UWB GPR [2]	Scheers B. Piette M. Vorst A.V.		-	1	5	-	4	5	1.33	6.93	1.45	0.46	0.39
14.	Hybrid elliptic TEM horn with internal fins [25]	Malherbe. J.A.G.	2012	-	0.25	42	25	41.75	168	1.98	28.26	1.48	0.47	0.38
15.	Design of a UWB combined antenna and array of miniaturized elements with and without lens [13]	Mehrdadian A. Forooraghi K.	2013	+	0.2	30	25	29.8	150	1.97	38	1.59	0.51	0.35

№	Название и ссылка	Авторы	Год	Э	LF, ГГц	HF, ГГц	max gain dB	BB, ГГц	BBR, раз	BBA	a, (см)	ka_{low}	d/λ	КИР
16.	Development of UWB, dualpolarized dielectric horn antenna (DHA) for UWB applications [17]	Lee Kw.-H. Chen Ch.-Ch. Lee R.	2004	+	2	18	-	16	9	1.6	3.81	1.6	0.51	0.35
17.	Design and Fabrication of a Novel Ultra-Wideband Combined Antenna [44]	Mehrdadian A. Forooraghi K.	2013	+	0.2	30	25	29.8	150	1.97	38	1.59	0.51	0.35
18.	Study About TEM Horn Size Reduction for Ultra-Wideband Radar Application [35]	Ameri. A.A.H.; Kompa. G.; Bangert. A.	2011	+	0.25	1.7	11	1.45	6.8	1.49	31.57	1.65	0.53	0.34
19.	UWB antennas for combined magnetic resonance imaging and UWB radar applications [43]	Schwarz U. Stephan R. Hein M.A. Seifert F. Thiel F.	2009	+	1.5	10	10	8.5	6.67	1.48	5.41	1.7	0.54	0.33

№	Название и ссылка	Авторы	Год	Э	LF, ГГц	HF, ГГц	max gain dB	BB, ГГц	BBR, раз	BBA	a, (см)	ka_{low}	d/λ	КИР
20.	Superelliptic TEM horn [24]	Malherbe. J.A.G.	2010	-	0.25	36	20	35.75	144	1.97	34.97	1.83	0.58	0.31
21.	A Modified TEM Horn Antenna Customized for Oil Well Monitoring Applications [40]	Oloumi D. Mousavi P. Pettersson M.I. Elliott D.G.	2013	+	1.4	11	10	9.6	7.86	1.55	6.42	1.88	0.6	0.3
22.	Ultra Wideband Horn Antenna for Microwave Imaging Application [38]	Amjadi H. Hamedani F.T.	2011	-	3	11	-	8	3.67	1.14	3.07	1.93	0.61	0.3
23.	TEM horn antenna for near-field microwave imaging [58]	Campbell M.A. Okoniewski M. Fear E.C.	2009	+	2	12		10	6	1.43	4.48	1.88	0.6	0.3

№	Название и ссылка	Авторы	Год	Э	LF, ГГц	HF, ГГц	max gain dB	BB, ГГц	BBR, раз	BBA	a, (см)	ka_{low}	d/λ	КИР
24.	Исследование рупорно-линзовой TEM-антенны [15]	Ефимова Н.А. Калошин В.А. Скородумова Е.А.	2012	+	0.44	10	27	9.56	22.73	1.83	21	1.94	0.62	0.29
25.	Novel 2-18 GHz TEM double-ridged horn antenna for wideband applications [37]	Amjadi. H.; Hamedani. F.T.	2011	-	2	18	16	16	9	1.6	4.64	1.94	0.62	0.29
26.	UWB TEM horn antenna for the asphalt pavement investigation [59]	Sh. Jinjin. L. Guochang. J. Yicai. F. Guangyou. Y. Hejun	2014	-	0.35	12		11.65	34.29	1.89	26.8	1.96	0.63	0.29

№	Название и ссылка	Авторы	Год	Э	LF, ГГц	HF, ГГц	max gain dB	BB, ГГц	BBR, раз	BBA	a, (см)	ka_{low}	d/λ	КИР
27.	Оптимизация геометрических параметров TEM рупора для излучения сверхкоротких импульсов в составе антенной решетки с управляемым положением главного лепестка [57]	Бобрешов А.М. Мещеряков И.И. Усков Г.К	2013	-	0.87	7.5		6.63	8.62	1.58	11.17	2.04	0.65	0.28
28.	Near-field microwave imaging based on aperture raster scanning with TEM horn antennas [1]	Amineh. R.K.; Ravan. M.; Trehan. A.; Nikolova. N.K.	2011	+	3.1	10.6	-	7.5	3.42	1.09	3.87	2.51	0.8	0.23
29.	TEM Horn Antenna Loaded With Absorbing Material for GPR Applications [3]	Sh. Jinjin. J. Yicai. F. Guangyou. Y. Hejun	2014	+	0.83	12.8	8	11.97	15.42	1.76	16.9	2.94	0.94	0.19

№	Название и ссылка	Авторы	Год	Э	LF, ГГц	HF, ГГц	max gain dB	BB, ГГц	BBR, раз	BBA	a, (см)	ka_{low}	d/λ	КИР
30.	Modified TEM horn antenna for Wideband applications [36]	Mallahzadeh A.R. Imani A. Karshenas F.	2009	–	3	19	13.2	16	6.33	1.45	6.45	4.05	1.29	0.14
31.	Design of TEM Horn for Concrete Penetrating UWB Radar [22]	Tan. A.; Jhamb. K.; Rambabu K.	2011	+	0.75	12	13	11.25	16	1.76	27.19	4.27	1.36	0.13
32.	Chebyshev Tapered TEM Horn Antenna [39]	Bassam S. Rashed-Mohassel J.	2006	+	0.45	5	-	4.55	11.11	1.67	46.36	4.37	1.39	0.13
33.	Effect Of Aperture Matching On The Performance Of TEM Horn Antenna [34]	Singh S.K.. Sarkar B.K.	2012	–	0.8	7	13.5	6.2	8.75	1.59	34.29	5.75	1.83	0.1

ГЛАВА 2

2. МОДЕЛИРОВАНИЕ РАСПРОСТРАНЕНИЯ ОСНОВНОЙ ВОЛНЫ
НЕРЕГУЛЯРНОЙ ПОЛОСКОВОЙ ЛИНИИ И ОПТИМИЗАЦИЯ
ПАРАМЕТРОВ ТЕМ РУПОРОВ

ВВЕДЕНИЕ

В главе 1 рассмотрены две наиболее часто используемые модели распространения основной волны в нерегулярной полосковой линии и результаты оптимизации на их основе характеристик согласования ТЕМ рупоров с целью максимизации КИРа (минимизации ka_{low}). В процессе обсуждения современных работ, использующих эти модели, выявлены их преимущества и недостатки. В данной главе будут предложены модификации этих моделей, а также новые модели распространения основной волны и результаты оптимизации с их помощью характеристик согласования нерегулярных ТЕМ рупоров.

2.1. МОДЕЛИРОВАНИЕ РАСПРОСТРАНЕНИЯ ОСНОВНОЙ ВОЛНЫ
ПЛАВНО-НЕРЕГУЛЯРНОЙ ПОЛОСКОВОЙ ЛИНИИ2.1.1. ЧИСЛЕННЫЙ АНАЛИЗ И ОПТИМИЗАЦИЯ
ПЛАВНО-НЕРЕГУЛЯРНОГО ТЕМ РУПОРА

Рассмотрим излучатель в виде нерегулярной полосковой линии с экспоненциальным профилем, вписанный в сферу с радиусом a . Образующая проводника линии описывается функцией $y(x) = y_0 \exp((x + a_1)a_2)$, зависящей от расстояния x от узла возбуждения, где y_0 – половина расстояния между пластинами рупора в узле возбуждения, a_1 и a_2 – параметры. Угол раскрытия пластины α не зависит от x и тоже является параметром оптимизации (см. рис. 2.1).

Найдем форму образующей экспоненциального ТЕМ рупора с помощью первого из описанных в главе 1 методов – численной процедуры оптимизации. Выберем в качестве целевой функции оптимизации величину параметра КИР (ka_{low}). Для получения значения целевой функции будем пользоваться методом конечных элементов (МКЭ).

Оптимизация проводилась с помощью квазиньютоновского метода. В процессе оптимизации параметры приняли значения $a_1 = 5$ см, $a_2 = 14.85$, $\alpha = 70^\circ$.

Проанализируем характеристики согласования и излучения оптимизированного рупора.

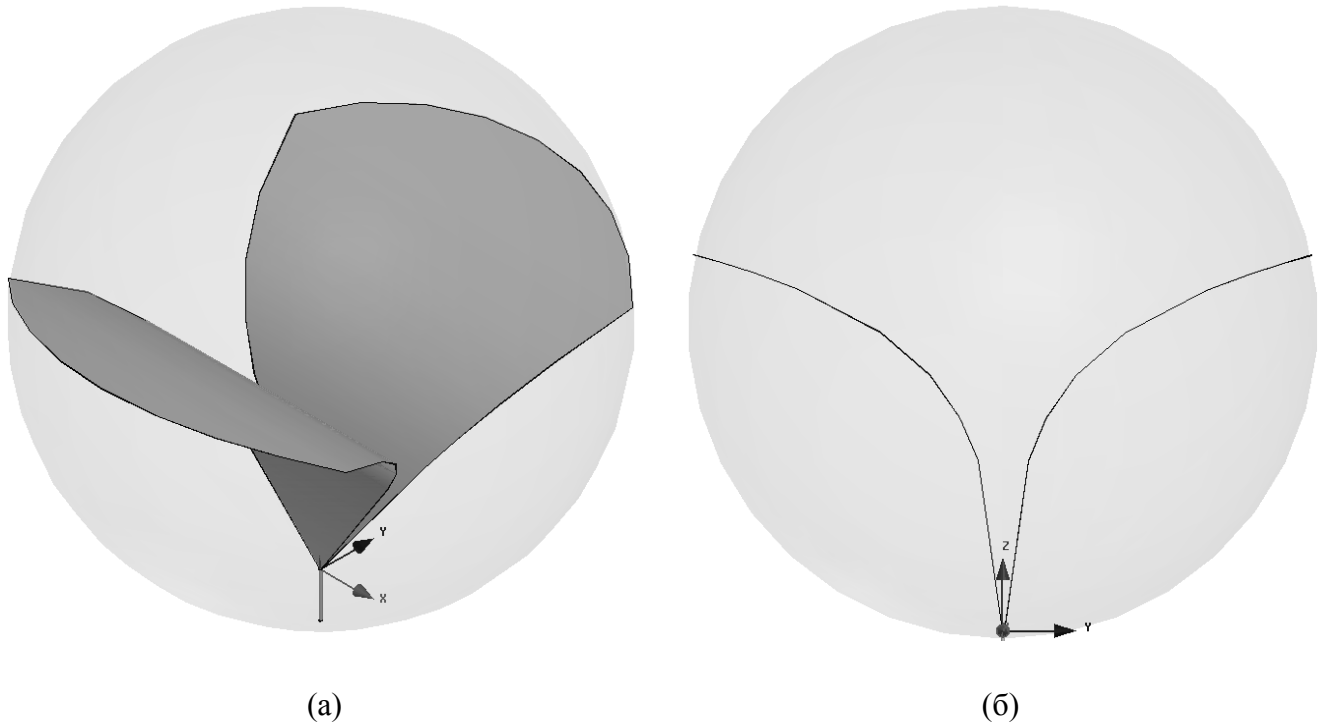


Рис. 2.1. Конструкция ТЕМ рупора: (а) вид в изометрии, (б) сечении в Е-плоскости

Зависимость коэффициента отражения оптимизированного нерегулярного ТЕМ рупора от электрического размера (ka) радиуса описанной вокруг антенны сферы представлена на рис. 2.2. Сплошная линия обозначает график зависимости, прямой штриховой линией отмечен уровень согласования -10 дБ.

Из графика, представленного на рис. 2.2, можно видеть, что значение параметра ka_{low} равно 1.17. Верхняя граница полосы частот по уровню согласования -10 дБ, выраженная в электрическом размере радиуса описанной вокруг антенны сферы (ka_{high}), равна 40, т.е. относительная ширина полосы согласования модели составляет примерно 1:35. Отметим, что относительная широкополосность оптимизированной модели превышает 1.8, в то время как пределом для этой характеристики является значение 2. Т.е., по данной характеристике предложенная конструкция находится в ряду наилучших разработок (см. табл. 1).

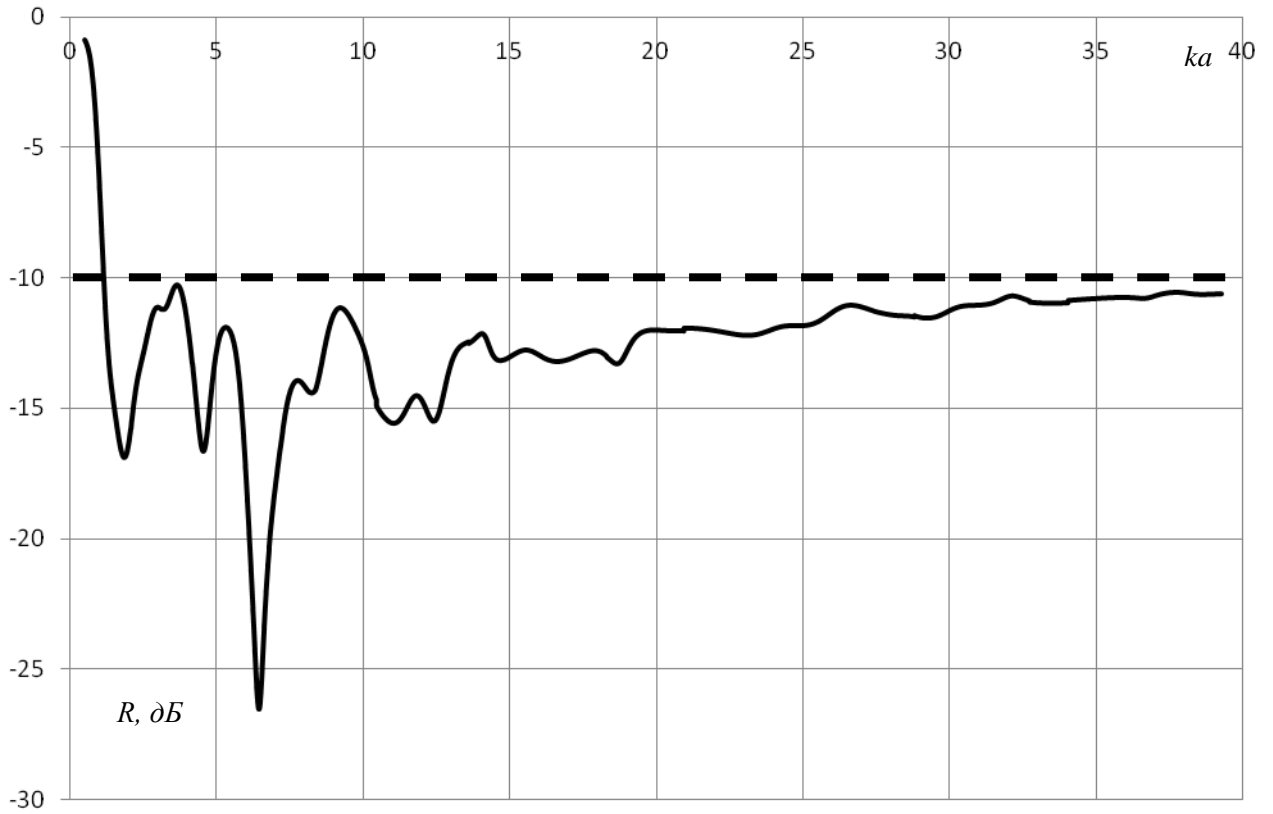


Рис. 2.2. Зависимость коэффициента отражения оптимизированного ТЕМ рупора от ka .

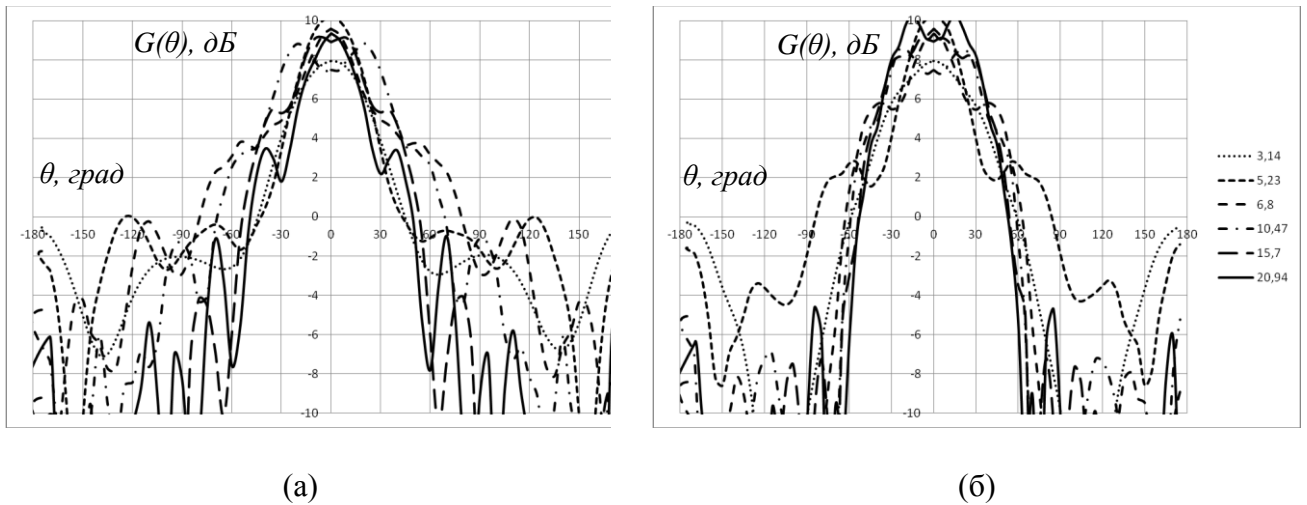


Рис. 2.3. Диаграмма направленности оптимизированного ТЕМ рупора при значениях ka равных 3.14, 5.23, 6.8, 10.47, 15.7, 20.94 в (а) E -плоскости, (б) H -плоскости

На рис. 2.3 представлены диаграммы направленности оптимизированной антенны в E - и H -плоскости при различных значениях ka .

Данная работа по методике повторяет исследования, проведенные в [3], однако результаты, полученные в ней, несколько лучше (см. табл. 1). Это объясняется тем, что радиус a

сферы, описанной вокруг излучателя, для предлагаемой модели меньше, чем для модели из работы [3]. Этот результат обусловлен тем, что антенна вписана в эту сферу.

2.1.2. ЧИСЛЕННО-АНАЛИТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ РАСПРОСТРАНЕНИЯ ОСНОВНОЙ ВОЛНЫ ПЛАВНО-НЕРЕГУЛЯРНОЙ ПОЛОСКОВОЙ ЛИНИИ

Рассмотрим задачу распространения основной волны в плавно-нерегулярной полосковой линии и ее рассеяния на открытом конце с точки зрения модели, основанной на теории длинных линий. Угол раскрытия проводников α остается постоянным на протяжении всей длины нерегулярной линии, угол между проводниками β изменяется непрерывно и задается гладкой функцией $\beta(x)$ (см. рис. 1.2). Излучатель вписан в сферу с радиусом a .

В предлагаемой численно-аналитической модели плавно-нерегулярного полосковой линии коэффициент отражения R представляется в виде суммы трех компонент: первая из них описывает вклад в отражение узла возбуждения, вторая – нерегулярной части линии, а третья, – ее открытого конца.

Выражения для первой и второй компонент коэффициента отражения, описывающих распространение основной волны нерегулярной полосковой линии, нетрудно получить из теории длинных линий, в соответствии с которой вклад в отражение от входа может быть представлен в виде:

$$R_1 = \frac{Z_0 - Z_{ex}}{Z_0 + Z_{ex}}, \quad (2.1)$$

где Z_0 – сопротивление питающей линии. Для нахождения значений Z здесь используется точное решение для ТЕМ рупора [70]. При этом в соответствии с идеологией метода поперечных сечений, предполагалось, что волновое сопротивление сечения нерегулярной линии совпадает с волновым сопротивлением регулярного рупора, касательного в данном сечении к нерегулярному (показан на рис. 1.2 штриховой линией).

Вклад в отражение нерегулярной части полосковой линии определяется соотношением (см., например, [71]):

$$R_2 = \int_0^a \frac{Z'(x)}{2Z(x)} \exp(2l k x) dx, \quad (2.2)$$

где $Z(x)$ – закон, описывающий изменение волнового сопротивления линии вдоль ее длины, x – расстояние от узла возбуждения, k – волновое число в свободном пространстве.

Третья компонента, описывающая рассеяние основной волны на открытом конце нерегулярной полосковой линии, находится на основе асимптотического разложения для коэффициента отражения от конца двумерного рупора, полученного в [72]. Выражение для первого члена коэффициента отражения имеет вид:

$$R_3 = \frac{1}{2ka\beta} \exp\left(I \frac{\pi}{2} + 2lka\right) g(0, 0, c), \quad (2.3)$$

где $g(\alpha, \beta, c) = g^- + \varepsilon g^+$ – дифракционный коэффициент, описывающий решение задачи дифракции плоской волны на клине, где $g^\pm(\alpha, \beta, c) = \frac{1}{c} \sin \frac{\pi}{c} \left(\cos \frac{\pi}{c} - \cos \frac{\alpha \pm \beta}{c} \right)^{-1}$, c зависит от геометрии апертуры. В данном случае $c = 1$ (см. [7]).

Проведем исследования с целью оценки точности определения параметра ka_{low} для нерегулярных рупоров с различными входными и выходными волновыми сопротивлениями и различными законами изменения волнового сопротивления с помощью предлагаемой численно-аналитической модели.

На рис. 2.4–2.6 приведены зависимости коэффициента отражения от ka , вычисленные с использованием предлагаемой численно-аналитической модели (штриховая линия) и с использованием МКЭ (сплошная линия).

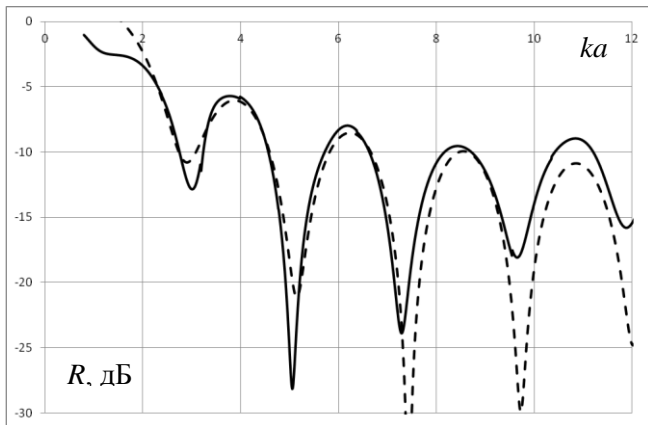


Рис. 2.4. Зависимость коэффициента отражения от ka для рупора с гиперболическим законом изменения волнового сопротивления с положительной второй производной ($Z''(x) > 0$) при $Z_{вх} = 70$ Ом, $Z_{вых} = 100$ Ом

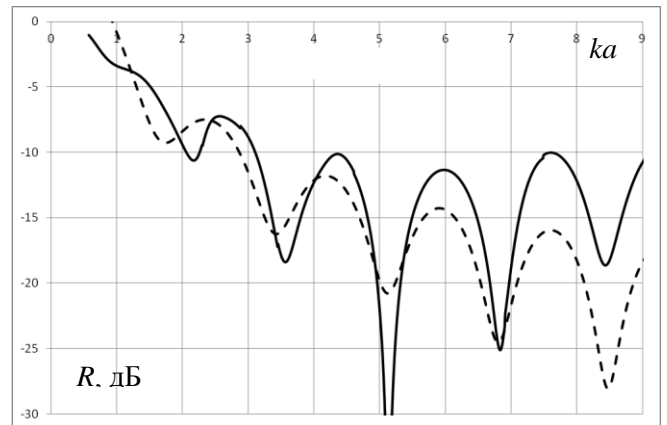


Рис. 2.5. Зависимость коэффициента отражения от ka для рупора с параболическим законом изменения волнового сопротивления с отрицательной второй производной ($Z''(x) < 0$) при $Z_{вх} = 55$ Ом, $Z_{вых} = 100$ Ом

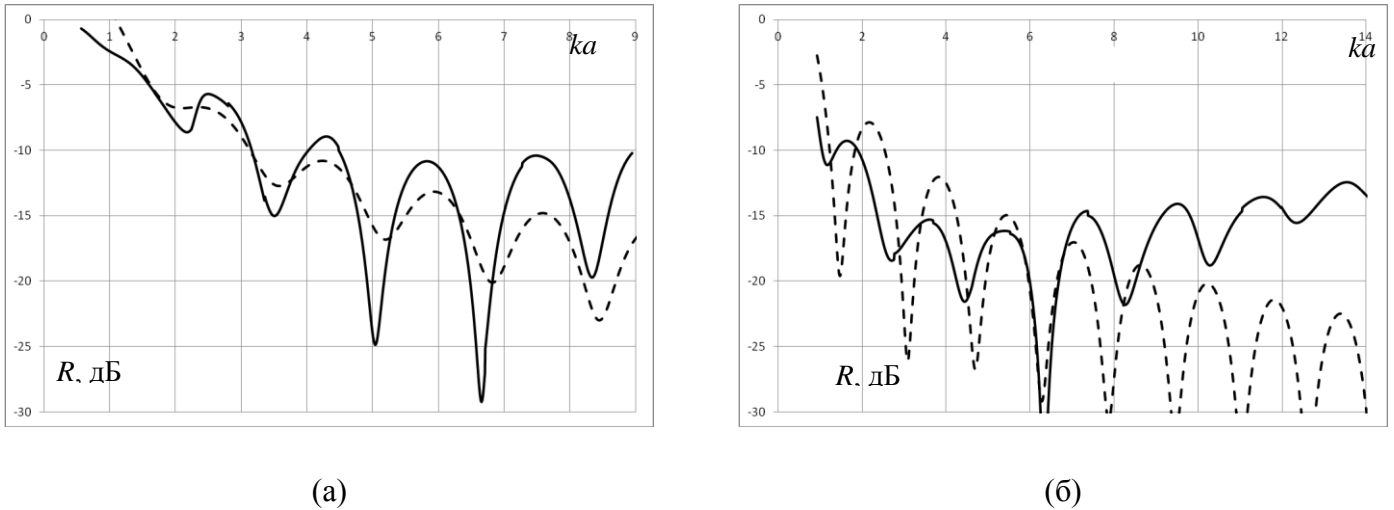


Рис. 2.6. Зависимости коэффициента отражения от ka для рупора с линейным законом изменения волнового сопротивления при (а) $Z_{вх}= 55$ Ом и $Z_{вых}= 100$ и (б) $Z_{вх}= 50$ Ом и $Z_{вых}= 195$ Ом

Как видно на рис. 2.4–2.6, предлагаемая численно-аналитическая модель описывает значение параметра ka_{low} нерегулярного ТЕМ рупора для различных законов изменения волнового сопротивления с точностью 20%. Точность определения становится выше, если различия между $Z_{вх}$ и $Z_{вых}$ небольшие, т.е. если угол между проводниками $\beta(x)$ рупора изменяется незначительно вдоль его длины.

Проведем оптимизацию с помощью предлагаемой модели для решения задачи нахождения функции $\beta(x)$, обеспечивающей минимум параметра ka_{low} для нерегулярного рупора.

Выберем в качестве целевой функции оптимизации величину параметра КИР (ka_{low}). Найдем конструкцию нерегулярного рупора, обеспечивающую максимальное значение целевой функции (минимальное значение ka_{low}).

При использовании этого подхода параметр ka_{low} рупора определяется входным и выходным волновым сопротивлением и законом изменения волнового сопротивления вдоль длины рупора $Z(x)$.

Оптимизацию будем проводить в два этапа.

На первом этапе оптимизации выберем вид закона изменения волнового сопротивления вдоль длины рупора. Вычислим с помощью предлагаемой модели параметр ka_{low} для ТЕМ рупоров с различными законами его изменения и различными входными и выходными волновыми сопротивлениями. В качестве закона изменения волнового сопротивления

рассмотрены линейный, гиперболический при $Z''(x) > 0$ и параболический двух видов: при $Z''(x) > 0$ и $Z''(x) < 0$. Сопротивления рупоров менялись от 50 до 100 Ом с шагом 5 Ом.

Результаты вычислений представлены на рис. 2.7. Каждая точка соответствует одной конструкции нерегулярного рупора. Координатой точки по оси абсцисс является значение параметра ka_{low} , а по оси ординат - выходное волновое сопротивление рупора (в Ом).

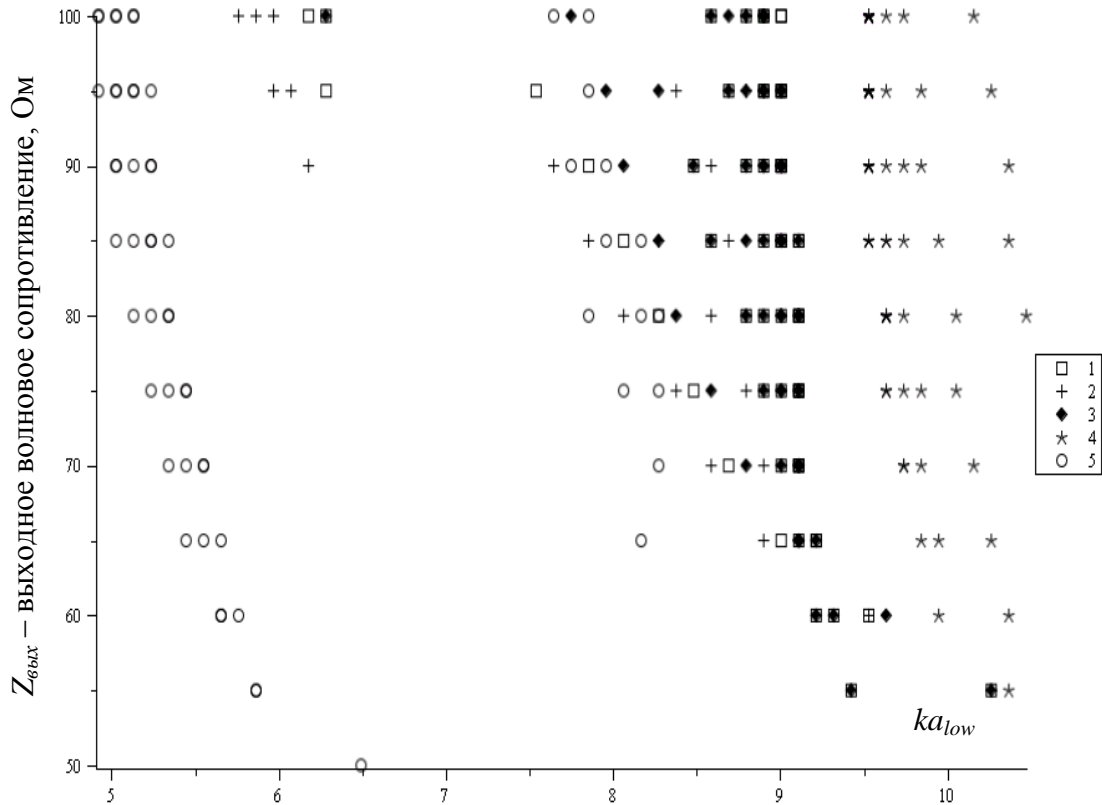


Рис. 2.7. Зависимость ka_{low} для рупоров с различными законами $Z(x)$ от значения $Z_{вых}$.

