

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ АВТОНОМНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ
УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«МОСКОВСКИЙ ФИЗИКО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ
(НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ)»

На правах рукописи



ФАМ ВАН ЧУНГ

**ШИРОКОПОЛОСНЫЕ ИЗЛУЧАЮЩИЕ СИСТЕМЫ НА ОСНОВЕ
КРУГЛОГО ВОЛНОВОДА**

Специальность 2.2.14 – «Антенны, СВЧ устройства и их технологии»

Диссертация на соискание ученой степени
кандидата физико-математических наук

Научный руководитель -
доктор физико-математических наук

Калошин Вадим Анатольевич

Москва – 2021

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	3
ГЛАВА 1. ШИРОКОПОЛОСНЫЕ ВОЗБУДИТЕЛИ СКАЛЯРНЫХ МОД КРУГЛОГО ВОЛНОВОДА	19
1.1. ВОЗБУДИТЕЛИ МОДЫ E_{01}	24
1.2. ВОЗБУДИТЕЛИ МОДЫ H_{01}	33
ГЛАВА 2. ШИРОКОПОЛОСНЫЕ ИЗЛУЧАТЕЛИ СКАЛЯРНЫХ МОД КРУГЛОГО ВОЛНОВОДА	42
2.1. ИЗЛУЧАТЕЛИ ПАНГОНИСА И ПАНГОНИСА – ВЛАСОВА	43
2.2. РУПОР С АНИЗОТРОПНОЙ ПЛАСТИНОЙ	48
2.3. АНТЕННАЯ РЕШЕТКА	66
ГЛАВА 3. ШИРОКОПОЛОСНЫЕ ИЗЛУЧАТЕЛИ МОДЫ HE_{11} КРУГЛОГО ВОЛНОВОДА	78
3.1. МЕТАЛЛОДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ РУПОРНЫЙ ОБЛУЧАТЕЛЬ	79
3.2. ЧЕТЫРЕХРЕБЕРНЫЙ МЕТАЛЛОДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ РУПОРНЫЙ ОБЛУЧАТЕЛЬ	88
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	94
СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ СОКРАЩЕНИЙ И ОБОЗНАЧЕНИЙ	96
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ	97

ВВЕДЕНИЕ

АКТУАЛЬНОСТЬ ТЕМЫ ДИССЕРТАЦИОННОГО ИССЛЕДОВАНИЯ

Одной из основных тенденций развития радиотехнических систем является расширение полосы рабочих частот, которая является одним из главных параметров системы. Расширение полосы частот повышает точность определения дальности до цели в радиолокационных системах, емкость и скорость передачи информации в системах связи и т.д.

Излучатели на основе круглого металлического волновода, содержащие возбуждатель и рупор с рабочей модой H_{11} не получили широкого применения в качестве широкополосных облучателей зеркальных и линзовых систем из-за высокого уровня кросс-поляризации и боковых лепестков, разной ширины диаграммы направленности (ДН) в Е и Н плоскости, а также изменения ширины ДН (главного лепестка) или положения фазового центра с изменением частоты. Для реализации одинаковой ширины ДН в Е и Н плоскости и низкого уровня кросс-поляризации и боковых лепестков обычно используют гофрированные круглые рупоры с рабочей модой HE_{11} [1]. Рабочая полоса таких излучателей, как правило, лежит в пределах 15...30%, что не для всех приложений является достаточным. Для расширения полосы частот используют гофр с более сложной геометрией [2, 3], что приводит к значительному усложнению технологии изготовления. Близкие и стабильные в широкой полосе частот ширины ДН в Е и Н плоскости с низким уровнем боковых лепестков реализованы в металлодиэлектрических рупорах [4 – 7]. Двухдиапазонный режим работы реализован в металлодиэлектрическом рупоре [8], сверхширокополосный (СШП) режим работы со стабильной шириной амплитудной ДН – в излучателях в виде решетки четырех расположенных под углом логопериодических антенн [9, 10] и четырехреберных рупоров с криволинейными образующими стенок и ребер [11 – 13]. Однако уровень отражения у этих излучателей достаточно высокий (–10 дБ и выше), а фазовые ДН в этих работах не приведены.