1 соответствует экспоненциальному закону изменения волнового сопротивления при $Z''(x) > 0$, 2 - линейному закону, 3 - гиперболическому при $Z''(x) > 0$, 4 - параболическому при $Z''(x) < 0$, 5 - параболическому при $Z''(x) > 0$.

Из результатов, представленных на рис. 2.7, следует, что нерегулярные рупора с параболическим при $Z''(x) < 0$ или линейным законом изменения волнового сопротивления независимо от значения $Z_{вых}$ обладают меньшей величиной параметра ka_{low} , чем рупора с другими законами изменения волнового сопротивления.

Проведем теперь оптимизацию значений входного и выходного волновых сопротивлений. На рис. 2.8 представлены значения параметра ka_{low} для нерегулярных рупоров с линейным законом изменения волнового сопротивления для трех значений Z_{ex} .

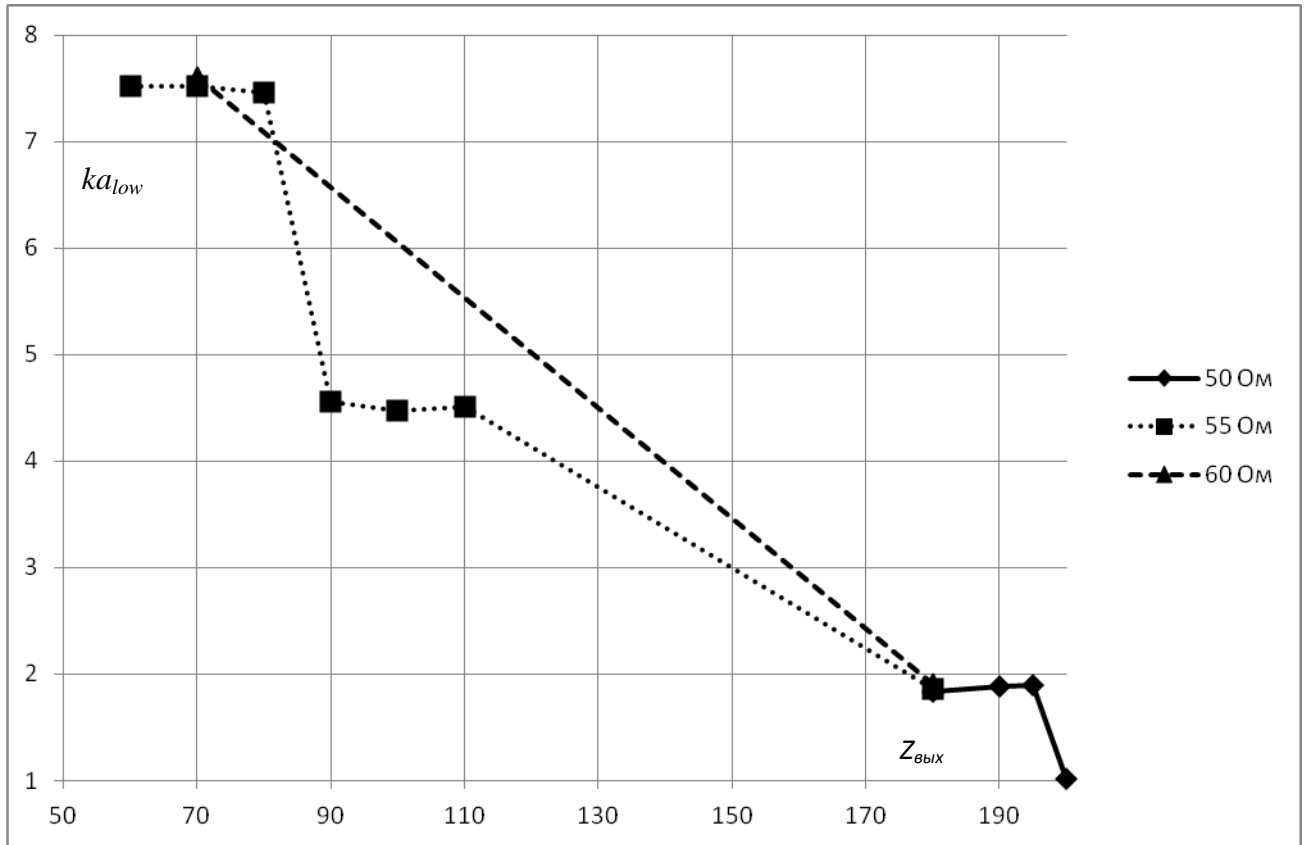


Рис. 2.8. Зависимость ka_{low} от значения выходного сопротивления ТЕМ рупора

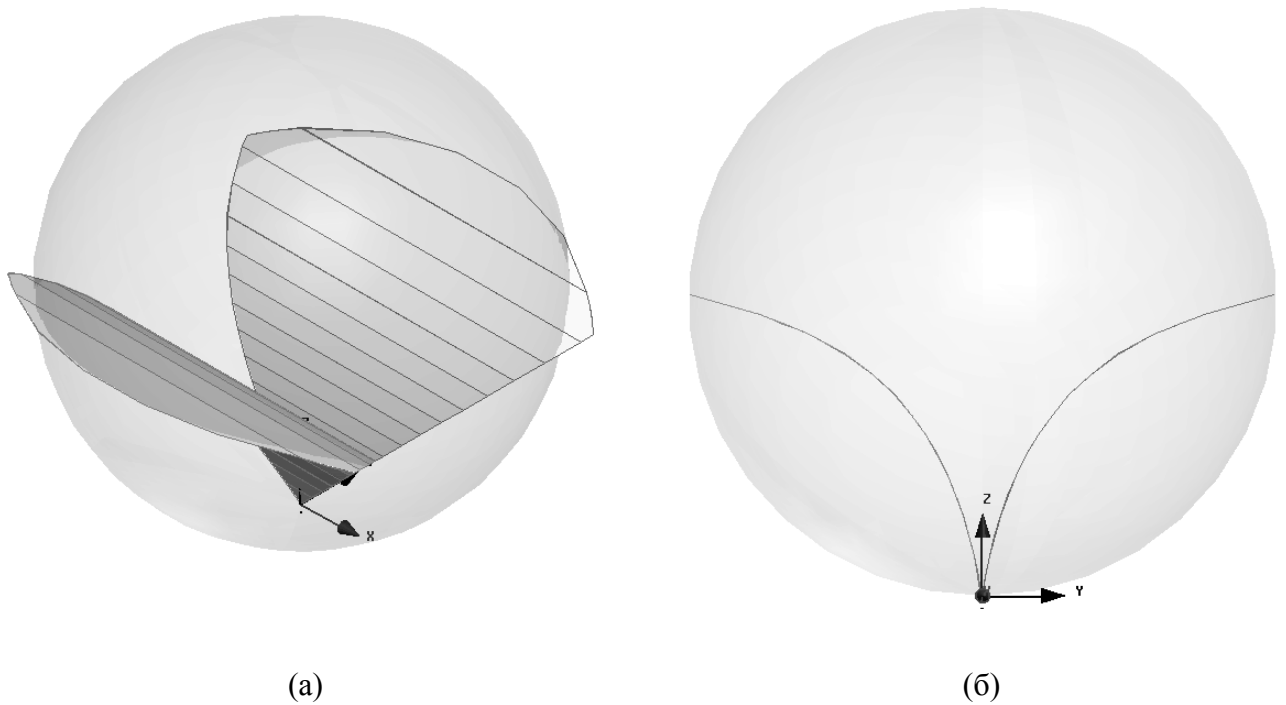


Рис. 2.9. Конструкция оптимизированного ТЕМ рупора:

(а) вид в изометрии, (б) сечение в E -плоскости

Из графиков, представленных на рис. 2.8, можно заключить, что наименьшую величину параметра ka_{low} имеют рупора с входным сопротивлением, равным сопротивлению питающей линии (50 Ом), и большим выходным сопротивлением.

В процессе оптимизации получен TEM рупор со следующими характеристиками: закон изменения волнового сопротивления – линейный, выходное сопротивление – максимальное в рамках данной модели ($Z_{вых} = 200$ Ом), входное волновое сопротивление равно сопротивлению коаксиальной линии ($Z_{вх} = 50$ Ом). Геометрию модели TEM рупора можно видеть на рис. 2.9.

Проведем проверку полученных результатов с использованием МКЭ.

Зависимость коэффициента отражения оптимизированного нерегулярного TEM рупора от ka представлена на рис. 2.10. Сплошная линия обозначает график зависимости, прямой штриховой линией отмечен уровень согласования –10 дБ.

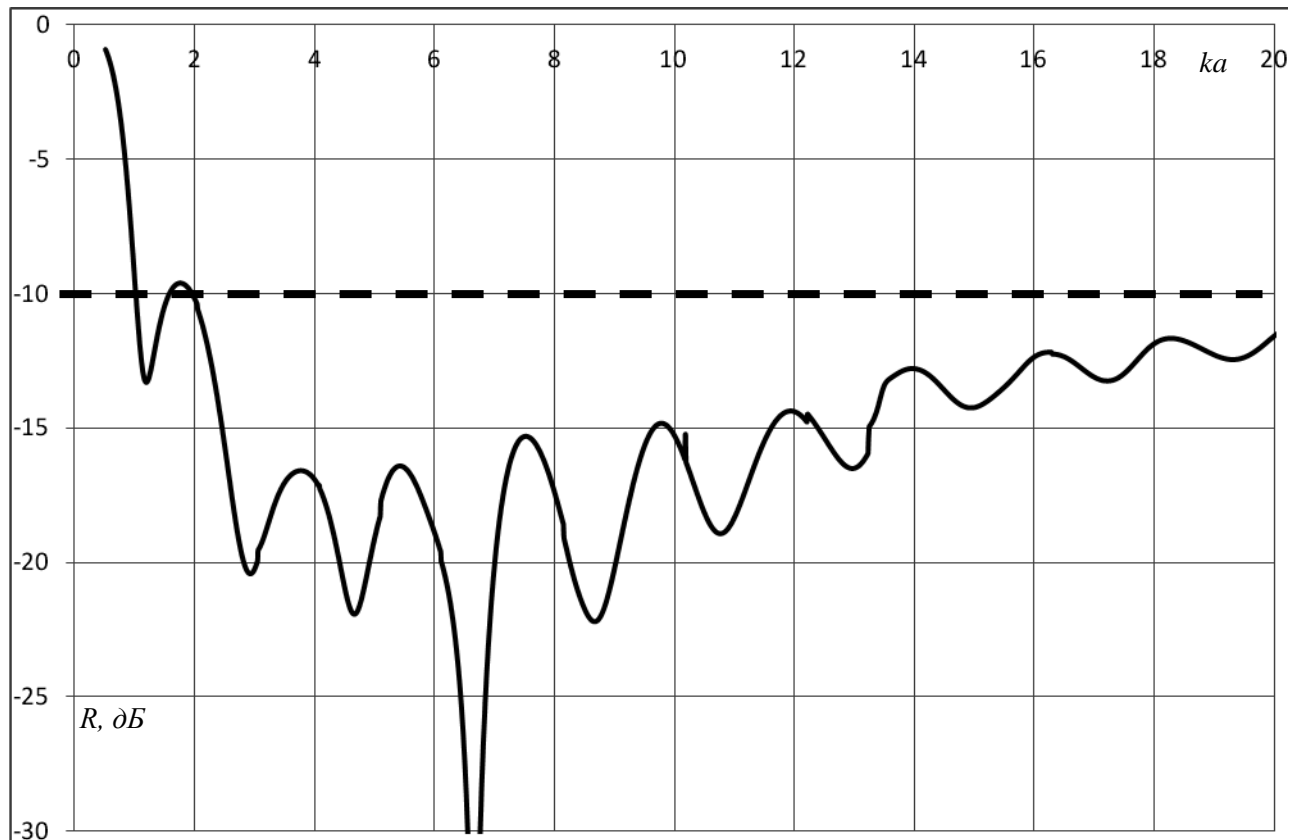


Рис. 2.10. Зависимость коэффициента отражения оптимизированного TEM рупора от ka .

Из графика, представленного на рис. 2.10, можно видеть, что параметр ka_{low} примерно равен 1, $ka_{high} = 40$, т.е. относительная ширина полосы согласования модели составляет более 1:40. Предлагаемый оптимизированный нерегулярный TEM рупор обладает одними из наименьших габаритов среди антенн своего типа (см. табл. 1).

На рис. 2.11 представлены диаграммы направленности оптимизированной антенны в E - и H -плоскости при различных значениях ka . Из рисунка можно видеть, что диаграмма направленности является узкой, направленной в E -плоскости, с низким уровнем боковых лепестков и незначительными колебаниями максимума. Ее ширина стабильна в полосе частот. В H -плоскости диаграмма практически столбообразная.

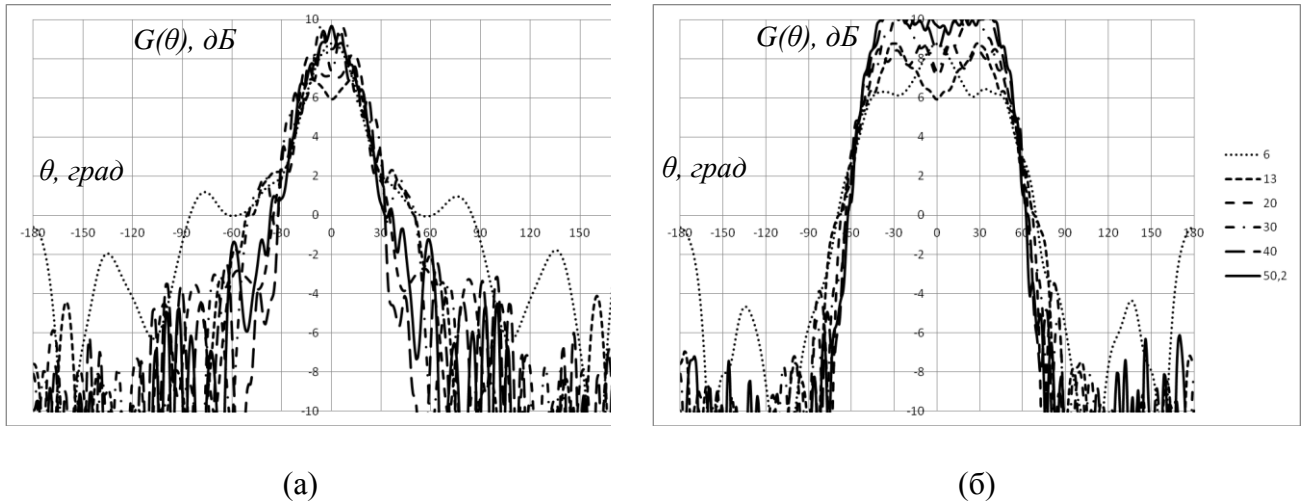


Рис. 2.11. Диаграмма направленности оптимизированного ТЕМ рупора для значений ka равных 6, 13, 20, 30, 40, 50.2 в (а) E -плоскости, (б) H -плоскости

2.2. АНАЛИТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ РАСПРОСТРАНЕНИЯ ОСНОВНОЙ ВОЛНЫ НЕРЕГУЛЯРНОЙ КУСОЧНО-ПЛОСКОЙ ПОЛОСКОВОЙ ЛИНИИ

Численно-аналитическая модель, изложенная в п. 2.2.1, определяет величину параметра ka_{low} с точностью 20% для различных конструкций плавно-нерегулярных рупорных ТЕМ антенн.

Однако можно отметить и несколько недостатков, присущих этой модели. Во-первых, она ограничена в возможностях изменения угла между проводниками β , т.к. сильно зависит от численных данных для волнового сопротивления ТЕМ рупора [70]. Это связано с тем, что именно волновое сопротивление является основным параметром, по которому проводится оптимизация. Однако численные данные в работе [70] приведены только для диапазона углов от 0° до 180° , причем значения волновых сопротивлений для рупоров с углами, близкими к 180° , не отличаются достоверностью. Во-вторых, как видно из рис. 2.4–2.6, лучше всего данная модель работает для случая незначительного изменения функции $\beta(x)$ вдоль длины нерегулярной линии, что также ограничивает возможности выбора этой функции.

Также следует заметить, что модель плавно-нерегулярной полосковой линии, проводники которой представляют собой гладкую поверхность, обладает бесконечным числом

геометрических параметров. В связи с этим модель нерегулярной линии, образующая которой представляет собой ломаную линию, более перспективна для оптимизации. Такого рода нерегулярные полосковые линии будем называть кусочно-плоскими.

Рассмотрим задачу распространения основной волны в кусочно-плоской полосковой линии и ее рассеяния на открытом конце в представлении нерегулярной линии как последовательности стыков плоских волноводов. Угол раскрыва проводников α остается постоянным вдоль всей длины линии, угол между проводниками β изменяется дискретно в точках излома образующей (см. рис. 2.12). Излучатель вписан в сферу с радиусом a .

Предлагаемая аналитическая модель основывается на решении Л.А. Вайнштейна для коэффициента отражения от конца плоского волновода из [74]:

$$R_{00} = \begin{cases} e^{-\pi q}, & 0 < q < 1, \\ e^{-\pi q} \frac{q + \gamma_1}{q - \gamma_1}, & 1 < q < 2, \end{cases} \quad (2.4)$$

где $\gamma_1 = \sqrt{q^2 - 1}$, $q = \frac{d}{\lambda} = \frac{kd}{2\pi}$, d – расстояние между проводниками плоского волновода.

Выразим вклад отдельных секций в коэффициент отражения нерегулярной полосковой линии с помощью формулы (2.4), модифицированной для расходящихся проводников:

$$R_{00i} = \begin{cases} e^{-\pi q_{eff_i}} \frac{g(0, 0, c_i)}{g(0, 0, 2)}, & 0 < q_{eff_n} < 1, \\ e^{-\pi q_{eff_i}} \frac{q_{eff_i} + \gamma_1}{q_{eff_i} - \gamma_1} \frac{g(0, 0, c_i)}{g(0, 0, 2)}, & 1 < q_{eff_n} < 2, \end{cases} \quad (2.5)$$

где $q_{eff_i} = \frac{kd_{eff_i}}{2\pi}$, d_{eff_i} равно длине дуги (см. рис. 2.12а), соединяющей расходящиеся проводники

нерегулярной линии, $g(\alpha, \beta, c) = g^- + \varepsilon g^+$ – дифракционный коэффициент, описывающий решение задачи дифракции плоской волны на клине, в котором

$g^\pm(\alpha, \beta, c) = \frac{1}{c} \sin \frac{\pi}{c} (\cos \frac{\pi}{c} - \cos \frac{\alpha \pm \beta}{c})^{-1}$, $c_i = \frac{\varphi_i}{\pi}$. Угол $\varphi_i = \frac{\beta_i}{2} - \frac{\beta_{i+1}}{2} + \pi$ (см. рис. 2.12а). Для

последней секции нерегулярной линии при переходе к свободному пространству $\varphi_n = 2\pi$.

Длины всех секций исследуемой линии равны L .

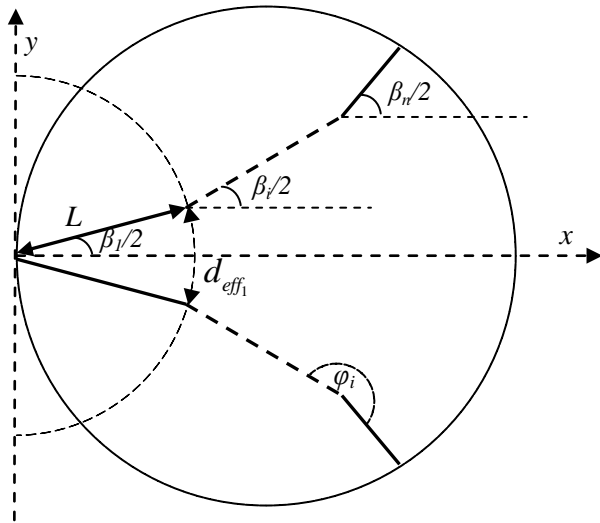
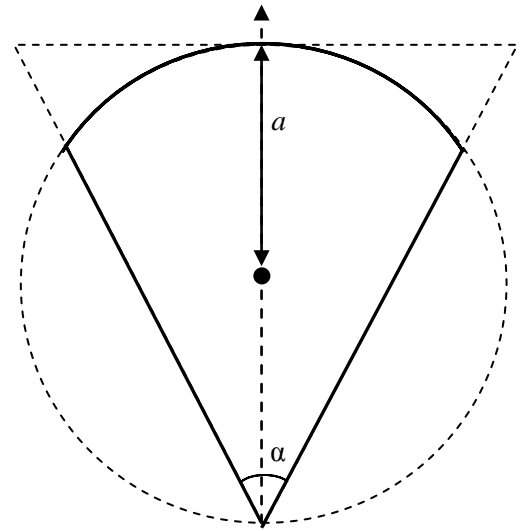
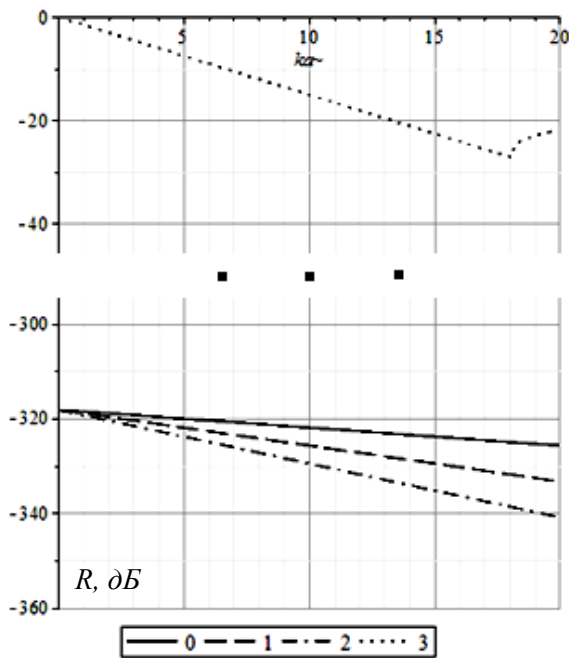
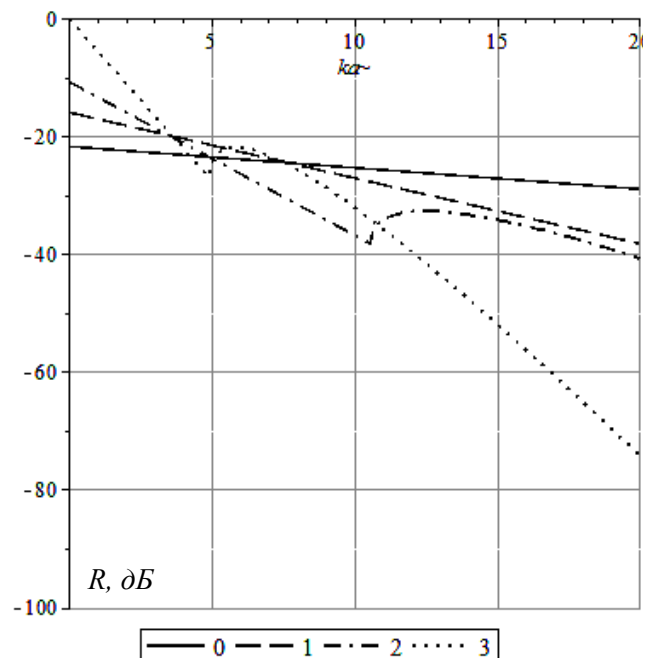
(а) Сечение в E -плоскости(б) Сечение в H -плоскости

Рис. 2.12. Сечения кусочно-плоской нерегулярной полосковой линии, ограниченной сферой радиусом a .

Применим формулу (2.5) для определения коэффициента отражения кусочно-плоского ТЕМ рупора (см. рис. 2.12), в том числе для определения вкладов в коэффициент отражения отдельных секций рупора с учетом влияния соседних секций.



(а)



(б)

Рис. 2.13. Зависимости коэффициента отражения для отдельных секций от ka для конструкций ТЕМ рупоров с углами β_i , равными (а) 10° , $i = 1..4$ (б) $\beta_1=10^\circ$, $\beta_2=20^\circ$, $\beta_3=40^\circ$ и $\beta_4=80^\circ$

На рис. 2.13 представлены зависимости коэффициента отражения от ka , полученные с помощью формулы (2.5). Одна кривая соответствует зависимости коэффициента отражения от ka для одной секции четырехсекционного рупора. На рис. 2.13а изображены зависимости для регулярного рупора, на рис. 2.13б – для нерегулярного рупора.

Из рис. 2.13 можно видеть, что вклад секции сильно зависит от влияния последующей секции. Например, вклады в отражение промежуточных секций регулярного рупора стремятся к нулю. Вклад в отражение последней секции рупора является наиболее существенным.

Полный коэффициент отражения нерегулярной полосковой линии получается как сумма вкладов в отражение отдельных секций нерегулярной линии, взятых с соответствующим набегом фазы. Он выражается по формуле:

$$R_{00} = \sum_{j=1}^n \exp\left(I \frac{\pi}{2} + 2IkLj\right) \cdot \begin{cases} e^{-\pi q_{eff_j}} \frac{g(0,0,c_j)}{g(0,0,2)}, & 0 < q_{eff} < 1, \\ e^{-\pi q_{eff_j}} \frac{q_{eff_j} + \gamma_{1_j}}{q_{eff_j} - \gamma_{1_j}} \frac{g(0,0,c_j)}{g(0,0,2)}, & 1 < q_{eff} < 2. \end{cases} \quad (2.6)$$

Для вычисления отражения от узла возбуждения используется соотношение (2.1). Волновое сопротивление регулярного рупора определяется на основе данных из работы [70]. Начальный угол β_1 выбирается таким, чтобы входное волновое сопротивление начальной секции рупора совпадало с волновым сопротивлением питающей линии, т.е. 16.61° . Таким образом, отражение от узла возбуждения считается равным нулю.

Проведем исследования с целью оценки точности определения величины параметра ka_{low} для кусочно-плоских ТЕМ рупоров с различным количеством секций и различными последовательностями значений углов β_i с помощью предлагаемой аналитической модели.

На рис. 2.14–2.16 приведены зависимости коэффициента отражения от ka , вычисленного с использованием аналитической модели (штриховая линия) и с использованием МКЭ (сплошная линия). Прямая штрих-пунктирная линия обозначает уровень -10 дБ.

Из графиков, представленных на рис. 2.14–2.16, видно, что предлагаемая аналитическая модель описывает величину параметра ka_{low} с точностью 10%. Это позволяет использовать данную модель для оптимизации геометрии нерегулярного ТЕМ рупора.

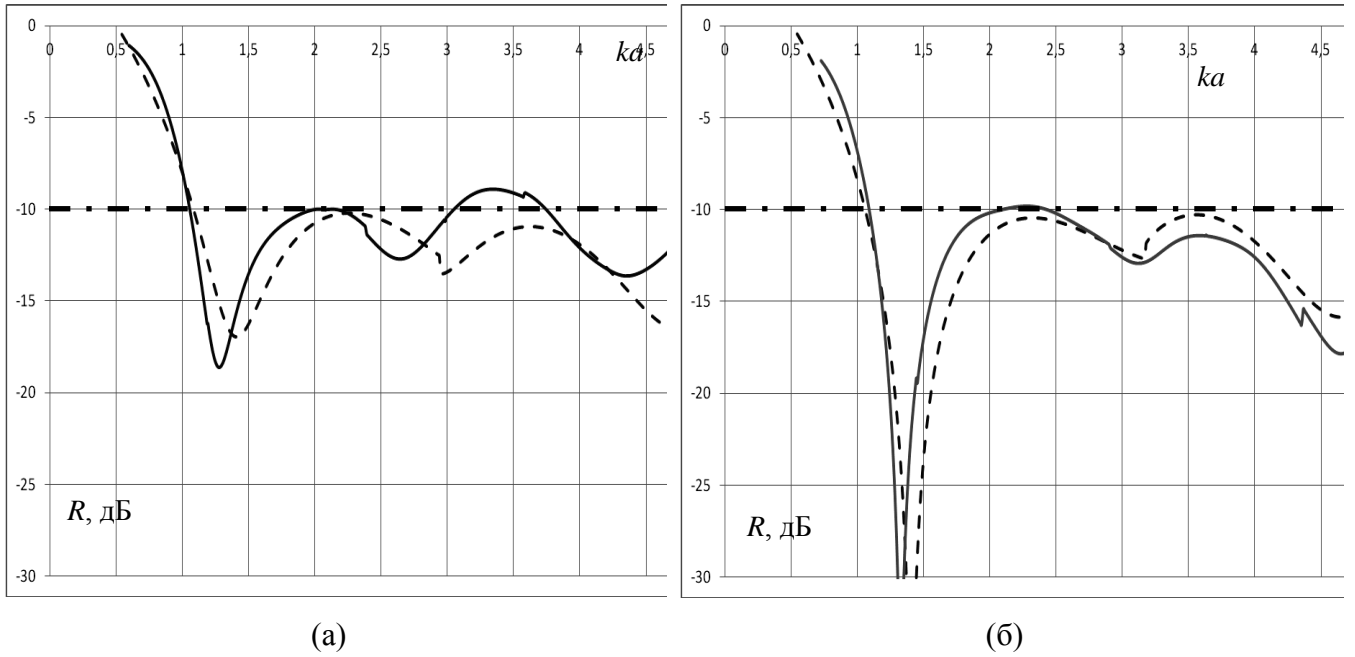


Рис. 2.14. Зависимость коэффициента отражения для четырехсекционных рупоров от ka углы β_i принимают значения для $i = 1..4$ (а) $16.61^\circ, 65^\circ, 95^\circ, 110^\circ$ (б) $16.61^\circ, 60^\circ, 120^\circ, 130^\circ$

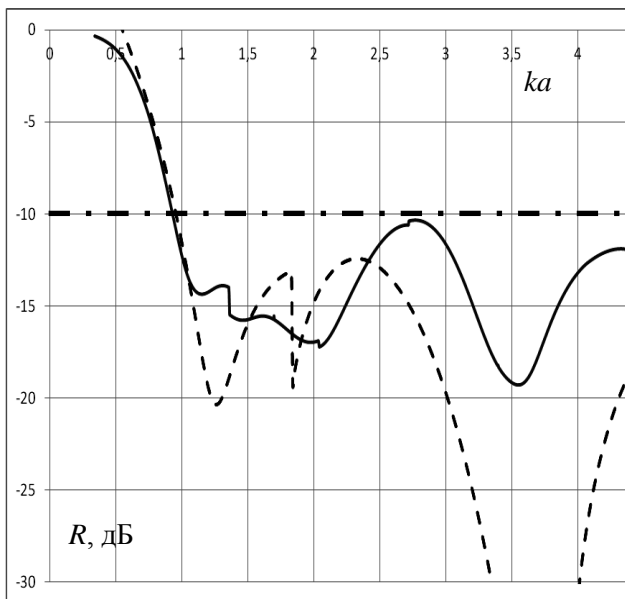


Рис. 2.15. Зависимость коэффициента отражения восьмисекционного рупора от ka углы β_i принимают значения для $i = 1..8$ $16.61^\circ, 30^\circ, 40^\circ, 70^\circ, 70^\circ, 70^\circ, 360^\circ, 360^\circ$

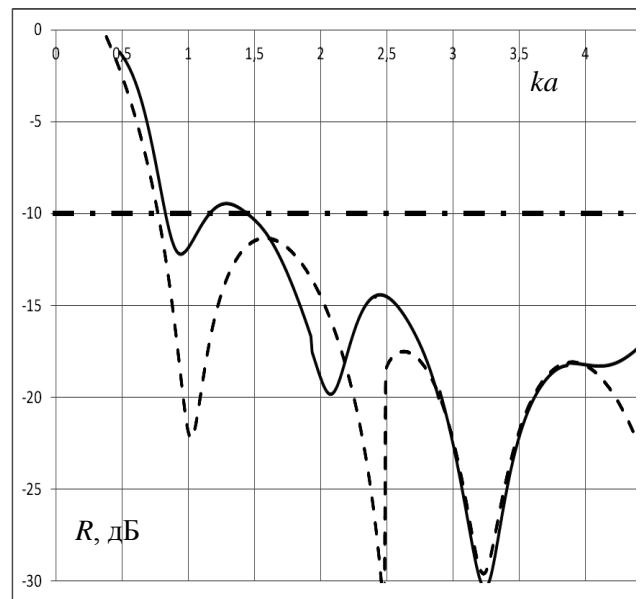


Рис. 2.16. Зависимость коэффициента отражения десятисекционного рупора от ka углы β_i принимают значения для $i = 1..10$ $16.61^\circ, 30^\circ, 40^\circ, 50^\circ, 70^\circ, 80^\circ, 90^\circ, 90^\circ, 90^\circ, 90^\circ$

Проведем оптимизацию с помощью предлагаемой модели для решения задачи нахождения геометрии нерегулярного рупора, обеспечивающей минимум параметра ka_{low} .