Одинаковую ширину ДН в Е и Н плоскости имеют круглые рупоры со скалярными модами E_{0m} и H_{0m} , $m = 1, 2, \dots$, которые являются высшими модами круглого металлического волновода. Эти моды сравнительно мало используются на практике. Мода E_{01} используется, главным образом, в моноимпульсных облучателях [14] и вращающихся волноводных сочленениях. Мода H_{01} может использоваться в тех же целях, при этом ее дополнительным достоинством является большая пропускаемая мощность. К тому же из-за отсутствия продольных токов мода H_{01} имеет очень малые тепловые потери, которые, в отличие от мод другого типа, уменьшаются с частотой, что делает ее использование в длинных трактах СВЧ и КВЧ диапазонов весьма привлекательным.

Ограниченное применение E_{01} и H_{01} мод круглого волновода в первую очередь связано со сложностью реализации широкополосных возбудителей и излучателей со стандартной формой ДН.

Исследованию возбуждения E_{01} и H_{01} мод прямоугольным волноводом и коаксиальной линией посвящено большое количество работ, которые можно разделить на три группы. К первой группе относятся работы, посвященные разработке и исследованию компактных и узкополосных возбудителей, выполненных, как правило, в виде стыка круглого волновода и коаксиальной линии с возбуждающим элементом [15, 16] или круглого и прямоугольного волноводов [17]. Для подавления основной моды (H_{11}) круглого волновода, а также паразитных высших мод на выходе возбудителей используются модовые отражающие [15, 17] или поглощающие фильтры [18].

Ко второй группе относятся работы, посвященные разработке и исследованию широкополосных возбудителей в виде плавных переходов от одного сечения волновода к другому через промежуточные сечения [19 – 33]. Такие возбудители, как правило, имеют большие продольные размеры.

К третьей группе относятся работы, в которых рассматриваются

конструкции возбуждателей с использованием делителей мощности [34 – 38]. Такие возбуждители имеют, как правило, большие поперечные размеры.

Таким образом, возбуждители мод E_{01} , H_{01} и в известных работах имеют либо узкую полосу рабочих частот, либо сложную конструкцию и большие габариты.

Для излучения мод E_{01} и H_{01} можно использовать стандартные излучатели с питанием прямоугольным волноводом или коаксиальной линией путем обратного преобразования с применением известных возбуждателей. Однако при этом могут возникать резонансы на «запертых» модах, что приводит к ограничению полосы частот. Можно использовать излучатели на основе круглого волновода с рабочей модой E_{01} или H_{01} , предложенные и исследованные в работах [39 – 43], однако их частотные характеристики не известны. Также не известны сверхширокополосные (СШП) излучатели моды HE_{11} (с полосой рабочих частот более 50%).

Таким образом, задача разработки новых типов широкополосных, в том числе, СШП возбуждателей и излучателей на основе круглого волновода с рабочими модами E_{01} , H_{01} , HE_{11} и исследования их частотных характеристик является актуальной.

ЦЕЛЬ РАБОТЫ

Целью диссертационной работы является разработка, оптимизация параметров и исследование частотных характеристик широкополосных возбуждателей и излучателей на основе круглого волновода с рабочими модами E_{01} , H_{01} и HE_{11} .

ЗАДАЧИ ИССЛЕДОВАНИЯ

Достижение поставленной цели потребовало решения следующих задач:

1) Разработка электродинамических моделей широкополосных возбуждателей мод E_{01} , H_{01} и HE_{11} круглого волновода.

2) Разработка электродинамических моделей широкополосных излучателей мод E_{01} , H_{01} и HE_{11} круглого волновода.

3) Оптимизация параметров и исследование частотных характеристик возбуждателей скалярных мод круглого волновода.

4) Оптимизация параметров и исследование частотных характеристик излучателей скалярных мод круглого волновода Пангониса и Пангониса - Власова.

5) Оптимизация параметров и исследование частотных характеристик рупорного излучателя скалярных мод круглого волновода с анизотропной пластиной - поляризатором.

6) Разработка и исследование частотных характеристик антенной решетки на основе круглого волновода с модой H_{01} .

7) Разработка и исследование частотных характеристик металлodieлектрического и четырехреберного металлodieлектрического рупорного излучателя HE_{11} моды круглого волновода.

8) Изготовление экспериментального образца и проведение измерений параметров широкополосного возбуждателя моды E_{01} с коаксиальным входом.

9) Изготовление экспериментального образца и проведение измерений параметров рупорного излучателя скалярных мод круглого волновода с анизотропной пластиной – поляризатором.

МЕТОДЫ ИССЛЕДОВАНИЯ

В диссертационной работе использованы численные методы электродинамического моделирования (конечных элементов и конечных разностей во временной области) и оптимизации параметров, а также измерения характеристик излучения методом дальней зоны.

НАУЧНАЯ НОВИЗНА

В диссертационной работе получены следующие новые научные результаты:

- 1) Разработаны и исследованы новые широкополосные возбуждители мод E_{01} и H_{01} с волноводным входом.
- 2) Разработаны и исследованы новые широкополосные возбуждители мод E_{01} и H_{01} с коаксиальным входом.
- 3) Исследованы частотные характеристики излучателя Пангониса и Пангониса – Власова с оптимальными параметрами.
- 4) Исследованы частотные характеристики рупорного излучателя скалярных мод круглого волновода с двумя вариантами анизотропной пластины – поляризатора.
- 5) Разработаны и исследованы два варианта широкополосной антенной решетки с системой питания на основе круглого волновода с рабочей модой H_{01} .
- 6) Разработаны и исследованы два СШП излучателя в виде круглого металлодиэлектрического и четырехреберного металлодиэлектрического рупора с рабочей модой HE_{11} .

ПРАКТИЧЕСКАЯ ЗНАЧИМОСТЬ РАБОТЫ

Результаты работы, имеющие практическую значимость:

1. Разработана конструкция и изготовлен экспериментальный образец широкополосного возбуждителя моды E_{01} с коаксиальным входом.
2. Разработана конструкция и изготовлен экспериментальный образец широкополосного круглого рупора с рабочими модами E_{01} и H_{01} и анизотропной диэлектрической пластиной.

ОСНОВНЫЕ ПОЛОЖЕНИЯ, ВЫНОСИМЫЕ НА ЗАЩИТУ

1. Разработанные и исследованные возбуждители моды E_{01} круглого волновода обеспечивают рабочую полосу частот более 47% при возбуждении как с коаксиального, так и с волноводного входа при потерях менее 0.1 дБ.

2. Разработанные и исследованные возбуждители моды H_{01} круглого волновода обеспечивают рабочую полосу частот более 16% при возбуждении с коаксиального хода и более 50% – с волноводного входа при потерях менее 0.15 дБ.

3. Исследованный рупорный излучатель скалярных мод круглого волновода с двумя вариантами анизотропной пластины – поляризатора обеспечивает рабочую полосу частот более 20%.

4. Разработанные и исследованные варианты антенной решетки с системой питания на основе круглого волновода с рабочей модой H_{01} обеспечивают рабочую полосу частот более 33%.

5. Разработанный и исследованный СШП облучатель в виде круглого металлодиэлектрического четырехреберного рупора с рабочей модой HE_{11} круглого волновода обеспечивает уровень облучения на краях углового сектора 50° в пределах $-10 \dots -15$ дБ в полосе частот более 100%.

Апробация работы. Результаты диссертационной работы докладывались на Международной конференции «2021 Systems of signals generating and processing in the field of on board communications», Moscow. March. 2021; Международной конференции «2021 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW)», Divnomorskoe, Krasnodar Region, Russia, June, 2021 и Московском семинаре по электродинамике и антеннам им. Я.Н. Фельда.

Личный вклад. В работах, опубликованных в соавторстве, соискателю принадлежит: разработка электродинамических моделей с использованием методов конечных элементов (МКЭ) и конечных разностей во временной области (МКРВО), разработка, оптимизация и исследование возбуждателей мод E_{01} , H_{01} и HE_{11} , оптимизация и исследование излучателей мод E_{01} , H_{01} , разработка, оптимизация и исследование излучателей моды HE_{11} , разработка конструкции, изготовление экспериментальных образцов возбуждителя и излучателя моды E_{01} с

анизотропной линзой и проведение измерений их параметров (совместно с Е.В. Фроловой).

Структура и объем работы. Диссертация состоит из Введения, трех глав, Заключения, Списка литературы из 52 наименования и Списка использованных сокращений и обозначений. Основная часть работы изложена на 102 страницах, содержит 80 рисунков.

Краткое содержание работы

В первой главе разработаны и исследованы широкополосные возбуждители основных скалярных мод круглого волновода.

В начале главы дан обзор известных возбуждителей мод E_{01} и H_{01} круглого волновода.