Выберем в качестве целевой функции оптимизации величину параметра КИР (ka_{low}). Найдем конструкцию нерегулярного рупора, обеспечивающую максимальное значение целевой функции (минимальное значение ka_{low}).

В предлагаемой аналитической модели полное отражение всего излучателя получается как сумма отражений от неоднородностей. Таким образом, коэффициент отражения зависит от последовательности значений β_i – углов изломов секций рупора, n – количества секций в рупоре и a – радиуса сферы, описанной вокруг антенны, который находится по формуле:

$$a = L \frac{\left(\sum_{j=1}^n \cos \beta_j \right)^2 + \left(\sum_{j=1}^n \sin \beta_j \right)^2}{2 \sum_{j=1}^n \cos \beta_j}, \quad (2.7)$$

где L – длина секции рупора.

Оптимизацию будем проводить в два этапа.

На первом этапе для модели рупора с количеством секций, равным n , переберем последовательно модели с различными значениями углов β_i . Для этих конструкций с помощью формулы (2.6) аналитически определим значение параметра ka_{low} . На втором этапе из всех вариантов выберем оптимальные модели и определим диапазоны изменения углов β_i , обеспечивающих максимум значения целевой функции.

Затем увеличим количество секций и для модели рупора с количеством секций, равным $n+1$, проведем первый этап оптимизации с учетом диапазонов изменения углов β_i , полученных на предыдущем шаге. При этом считаем, что новая секция добавляется в области узла возбуждения.

Например, модели из восьми секций соответствует следующий набор данных: параметр ka_{low} , и восемь значений углов β_i , $i = 1..8$. Рис. 2.17 представляет собой визуализацию результатов, полученных в процессе оптимизации этой модели.

Координатами точек на оси абсцисс являются значения параметра ka_{low} для выбранной модели рупора, а на оси ординат – величина углов β_i в градусах, $i = 2..6$. Для любой модели первый угол (β_1) равен 16.61° для обеспечения согласования с питающей линией. Значения углов от β_2 до β_6 представлены на рис. 2.17. Углы β_7 , β_8 , исходя из данных, полученных на предыдущем шаге, имеют значение, равное 360° . Таким образом, на вертикальной прямой, пересекающей ось абсцисс в точке $[ka_{low}, 0]$, лежат значения углов β_i , $i = 2..6$, для

соответствующей модели рупора из восьми секций. Например, для модели с $ka_{low}=0.95$ углы β_i ($i = 1..8$) принимают значения $16.61^\circ, 30^\circ, 40^\circ, 80^\circ, 80^\circ, 80^\circ, 360^\circ, 360^\circ$.

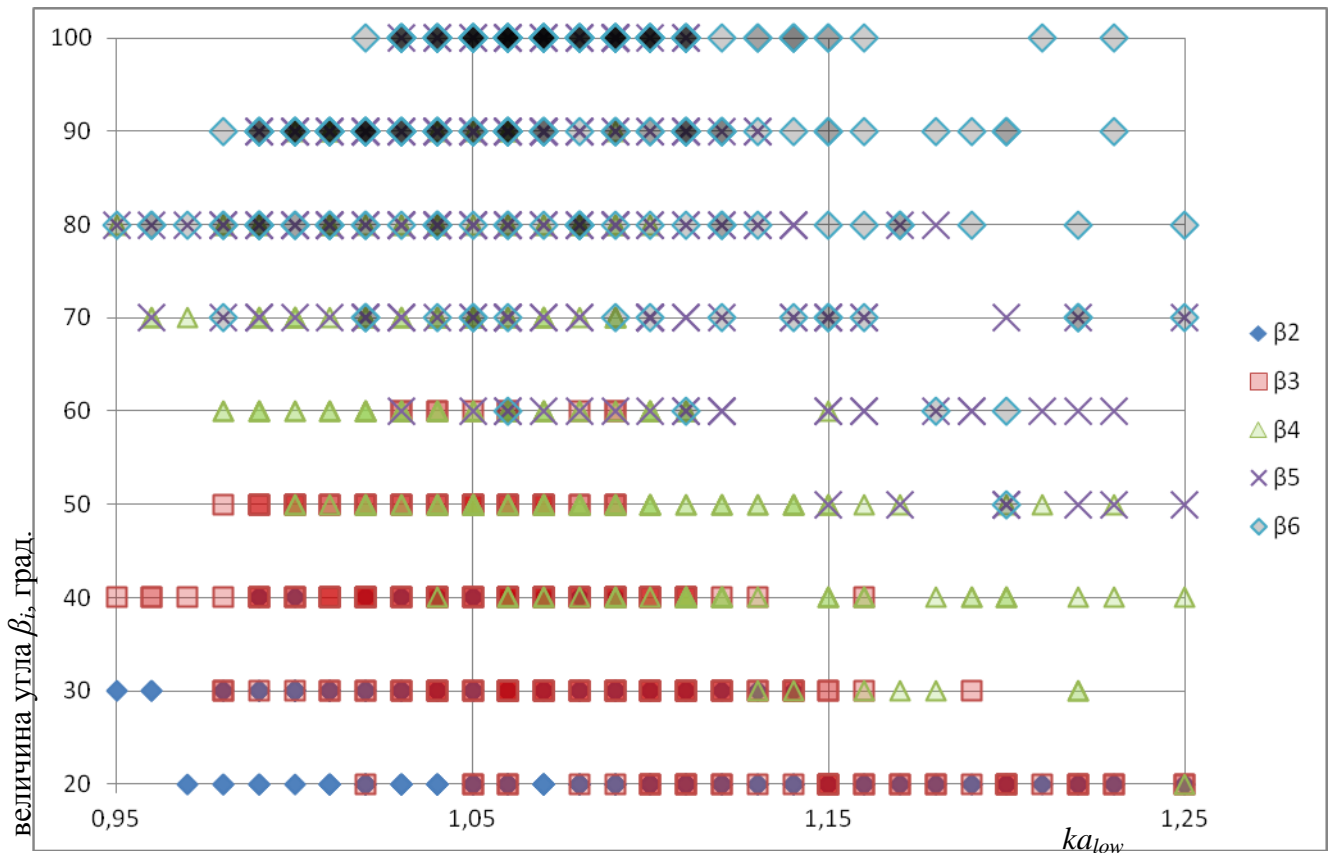


Рис. 2.17. Параметр ka_{low} для конструкций рупоров из восьми секций с различными значениями углов β_i

Исходя из рис. 2.17, можно сделать вывод, что первоначальные значения углов для оптимизации следует выбирать из следующих диапазонов: для углов β_2, β_3 от 20° до 60° , для угла β_4 от 50° до 80° , а β_5, β_6 – от 60° до 100° .

Согласно проведенным вычислениям, с увеличением количества секций уменьшается величина параметра ka_{low} при заданных габаритах рупора. Зависимость ka_{low} от количества секций приведена на рис. 2.18.

В результате оптимизации получен ТЕМ рупор из 14 секций, для которого углы между пластинами секций рупора $\beta_i, i = 1..14$, соответственно, равны [$16.61^\circ, 30^\circ, 40^\circ, 40^\circ, 70^\circ, 80^\circ, 80^\circ, 80^\circ, 340^\circ, 360^\circ, 370^\circ, 380^\circ, 390^\circ, 400^\circ$]. Геометрия модели ТЕМ рупора показана на рис. 2.19.

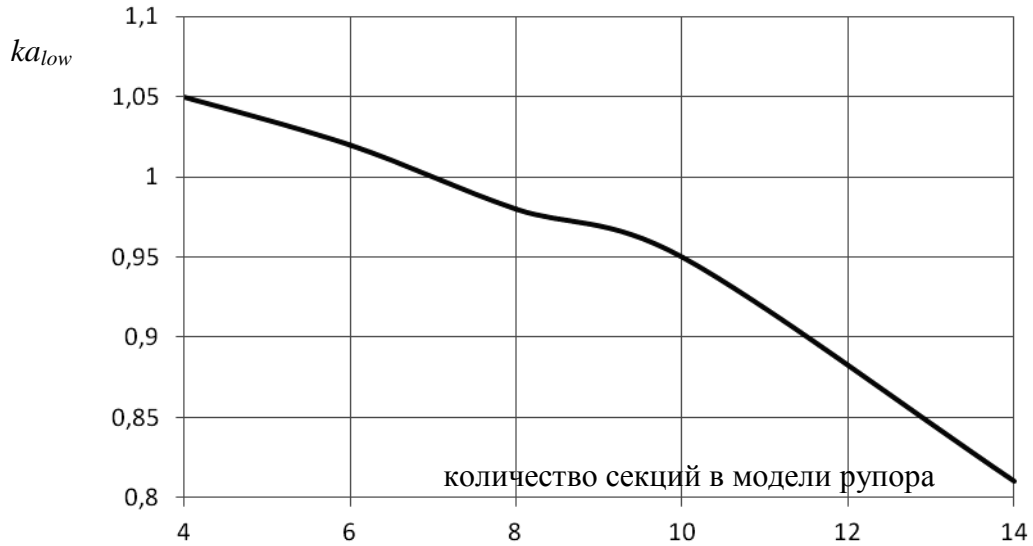


Рис. 2.18. Зависимость параметра ka_{low} от количества секций в модели рупора

Таким образом, в процессе оптимизации получен рупор с усеченной цилиндрической апертурной согласующей секцией. Модификация рупора с помощью подобных секций известна как надежный и простой способ уменьшения величины параметра ka_{low} (см. п. 1.1.2, [34-35]).

Проведем проверку результатов оптимизации с использованием МКЭ.

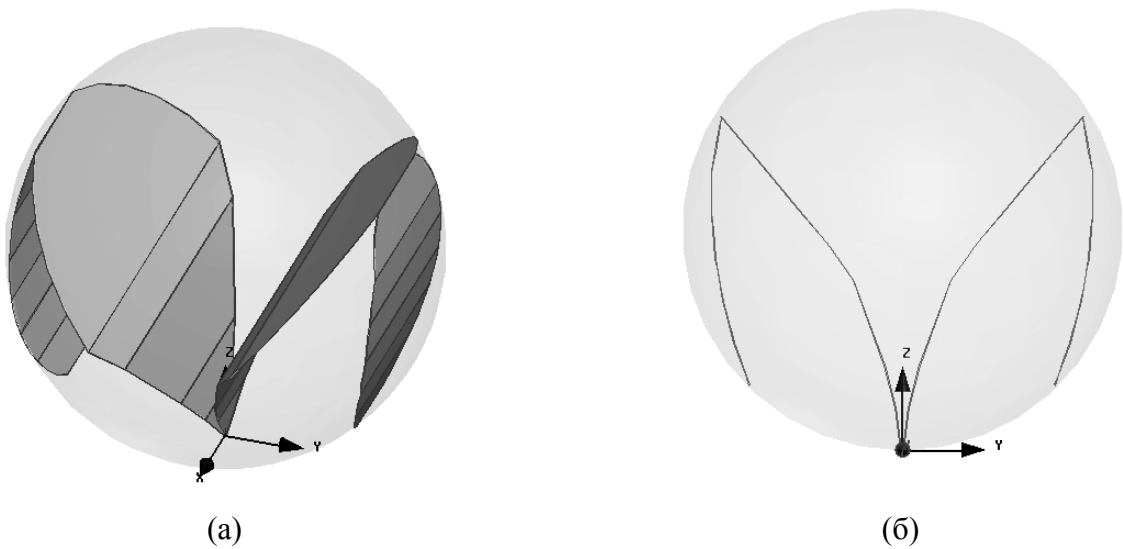


Рис. 2.19. Конструкция оптимизированного ТЕМ рупора:

(а) вид в изометрии, (б) сечение в Е-плоскости

На рис. 2.20 представлена зависимость коэффициента отражения от ka нерегулярного ТЕМ рупора, оптимизированного с использованием предложенной аналитической модели. Сплошная линия обозначает график этой зависимости, прямой штриховой линией отмечен уровень согласования -10 дБ.

Из графика, представленного на рис. 2.20, можно видеть, что параметр ka_{low} равен 0.81, верхняя граница $ka_{high} = 16.75$, т.е. относительная ширина полосы согласования модели составляет более 1:20. Предлагаемый оптимизированный нерегулярный ТЕМ рупор находится на первом месте по величине параметра ka_{low} среди антенн своего типа.

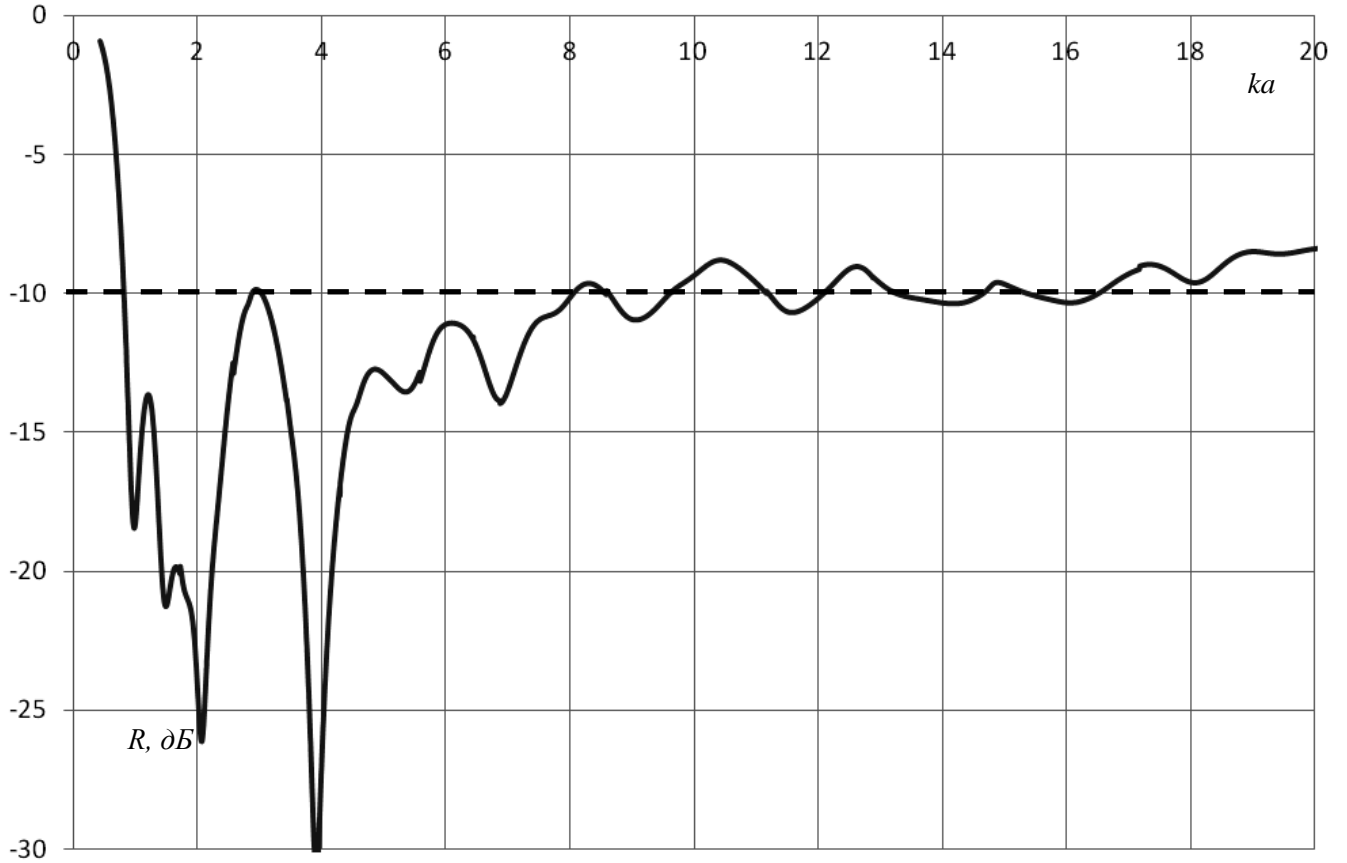


Рис. 2.20. Зависимость коэффициента отражения оптимизированного ТЕМ рупора от ka

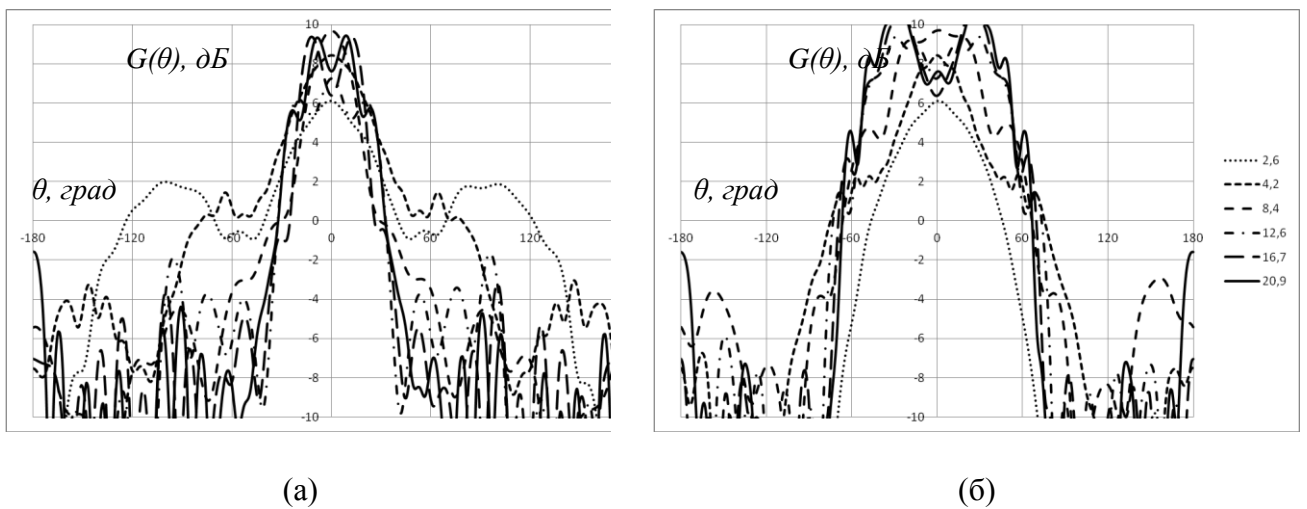


Рис. 2.21. Диаграмма направленности оптимизированного ТЕМ рупора для значений ka , равных 2.5, 4.2, 8.4, 12.6, 16.7, 20.9 в (а) E -плоскости, (б) H -плоскости

На рис. 2.21 представлены диаграммы направленности оптимизированной антенны в E - и H -плоскости при различных значениях ka . Из графиков, представленных на рис. 2.21, можно видеть, что рупор обладает хорошей направленностью и низким уровнем боковых лепестков при больших значениях ka . Отметим также, что с ростом ka усиление увеличивается. При этом на главном направлении излучения при значениях ka , больших 10, появляются провалы. Ширина диаграммы направленности по уровню -10 дБ нестабильна.

2.1. АНАЛИЗ И ОПТИМИЗАЦИЯ ХАРАКТЕРИСТИК СОГЛАСОВАНИЯ ПОЛИГОНАЛЬНЫХ ТЕМ РУПОРОВ

Как отмечалось в п. 1.1, можно выделить два типа нерегулярностей рупорных ТЕМ антенн. Это рупора, нерегулярные в E -плоскости [23-61], и рупора, нерегулярные в H -плоскости [22, 56-57, 59]. Также в одной модели могут встречаться оба типа нерегулярностей [58-59]. Данный раздел посвящен рупорам, нерегулярным в H -плоскости.

В главе 1 рассмотрены различные подходы к выбору формы пластины. Наиболее часто применяются такие методы, как численная оптимизация и представление в виде неоднородного волноводного перехода. В случае ТЕМ рупора, нерегулярного в H -плоскости, разработка аналитических моделей, в том числе волноводных, вызывает определенные трудности. Это связано с тем, что распределение электромагнитного поля между стенками рупора неизвестно и сложно оценить влияние их геометрии на коэффициент отражения. Таким образом, выберем для нахождения формы пластины антенны численную оптимизацию.

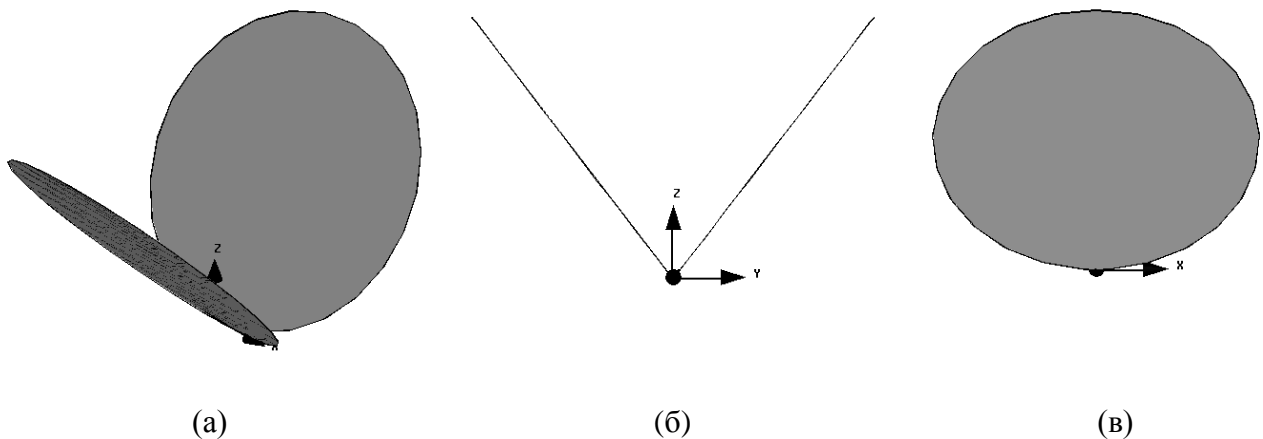


Рис. 2.22. Геометрия рупора, нерегулярного в H -плоскости
(а) изометрия, (б) вид в E -плоскости, (в) вид в H -плоскости

Рассмотрим задачу оптимизации формы пластины ТЕМ рупора. Угол между пластинами β остается постоянным вдоль всей длины рупора, угол раскрытия пластины α изменяется дискретно в точках излома линии, ограничивающей пластину. Будем называть такие ТЕМ

рупора полигональными. ТЕМ рупор вписан в сферу с радиусом a . Геометрию этой антенны можно видеть на рис. 2.22.

Характеристики согласования будем вычислять с помощью МКЭ. Целевой функцией оптимизации выберем значение параметра КИР (ka_{low}). Оптимизация проводилась квазиньютоновским методом.

В результате оптимизации получена антенна, пластины которой имеют форму многоугольника, вписанного в круг (см. рис. 2.22). В процессе оптимизации угол между пластинами рупора β принял значение 75° .

Для оптимизированной антенны вычислим характеристики согласования и излучения с использованием МКЭ.

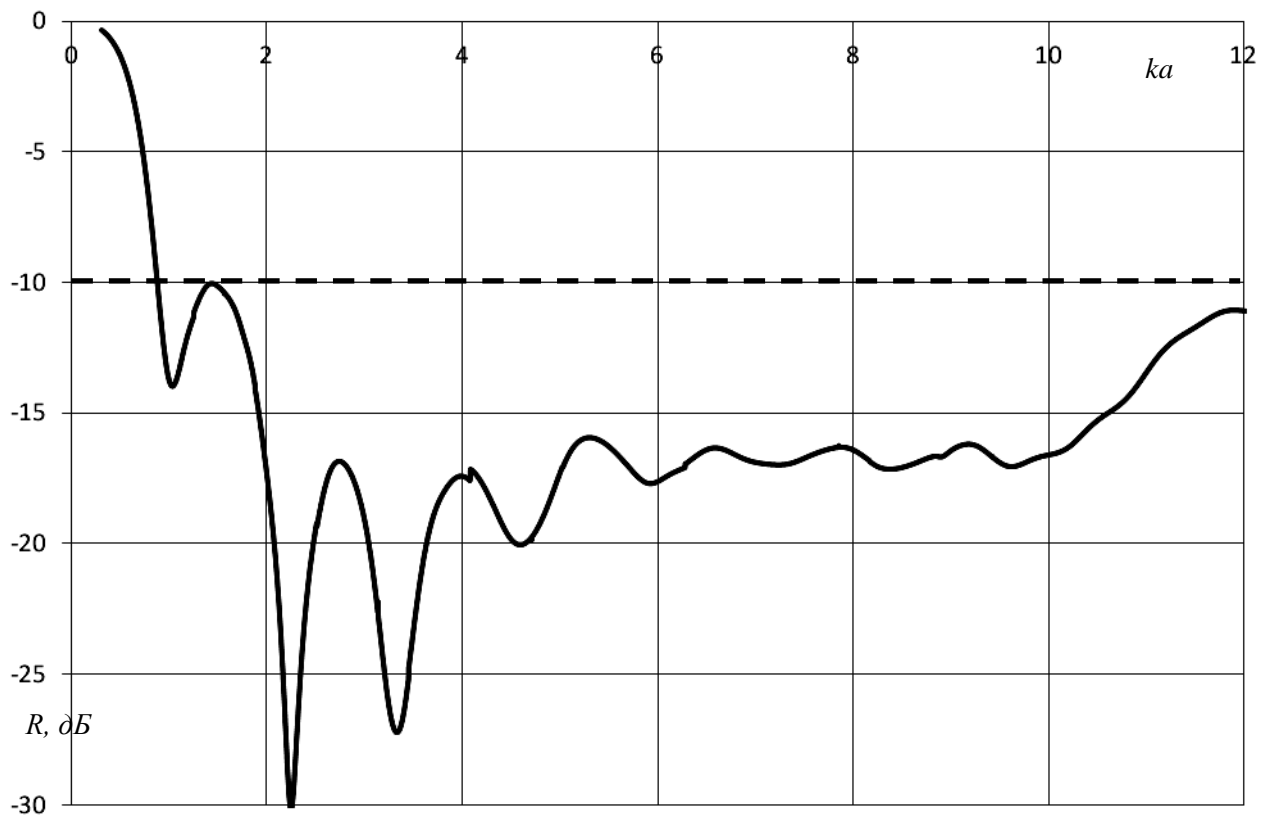


Рис. 2.23. Зависимость коэффициента отражения полигонального рупора от ka

На рис. 2.23 можно видеть зависимость коэффициента отражения от ka в сверхширокой полосе частот. Сплошная линия обозначает график этой зависимости, прямой штриховой линией отмечен уровень согласования -10 дБ.

Из графика, представленного на рис. 2.23, можно видеть, что параметр ka_{low} равен 0.8, параметр $ka_{high} = 12.56$, т.е. относительная ширина полосы согласования модели составляет чуть меньше 1:15. Следует также отметить, что эта конструкция удобна и проста в изготовлении.

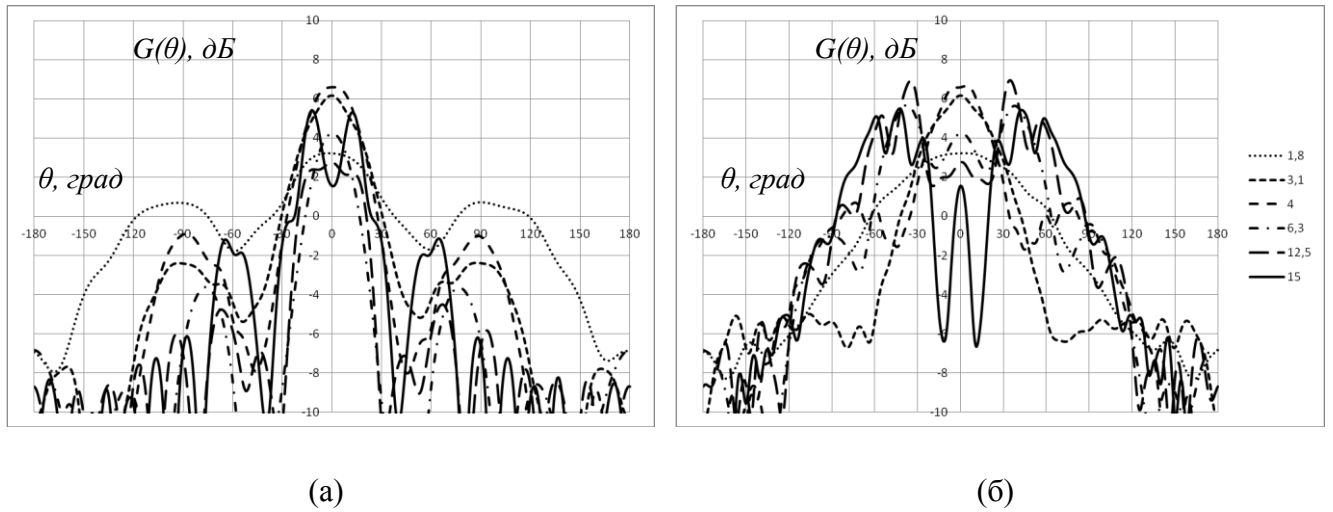


Рис. 2.24. Диаграммы направленности полигональной рупорной антенны, полученные для значений ka , равных 1.8, 3.1, 4, 6.3, 12.5, 15 (а) E -плоскости, (б) H -плоскости

На рис. 2.24 представлены диаграммы направленности для полигональной рупорной антенны при различных значениях ka .