В разделе 1.1 разработаны и исследованы широкополосные возбуждители моды E_{01} с волноводным и коаксиальным входом.

Возбудитель моды E_{01} с волноводным входом содержит Т-образный волноводный делитель на два канала, два изгиба, которые переходят в Е-секториальные рупоры, которые, в свою очередь, возбуждают круглый двухмодовый волновод через отверстия в его стенке. В качестве согласующих элементов в Т-образном делителе установлены два металлических цилиндра, а в круглом волноводе – усеченный металлический конус. В результате оптимизации параметров возбуждителя с входным прямоугольным сечением 23x10 мм и диаметром круглого волновода 28 мм с использованием электродинамического моделирования в среде Ansys HFSS методом конечных элементов (МКЭ) получены следующие значения параметров: расстояния от согласующих цилиндров в делителе мощности до плоскости сочленения волноводов равны 13.3 и 19.8 мм, их диаметры равны 0.7 и 1.7 мм, соответственно, высота усеченного конуса равна 9 мм, диаметры вершины и основания равны 2.2 и 10.5 мм, соответственно. Как показало моделирование возбуждителя с использованием МКЭ и МКРВО в полосе частот 8.45...9.8 ГГц (относительная полоса 15%)

коэффициент отражения не превышает уровень -20 дБ. При этом потери на возбуждение моды E_{01} не превышают 0.1 дБ.

Также разработаны два варианта возбуждителя моды E_{01} с коаксиальным входом. Первый вариант возбуждителя содержит отрезок круглого волновода и возбуждающий элемент в виде биконической антенны с внутренним конусом, выполненным в виде набора коаксиальных цилиндров. Угол раствора внешнего конуса и диаметры цилиндров оптимизированы с использованием МКЭ. В результате моделирования с использованием МКЭ и МКРВО показано, что в полосе частот $8.7 \dots 12.9$ ГГц (относительная полоса 39%) коэффициент отражения не превышает уровень -20 дБ, а потери на возбуждение моды E_{01} не превышают 0.1 дБ.

Второй вариант возбуждителя моды E_{01} с коаксиальным входом состоит из двух частей. Первая часть представляет собой биконическую линию, вторая часть – круглый металлодиэлектрический коаксиальный волновод, внутренний проводник которого – металлический цилиндр с ступенчатым срезом. Диэлектрической слой на внешнем проводящем цилиндре представляет собой тор из полипропилена ($\epsilon = 2.25$) с образующей в виде сегмента круга. Параметры возбуждителя оптимизированы с использованием МКЭ. В результате моделирования с использованием МКЭ и МКРВО показано, что в полосе частот $9.25 \dots 15.1$ ГГц (относительная полоса 48%) коэффициент отражения не превышает уровень -20 дБ, а потери на возбуждение моды E_{01} не превышают 0.1 дБ.

Для того чтобы расширить полосу частот возбуждителя моды E_{01} с волноводным входом были разработаны два варианта коаксиально-волноводного перехода (КВП), каждый из которых состоит из трех частей. Первая часть представляется собой линейный переход прямоугольного волновода размера 23×10 мм в П-образный волновод. П-образный волновод также с использованием линейного перехода преобразуется в прямоугольный коаксиальный волновод с продольной перегородкой, которая обрывается и волновод далее плавно

переходит в коаксиальную линию.

Далее исследованы возбуждители моды E_{01} , содержащие разработанные КВП в сочетании с разработанными и исследованными выше возбуждителями моды E_{01} с коаксиальным входом. В результате моделирования с использованием МКЭ и МКРВО показано, что для первого варианта КВП сочетания с первым вариантом возбуждителя с коаксиальным входом в полосе частот 8.7...15.3 ГГц (относительная полоса частот 55%) коэффициент отражения возбуждителя не превышает уровень -20 дБ. При этом потери на возбуждение моды E_{01} не превышают 0.1 дБ.

У второго варианта КВП в сочетании со вторым вариантом возбуждителя с коаксиальным входом в полосе частот 9.3...14.6 ГГц (относительная полоса 44%) коэффициент отражения не превышает уровень -20 дБ, а потери на возбуждение моды E_{01} не превышают 0.1 дБ.

В разделе 1.2 разработаны и исследованы широкополосные возбуждители моды H_{01} с волноводным и коаксиальным входом.