Из рис. 2.24 можно видеть, что диаграмма направленности рупора схожа по структуре с диаграммами направленности ранее рассмотренных моделей, но даже на при небольших значениях ka отличается изрезанностью и провалами на главном направлении излучения.

ВЫВОДЫ

В данной главе предлагается несколько моделей распространения основной волны нерегулярной полосковой линии и ее рассеяния на открытом конце.

Проведено исследование нерегулярных ТЕМ рупорных антенн с использованием развитых численно-аналитических моделей и МКЭ, и показана возможность использования разработанных моделей для оптимизации качества согласования ТЕМ рупоров.

Модель, полученная с использованием метода поперечных сечений, решения А. Зоммерфельда для дифракции плоской волны на полуплоскости и решения В.А. Калошина для матрицы рассеяния на стыке рупоров, применена для анализа и оптимизации характеристик согласования рупора, образующая которого представляет собой гладкую кривую. Эта модель обеспечивает нахождение значения параметра ka_{low} с ошибкой менее 20% для рупоров с незначительным изменением угла между пластинами β вдоль длины рупора.

Модель, полученная с использованием решения А. Зоммерфельда для дифракции плоской волны на полуплоскости и решения Л.А. Вайнштейна для отражения от конца плоского волновода, применена для анализа и оптимизации характеристик согласования рупора, образующая которого представляет собой ломаную. Эта модель обеспечивает нахождение значения параметра ka_{low} с ошибкой менее 10%.

При сравнении конструкций антенн, полученных в процессе оптимизации с использованием описанных выше моделей, можно видеть, что первая оптимизированная конструкция отличается более широкой полосой согласования, а вторая – меньшими габаритами. Ширина полосы согласования может объясняться гладкостью образующей.

Численно оптимизирован и исследован вариант плавно-нерегулярной экспоненциальной рупорной антенны. Предлагаемая конструкция обладает компактными размерами и широкой полосой согласования.

Также численно оптимизирован и исследован вариант полигональной рупорной антенны, пластины которой имеют форму многоугольника, вписанного в круг. Предлагаемая конструкция обладает небольшой величиной параметра ka_{low} , сравнимой с аналогичными параметрами наилучших в своем классе антенн, а также широкой полосой согласования.

Диаграммы направленности предлагаемых антенн сильно изрезаны при больших значениях ka .

Форма диаграммы направленности в E -плоскости регулярных и нерегулярных ТЕМ рупоров сильно зависит от частоты. Для небольших электрических размеров ka направленность и усиление регулярного рупора быстро растет, однако с увеличением электрического размера рост направленности останавливается, и появляется изрезанность диаграммы (см. пункт 3.2.2).

Таким образом, возникает задача разработки моделей излучения основной волны нерегулярной полосковой линии в сверхширокой полосе частот, а также оптимизации на их основе геометрии нерегулярных ТЕМ рупоров с целью получения заданных характеристик излучения.

Эта задача решается в третьей главе диссертации.

Материалы, изложенные в данной главе, доложены на VI Всероссийской конференции «Радиолокация и радиосвязь» (Москва, ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН, 2012), 8-ой Отраслевой научной конференции «Технологии информационного общества» (Москва, МТУСИ, 2014), 31st URSI General Assembly and Scientific Symposium, (Beijing, China 2014), конкурсе молодых ученых им. И.В. Анисимкина ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН (Москва, ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН, 2014) и опубликованы в трудах этих конференций в работах [21], [76], а также в статьях [14], [73], [102].

ГЛАВА 3

3. МОДЕЛИРОВАНИЕ ИЗЛУЧЕНИЯ ОСНОВНОЙ ВОЛНЫ
НЕРЕГУЛЯРНОЙ ПОЛОСКОВОЙ ЛИНИИ
И ОПТИМИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ ТЕМ РУПОРОВ

ВВЕДЕНИЕ

Рассмотрим вопрос построения моделей излучения основной волны нерегулярной полосковой линии (рис. 2.12). Эта задача не менее актуальна, чем построение моделей ее распространения и рассеяния.

В работах [30, 36, 40, 60-61] предлагаются различные модели излучения основной волны нерегулярной полосковой линии. Эти модели используются для стабилизации формы диаграммы направленности нерегулярного ТЕМ рупора во всей рабочей полосе частот. Данная задача может решаться с применением универсальных программных комплексов электродинамического моделирования или с помощью физических экспериментов. Однако, как было отмечено в главах 1–2, оптимизация этими методами требует больших временных затрат. В данной главе предлагается решить эту проблему с помощью разработки численно-аналитических моделей излучения основной волны нерегулярной полосковой линии.

3.1. АНАЛИТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ИЗЛУЧЕНИЯ
НЕРЕГУЛЯРНОЙ ПОЛОСКОВОЙ ЛИНИИ3.1.1. ВЫЧИСЛЕНИЕ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ ТЕМ РУПОРА
В E -ПЛОСКОСТИ С ПОМОЩЬЮ МОДЕЛИ ПЛОСКОГО ВОЛНОВОДА

Рассмотрим задачу построения модели излучения нерегулярной полосковой линии с использованием решения Л.А. Вайнштейна для излучения из конца плоского волновода. Угол между проводниками нерегулярной линии β изменяется дискретно в точках излома образующей (см. рис. 2.12). Излучатель вписан в сферу с радиусом a .

В главе 2 распространение основной волны нерегулярной полосковой линии и ее рассеяние описывается с помощью модели плоского волновода, полученной Л.А. Вайнштейном в [74]. Применим похожий подход для описания излучения такой линии. Будем строить диаграмму направленности нерегулярной линии с помощью выражения из [74] для диаграммы направленности плоского волновода в E -плоскости:

$$F(\theta) = P \frac{e^{-\pi q} e^{-\pi q \cos \theta} \sin(\pi q \sin \theta)}{\pi \sin \theta}, \quad (3.1)$$

где $q = \frac{d}{\lambda} = \frac{kd}{2\pi}$, k – волновое число свободного пространства, θ – зенитный угол в сферической системе координат, d – расстояние между проводниками волновода, P – мощность падающей волны, которая при переходе к нормированной диаграмме направленности сокращается.

Для получения диаграммы направленности в E -плоскости нерегулярной полосковой линии в формуле (3.1) расстояние между проводниками плоского волновода d заменяется дугой, соединяющей расходящиеся проводники нерегулярной линии d_{eff} . Таким образом, диаграмма направленности в E -плоскости нерегулярной линии определяется из соотношения:

$$F(\theta) = \frac{e^{-\pi q_{\text{eff}}} e^{-\pi q_{\text{eff}} \cos \theta} \sin(\pi q_{\text{eff}} \sin \theta)}{\pi \sin \theta}, \quad (3.2)$$

где $q_{\text{eff}} = \frac{kd_{\text{eff}}}{2\pi}$. Диаграмма направленности нерегулярной полосковой линии, вычисленная по формуле (3.2), зависит только от угла между проводниками последней перед апертурой секции.

Проведем численные исследования разработанной модели. Оценим точность построения с ее помощью главного лепестка нормированных диаграмм направленности вплоть до уровня -10 дБ для нерегулярных кусочно-плоских ТЕМ рупоров различных электрических размеров ka . Для проверки точности модели результаты, полученные с помощью формулы (3.2), сравним с результатами, полученными с помощью МКЭ.

На рис. 3.1–3.4 изображены нормированные диаграммы направленности в E -плоскости для рупора, состоящего из 6 секций с углами между пластинами β_i , равными 16.61, 36.61, 46.61, 86.61, 96.61, 96.61, $i = 1..6$, соответственно. Сплошной линией обозначены диаграммы направленности в E -плоскости, полученные с помощью формулы (3.2), штриховой – с помощью МКЭ. Горизонтальной прямой линией отмечен уровень -10 дБ.

Введем в рассмотрение понятие полуширины главного лепестка диаграммы направленности в E -плоскости по уровню -10 дБ – угол θ в градусах, при котором главный лепесток диаграммы направленности в E -плоскости пересекает уровень -10 дБ (далее – полуширина диаграммы направленности).

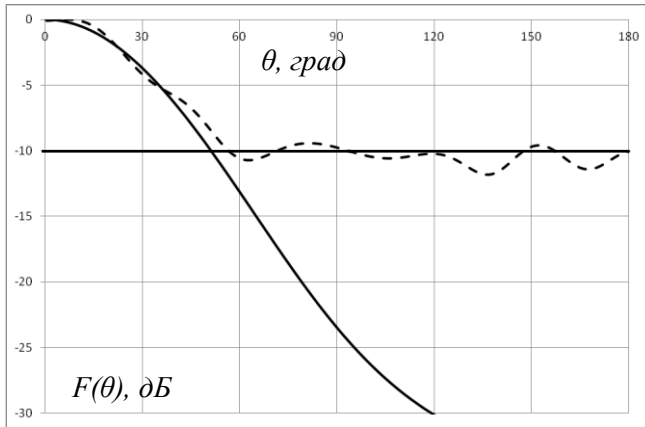


Рис. 3.1. Диаграмма направленности
в E -плоскости для $ka = 3$

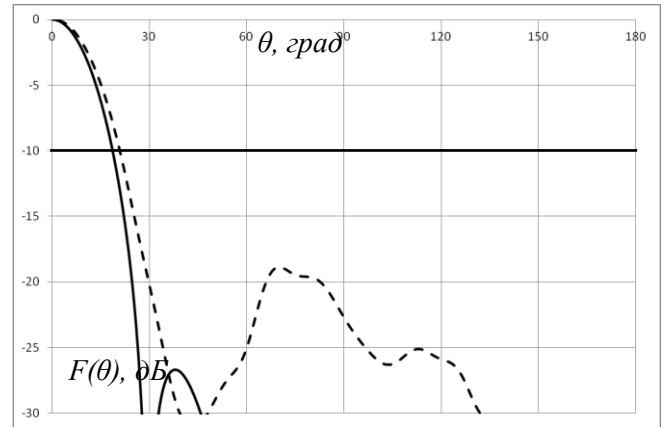


Рис. 3.2. Диаграмма направленности
в E -плоскости для $ka = 6.3$

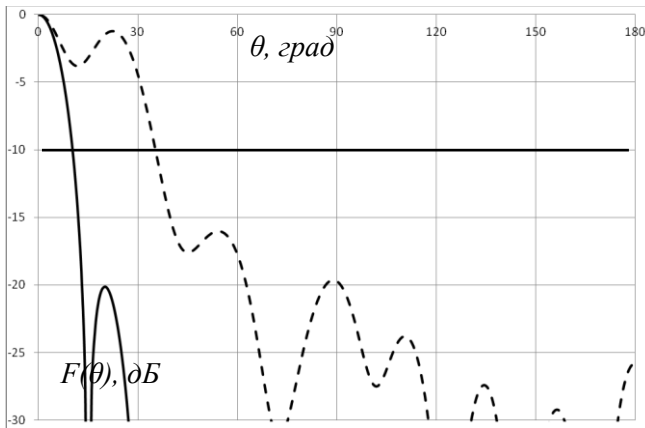


Рис. 3.3. Диаграмма направленности
в E -плоскости для $ka = 12$

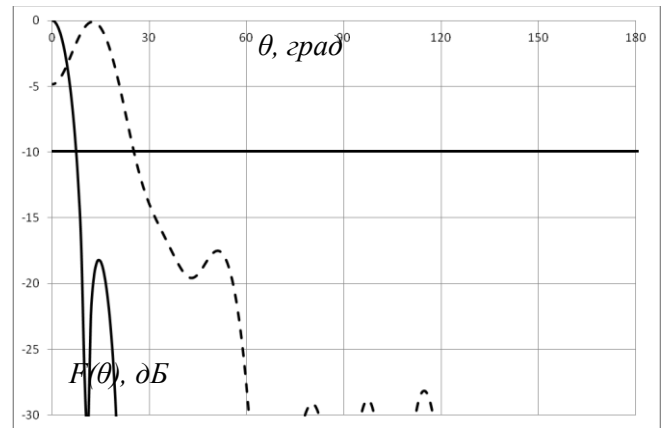


Рис. 3.4. Диаграмма направленности
в E -плоскости для $ka = 17$

Из рис. 3.1–3.4 можно видеть, что при значениях ka , изменяющихся в пределах от 3 до 7, диаграмма направленности узконаправленная, причем направленность растет с ростом ka . Боковые лепестки в данной полосе частот очень незначительны. Предлагаемая модель описывает полуширину диаграммы направленности в E -плоскости по уровню -10 дБ при малых значениях ka с точностью 15%. Для значений ka , больших 7, диаграмма направленности приобретает сложную изрезанную форму. Эти изменения модель не отражает. Отметим также, что большим достоинством модели является простота формулы.

3.1.2. ВЫЧИСЛЕНИЕ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ ТЕМ РУПОРА В E -ПЛОСКОСТИ АПЕРТУРНЫМ МЕТОДОМ ГЮЙГЕНСА-КИРХГОФА

Рассмотрим задачу построения модели излучения нерегулярной кусочно-плоской полосковой линии с помощью апертурного метода Кирхгофа. Угол между проводниками β

изменяется дискретно в точках излома образующей (см. рис. 2.12). Излучатель вписан в сферу с радиусом a .

Апертурный метод Гюйгенса-Кирхгофа – это широко известный приближенный метод решения задач теории дифракции, применяемый для отыскания поля после прохождении волной отверстия в экране, много большего ее длины. Согласно этому методу, поле в любой точке пространства может быть однозначно определено по заданным тангенциальным составляющим векторов \vec{E} и \vec{H} на замкнутой поверхности S , при условии, что источник тока и точка наблюдения лежат по разные стороны поверхности S .

Для вычисления диаграммы направленности апертурным методом Кирхгофа необходимо выбрать излучающую поверхность S . Для нерегулярной полосковой линии требуемым условиям удовлетворяет поверхность, ограниченная ее открытым концом. Для описания поля на конце нерегулярной линии будем использовать тангенциальную составляющую основной моды E -секториального рупора (см., например, [79]):

$$E_{\text{танг}} = A \left(H_0^{(2)}(kr) + pH_0^{(1)}(kr) \right) \cos\left(\frac{\pi}{b} z\right), \quad (3.3)$$

где $H_0^{(1,2)}(kr)$ – функция Ганкеля первого и второго рода от аргумента (kr) , r – радиус-вектор, изменяющийся в пределах апертуры рупора, b – ширина E -секториального рупора, z – ось декартовой системы координат, A – некоторая постоянная, которая при переходе к нормированной диаграмме направленности сокращается. В случае диаграммы направленности в E -плоскости $z = 0$. Первое слагаемое в (3.3) соответствует падающей волне, которая будет использована для построения диаграммы направленности. Второе слагаемое обозначает отраженную волну. Ее в данной модели положим равной нулю. Далее поле в апертуре преобразуем в поле в дальней зоне с помощью интеграла Кирхгофа (см., например, [83]):

$$E(\theta) = I \frac{e^{-IkR}}{R} (1 + \cos \theta) \iint_S E_s e^{Ik(y_s \sin \theta \cos \varphi + x_s \sin \theta \sin \varphi)} dx_s dy_s, \quad (3.4)$$

где I – мнимая единица, S – поверхность, ограниченная открытым концом нерегулярной линии, E_s – поле на этой поверхности, x_s, y_s – оси декартовой системы координат, R, φ и θ – оси сферической системы координат, отсчитываемые от оси симметрии линии, в E -плоскости $\varphi = 0$, $(1 + \cos \theta)$ – диаграмма направленности отдельного элемента Гюйгенса. Множитель, не зависящий от θ , при нормировке сокращается.

Таким образом, окончательная формула для диаграммы направленности в E -плоскости кусочно-плоской нерегулярной полосковой линии выглядит следующим образом:

$$F(\theta) = \left| (1 + \cos \theta) \int_{-y_n}^{y_n} H_0^{(2)}(kr(y_s, \beta_n)) \cos\left(\arctan \frac{y_s}{x_n}\right) e^{jk y_s \sin \theta} dy_s \right|, \quad (3.5)$$

где x_n и y_n – максимальный раскрыв линии в плоскостях E и H , соответственно, β_n – угол между проводниками последней перед апертурой секции линии.

Проведем численные исследования разработанной модели. Оценим точность построения с ее помощью главного лепестка нормированных диаграмм направленности вплоть до уровня -10 дБ для нерегулярных кусочно-плоских ТЕМ рупоров различных электрических размеров ka . Для проверки точности модели результаты, полученные с помощью формулы (3.5), сравним с результатами, полученными с помощью МКЭ.

На рис. 3.5–3.8 изображены нормированные диаграммы направленности в E -плоскости для рупора, состоящего из 6 секций с углами между пластинами секций β_i , равными 16.61, 36.61, 46.61, 86.61, 96.61, 96.61, $i = 1..6$, соответственно. На рисунках сплошной линией представлены диаграммы направленности в E -плоскости, полученные с помощью формулы (3.5), штриховой – с помощью МКЭ.

Для значений электрического размера ka , изменяющихся в пределах от 3 до 7, данный метод описывает полуширину диаграммы направленности в E -плоскости по уровню -10 дБ с ошибкой, большей 20%. Однако с ростом ka ошибка определения этой характеристики уменьшается. Изрезанность диаграммы направленности и поведение боковых лепестков для значений ka , изменяющихся в пределах от 7 до 20, формула (3.5) описывает намного лучше, чем формула (3.2). Ошибка определения полуширины диаграммы направленности для значений ka , изменяющихся в пределах от 7 до 12, имеет значение, меньшее 20%.

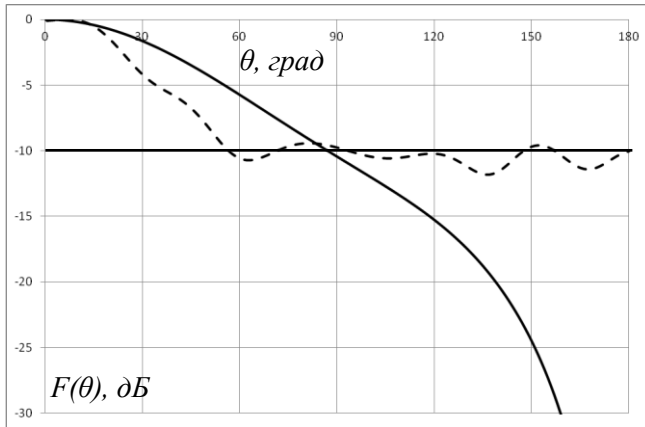


Рис. 3.5. Диаграмма направленности
в E -плоскости для $ka = 3$

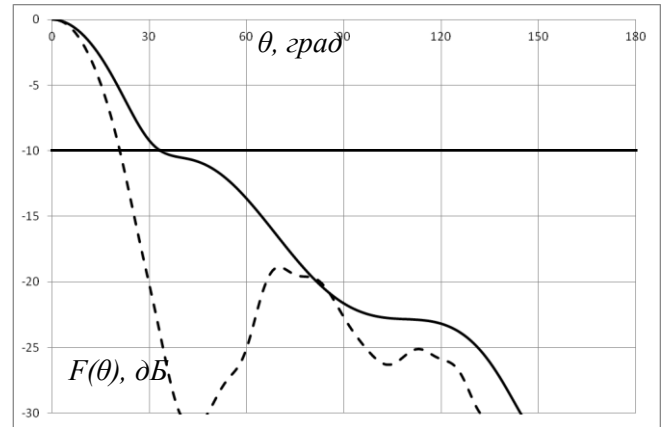


Рис. 3.6. Диаграмма направленности
в E -плоскости для $ka = 6.3$

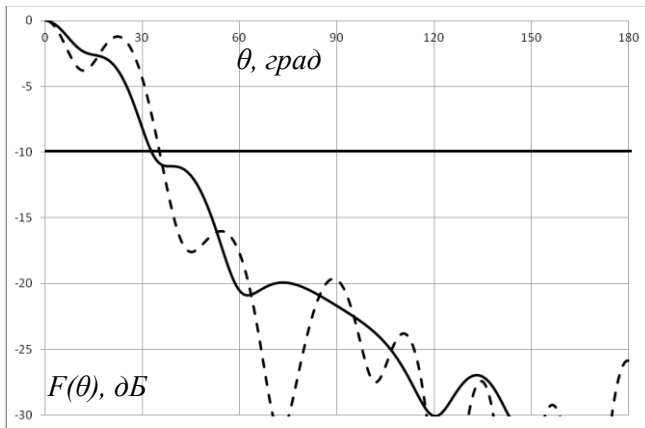


Рис. 3.7. Диаграмма направленности
в E -плоскости для $ka = 12$

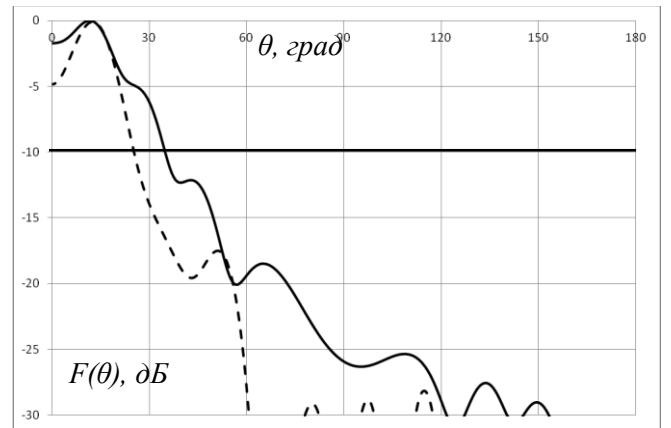


Рис. 3.8. Диаграмма направленности
в E -плоскости для $ka = 17$

Неточности моделей, использующих только апертурную секцию, можно объяснить тем, что с увеличением размера ka поле сосредотачивается между начальными секциями пластин рупора, прилегающими к узлу возбуждения. Последние секции рупора оказывают решающее влияние на излучение лишь для значений ka порядка 1. Это можно видеть по картине поля, полученной с помощью МКЭ (рис. 3.9–3.12).

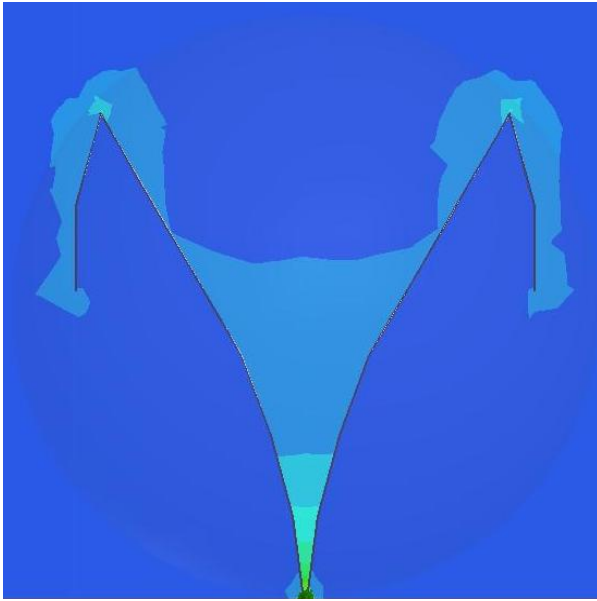


Рис. 3.9. Распределение поля в E -плоскости для $ka \approx 1$

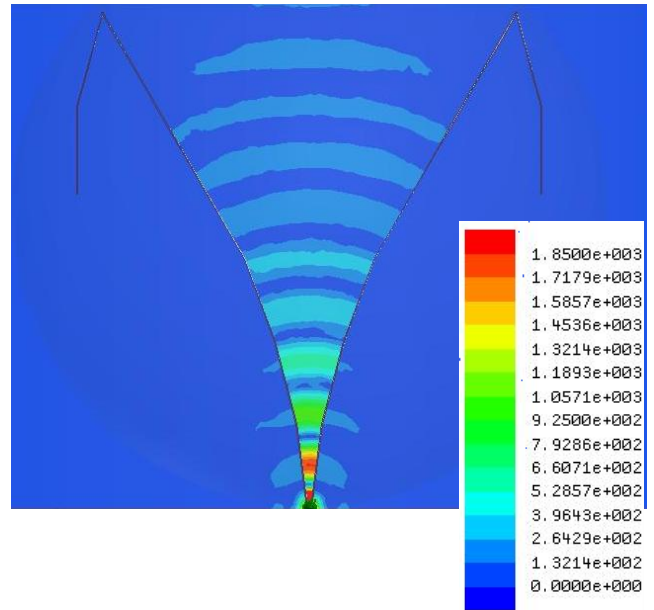


Рис. 3.10. Распределение поля в E -плоскости для $ka = 17.3$

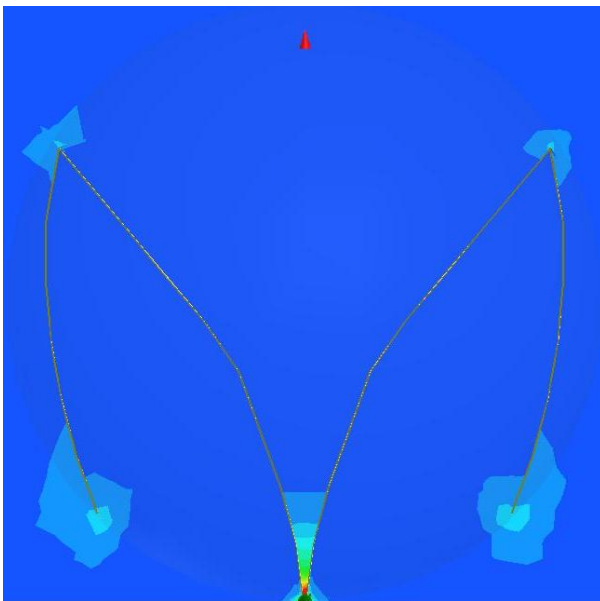


Рис. 3.11. Распределение поля в E -плоскости для $ka \approx 1$



Рис. 3.12. Распределение поля в E -плоскости для $ka = 14.3$

3.1.3. ВЫЧИСЛЕНИЕ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ ТЕМ РУПОРА В E -ПЛОСКОСТИ ТОКОВЫМ МЕТОДОМ КИРХГОФА

Рассмотрим задачу построения моделей излучения основной волны нерегулярной полосковой линии на основе токового метода Кирхгофа. Угол между проводниками β изменяется дискретно в точках излома образующей (см. рис. 2.12). Излучатель вписан в сферу с радиусом a .

Этот вариант метода Кирхгофа используется в том случае, когда известно распределение поверхностных токов на излучающей поверхности.

Здесь используется двумерная модель кусочно-плоской нерегулярной линии (см. рис. 2.12а). Каждая секция нерегулярной линии представляется в виде пары элементарных излучающих токовых нитей. Распределение тока на нити определяется двумерной функцией Грина для границы на бесконечности [84]. В местах перехода из области с одним распределением тока в другую, т.е. местах разрыва производной образующей проводников нерегулярной линии, ток сшивается согласно методу частичных областей [85]:

$$I_i = H_0^{(2)}(kr(x_i, y_i)) \frac{H_0^{(2)}(kr(x_{i-1}, y_{i-1}))}{H_0^{(2)}(kr(x_{i-1}, y_i))}, \quad (3.6)$$

где r – радиус-вектор, описывающий профиль очередной секции, x_i – точка ее окончания, y_i – уравнение прямой, описывающее профиль очередной секции.

Формула (3.6) описывает распределение тока на верхнем проводнике. Ток на нижнем проводнике равен по модулю и противоположен по направлению току на верхнем.

Комплексная диаграмма направленности каждого излучателя синусоидальная, наклоненная относительно оси симметрии линии на половину угла между проводниками очередной секции β_i (см. рис. 2.12а). Амплитуда диаграммы направленности в E -плоскости находится как интеграл от тока по всей длине излучателя:

$$\dot{F}_i(\theta) = \sin\left(\theta - \frac{\beta_i}{2}\right) \int_{x_{i-1}}^{x_i} I_i e^{Ik_x \cos\theta + Ik_{y_i}(x) \sin\theta} dx. \quad (3.7)$$

Диаграмма направленности в E -плоскости всей нерегулярной линии представляет собой модуль суммы отдельных диаграмм направленности секций линии:

$$F(\theta) = \left| \sum_{i=1}^n (\dot{F}_{\text{верхн},i}(\theta) + \dot{F}_{\text{нижн},i}(\theta)) \right|, \quad (3.8)$$

где n – количество секций линии.

Проведем численные исследования разработанной модели. Оценим ее точность в построении главного лепестка нормированных диаграмм направленности вплоть до уровня -10 дБ для нерегулярных кусочно-плоских ТЕМ рупоров различных электрических размеров ka . Для проверки точности модели сравним результаты, полученные с ее помощью, с результатами, полученными МКЭ.

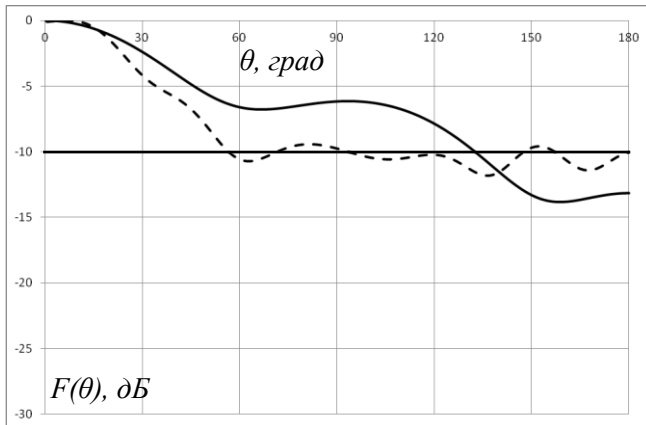


Рис. 3.13. Диаграмма направленности в E -плоскости для $ka = 3$

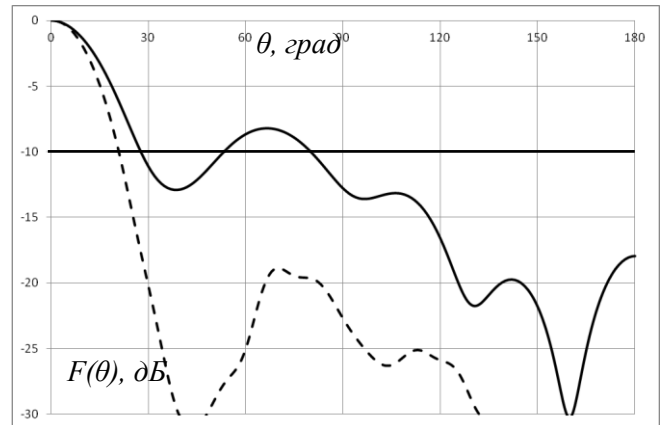


Рис. 3.14. Диаграмма направленности в E -плоскости для $ka = 6.3$

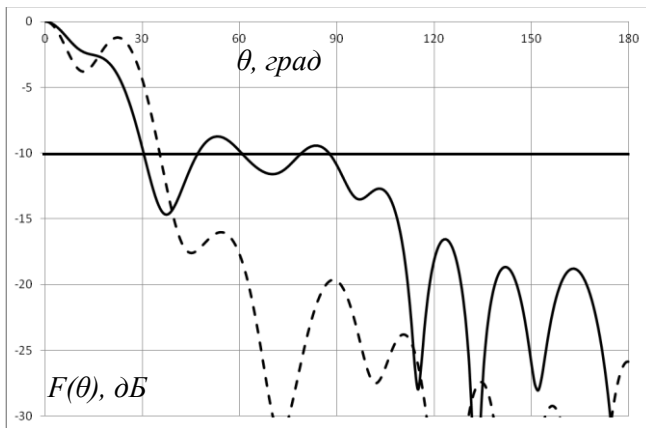


Рис. 3.15. Диаграмма направленности в E -плоскости для $ka = 12$

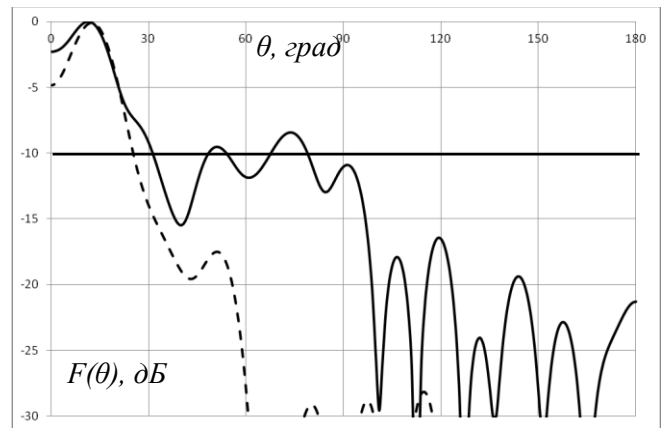


Рис. 3.16. Диаграмма направленности в E -плоскости для $ka = 17$

На рис. 3.13–3.16 изображены нормированные диаграммы направленности в E -плоскости для рупора, состоящего из 6 секций с углами между пластинами секций β_i , равными 16.61, 36.61, 46.61, 86.61, 96.61, 96.61, $i = 1..6$, соответственно. Сплошной линией обозначены

диаграммы направленности в E -плоскости, полученные с помощью формулы (3.8), штриховой – с помощью МКЭ.

Из рис. 3.13–3.16 можно видеть, что предлагаемый метод описывает полуширину главного лепестка диаграммы направленности для значений ka , изменяющихся в пределах от 3 до 30, с ошибкой, меньшей 20%. Таким образом, данная модель является самой широкополосной из предлагаемых моделей. Однако следует отметить, что двумерный токовый метод Кирхгофа завышает уровень боковых лепестков.

3.1.4. ВЫЧИСЛЕНИЕ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ ТЕМ РУПОРА В E -ПЛОСКОСТИ С ПОМОЩЬЮ РАВНОМЕРНОЙ АСИМПТОТИЧЕСКОЙ ТЕОРИИ ДИФРАКЦИИ

Рассмотрим задачу построения модели излучения нерегулярной кусочно-плоской полосковой линии на основе равномерной асимптотической теории дифракции (РАТД). Угол между проводниками β изменяется дискретно в точках излома образующей (см. рис. 2.12). Излучатель вписан в сферу с радиусом a .

Дифракционные методы базируются на лучевом представлении первичного поля секториального рупора, предложенном Б.Е. Кинбером в работе [88]. В этой работе показано, что поле в любой точке плоскости раскрыва рупора можно представить в виде суммы двух лучей, выходящих по касательным к каустической окружности радиуса R_0 , центр которой совпадает с вершиной рупора. Они образуют поле прямых лучей \dot{E}_1 и \dot{E}_2 . На кромке рупора образуются дифракционные лучи, порождающие дифракционные поля первого порядка малости $\dot{E}_{\partial 1}$ и $\dot{E}_{\partial 2}$. В [90] доказывается, что величина дифракционных полей каждого следующего порядка малости много меньше величины вызывающего их дифракционного поля. Отраженные поля малы по сравнению с суммарным полем (прямым и дифракционным) в том же секторе. Поэтому можно ограничиться учетом полей, соответствующих прямым лучам, и дифракционных полей первого порядка малости.

Таким образом, согласно работе [91], суммарное поле рупора определяется как сумма этих полей:

$$\dot{E} = \dot{E}_1 + \dot{E}_2 + \dot{E}_{\partial 1} + \dot{E}_{\partial 2}. \quad (3.9)$$

Далее приведем выражения для вычисления прямых и дифракционных полей.

Поле прямых лучей рупора с учетом сферического волнового фронта находится по формулам:

$$\dot{E}_1 = \frac{\dot{E}_0}{\rho_0} \exp(-IkS_1) \Big|_{\theta_{11} \geq \theta \geq \theta_{12}}, \quad (3.10)$$

$$\dot{E}_2 = \frac{\dot{E}_0}{\rho_0} \exp(-IkS_2) \Big|_{\theta_{22} \geq \theta \geq \theta_{21}}, \quad (3.11)$$

где S_1 и S_2 – величины, определяющие фазу лучей источников O_1 и O_2 , соответственно, которые находятся как:

$$S_{1,2} = \rho_0 - R_0 \left(\arccos \frac{R_0}{\rho} \mp \theta \right), \quad (3.12)$$

где $\rho_0 = \sqrt{\rho^2 - R_0^2}$ – расстояние от эквивалентных источников O_1 и O_2 до точки наблюдения P ,

$R_0 = \frac{\nu}{k}$, ν – величина, зависящая от распределения амплитуд поля, различная для E - и H -

плоскостей. Для E -плоскости $\nu = 0$, для H -плоскости $\nu = \frac{\pi}{\beta_n}$, β_n – угол между проводниками

последней секции рупора. Координаты точки наблюдения определяются значениями ρ и θ .

Интенсивность источника возбуждения рупора зависит от величины \dot{E}_0 . При переходе к нормированной диаграмме направленности эта величина сокращается.

Поле прямых лучей рупора равно нулю при значениях θ , выходящих за пределы обозначенного промежутка. Граничные углы θ_{11} , θ_{12} , θ_{22} и θ_{21} вычисляются по формулам:

$$\theta_{11,22} = \pm \left(\frac{\beta_n}{2} + \psi_0 - \arcsin \frac{R_0}{\rho} \right), \quad (3.13)$$

$$\theta_{21,12} = \pm \left(\frac{\beta_n}{2} - \psi_0 + \arcsin \frac{R_0}{\rho} \right), \quad (3.14)$$

где $\psi_0 = \arcsin \frac{R_0}{L}$, $L = \sqrt{y_n^2 + x_n^2}$, y_n , x_n – максимальные раскрывы рупора в E - и H -плоскости,

соответственно.

Для дифракционного поля, соответствующего рассеянию лучей в точке P_1 , напряженность вычисляется согласно выражению:

$$\dot{E}_{o1} = \dot{E}_0 (\dot{E}_{n1} R_{n1} + \dot{E}_{o1} R_{o1}), \quad (3.15)$$

где \dot{E}_{n1} и \dot{E}_{o1} , соответственно, напряженности падающего и отраженного полей, которые находятся по формулам:

$$\dot{E}_{n1} = -\frac{\exp\left(I \frac{\pi}{4}\right)}{\sqrt{\pi}} \operatorname{sign}\left(\cos \frac{\psi_1 - \psi_0}{2}\right) \exp(-IkS_1) \int_{x_{n1}}^{\infty} \exp(-Ix^2) dx, \quad (3.16)$$

$$\dot{E}_{o1} = -\frac{\exp\left(I \frac{\pi}{4}\right)}{\sqrt{\pi}} \operatorname{sign}\left(\cos \frac{\psi_1 + \psi_0}{2}\right) \exp(-IkS_2) \int_{x_{o1}}^{\infty} \exp(-Ix^2) dx. \quad (3.17)$$

Интеграл $\int_{x_{n1}}^{\infty} \exp(-Ix^2) dx$ – интеграл Френеля.

Нижний предел интеграла равен:

$$x_{o1} = \sqrt{k \left(\begin{matrix} S_{n1} - S_1 \\ o1 \quad 2 \end{matrix} \right)}, \quad (3.18)$$

S_{n1} и S_{o1} – эйконы падающей и отраженной волны, соответственно, которые определяются выражениями:

$$S_{n1} = L_0 - R_0 \left(\arccos \frac{R_0}{L} \mp \frac{\beta_n}{2} \right) + \rho_1. \quad (3.19)$$

Величина ρ_1 определяется соотношением:

$$\rho_1 = \sqrt{L^2 + \rho^2 - 2L\rho \cos\left(\frac{\beta_n}{2} - \theta\right)}, \quad (3.20)$$

а угол ψ_1 равен

$$\psi_1 = \pi - \frac{\beta_n}{2} - \arcsin \frac{L \sin \left(\frac{\beta_n}{2} - \theta \right)}{\rho_1} + \theta. \quad (3.21)$$

Коэффициенты R_{n1} и R_{o1} находятся по формуле:

$$R_{n1} = R_{o1} = \frac{1}{L_0 + \rho_1}, \quad (3.22)$$

где $L_0 = \sqrt{L^2 - R_0^2}$ – расстояние от эквивалентных источников O_1 и O_2 до точек дифракции.

Для дифракционного поля, соответствующего рассеянию лучей в точке P_2 , напряженность определяется соотношением:

$$\dot{E}_{o2} = \dot{E}_0 (\dot{E}_{n2} R_{n2} + \dot{E}_{o2} R_{o2}), \quad (3.23)$$

где \dot{E}_{n2} и \dot{E}_{o2} , соответственно, напряженности падающего и отраженного полей, которые вычисляются по формулам:

$$\dot{E}_{n2} = -\frac{\exp\left(\frac{I\pi}{4}\right)}{\sqrt{\pi}} \operatorname{sign}\left(\cos \frac{\psi_1 - \psi_0}{2}\right) \exp(-IkS_2) \int_{x_{n2}}^{\infty} \exp(-Ix^2) dx, \quad (3.24)$$

$$\dot{E}_{o2} = -\frac{\exp\left(\frac{I\pi}{4}\right)}{\sqrt{\pi}} \operatorname{sign}\left(\cos \frac{\psi_1 + \psi_0}{2}\right) \exp(-IkS_1) \int_{x_{o2}}^{\infty} \exp(-Ix^2) dx. \quad (3.25)$$

Нижний предел интеграла равен:

$$x_{o2} = \sqrt{k \begin{pmatrix} S_{n2} - S_2 \\ o2 & 1 \end{pmatrix}}, \quad (3.26)$$

где S_{n2} и S_{o2} – эйконалы падающей и отраженной волны соответственно, которые определяются выражением:

$$S_{n2} = L_0 - R_0 \left(\arccos \frac{R_0}{L} \mp \frac{\beta_n}{2} \right) + \rho_2, \quad (3.27)$$

где величина ρ_2 вычисляются по формуле:

$$\rho_2 = \sqrt{L^2 + \rho^2 - 2L\rho \cos\left(\frac{\beta_n}{2} + \theta\right)}, \quad (3.28)$$

а угол ψ_2 равен

$$\psi_2 = \pi - \frac{\beta_n}{2} - \arcsin \frac{L \sin\left(\frac{\beta_n}{2} + \theta\right)}{\rho_2} + \theta. \quad (3.29)$$

Коэффициенты R_{n2} и R_{o2} определяются соотношением:

$$R_{n2} = R_{o2} = \frac{1}{L_0 + \rho_2}. \quad (3.30)$$

Для больших электрических размеров ka важную роль начинают играть неоднородности внутри рупора. Рассмотрим модель РАТД с учетом последовательных дифракций на всех секциях рупора.

Для этого формулы (3.16)–(3.30) применяются последовательно к каждому излому. Для учета дифракции на изломе образующей рупора поле умножается на $g(\alpha, \beta, c) = g^- + \varepsilon g^+$, – дифракционный коэффициент, описывающий решение задачи дифракции плоской волны на клине, где $g^\pm(\alpha, \beta, c) = \frac{1}{c} \sin \frac{\pi}{c} (\cos \frac{\pi}{c} - \cos \frac{\alpha \pm \beta}{c})^{-1}$, $c_i = \frac{\varphi_i}{\pi}$. Угол $\varphi_i = \frac{\beta_i}{2} - \frac{\beta_{i+1}}{2} + \pi$ (см. рис. 2.12а). Для последней секции рупора при переходе к свободному пространству $\varphi_n = 2\pi$. Затем все вклады суммируются с учетом набега фазы до апертуры.

Проведем численные исследования разработанной модели. Оценим точность построения с ее помощью главного лепестка нормированных диаграмм направленности вплоть до уровня -10 дБ для нерегулярных кусочно-плоских ТЕМ рупоров различных электрических размеров ka . Для проверки точности построения главного лепестка нормированных диаграмм направленности в E -плоскости вплоть до уровня -10 дБ сравним результаты, полученные с помощью предложенной модели, с результатами, полученными на основе МКЭ.

На рис. 3.17–3.20 изображены нормированные диаграммы направленности в E -плоскости для рупора, состоящего из 6 секций с углами между пластинами секций β_i равными 16.61, 36.61, 46.61, 86.61, 96.61, 96.61, $i = 1..6$, соответственно. Сплошной линией представлены диаграммы направленности в E -плоскости, полученные с помощью РАТД в применении к апертурной

кромке, штрих-пунктирной – с помощью равномерной асимптотической теории дифракции в применении ко всем изломам образующей рупора, штриховой – МКЭ.

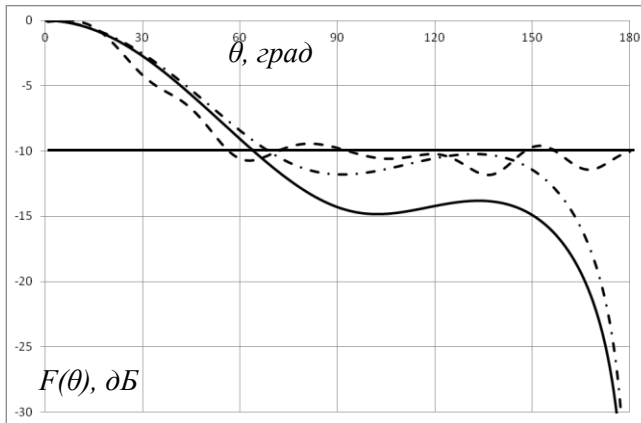


Рис. 3.17. Диаграмма направленности в E -плоскости для $ka = 3$

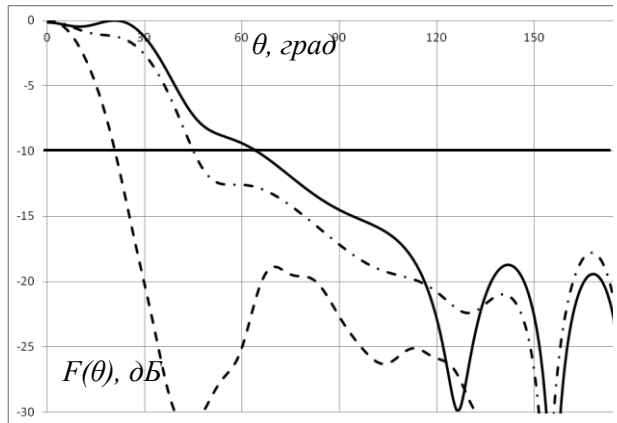


Рис. 3.18. Диаграмма направленности в E -плоскости для $ka = 6.3$

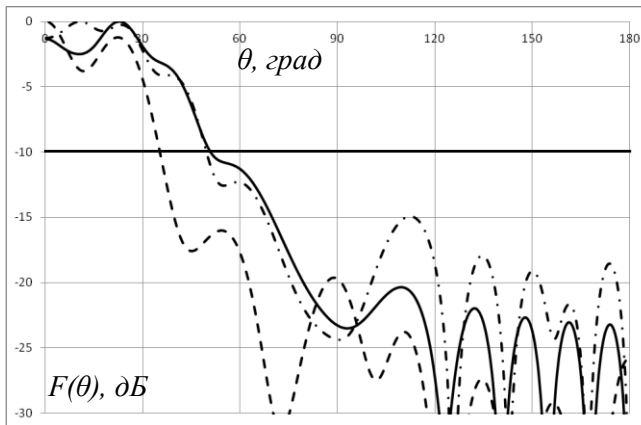


Рис. 3.19. Диаграмма направленности в E -плоскости для $ka = 12$

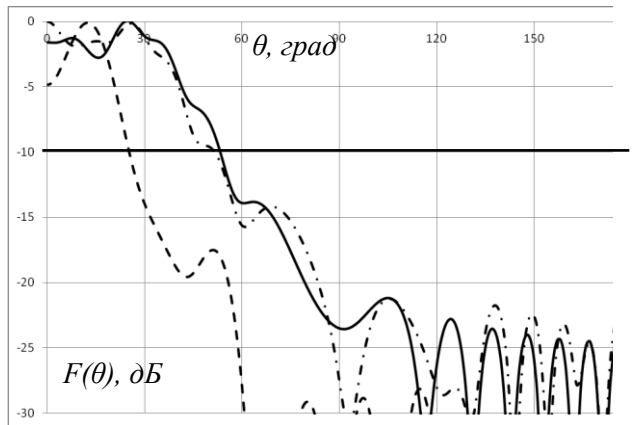


Рис. 3.20. Диаграмма направленности в E -плоскости для $ka = 17$

РАТД в применении к последней секции рупора дает возможность определить полуширину диаграммы направленности по уровню -10 дБ с ошибкой не более 20% для значений ka , изменяющихся в пределах от 2 до 3. (см. рис. 3.17–3.20). Из графиков видно, что использование РАТД применительно к каждому излому улучшает точность модели для тех же значений ka и позволяет получить ошибку не больше 10%. Для больших значений ka ошибка определения полуширины диаграммы направленности остается большей 20%.

Сравним разработанные модели с точки зрения точности определения значения полуширины главного лепестка диаграммы направленности нерегулярного ТЕМ рупора в E -плоскости по уровню -10 дБ для различных диапазонов значений ka .

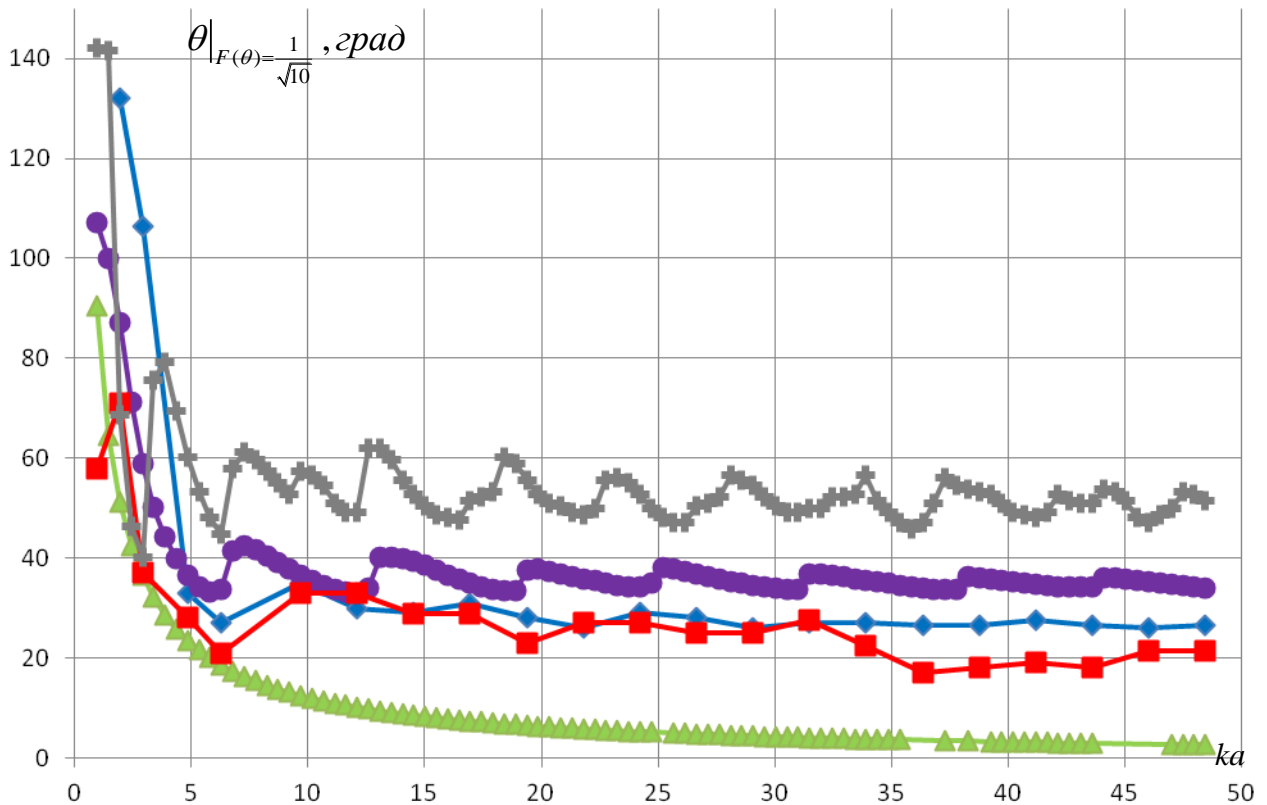


Рис. 3.21. Зависимость полуширины диаграммы направленности от ka .

Треугольники – значения, полученные с помощью формулы (3.2), круги – формула (3.5), ромбы – формула (3.8), кресты – формулы (3.9–3.30) применительно ко всем изломам рупора, квадраты – МКЭ.

Для определения областей наибольшей точности моделей вычислим полуширину диаграммы направленности с помощью четырех разработанных моделей для набора конструкций нерегулярных ТЕМ рупоров для различных значений ka . Результаты сравним со значениями аналогичной характеристики, полученной с помощью МКЭ. На рис. 3.21 представлены результаты сравнения для рупора, состоящего из 6 секций с углами между пластинами секций β_i , равными 16.61, 36.61, 46.61, 86.61, 96.61, 96.61, $i = 1..6$, соответственно. Для остальных исследовавшихся нерегулярных ТЕМ рупоров картина распределения областей наибольшей точности выглядит аналогично.

Как видно из рисунка, для значений ka , изменяющихся в пределах от 2 до 3, модель, полученная с использованием РАТД, дает возможность определить полуширину диаграммы направленности с ошибкой не более 10%. Дальнейший спад полуширины диаграммы направленности с разной точностью описывают все методы, кроме модели РАТД. Формула (3.2) определяет полуширину диаграммы направленности с ошибкой не более 15% для значений ka , изменяющихся в пределах от 3 до 7. Далее до верхней границы полосы

согласования по уровню -10 дБ токовый метод Кирхгофа позволяет оценить полуширину диаграммы направленности с ошибкой не более 20%.

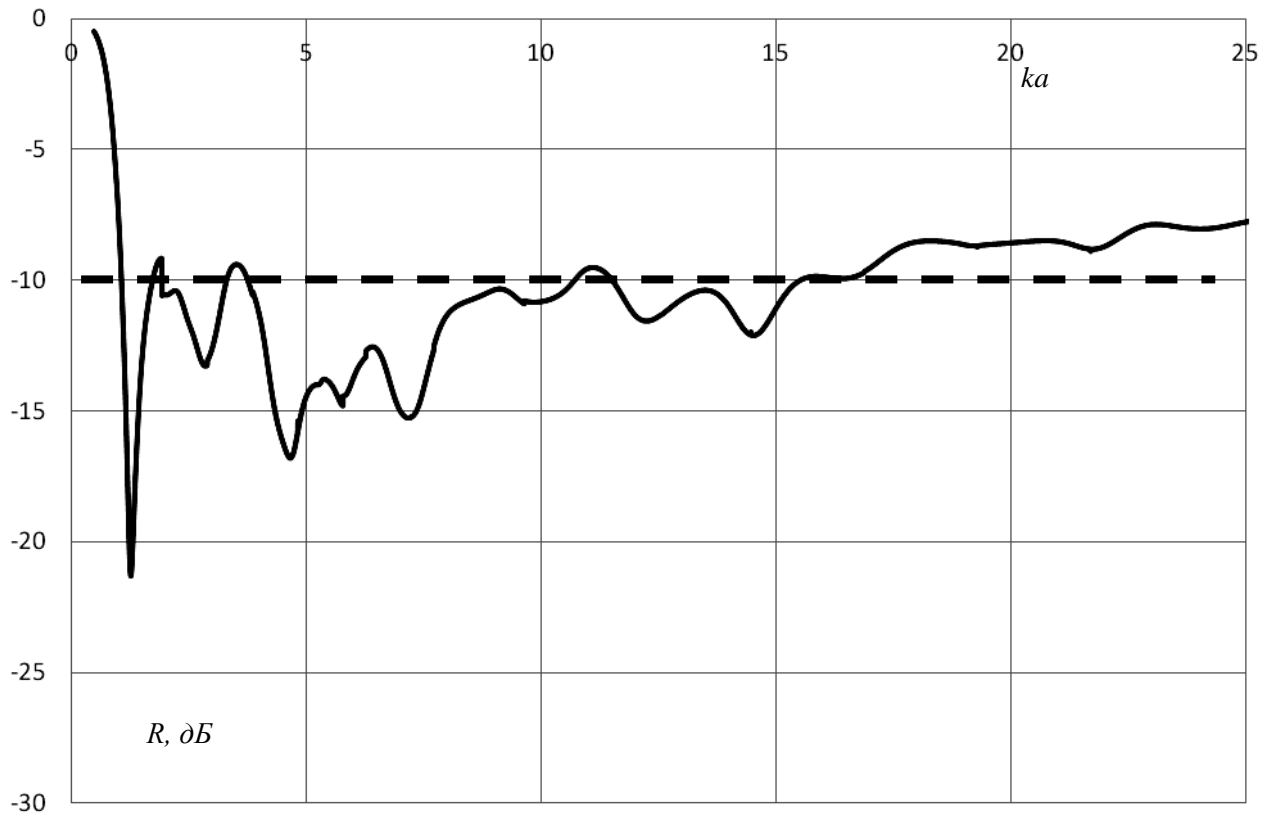


Рис. 3.22. Зависимость коэффициента отражения от ka

Сравним полученную зависимость полуширины диаграммы направленности от ka с аналогичной зависимостью коэффициента отражения для того же нерегулярного рупора, состоящего из 6 секций с углами между пластинами секций β_i , равными 16.61, 36.61, 46.61, 86.61, 96.61, 96.61, $i = 1..6$, полученную с помощью МКЭ (см. рис. 3.22). На рисунке прямой штриховой линией отмечен уровень -10 дБ.

Из рис. 3.22 можно видеть, что рассматриваемая антенна имеет полосу частот по уровню согласования -10 дБ примерно 1:15. Можно заключить, что наибольший интерес представляют исследования диаграммы направленности в E -плоскости в пределах этой полосы.

3.2. ОПТИМИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ ТЕМ РУПОРОВ

3.2.1. ОПТИМИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ КУСОЧНО-ПЛОСКОГО ТЕМ РУПОРА ПО КРИТЕРИЮ СТАБИЛЬНОСТИ ФОРМЫ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ

Проверка разработанных моделей показала точность определения полуширины диаграммы направленности, достаточную для оптимизации с их помощью геометрии нерегулярных ТЕМ рупоров с целью получения заданных характеристик излучения.

Описанные в пунктах 3.1.1–3.1.4 методы отличаются областями наибольшей точности определения полуширины диаграммы направленности. Для стабилизации диаграммы направленности в E -плоскости для значений ka , изменяющихся в пределах от 3 до 7, будем пользоваться формулой (3.2), так как она дает возможность получить величину данной характеристики с ошибкой не более 15% для этих значений электрических размеров.

В качестве целевой функции оптимизации выберем среднеквадратическое отклонение (СКО) значения полуширины диаграммы направленности от среднего значения этой характеристики для электрических размеров ka , изменяющихся в пределах от 3 до 7. Определим конструкцию рупора, обеспечивающую минимальное значение целевой функции.

Предлагаемая модель определения характеристик направленности кусочно-плоского ТЕМ рупора зависит от угла между проводниками последней перед апертурой секции рупора β_n и a – радиуса описанной вокруг антенны сферы, величину которого можно получить по формуле (2.7), зная последовательности значений β_i – углов изломов секций рупора и n – количества секций в рупоре.

Оптимизацию будем проводить в три этапа с помощью перебора возможных вариантов конструкций и выбора из них тех, которые обеспечивают минимальное значение целевой функции.

На первом этапе для модели рупора с количеством секций, равным n , последовательно переберем конструкции с различными углами β_i . При этом для них с помощью формулы (3.2) аналитически вычислим значение полуширины диаграммы направленности для нескольких значений ka , изменяющихся в пределах от 3 до 7.

На втором этапе определим величину СКО для вычисленных значений полуширин диаграммы направленности.

На третьем этапе выберем конструкции с минимальным значением целевой функции и определим диапазоны изменения углов β_i , обеспечивающих этот минимум.

Затем увеличим количество секций и проведем первый шаг оптимизации модели с числом секций, равным $n+1$, с учетом диапазонов изменения углов β_i , полученных на предыдущем шаге. При этом считаем, что новая секция добавляется в области узла возбуждения.

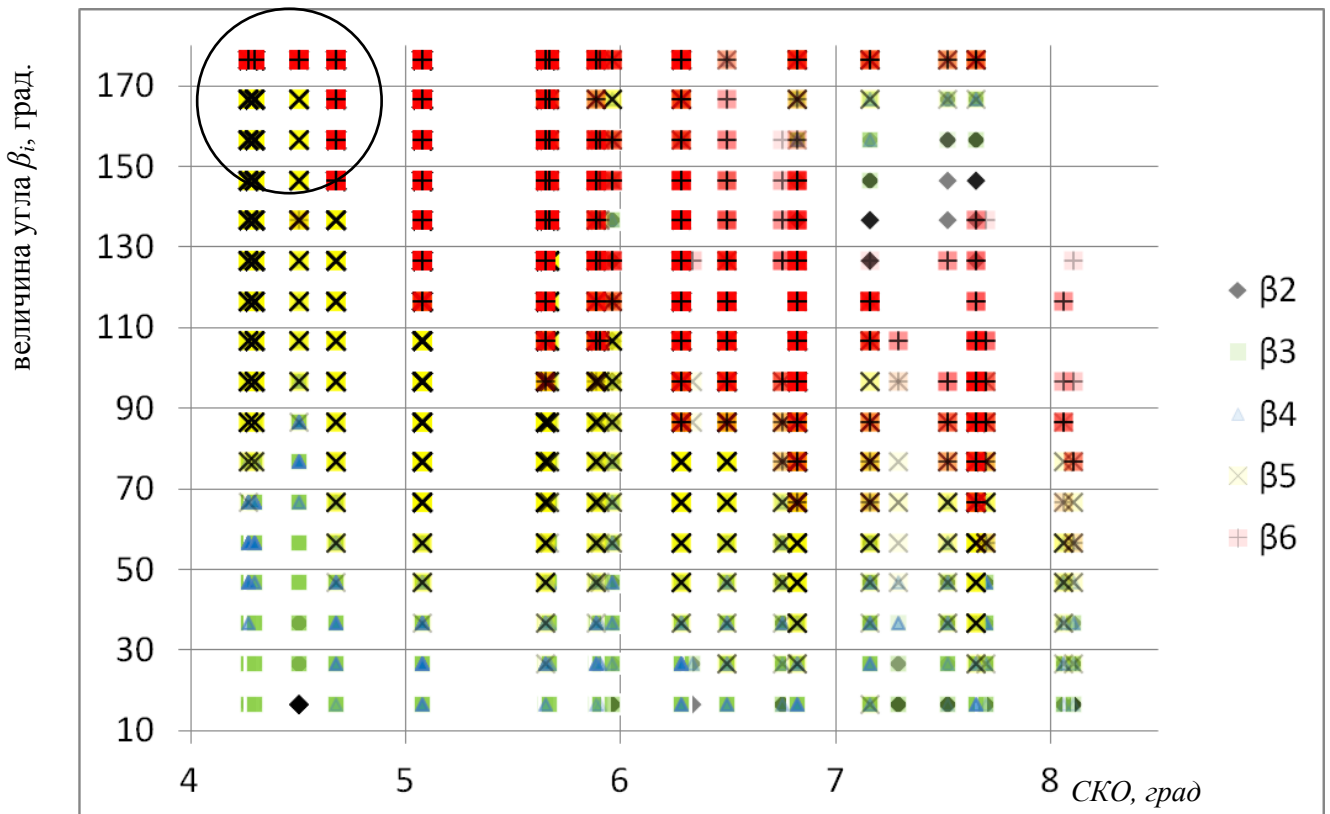


Рис. 3.23. СКО для конструкций рупоров из шести секций с различными значениями углов β_i , $i = 2..6$.