В начале раздела исследован возбуждатель с волноводным входом, который состоит из трех частей. Первая часть возбуждителя представляет собой плавный переход одномодового прямоугольного волновода с входным сечением 7.2×3.4 мм, верхняя половина которого постепенно сужается по двум координатам, при этом нижняя часть плавно переходит в два волновода треугольного сечения и, затем, секториального сечения радиусом $r = 7.2$ мм и с углом раствора $\beta_1 = 31.5^\circ$. На входе прямоугольного волновода возбуждается мода H_{10} , на выходе первой части формируется мода H_{01} секторного волновода. Конструкция второй части возбуждителя состоит из четырех секторно-винтовых переходов того же радиуса r с начальным значением угла раствора $\beta_1/2$ и конечным $\beta_2 = 45^\circ$. Выход второй части возбуждителя представляет собой крест из четырех 45-градусных секторных волноводов с возбуждённой в них модой H_{01} . Конструкция третьей части возбуждителя содержит четыре симметричных секторных разворота от угла $\beta_2 = 45^\circ$

до угла $\beta_3 = 90^\circ$ с постоянной угловой скоростью, которые в конце образуют круглый волновод.

Все три части возбуждителя оптимизированы и исследованы по отдельности. Далее с использованием электродинамического моделирования проведен анализ возбуждителя длиной 102 мм, состоящего из трех оптимизированных выше частей, выполненных из латуни. Как показало моделирование с использованием МКЭ и МКРВО в полосе частот 27.3...46.95 ГГц (относительная полоса частот 53%), коэффициент отражения не превышает уровень -15 дБ, уровень паразитных мод – менее -20 дБ, а потери на возбуждение моды H_{01} – менее 0.15 дБ.

Далее разработан и исследован возбуждитель моды H_{01} с коаксиальным входом, который состоит из двух частей. Первая часть возбуждителя представляет собой четырехканальный синфазный коаксиальный делитель, который возбуждает четыре несимметричных вибратора, расположенных в четырех секторных волноводах с угловым размером $\beta_1 = 45^\circ$ каждый. Во второй части угловой размер секторных волноводов скачком меняется до $\beta_2 = 66^\circ$. Открытые концы этих секторных волноводов возбуждают круглый волновод.

Как показало моделирование с использованием МКЭ и МКРВО в полосе частот 9...10.6 ГГц (относительная полоса частот 16%) коэффициент отражения возбуждителя не превышает уровень -20 дБ. При этом потери на возбуждение моды H_{01} не превышают 0.1 дБ.

Во второй главе исследованы широкополосные излучатели основных скалярных мод круглого волновода (E_{01} и H_{01}).

В начале главы дан обзор известных излучателей мод E_{01} и H_{01} круглого волновода.

В разделе 2.1 исследованы частотные характеристики излучателей Пангониса и Пангониса – Власова.

Излучатель Пангониса представляет собой круглый волновод со

ступенчатым срезом. С использованием МКЭ были рассчитаны нормированные ДН излучателя Пангониса радиусом $R=14$ мм и длиной выступающей части излучателя 40 мм для моды E_{01} в полосе частот 12...16 ГГц, а для моды H_{01} в полосе 15...17 ГГц. В результате было показано, что ДН имеют менискообразную форму поперечного сечения с шириной около 180 градусов в азимутальной плоскости. При этом ДН в угломестной плоскости сканируют с частотой, а первый боковой лепесток ДН моды H_{01} в этой плоскости имеет высокий уровень (от -4 до -6 дБ). Поэтому далее излучатель Пангониса – Власова исследовался только при возбуждении модой E_{01} .

В излучателе Пангониса – Власова для сужения ДН по азимуту используется металлическое зеркало в виде параболического цилиндра с фокальной линией, совпадающей с осью волновода. В результате оптимизации положения зеркала с целью выравнивания ширины ДН в двух плоскостях в широкой полосе частот с использованием МКЭ было найдено его оптимальное расстояние от оси, равное 20 мм при диаметре волновода 28 мм и длине выступающей части 40 мм. Далее с использованием МКЭ исследованы амплитудные и фазовые ДН оптимизированного излучателя Пангониса – Власова на четырех частотах. Показано, что с изменением частоты в плоскости симметрии сканирует как амплитудная, так и фазовая ДН излучателя. При этом кривизны фазовых ДН в Е и Н плоскостях существенно отличаются, что означает наличие у этого излучателя существенной величины астигматизма (разных положений фазового центра в разных плоскостях).