Рис. 3.23 представляет собой визуализацию результатов, полученных в процессе оптимизации шестисекционной модели. Каждой модели из шести секций соответствует следующий набор данных: СКО для значений ka , изменяющихся в пределах от 3 до 7, и шесть значений углов β_i , $i = 1..6$. Координатой точки на оси абсцисс является СКО для соответствующей модели рупора, а на оси ординат – величина угла β_i в градусах, $i = 2..6$. Для любой модели первый угол β_1 равен 16.61° для согласования с питающей линией, согласно работе [70].

Из рис. 3.23 можно видеть, что минимальное значение СКО для значений ka , изменяющихся в пределах от 3 до 7, достигается при максимальном раскрытии последних секций

рупора. На графике черной окружностью обведена область, где наиболее заметен этот факт. Таким образом, в процессе оптимизации получен рупор с фланцами, который известен стабильной диаграммой направленности [94–98].

В процессе оптимизации с помощью формулы (3.2) получен рупор со следующими характеристиками: углы между пластинами секций β_i , $i = 1..6$, принимают значения [16.61°, 16.61°, 16.61°, 96.61°, 136.61°, 180°]. Геометрию рупора можно видеть на рис. 3.24.

Проведем численное исследование согласования и излучения оптимизированного рупора с помощью МКЭ.

На рис. 3.25 можно видеть нормированные диаграммы направленности в E -плоскости оптимизированной антенны, вычисленные для значений ka , изменяющихся в пределах от 1 до 8. Прямая сплошная линия обозначает уровень –10 дБ.

Из графика видно, что для значений ka , изменяющихся в пределах от 1 до 6, полуширина диаграммы направленности изменяется на 13°, или 25%, что намного меньше аналогичного значения для регулярного рупора – 75% (см. рис. 3.17). После достижения электрическим размером ka значения 6 полуширина диаграммы направленности изменяется скачком.

Вычислим зависимость коэффициента отражения оптимизированного рупора от ka . На рис. 3.26 сплошная линия обозначает график зависимости, прямой штриховой линией отмечен уровень -10 дБ. Верхняя граница полосы согласования по уровню –10 дБ в силу трудоемкости задачи не вычислялась.

Из графика, представленного на рис. 3.26, можно видеть, что нижняя граница полосы частот по уровню согласования –10 дБ, выраженная в электрическом размере радиуса описанной вокруг антенны сферы (ka_{low}), равна 1.3. Это значение сравнимо с аналогичной характеристикой для современных разработок сверхширокополосных компактных антенн. Отметим, однако, что в данной главе задача минимизации габаритов рупора не ставилась. Используя для оптимизации одновременно методы, изложенные в главах 2–3, в дальнейшем можно провести оптимизацию геометрии ТЕМ рупора с целью получения компактных размеров антенны и стабильной диаграммы направленности в E -плоскости в сверхширокой полосе частот.

Из рис. 3.27 можно видеть, что, несмотря на стабилизацию формы диаграммы направленности в E -плоскости, диаграмма в H -плоскости отличается большой изрезанностью.

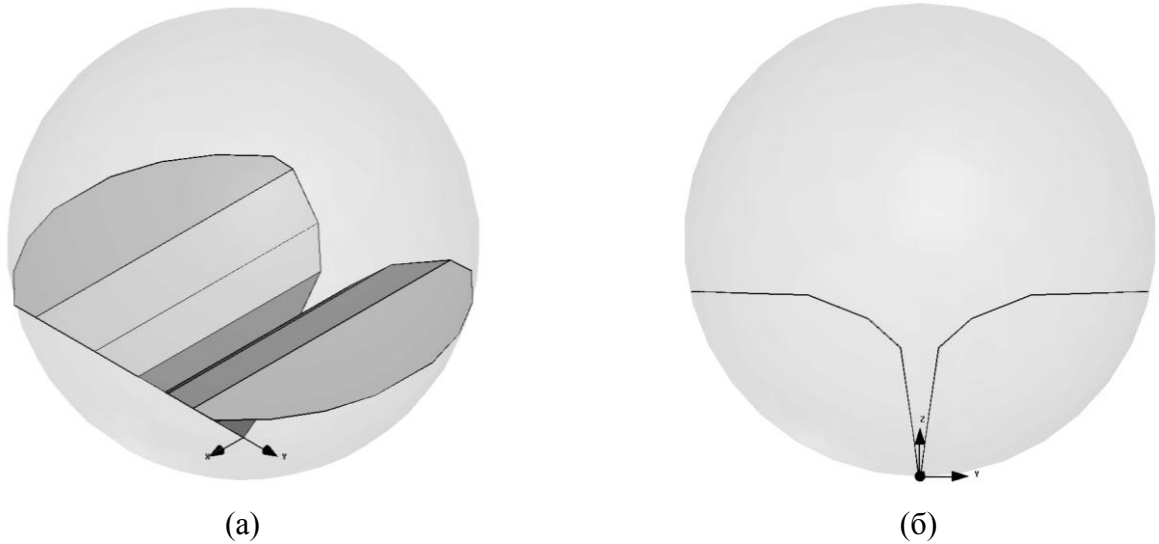


Рис. 3.24. Конструкция оптимизированного ТЕМ рупора:

(а) вид в изометрии, (б) сечение в E -плоскости

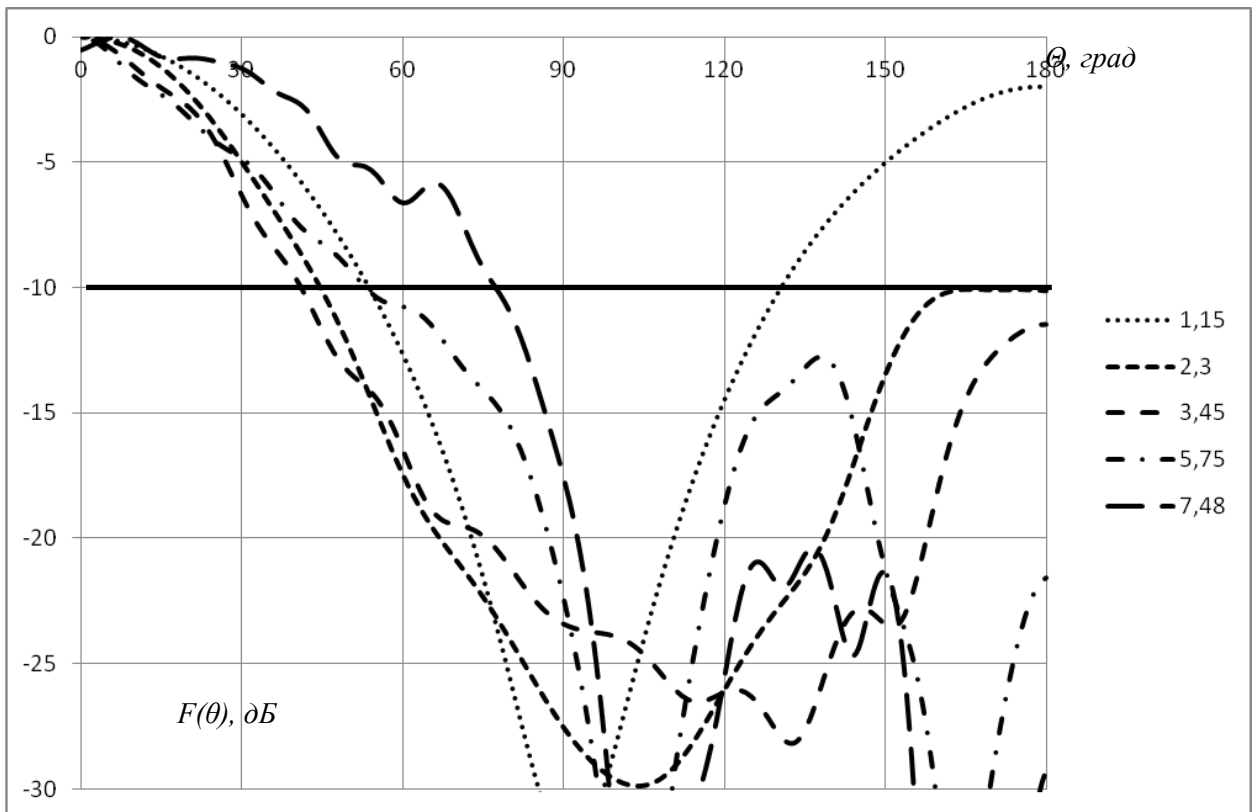


Рис. 3.25. Нормированные диаграммы направленности в E -плоскости

для оптимизированного рупора

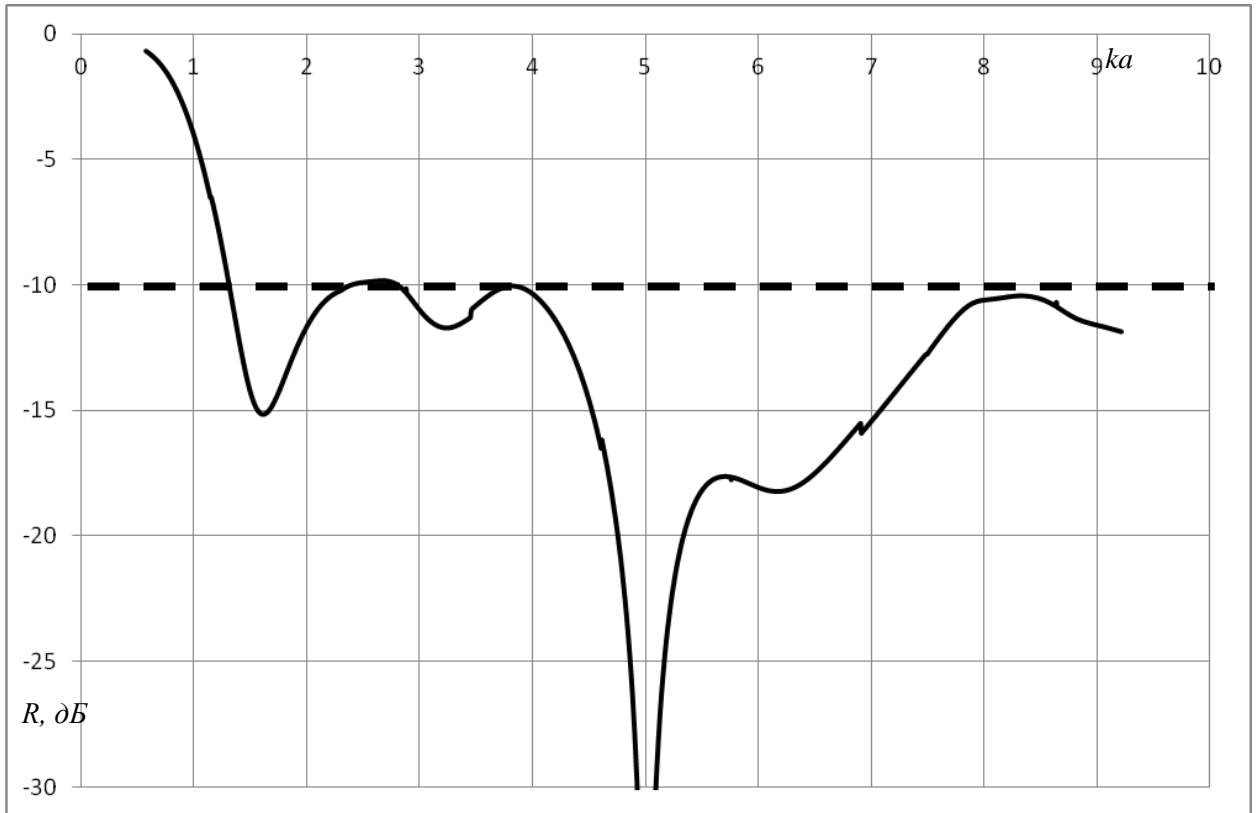
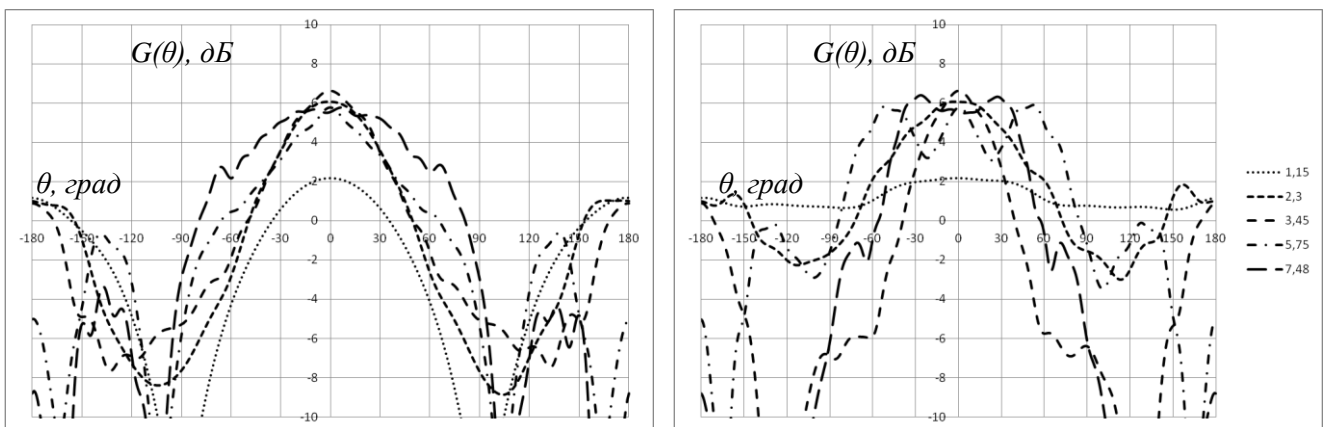


Рис. 3.26. Зависимость коэффициента отражения рупора от ka



(а)

(б)

Рис. 3.27. Диаграммы направленности рупорной антенны, нерегулярной в E -плоскости, полученные для значений ka , равных 1.15, 2.3, 3.45, 5.75, 7.48 в

(а) E -плоскости, (б) H -плоскости

3.2.2. ОПТИМИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ МЕТАЛЛО-ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ТЕМ РУПОРА ПО КРИТЕРИЮ МАКСИМУМА КИП

Рассмотрим задачу оптимизации геометрии ТЕМ рупора с целью получения максимума коэффициента использования поверхности (КИП) антенны в сверхширокой полосе частот. Решение этой задачи будем искать с помощью коррекции формы диаграммы направленности диэлектрическими вставками, обрезанными в форме линзы. Такого рода антенны называются рупорно-линзовыми и хорошо известны своим высоким усилением (см, например, [13]).

Рассмотрим регулярный ТЕМ рупор, заполненный диэлектриком с диэлектрической проницаемостью, равной $\varepsilon = 2.25$, выходная поверхность которого обрезана в форме линзы (рис. 3.28). Для повышения коэффициента усиления, а, следовательно, и КИПа, необходимо сфокусировать сферическую волну ТЕМ рупора в плоский фронт (см. рис. 3.29). Для решения этой задачи воспользуемся методом равенства эйконалов. В результате получим следующую формулу для нахождения образующей выходной поверхности линзы как функции угла φ :

$$\rho(\varphi) = -\frac{2a \cos(\varphi)}{-3 + 2 \cos(\varphi)}, \quad (3.31)$$

где φ принимает значения в пределах $-\alpha/2.. \alpha/2$ в E -плоскости и $-\beta/2.. \beta/2$ в H -плоскости.

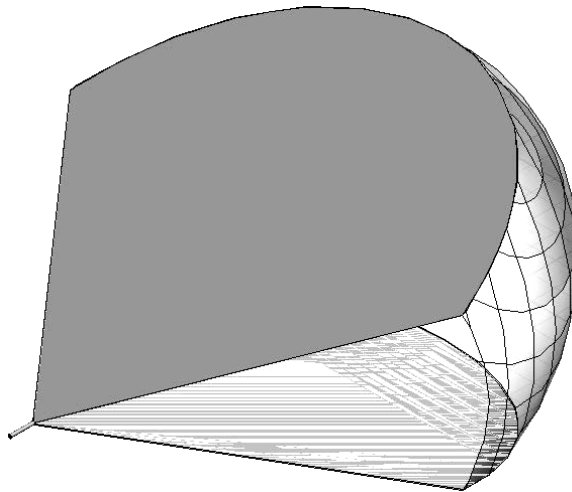


Рис. 3.28. Регулярная ТЕМ рупорно-диэлектрическая антенна.

На рис. 3.29 показан ход лучей в диэлектрической линзе в сечении в E -плоскости для двух регулярных рупоров с различными вариантами фокусировки диэлектрической линзой. На рис. 3.29а показано сечение антенны с симметричной относительно пластин рупора фокусировкой, а на рис. 3.29б – с несимметричной фокусировкой. В последнем случае линза одновременно с фокусировкой обеспечивает поворот излучения на угол, равный половине угла

между пластинами рупора β . Уравнение образующей первой линзы выведено из условия получения волны с плоским фронтом, перпендикулярным плоскости симметрии линзы, а второй - одной из пластин, образующей рупор.

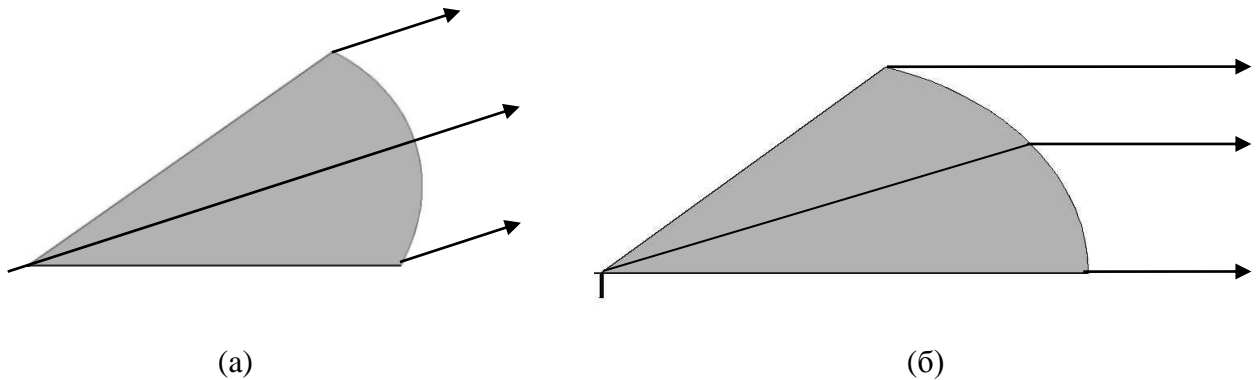


Рис. 3.29. Ход лучей в сечении в E -плоскости двух вариантов рупорно-линзовых антенн с (а) симметричной фокусировкой, (б) несимметричной фокусировкой

Каждому варианту фокусировки соответствует свой вариант возбуждения антенны с помощью коаксиальной линии. В первом из них коаксиальная линия располагается параллельно оси рупора (рис. 3.30а), во втором – ортогонально оси (рис. 3.30б).

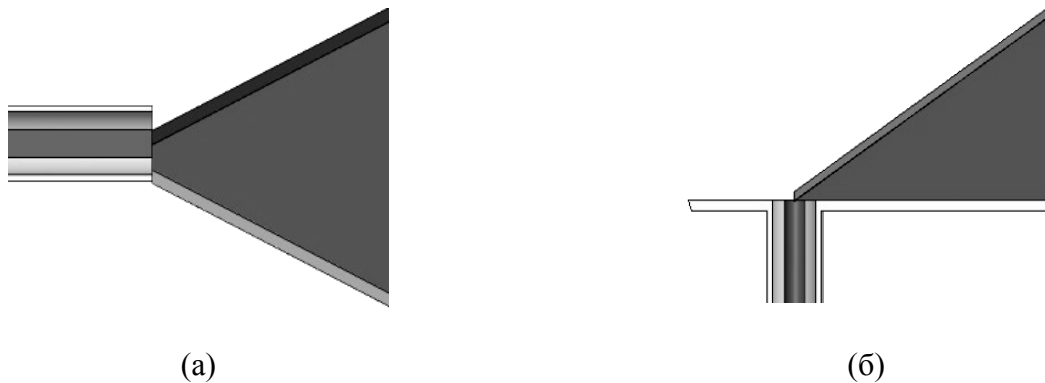


Рис. 3.30. Способы возбуждения рупорно-линзовой антенны (а) питающая линия параллельна оси рупора (б) питающая линия ортогональна оси рупора

Сравним характеристики согласования и излучения нескольких вариантов регулярных рупорных антенн с различной формой линзы. Для этого вычислим эти характеристики с помощью метода конечных элементов (МКЭ). На рис. 3.31 можно видеть зависимости коэффициента отражения от электрического размера (ka) радиуса описанной вокруг антенны сферы. Штриховая линия на этом рисунке соответствует зависимости для антенны с симметричной линзой, сплошная – для антенны с несимметричной линзой, штрих-пунктирная линия – для регулярного ТЕМ рупора без диэлектрических вставок. Прямой пунктирной линией обозначен уровень -10 дБ.

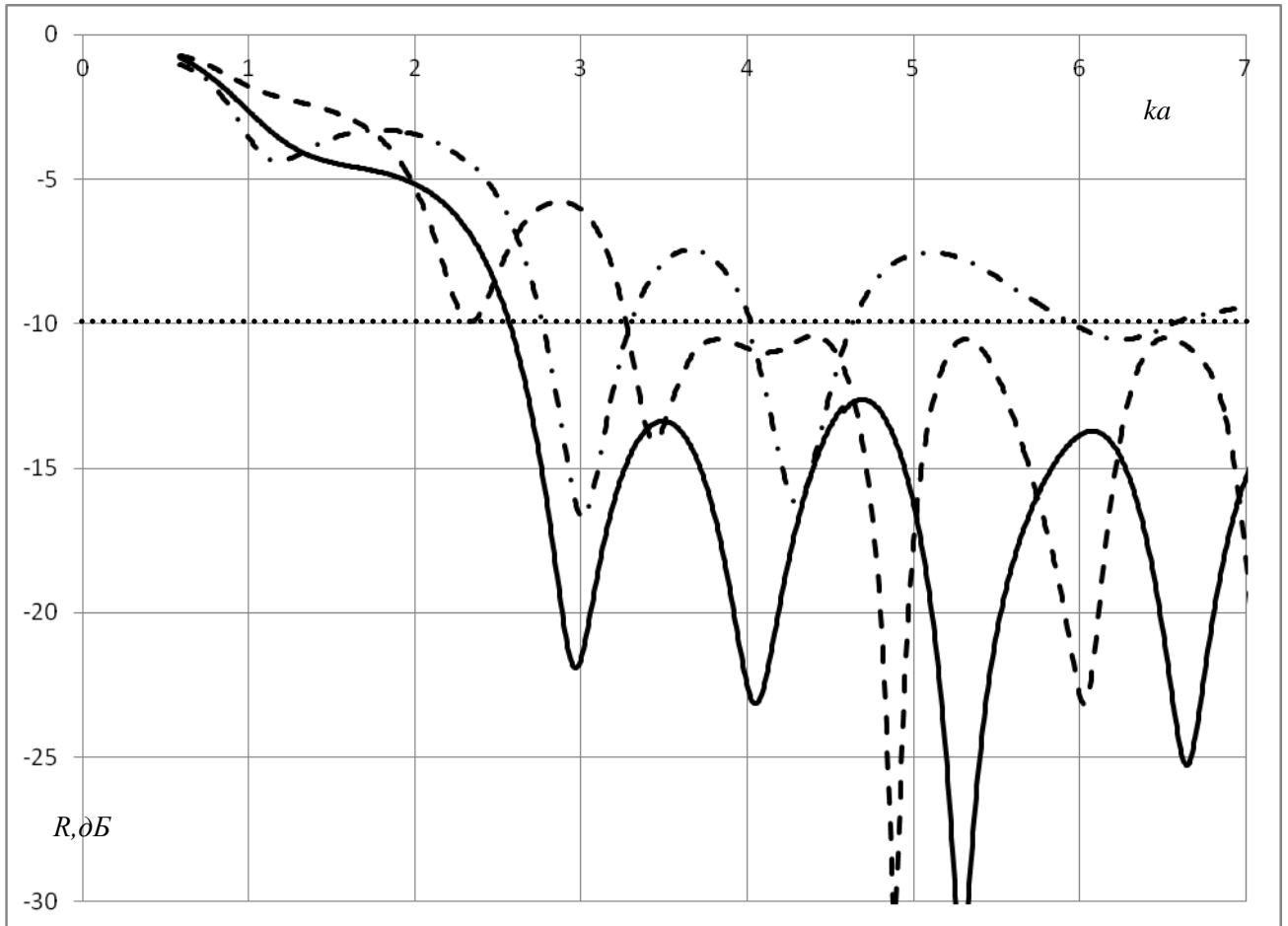


Рис. 3.31. Коэффициент отражения исследованных рупорно-линзовых антенн

Как видно из рис. 3.31, наименьшую нижнюю границу полосы частот по уровню согласования -10 дБ при одинаковых габаритах рупора (ka_{low}) обеспечивает антенна с несимметричной линзой. Антенна с симметричной линзой согласуется хуже, несмотря на бóльшую величину апертуры. Наибольшую среди представленных антенн величину параметра ka_{low} имеет рупор без диэлектрических вставок.

На рис. 3.32 представлена зависимость коэффициента усиления (КУ) антенны от электрического размера ka , на рис. 3.33 – зависимость коэффициента использования поверхности (КИП) от ka , а на рис. 3.34 – зависимость уровня боковых лепестков (УБЛ) от ka . Штриховая линия на рис. 3.32–3.34 соответствует зависимости для антенны с симметричной линзой, сплошная – для антенны с несимметричной линзой, штрих-пунктирная – для рупора без диэлектрических вставок, пунктирная – для рупора, заполненного диэлектриком со сферической выходной поверхностью. Прямой штриховой линией на рис. 3.33 отмечен уровень КИП антенны, равный 1.

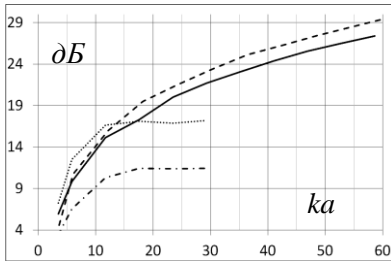


Рис. 3.32.
Сравнение коэффициента
усиления рупоров

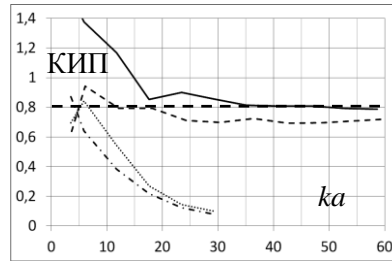


Рис. 3.33.
Сравнение коэффициента
использования поверхности
антенны рупоров

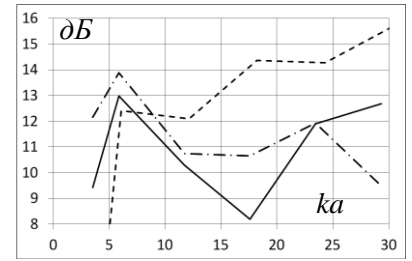


Рис. 3.34.
Сравнение уровня боковых
лепестков рупоров

Как видно на рис. 3.32, КУ рупорно-линзовых антенн монотонно растет с увеличением величины ka . Для антенн с симметричной линзой он достигает 29.5 дБ при значении ka , равном 58. Для антенны с несимметричной линзой в той же точке он чуть меньше и равен 27 дБ. КУ рупора, заполненного диэлектриком со сферической выходной поверхностью, достигает 17 дБ для ka , равного 11.7 и далее практически не меняется. КУ ТЕМ рупора без диэлектрических вставок достигает своего предельного значения 12 дБ для ka , равного 17.6.

Рис. 3.32 демонстрирует, что антенна с симметричной линзой обеспечивает максимальное усиление. Это объясняется большей величиной апертуры в сравнении с антенной с несимметричной линзой, что также можно видеть на рис. 3.33. На этом рисунке видно, что наибольшей величиной КИПа обладает антенна с несимметричной линзой. Это обусловлено сочетанием высокого усиления и небольшого размера апертуры. При значениях ka , изменяющихся от 1 до 15, КИП для этой антенны немного превышает значение 1, а для ka , большего 17, устанавливается на уровне 0.8 и далее практически не меняется. Антенны с симметричной линзой обеспечивают КИП, близкий к 0.7. Величина КИПа для ТЕМ рупора без диэлектрических вставок и рупора, заполненного диэлектриком со сферической выходной поверхностью, с ростом значений ka уменьшается.

Как видно из рис. 3.34, самый низкий УБЛ в сверхширокой полосе частот обеспечивает антенна с симметричной линзой. Рупорно-линзовая антенна с несимметричной линзой обладает высоким УБЛ, что объясняется несимметричностью формы диаграммы направленности (ср. рис. 3.35а–3.36а).

На рис. 3.35 показаны диаграммы направленности для антенны с симметричной линзой в E -плоскости (рис. 3.35а) и в H -плоскости (рис. 3.35б). Сплошная линия соответствует значению ka , равному 11.7, пунктирная линия – 5.8, штриховая – 3.5. На рис. 3.36 с помощью

аналогичных обозначений показаны диаграммы направленности антенны с несимметричной линзой.

Как видно из рис. 3.35-3.36, ширина главного лепестка диаграммы направленности в обеих плоскостях монотонно сужается с ростом электрического размера ka . Из-за большей разницы величины апертуры ширина главного лепестка в E -плоскости у разных конструкций сильно отличается.

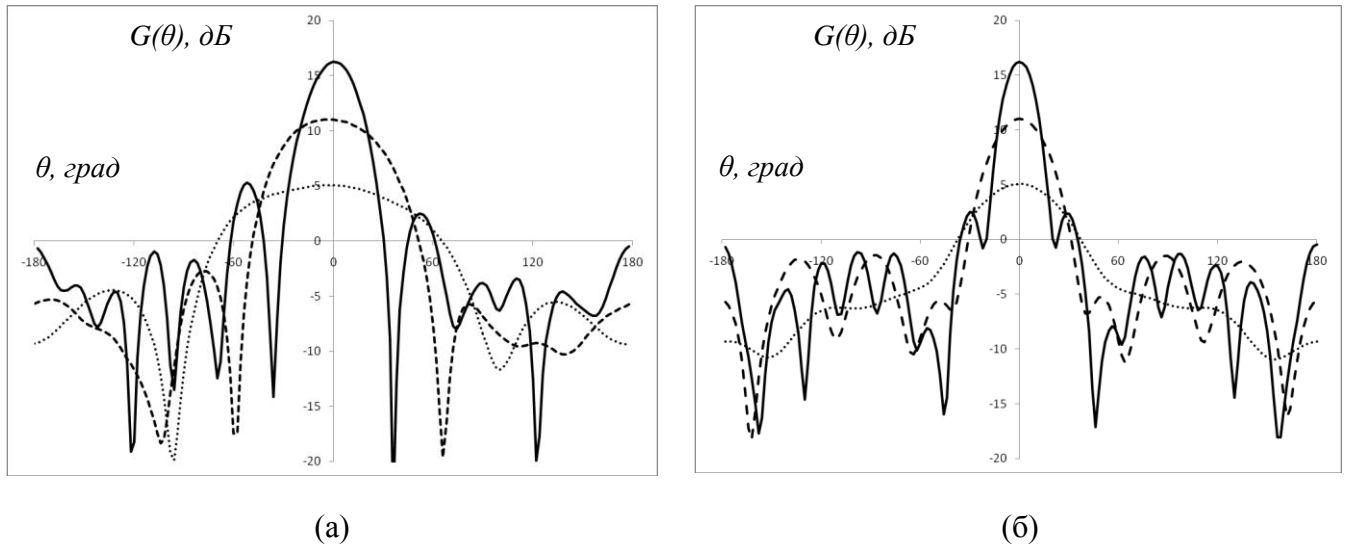


Рис. 3.35. Диаграммы направленности для рупорно-линзовой антенны с симметричной линзой в (а) E -плоскости, (б) H -плоскости

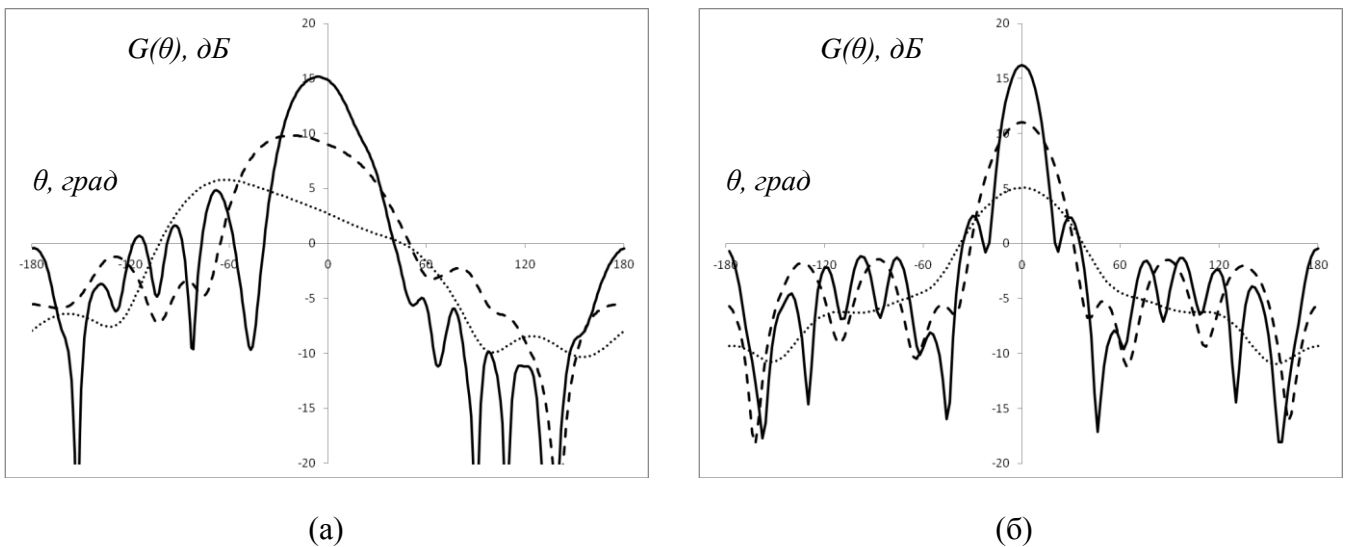


Рис. 3.36. Диаграммы направленности для рупорно-линзовой антенны с несимметричной линзой в (а) E -плоскости, (б) H -плоскости

Для подтверждения полученных численных результатов был изготовлен экспериментальный образец рупорно-линзовой антенны с несимметричной фокусировкой и

возбуждением с помощью коаксиальной линии, ортогональной оси рупора. Фотография экспериментального образца антенны приведена на рис. 3.37.

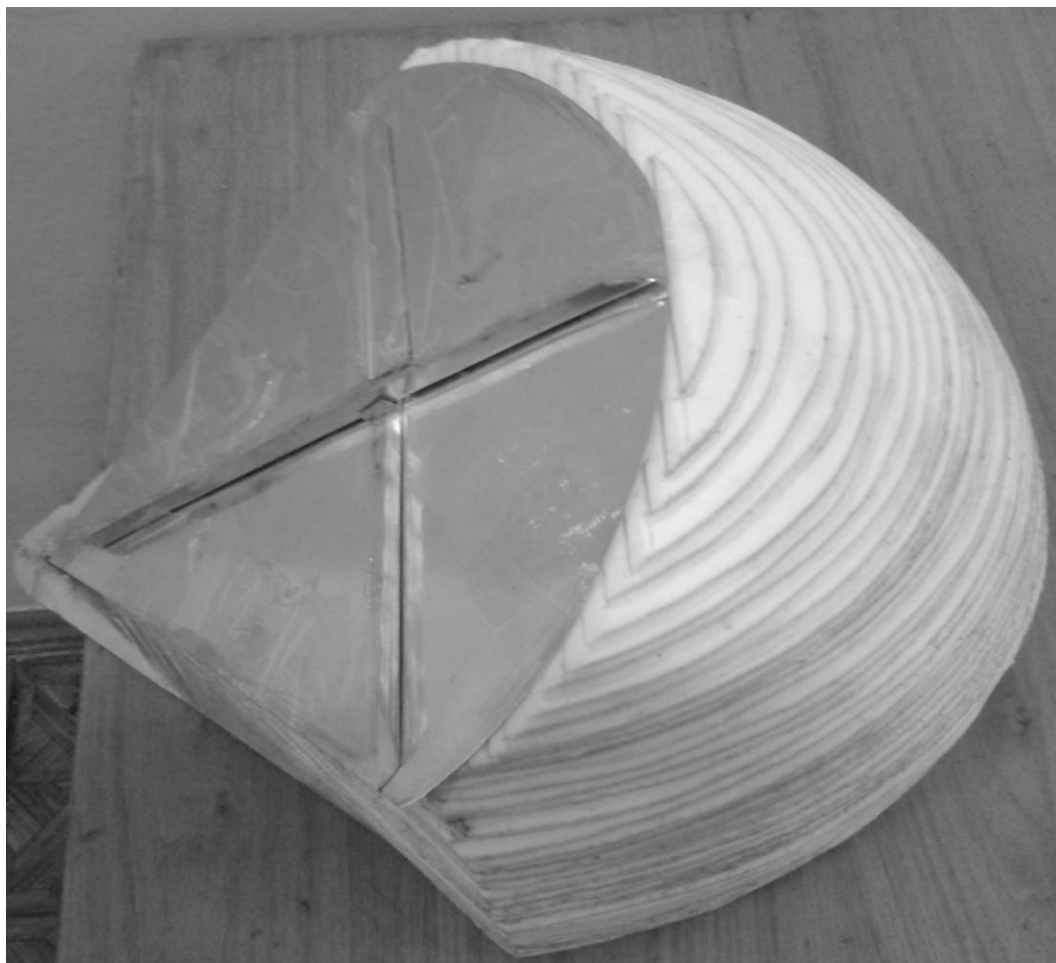


Рис. 3.37. Экспериментальный образец

Диэлектрическое заполнение рупора было выполнено в виде слоистой структуры из листового полипропилена, каждый слой которого представлял собой угловой сектор с криволинейной цилиндрической поверхностью на выходе. В результате линза на выходе антенны имела ступенчатую поверхность. Общая длина рупора с линзой составляла 40 см, ширина – 36 см, высота - 17 см. Радиус сферы, описанной вокруг антенны, равен 28 см.

С целью сохранения единообразия представления результатов все значения частот переведены в ka – электрический размер радиуса описанной вокруг антенны сферы.

В процессе эксперимента были получены диаграммы направленности в E - и H -плоскостях для двух значений ka (11.7 и 23.5) и коэффициент отражения для значений ka , изменяющихся от 0.5 до 58. Все измерения проводились с использованием векторного анализатора цепей HP-8720C.

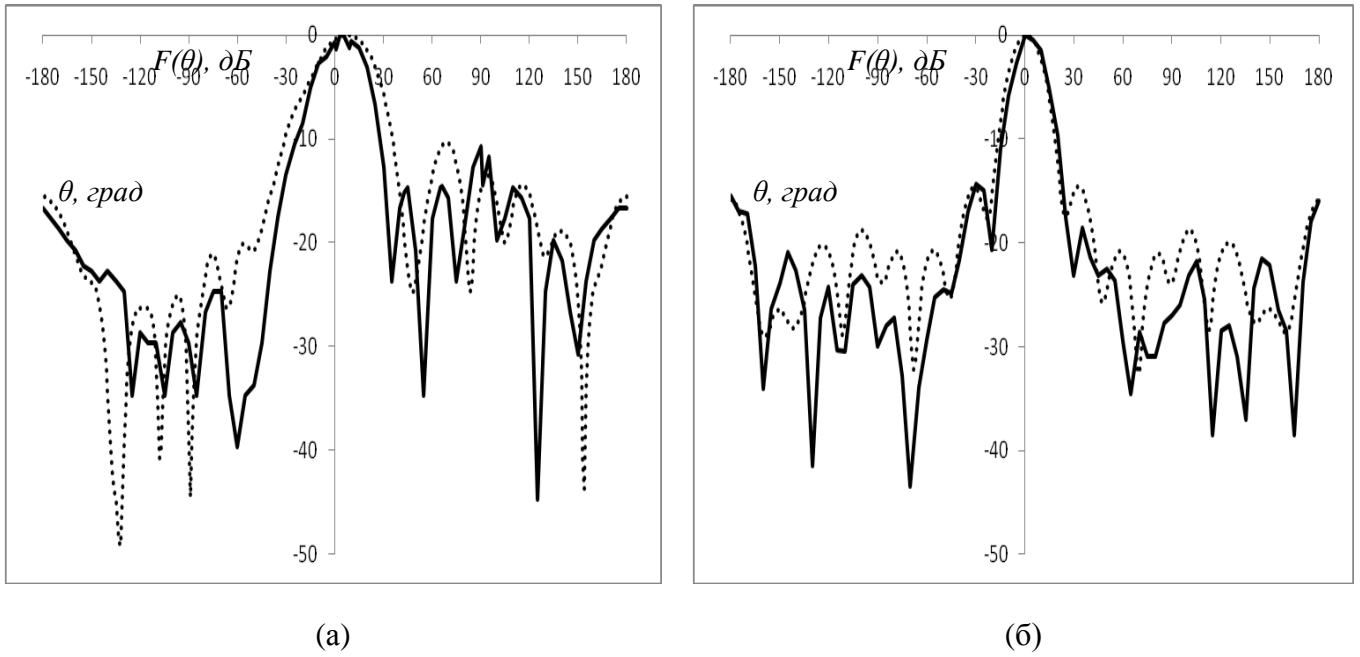


Рис. 3.38. Сравнение экспериментальной и вычисленной диаграмм направленности для $ka = 11,7$ в (а) E -плоскости, (б) H -плоскости

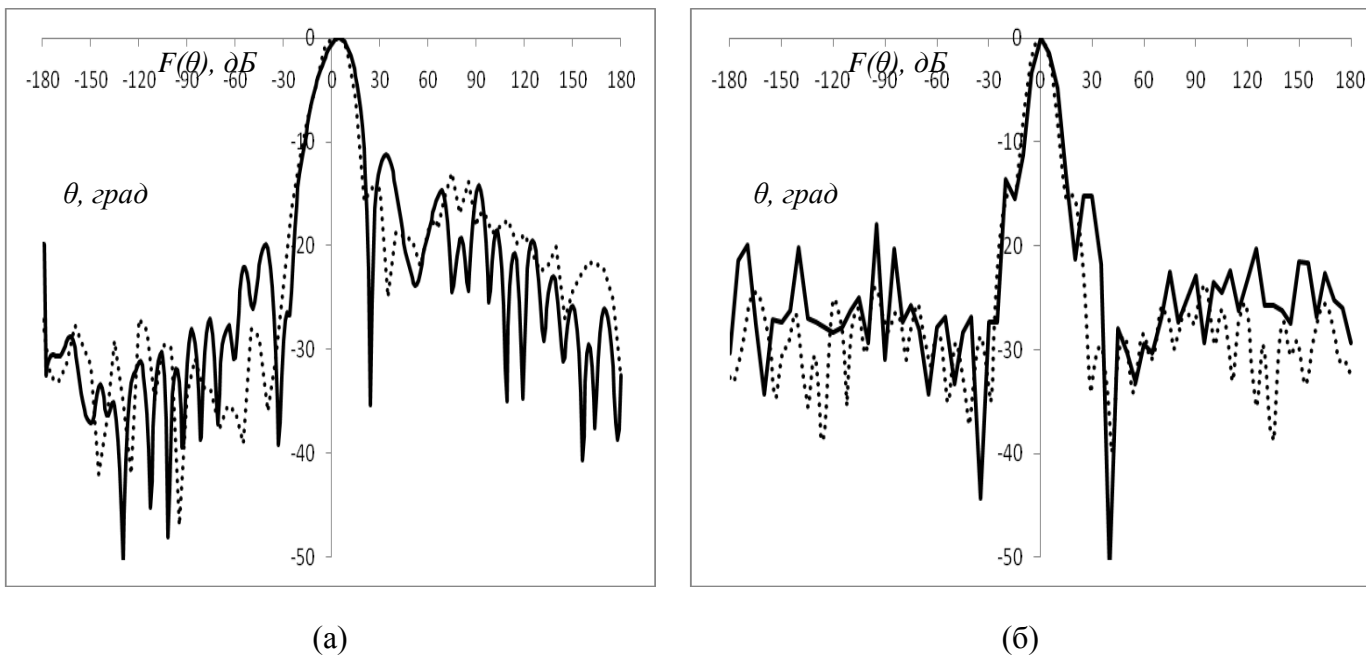


Рис. 3.39. Сравнение экспериментальной и вычисленной диаграмм направленности для $ka = 23,5$ в (а) E -плоскости, (б) H -плоскости

На рис. 3.38-3.39 сплошными линиями приведены результаты измерения диаграмм направленности для ka , равных, соответственно, 11.7 и 23.5. Пунктирными линиями показаны аналогичные характеристики, полученные с помощью МКЭ.

Как видно на рис. 3.38-3.39, ширины главных лепестков экспериментальных и вычисленных диаграмм направленности достаточно хорошо согласуются.

Отметим, что вычисленные и измеренные УБЛ близки, хотя форма боковых лепестков совпадает только качественно.

На рис. 3.40 приведены экспериментальная (сплошная линия) и вычисленная (пунктирная линия) зависимости коэффициента отражения от электрического размера ka . Прямая штриховая линия обозначает уровень -10 дБ.

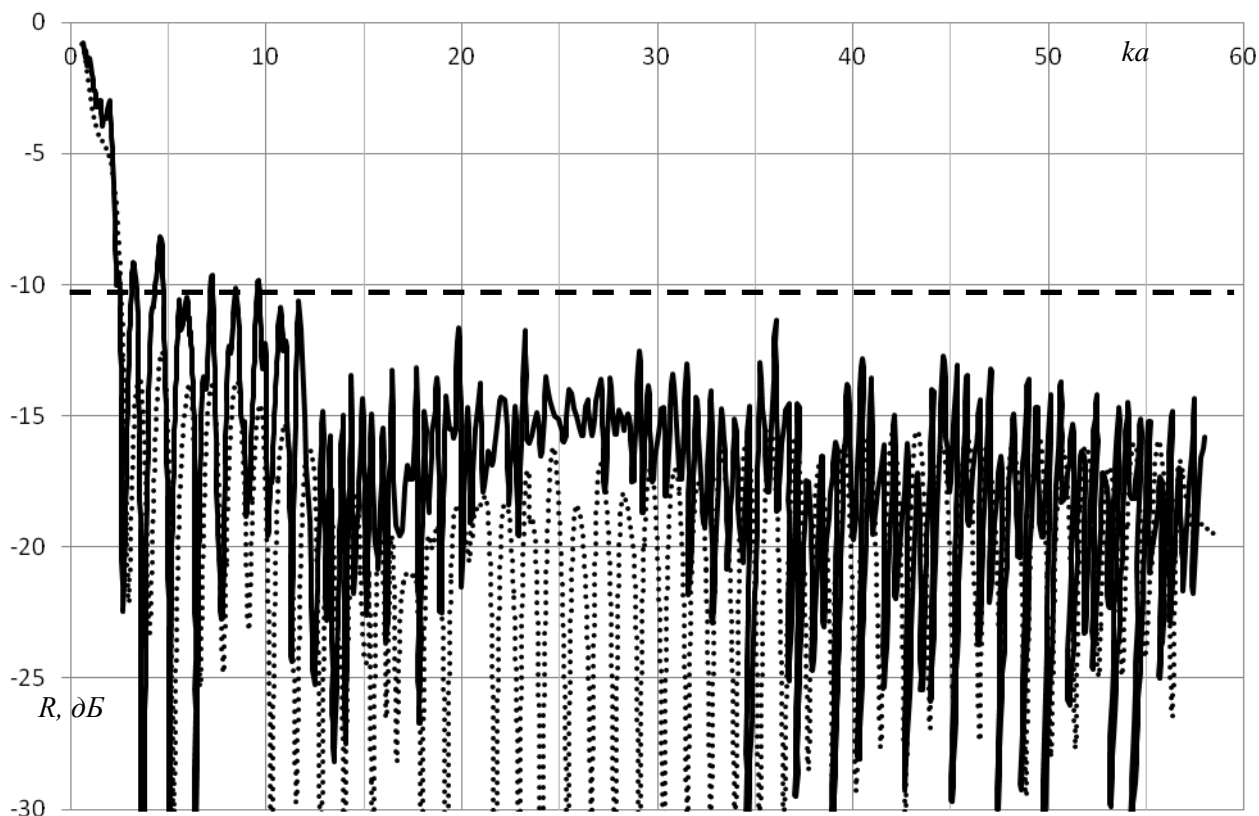


Рис. 3.40. Сравнение экспериментального и вычисленного коэффициента отражения регулярной рупорно-линзовой антенны.

Как видно из рис. 3.40, значение параметра ka_{low} , рассчитанного с помощью МКЭ (ka_{low} , равный 2.5, или частота, равная 439 МГц) и полученной экспериментально (ka_{low} , равный 2.4, или частота, равная 422 МГц), достаточно точно совпадают. При дальнейшем возрастании величины ka зависимости коэффициентов отражения численной и экспериментальной модели качественно совпадают, однако амплитуда колебаний вычисленной зависимости меньше экспериментальной.

Проведенные численные и экспериментальные исследования позволяют судить о том, что подобного рода конструкции повышают направленность рупорной антенны в широкой полосе частот, не уменьшая ее широкополосность.

Полученный металло-диэлектрический рупор отличается широкой полосой и высокой направленностью, однако величина параметра ka_{low} этой антенны больше, чем аналогичная характеристика современных сверхширокополосных компактных разработок.

Рассмотрим металло-диэлектрический полигональный ТЕМ рупор. Угол между пластинами β остается постоянным вдоль всей длины рупора, угол раскрыва пластины α изменяется дискретно в точках излома линии, ограничивающей пластину. Рупор заполнен диэлектриком с диэлектрической проницаемостью равной 2.25, образующая выходной поверхности которого вычисляется по формуле (3.31). Антенна вписана в сферу с радиусом a .

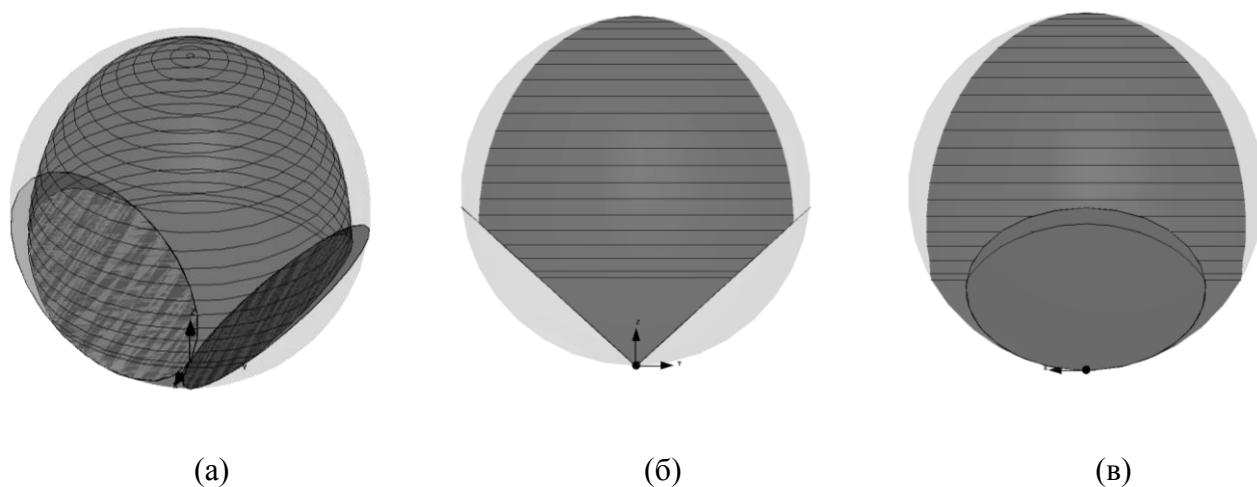


Рис. 3.41. Геометрия полигональной рупорно-линзовой антенны.

(а) изометрия, (б) вид в E -плоскости, (в) вид в H -плоскости

Рассмотрим задачу уменьшения размеров рупорно-линзового излучателя. Для решения этой задачи численно оптимизируем с помощью МКЭ форму кромок ТЕМ рупора аналогично тому, как это было сделано в п. 2.3. В качестве целевой функции оптимизации выберем параметр КИР (ka_{low}). Оптимизация будет заключаться в максимизации этой величины (минимизации ka_{low}). В качестве метода оптимизации выберем квазиньютоновский метод.

Геометрию антенны, полученной в результате оптимизации, можно видеть на рис. 3.41. Угол между пластинами β в процессе оптимизации принял значение 95° .

Вычислим характеристики согласования описанной антенны с помощью МКЭ. На рис. 3.42 представлена зависимость коэффициента отражения от ka . Сплошной линией обозначен график этой зависимости, прямой штриховой линией отмечен уровень -10 дБ.

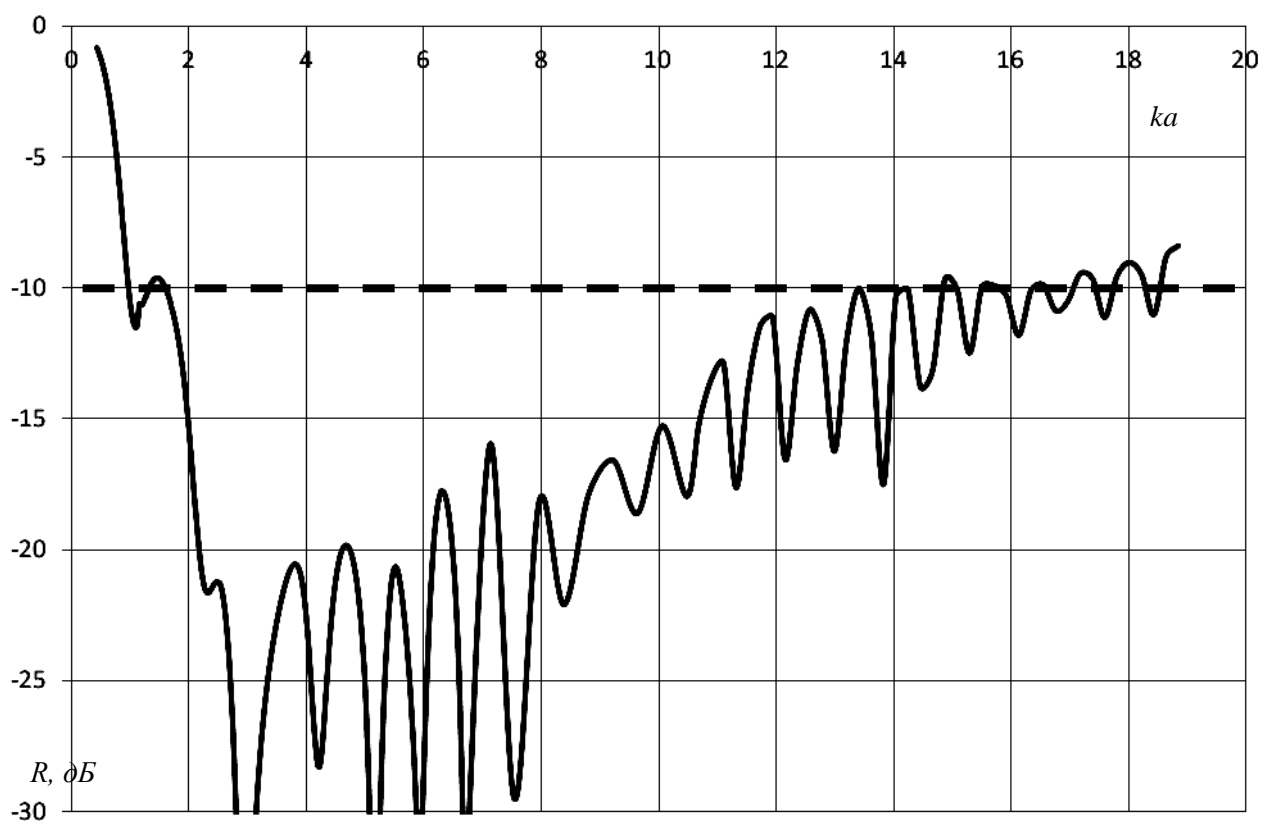


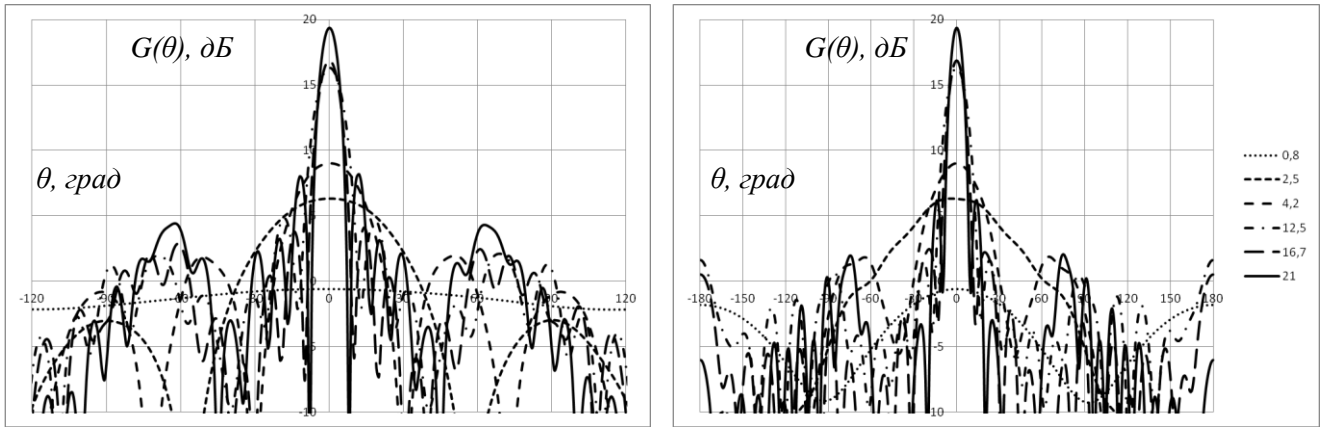
Рис. 3.42. Зависимость коэффициента отражения полигональной рупорно-линзовой антенны от электрического размера ka

Из графика, представленного на рис. 3.42, можно видеть, что величина ka_{low} равна 0.95, верхняя граница полосы согласования по уровню -10 дБ (ka_{high}) составляет более 14. Т.е. относительная ширина полосы согласования данной модели составляет более 15. Полученная антенна по габаритам на 16% больше полигонального ТЕМ рупора без диэлектрических вставок и обладает полосой согласования, меньшей в 1.5 раза. В сравнении с регулярной рупорно-линзовой антенной габариты металло-диэлектрической полигональной антенны меньше в 1.5 раза, однако полоса согласования уже в 2.5 раза.

Исследуем характеристики излучения оптимизированной полигональной рупорно-линзовой антенны. На рис. 3.43 представлены диаграммы направленности этой антенны для различных значений ka .

Из рис. 3.43 можно видеть, что оптимизированный рупор обладает высокой направленностью, растущей вплоть до 20 дБ с увеличением значений ka .

Отметим, что в сравнении с полигональным ТЕМ рупором без диэлектрической вставки данная конструкция обладает более узкой диаграммой направленности, лишенной провалов.



(a)

(б)

Рис. 3.43. Диаграммы направленности полигональной рупорно-линзовой антенны полученные для значений ka , равных 0.8, 2.5, 4.2, 12.5, 16.7, 21
в (а) E -плоскости, (б) H -плоскости

На рис. 3.44 представлена зависимость коэффициента усиления (КУ) антенны от электрического размера ka , на рис. 3.45 – зависимость коэффициента использования поверхности (КИП) от ka , а на рис. 3.46 – зависимость уровня боковых лепестков (УБЛ) от ka . Прямой штриховой линией на рис.3.45 отмечен уровень КИП антенны, равный 1.

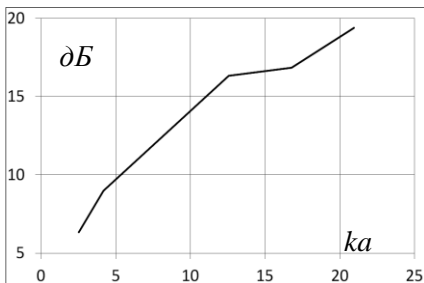


Рис. 3.44.

Коэффициент усиления
оптимизированной антенны

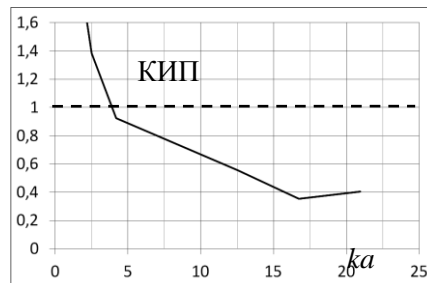


Рис. 3.45.

Коэффициент использования
поверхности
оптимизированной антенны

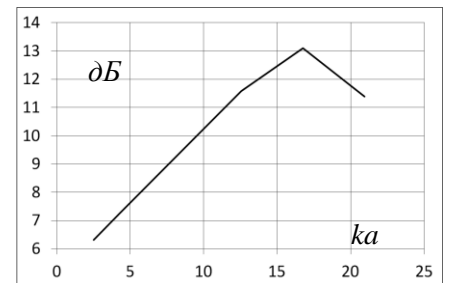


Рис. 3.46.

Уровень боковых лепестков
оптимизированной антенны

Из рис. 3.44-3.45 можно видеть, что предлагаемая антенна обладает высоким усилением, однако ее КИП меньше аналогичной характеристики для регулярной несимметричной антенны. Это объясняется увеличенными, по сравнению с несимметричной антенной, размерами апертуры.

ВЫВОДЫ

В данной главе развиваются четыре численно-аналитические модели излучения нерегулярной полосковой линии на основе решений Л.А. Вайнштейна, Г. Кирхгофа и РАТД и используются для оптимизации характеристик согласования нерегулярных ТЕМ рупоров.

Предлагаемые модели отличаются областью наибольшей точности определения полуширины главного лепестка диаграммы направленности нерегулярного ТЕМ рупора по уровню -10 дБ. Метод, основанный на РАТД, позволяет вычислять эту характеристику с ошибкой не более 10% для значений ka , изменяющихся в пределах от 2 до 3. Модель, полученная на основе формулы (3.2), с точностью 15% описывает ширину диаграммы направленности для значений ka , изменяющихся в пределах от 3 до 7, причем формула отличается большой простотой. Апертурный и токовый метод Кирхгофа описывают изрезанность диаграмм направленности в E -плоскости с точностью, близкой к 20% для значений ka , не превышающих 30. Причем реализация апертурного метода проще, а токовый позволяет получить ббольшую точность.

Результаты вычисления зависимости коэффициента отражения нерегулярного ТЕМ рупора от ka позволяют сделать вывод, что наибольший интерес представляют исследования диаграммы направленности в пределах рабочей полосы частот рупора, верхняя граница которой не превышает значения $ka = 15$ (см. п. 3.5).

Проведено сравнение результатов анализа характеристик излучения на основе развитых моделей и МКЭ и показана возможность использования разработанных численно-аналитических моделей для оптимизации геометрии нерегулярных рупоров с целью получения заданных характеристик излучения.

В результате оптимизации с помощью модели на основе формулы (3.2) получен нерегулярный рупор с фланцами, отличающийся большой стабильностью ширины диаграммы направленности и габаритными размерами, сравнимыми с размерами современных сверхширокополосных компактных ТЕМ антенн.

Полученные результаты открывают перспективы для дальнейшей оптимизации ТЕМ рупоров по двум характеристикам одновременно.

Также в данной главе решена задача оптимизации геометрии ТЕМ рупоров с целью получения максимума КИП антенны в сверхширокой полосе частот.

С помощью метода равенства эйконолов получена диэлектрическая линза, преобразующая сферическую волну в плоский фронт. Построена и численно исследована с помощью МКЭ конструкция рупорно-линзового излучателя. Проведено экспериментальное исследование предлагаемой конструкции, подтвердившее теоретические выводы.

Проведенные исследования показали, что использование рупора с диэлектрической вставкой, поверхность которой выполнена в форме линзы, помогает повысить направленность рупорной антенны в полосе частот, при этом незначительно уменьшая ее широкополосность.

Решена задача уменьшения размеров полученного рупорно-линзового излучателя с помощью численной оптимизации формы пластины ТЕМ рупора. В результате получена антенна, обладающая небольшой величиной параметра ka_{low} , широкой полосой и высоким усилением.

Материалы, изложенные в данной главе, представлены на Всероссийском межотраслевом молодежном научно-техническом форуме «Молодежь и будущее авиации и космонавтики» (Москва, МАИ, 2012), VI Всероссийской конференции «Радиолокация и радиосвязь» (Москва, ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН, 2012), Всероссийской научно-технической конференции «Наука и АСУ – 2014», II Московской микроволновой неделе (Москва, ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН, 2014) и Международной научно-технической конференции «Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения» (Intermatic – 2014) и опубликованы в трудах этих конференций в работах [99], [100] и в статьях [14], [15], [101], [103].

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе были получены следующие основные результаты:

1. С использованием метода поперечных сечений, решения А. Зоммерфельда для дифракции плоской волны на полуплоскости, решения В.А. Калошина для матрицы рассеяния на стыке рупоров и численных данных Ли и Смита развита численно-аналитическая модель распространения основной волны плавно-нерегулярной полосковой линии в одномодовом приближении.

2. На основе развитой модели разработан алгоритм, с помощью которого синтезирован плавно-нерегулярный ТЕМ рупор с полосой частот по уровню согласования -10 дБ, равной пяти октавам, обладающий минимальными для своего класса габаритами (КИР = 0.56).

3. С использованием решения А. Зоммерфельда для дифракции плоской волны на полуплоскости и решения Л.А. Вайнштейна для отражения от конца плоского волновода развита аналитическая модель распространения основной волны в нерегулярной кусочно-плоской полосковой линии в одномодовом приближении.

4. На основе развитой модели разработан алгоритм, с помощью которого синтезирован кусочно-плоский ТЕМ рупор с полосой частот по уровню согласования -10 дБ более четырех октав, обладающий минимальными для своего класса габаритами (КИР = 0.69).

5. В результате численной оптимизации синтезирован полигональный ТЕМ рупор с полосой частот по уровню согласования -10 дБ более трех октав, обладающий минимальными для своего класса габаритами (КИР = 0.63).

6. С использованием решения Л.А. Вайнштейна для излучения из открытого конца плоского волновода, метода Г. Кирхгофа и РАТД разработаны несколько моделей излучения основной волны нерегулярной полосковой линии в одномодовом приближении.

7. На основе развитой модели разработан алгоритм, с помощью которого синтезирован кусочно-плоский ТЕМ рупор со стабильной шириной главного лепестка диаграммы направленности в E -плоскости (вариация ширины по уровню -10 дБ менее 25% в полосе частот более двух октав).

8. Предложен, а также теоретически и экспериментально исследован металло-диэлектрический ТЕМ рупор с коэффициентом использования поверхности более 0.8 в полосе частот по уровню согласования -10 дБ более четырех октав.

При построении моделей распространения, рассеяния и излучения нерегулярной полосковой линии предполагалось, что внутри нее распространяется только одна мода. Иными словами, в работе использовалось одномодовое приближение. Отметим, что решение В.А. Калошина для матрицы рассеяния на стыке рупоров может быть использовано для обобщения развитых методик на многомодовый случай. Наиболее просто такое обобщение может быть проведено для кусочно-плоской нерегулярной линии.

Разработанные численно-аналитические модели и алгоритмы могут быть применены как для нерегулярных в E -плоскости ТЕМ рупоров, так и для ТЕМ рупоров, нерегулярных в H -плоскости, а также нерегулярных одновременно в двух плоскостях. Однако для этого необходимо аналитическое представление структуры мод ТЕМ рупора, которое на данный момент неизвестно.

5. СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ СОКРАЩЕНИЙ И ОБОЗНАЧЕНИЙ:

ТЕМ – transverse electromagnetic

ka – электрический размер радиуса описанной вокруг излучателя сферы

ka_{low} – электрический размер радиуса описанной вокруг излучателя сферы на нижней границе полосы частот по уровню согласования –10 дБ

ka_{high} – электрический размер радиуса описанной вокруг излучателя сферы на верхней границе полосы частот по уровню согласования –10 дБ

КИП – коэффициент использования поверхности антенны

КИР – коэффициент использования размера антенны

КУ – коэффициент усиления

МКЭ – метод конечных элементов

СКО – среднеквадратическое отклонение значения полуширины диаграммы направленности от среднего значения этой характеристики

СШП – сверхширокополосный

УБЛ – уровень боковых лепестков

Полуширина диаграммы направленности – угол θ в градусах, при котором главный лепесток диаграммы направленности в E -плоскости пересекает уровень –10 дБ

6. ЛИТЕРАТУРА:

1. Amineh R.K., Ravan M., Trehan A., Nikolova N.K. Near-Field Microwave Imaging Based on Aperture Raster Scanning With TEM Horn Antennas // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 59, No. 3, March 2011, pp. 928-940
2. Scheers B., Piette M., Vander Vorst A. Development of dielectric-filled TEM horn antennas for UWB GPR // Millennium Conference on Antennas & Propagation AP-2000, Davos, Switzerland, vol. II, p. 187, April 2000
3. Jinjin Sh., Guangyou F., Jingjing F., Yicai J., Hejun Y. TEM Horn Antenna Loaded With Absorbing Material for GPR Applications // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol. 13, 2014, pp. 523-527
4. Jamali A.A., Marklein R. Design and Optimization of Ultra-Wideband TEM Horn Antennas for GPR Applications // General Assembly and Scientific Symposium, 2011 XXXth URSI, 13-20 August, 2011, Istanbul, Turkey.
5. Schantz H. The Art and Science of Ultrawideband Antennas, London:Artech House, Inc Boston, 2005. 331 p.
6. Мартынов Е.С. Исследование сверхширокополосных антенн на основе TEM рупоров: Вып.квал.раб. / Под. рук. Калошина В.А. – М., 2011. – 43 С.
7. Калошин В.А., Мартынов Е.С., Скородумова Е.А. Моделирование биконической антенны в широкой полосе частот // Труды III Всеросс. научн.-техн. конф. «Радиолокация и радиосвязь», М., 2009г. Т. 1, с. 97.
8. Калошин В.А., Мартынов Е.С., Скородумова Е.А. Исследование характеристик поликонической антенны в широкой полосе частот // Радиотехника и электроника, 2011, Т. 56, №9, с. 1094.
9. Калошин В.А., Скородумова Е.А. Дisko-поликоническая антенна // Антенны, 2011, вып.10(173),С.79-82.
10. Козлов К.В., Лось В.Ф., Порохов И.О., Шаманов А.Н. Приближенные алгоритмы синтеза антенн и проблемы миниатюризации // Радиотехника, 2013, № 1, с. 105-114
11. Фролов А.А. Сравнительный анализ сверхширокополосных и широкополосных систем связи / Под ред. акад. РАН А.С. Сигова // «Фундаментальные проблемы радиоэлектронного

приборостроения» Материалы Международной научно-технической конференции «INTERMATIC – 2013» 2 – 6 декабря 2013 г., Москва Т. 4. 2013. С. 104.

12. Болов Р.Б., Кондратьев А.П., Курочкин А.П., Лось В.Ф., Привалова Т.Ю., Юханов Ю.В. Сверхширокополосные излучатели для сканирующей видеоимпульсной антенной решетки // Антенны, 2010, вып. 2, с. 25-30.

13. Mehrdadian A., Forooghi K. Design of a UWB combined antenna and array of miniaturized elements with and without lens // Progress In Electromagnetics Research C, V. 39. 2013. P. 37

14. Ефимова Н.А. Исследование рупорно-линзовой ТЕМ-антенны как элемента кольцевой антенной решетки // Труды МАИ. 2013. № 68. <http://mai.ru/upload/iblock/254/254db3795e9716ee1f9da1723d9f25a2.pdf>

15. Ефимова Н.А., Калошин В.А., Скородумова Е.А. Исследование рупорно-линзовой ТЕМ-антенны // Радиотехника и электроника. 2012. № 12. т. 57. С. 1020-1027

16. Parslan M., Aydemir M.E., Gose E., Turk A.S. The Design and Simulation of a Compact Vivaldi Shaped Partially Dielectric Loaded (VS-PDL) TEM Horn Antenna for UWB Applications // 2013 IEEE International Conference on Ultra-Wideband (Sydney, Australia, 15-18 September, 2013), pp. 23-26

17. Lee K.-H., Chen Ch.-Ch., Lee R. Development Of UWB, Dualpolarized Dielectric Horn Antenna (DHA) For UWB Applications // Antennas and Propagation Society International Symposium, Monterey, California, 20-25 June 2004, pp. 2931-2934

18. Lee K.-H., Chen Ch.-Ch., Lee R. UWB Dual-Linear Polarization Dielectric Horn Antennas as Reflector Feeds // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 55, №. 3, March 2007 798-804

19. Armbrrecht G., Denicke E., Pohl N., Musch T., Rolfes I. Compact Directional UWB Antenna with Dielectric Insert for Radar Distance Measurements // Proceedings Of The 2008 IEEE International Conference On Ultra-Wideband (ICUWB2008), Vol. 1, pp. 229-232

20. Ефимова Н.А., Бирюков В.Л., Калиничев В.И., Калошин В.А., Пангонис Л.И. Исследование сверхширокополосной кольцевой антенной решетки // Журнал Радиоэлектроники. 2013. № 1. <http://jre.cplire.ru/jre/jan13/20/text.html>

21. Ефимова Н.А., Калашин В.А. Сверхширокополосные излучатели для кольцевых антенных решеток // VI Всероссийская конференция «Радиолокация и радиосвязь» (Москва, ИРЭ, 2012)
22. Tan A.E.-Ch., Jhamb K., Rambabu K. Design of Transverse Electromagnetic Horn for Concrete Penetrating Ultra-Wideband Radar // *Antennas and Propagation, IEEE Transactions* Vol. 60, Is. 4, pp. 1736-1743
23. Тимофеева А.А., Козловская И.А. Улучшение согласования расфазированных рупоров с изломом образующей в заданном диапазоне частот // *Электросвязь*, № 8, 1992. С. 33-34
24. Malherbe J.A.G. Superelliptic TEM Horn // *Proceedings of the 40th European Microwave Conference*, September 28-30, 2010, Paris, France pp. 735-738
25. Malherbe J.A.G. Hybrid Elliptic TEM Horn with Internal Fins // *Antennas and Propagation in Wireless Communications (APWC), Topical Conference on 2-7 September 2012*, Cape Town, South Africa pp. 1009-1011
26. Malherbe J.A.G. Hybrid Elliptic TEM Horn with Symmetric Main Beam // *Antenna Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM), 2012 15th International Symposium on 25-28 June 2012*, Toulouse, pp. 1-4
27. Jinjin Sh., Yicai J., Guangyou F., Hejun Y. Optimization and experiment of UWB TEM horn antenna // *High Power Laser And Particle Beams* Vol. 26, № 1 Jan., 2014, p. 1-5
28. Zalabsky T., Bezousek P. TEM Horn Antenna for High Energy Pulse Emission // *23th Conference Radioelektronika 2013*, April 16-17, Pardubice, Czech Republic, pp. 92-95
29. Koshelev V. I., Buyanov Y. I., Koval'chuk B.M., Andreev Y.A., Belichenko V.P., Efremov A.M., Plisko V.V., Sukhushin K.N., Vizir V.A., Zorin V.B. High-power ultra wideband electromagnetic pulse radiation // *Proc. SPIE*, Vol. 3158, 209-219, 1997.
30. Chen L.L., Liao C., Chang L., Zheng X., Su G., Fang J. Novel UWB knife-shape tem horn antenna design for transient application // *Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT), 2010 International Conference (8-11 May 2010, Chengdu, China)* pp. 355-358
31. Turk A.S., Keskin A.K. Ultra-Wide Band Antenna Designs for Multi-sensor Adaptive Ground-Penetrating Impulse Radar // *Ultra-Wideband (ICUWB), 2012 IEEE International Conference on (17-20 Sept. 2012 Syracuse, NY)*, pp. 87-91

32. Turk A.S., Kurt E., Sezgin M., Bahadırlar Y. Ultra-wideband Vivaldi antenna design for multi-sensor adaptive ground-penetrating impulse radar // *Microwave and Optical Technology Letters*, 48, (5), pp. 834-839, 2006.
33. Ying S., Wei L., Liqing W., Qun W. Research on Ultra-Wideband TEM Horn Antenna and its Miniaturization // *Applied Mechanics and Materials* Vol. 441 (2014) pp 162-165
34. Singh S.K., Sarkar B.K. Effect of aperture matching on the performance of TEM horn antenna // *1st International Conference on Emerging Technology Trends in Electronics, Communication and Networking* (Gujarat, India, 19 Dec - 21 Dec 2012), p. 1-5
35. Ameri A.A.H., Kompa G., Bangert A. Study About TEM Horn Size Reduction for Ultra-Wideband Radar Application // *Proceedings of the 6th German Microwave Conference* March 14-16 2011, Darmstadt, Germany pp. 1-4
36. Karshenas F., Mallahzadeh A.R., Imani A. Modified TEM Horn Antenna for Wideband Applications // *13th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics* February 15-18 2009, Banff, Alberta, Canada, pp. 1-5
37. Amjadi H., Hamedani F.T. A Novel 2-18 GHz TEM Double-Ridged Horn Antenna for Wideband Applications // *2011 Cross Strait Quad-Regional Radio Science and Wireless Technology Conference* (26 Jul - 30 July 2011 Harbin, Heilongjiang, China), pp 341-344
38. Amjadi H., Hamedani F.T. Ultra Wideband Horn Antenna for Microwave Imaging Application // *Proc. of the Cross Strait Quad-Regional Radio Science and Wireless Technology Conference* (Harbin, Heilongjiang, China, July 26-30, 2011), pp. 337-339
39. Bassam S., Rashed-Mohassel J. Chebyshev Tapered TEM Horn Antenna // *Progress In Electromagnetics Research Symposium Online*, Vol. 2, № 6, 2006
40. Oloumi D., Mousavi P., Pettersson M.I., Elliott D.G. A Modified TEM Horn Antenna Customized for Oil Well Monitoring Applications // *IEEE Transactions On Antennas And Propagation*, Vol. 61, №. 12, December 2013, p. 5902-5909
41. Li X., Hagness S.C., Choi M.K., van Weid D.W. Numerical and experimental investigation of an UWB ridged pyramidal horn antenna with curved launching plane for pulse radiation // *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 2, 2003, p. 259-262
42. Schwarz U., Stephan R., Hein M.A. Miniature double-ridged horn antennas composed of solid high-permittivity sintered ceramics for biomedical UWB radar applications // *Proceeding Antennas*

and Propagation Society International Symposium (APSURSI), 2010 IEEE (11-17 July 2010, Toronto, Ontario, Canada), pp. 1-4

43. Schwarz U., Thiel F., Seifert F., Stephan R., Hein M. Ultra-Wideband Antennas for Combined Magnetic Resonance Imaging and UWB Radar Applications // International Microwave Symposium (June 7-12 2009, Boston, USA), pp. 1433-1436

44. Mehrdadian A., Forooraghi K. Design and Fabrication of a Novel Ultra-Wideband Combined Antenna // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2014, Vol. 13, p. 95-98

45. Chen Y.-G., Wang Y., Wang Q.-G. A New Type of TEM Horn Antenna for High-Altitude Electromagnetic Pulse Simulator // IEEE Antennas And Wireless Propagation Letters, VOL. 12, 2013, p. 1021-1024

46. Nair Ch.G., Prakash A.K., George K. Study on the Radiation Mechanism and Design of a TEM Horn Antenna // International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering, Vol. 3, Issue 4, April 2014, pp. 8582-8587

47. Lin Ch.-H., Chen G.-Y., Sun J.-Sh., Tiong K.-K., Chen Y.D. A TEM Horn Antenna Design and Measurement // 12th WSEAS International Conference on Communications, Heraklion, Greece, July 23-25, 2008, pp. 82-84

48. Ju F., Cheng L., Xueming L., Yang Zh., Hao Sh. Ultra-wideband high-power microwave pulse synthesis using array-fed parabolic cylinder antenna // High Power Laser And Particle Beams, Vol. 26, № 1, Jan., 2014, pp. 1-4

49. Cermignani J.D., Kerbs D., Anderson J.R. Ultra-Broadband TEM Double Flared Exponential Horn Antenna // US Patent 5,325,105, June 28, 1994.

50. Бобрешов А.М., Мещеряков И.И., Усков Г.К. Оптимизация угла раскрыва TEM-рупора для эффективного излучения сверхкоротких импульсов // Радиотехника и электроника. 2012. Т. 57. № 3. С. 320.

51. Ашихмин А.В., Пастернак Ю.Г., Попов И.В., Рембовский Ю.А. Использование регулярных и нерегулярных несимметричных TEM-рупоров для построения радиопеленгаторных антенных решеток кругового обзора // Антенны. 2009. № 6. С. 48.

52. Андреев Ю.А., Кошелев В.И., Плиско В.В. Излучение маломощных пикосекундных импульсов комбинированными антеннами // Труды III Всеросс. научн.-техн. конф. «Радиолокация и радиосвязь», М., 2009. Т. 1. С. 49.

53. Wang Z.P., Hall P.S., Kelly J., Gardner P. TEM horn antenna with multi-pole band notch characteristic // *Electronics Letters*, 2011, Vol. 47 No. 25.
54. Ascama H.D.O., Hiramatsu R.K., de Oliveira A.M., Dionisio C.R.P., Kofuji S.T. Simulation and Manufacturing of a Miniaturized Exponential UWB TEM Horn Antenna for UWB Radar Applications // *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, V^o 12, № 2, Dec 2013
55. Elmansouri M.A., Filipovic D.S. Reduced-Size TEM Horn for Short-Pulse High-Power Electromagnetic Systems // *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting (July 6–11, 2014, Memphis, Tennessee, USA)* p. 828-829
56. Kao Ch.-P., Li J., Liu R. Design and Analysis of UWB TEM Horn Antenna for Ground Penetrating Radar Applications // *IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium*, July 6-11 2008, Boston, USA, pp. 569-572
57. Бобрешов А.М., Мещеряков И.И., Усков Г.К. Оптимизация геометрических параметров ТЕМ-рупора для излучения сверхкоротких импульсов в составе антенной решетки с управляемым положением главного лепестка // *Радиотехника и электроника*. 2013. Т. 58, № 3. С. 233-237
58. Campbell M.A., Okoniewski M., Fear E.C. TEM horn antenna for near-field microwave imaging // *Microwave and Optical Technology Letters*, 52(2010)5, pp. 1164–1170.
59. Jinjin Sh., Guochang L., Yicai J., Guangyou F., Hejun Y. UWB TEM horn antenna for the asphalt pavement investigation // *Journal of Electronics (China)*, Vol. 31 N. 1, Feb. 2014, pp. 1–5
60. Ставцев Б.С., Терентьев А.М. Влияние формы изгиба токоведущих шин с эллиптическим профилем на направленность СШП ТЕМ рупора // III Всероссийские Армандовские чтения [Электронный ресурс]: Сверхширокополосные сигналы в радиолокации, связи и акустике / Материалы IV Всероссийской научной конференции (Муром, 25-27 июня 2013 г.) – Муром: Изд.-полиграфический центр МИ ВлГУ, 2013. 230-234 стр.
61. Кураев А.А., Сеницын А.К. Методы расчета и оптимизация профиля рупора на Е0М-волнах круглого волновода // *Доклады Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники*, 2005, № 3 (11), с. 33–41
62. Chu L.J. Physical Limitations of Omni-Directional Antennas // *Journal of Applied Physics*, 1948, 19, December, pp. 1163-1175

63. Коган Б.Л. Теория широкополосного согласования // сборник научно-методических статей по прикладной электродинамике, вып. 3 – М.: «Высшая школа», 1980, с. 162-182
64. Банков С.Е., Курушин А.А., Разевиг В.Д. Анализ и оптимизация СВЧ структур с помощью HFSS. М.: Солон-Пресс, 2005. 207 с.
65. Банков С.Е., Курушин А.А. Практикум проектирования СВЧ структур с помощью FEKO. М.: Родник, 2009. 191 с.
66. Давыдов А.Г., Пименов Ю.В. О возможностях новой версии программного комплекса EDEM // Тезисы докладов и сообщений I Международной научно-технической конференции «Физика и технические приложения волновых процессов», Самара, 10–16 сентября 2001 г., т.1.
67. Ганстон М.А.Р. Справочник по волновым сопротивлениям фидерных линий СВЧ, М.: Связь – 1976 г, 152 с.
68. Maloney, J.G., Smith, G.S. On the characteristic impedance of TEM horn antennas // Antennas and Propagation Society International Symposium (Newport Beach, CA, USA, 18-23 June 1995), Vol. 1, pp. 182-185
69. Yang F.C., Lee K.S.H. Impedance of a Two-Conical-Plate Transmission Line // Sensor and Simulation Notes, 1976, Note 221, P. 34.
70. Lee R.T., Smith G.S. A Design Study for the Basic TEM Horn Antenna // IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (22-27 June 2003), Vol. 1, pp. 225-228.
71. Klopfenstein R.W. A Transmission Line Taper of Improved Design // Proceedings of the IRE, 1956. Vol. 44, P. 31-35
72. Kaloshin V.A. Scattering matrix for a junction of two horns // RJMP, 2009, v. 16, No. 2, pp. 246–250.
73. Ефимова Н.А., В.А. Калошин О согласовании симметричных TEM рупоров // «Радиотехника и электроника». № 1, 2014, т. 59, с. 60–66
74. Вайнштейн Л.А. Теория дифракции и метод факторизации. М.: «Советское радио», 1966
75. Efimova N.A., Kaloshin V.A. On Matching of a Piece-Wise Linear TEM Horn // 31st URSI General Assembly and Scientific Symposium, (Beijing, China, 2014)
76. Farr E. G., Baum C. E., Prather W. D., Bowen L. H. Multifunction impulse radiating antennas: Theory and experiment // Ultra-Wideband Short Pulse Electromagnetics 4, /Ed. by E. Heyman, B.

- Mandelbaum, and J. Shiloh, Eds., Kluwer Academic/Plenum Publishers, New York, pp. 131–144, 1999.
77. Бобрешов А.М., Усков Г.К. и др. Оптимизация геометрических размеров ТЕМ рупорной антенны для излучения сверхкоротких импульсов // Антенны, 2009, № 6(145), с. 80-83
78. Бобрешов А.М., Усков Г.К., Мещеряков И.И., Усков Г.К., Руднев Е.А., Шебашов С.В. Построение модели излучения сверхкоротких импульсов сверхширокополосным ТЕМ рупором с помощью метода конечных разностей во временной области // Радиотехника, № 8, 2012, с. 49-54
79. Айзенберг Г.З., Ямпольский В.Г., Терешин О.Н. Антенны УКВ. Т.1 М.: Связь – 1977 г.,
80. Ваганов Р.Б., Каценеленбаум Б.З. Основы теории дифракции. М., 1982.
81. Марков Г.Т., Сазонов Д.М. Антенны. М.: «Энергия», 1975. 523 с.
82. Кюн Р. Микроволновые антенны (Антенны сверхвысоких частот) / Пер. с нем. В.И. Тарабарина и Э.В. Лабецкого, под ред. проф. М.П. Долуханова. Л.: «Судостроение», 1967. 515 с.
83. Фрадин А.З. Антенны сверхвысоких частот, М.: «Сов. радио», 1952. 476 с.
84. Марков Г.Т, Чаплин А.Ф. Возбуждение электромагнитных волн. М.-Л.: «Энергия», 1967. 376 с.
85. Вычислительные методы в электродинамике / под. ред. Р. Митры, М.:Мир, 1977, 485 с.
86. Морс Ф.М., Фешбах Г. Методы теоретической физики. Т.1.М.: ИЛ, 1958, 931 с.
87. Фок В.А. Проблемы дифракции и распространения электромагнитных волн. М.: «Советское радио», 1970. 476 с.
88. Боровиков В.А., Кинбер Б.Е. Геометрическая теория дифракции. М.: «Связь», 1978. 247 С. 247
89. Захаров Е.В., Пименов Ю.В. Численный анализ дифракции радиоволн. М.: «Радио и связь», 1982. 184 с.
90. Кинбер Б.Е. О дифракции на открытом конце секториального рупора // Радиотехника и электроника, Т. VII, 1962, № 10, с. 1749-1762

91. Тимофеева А.А. Расчет направленных свойств рупорных антенн дифракционным методом. // «Труды НИИР», 1976, № 2, с. 7-12
92. Уфимцев П.Я. Метод краевых волн в физической теории дифракции // М.: изд. «Советское радио», 1962, С. 243
93. Уфимцев П.Я. Теория дифракционных краевых волн в электродинамике. М.: «Бином. Лаборатория знаний», 2007. 366 с.
94. Ямайкин В.Е. Излучение основной волны из открытого конца плоского и прямоугольного волноводов с симметричными фланцами конечных размеров // Докл. АН БССР, 1959, Т. 3, № 6, с. 239-243
95. Боровиков В.А. Дифракция на открытом конце волновода с фланцем. Доклады Академии наук СССР, 1974, том 217, N.4, с.788-791
96. Боровиков В.А. Дифракция на открытом конце волновода с фланцем и смежные задачи // IV Всесоюз. школа-семинар по дифракции и распространению радиоволн (Рязань, 1975), с. 3-58
97. Кинбер Б.Е. О дифракции электромагнитных волн на вогнутой поверхности кругового цилиндра // Радиотехника и электроника, 1961, Т. 6, № 12, с. 1276-1283
98. Russo P.M., Rudduck R.C., Peters L.J. A Method for Computing E-plane Pattern of Horn Antennas // IEEE Trans. On Antennas and Propagation, 1965, № 3, pp. 219-225
99. Ефимова Н.А. Исследование и оптимизация ТЕМ рупоров в сверхширокой полосе частот // II Московская микроволновая неделя (24-28 ноября 2014). – Москва: ИРЭ, 2014, с. 474-478
100. Ефимова Н.А. Диаграммы направленности ТЕМ рупора в сверхширокой полосе частот // Международная научно-техническая конференция «Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения» (Intermatic – 2014): материалы конференции. Москва (1-5 декабря 2014). – Москва: МГТУ МИРЭА, 2013, Ч. 5, с. 193-198
101. Ефимова Н.А. Исследование рупорно-линзовой ТЕМ-антенны как элемента кольцевой антенной решетки // «Молодежь и будущее авиации и космонавтики» всероссийский межотраслевой молодежный научно технический форум (Москва, МАИ, 30 октября 2012 г.) с. 96

102. Богатых, Н.А. Исследование и оптимизация полигонального ТЕМ рупора [Электронный ресурс]: 23.01.2015 // Журнал Радиоэлектроники. – 2015. – № 1. <http://jre.cplire.ru/jre/jan15/9/text.html>. (23.01.2015).
103. Ефимова, Н.А. Минимизация искажений диаграммы направленности рупорных антенн в сверхширокой полосе частот // Т-сomm: Телекоммуникации и транспорт. 2015. № 1. С. 39-45.