В разделе 2.2 исследованы частотные характеристики рупорных излучателей с анизотропной пластиной.

Преобразователь поляризации в виде неоднородной анизотропной диэлектрической пластины установлен перед апертурой излучателя с целью формирования игольчатой ДН излучения из открытого конца круглого волновода или рупора с рабочей модой E_{01} или H_{01} путем преобразования их полей в апертуре с кольцевой (радиальной) поляризационной структурой в поля с

линейной поляризацией в одной плоскости. Для этого ось тензора диэлектрической проницаемости в поперечном сечении пластины должна образовать семейство конфокальных парабол с фокусом на оси волновода. Наиболее просто реализовать неоднородную анизотропную пластину можно в виде набора однородных анизотропных пластин с поперечным сечением в виде углового сектора и осями тензора диэлектрической проницаемости, касательными к соответствующим параболам на линиях, проходящих через середины секторов. Реализовать такую пластину можно из слоистого диэлектрика.

В разделе исследованы оба варианта конструкции пластины, толщина которой выбиралась с использованием известных квазистатических формул для компонентов тензора усредненной диэлектрической проницаемости, которые апробированы в диссертации путем электродинамического моделирования. Для согласования пластин на их поверхности с обеих сторон наложены четвертьволновые слои из аналогичного анизотропного диэлектрика с компонентами тензора усредненной диэлектрической проницаемости, равными компонентам тензора усредненного коэффициента преломления пластины.

Как показано в результате численного моделирования с использованием МКЭ и МКРВО, излучатель моды E_{01} с пластиной из 8 секторов на некоторых частотах обеспечивает более низкий уровень кросс-поляризации, чем точное решение. При этом главный лепесток ДН рупора с модой H_{01} и неоднородной пластиной отклонен от оси рупора в H плоскости, а максимум коэффициента усиления на 2...3 дБ ниже, чем у рупора с пластиной из 8 секторов. Уровень кросс-поляризации у рупора с неоднородной пластиной также выше, чем у рупора с пластиной из 8 секторов. Фазовые aberrации ДН не превышают 23 градусов.

Для экспериментальной проверки результатов численного моделирования разработана конструкция и изготовлен экспериментальный образец рупора с анизотропной неоднородной пластиной. В качестве прототипа возбудителя был использован возбудитель моды E_{01} , предложенный и исследованный в разделе 1.1, параметры которого были оптимизированы. В результате оптимизации удалось

расширить полосу согласования до 47% и существенно уменьшить габариты возбуждателя. Измеренные частотные зависимости коэффициента отражения рупора с возбуждателем моды E_{01} и рупора с возбуждателем моды E_{01} и неоднородной пластиной очень близки, что говорит о достаточно хорошем согласовании пластины. Измеренные ДН экспериментального образца излучателя имеют примерно одинаковые ширины ДН в Е и Н плоскости и боковые лепестки на уровне -20 дБ.

В разделе 2.3 разработаны и исследованы два варианта синфазной антенной решетки (АР).

Первый вариант АР с квадратной апертурой 30.4×30.4 мм содержит четырехэтажный 16-канальный делитель мощности (ДМ)1 с равномерным синфазным делением мощности между волноводными выходами сечением 7.2×3.4 мм и 16 рупоров в виде плавных волноводных переходов в Е плоскости на сечение 7.2×7.2 мм, а вторая (с квадратной апертурой 45.6×45.6 мм) содержит шестиэтажный 24-канальный ДМ2 с равномерным синфазным делением мощности между волноводными выходами сечением 7.2×3.0 мм и 24 рупора в виде плавных волноводных переходов в Е плоскости на прямоугольное сечение 7.2×11 мм. Входной круглый волновод радиусом $r = 8.78$ мм с рабочей модой H_{01} разделен металлическими перегородками на одинаковые секторные волноводы. Каждый канал ДМ имеет вход в виде секторного волновода, переход от секторного волновода в одномодовый прямоугольный в виде 90-градусного изгиба и несколько изгибов прямоугольного волновода в плоскости, ортогональной оси круглого волновода для выравнивания фаз на этаже. Для выравнивания фаз между этажами длины всех каналов ДМ выбраны равными, также как и фазовые скорости в секторных и прямоугольных волноводах. В первом варианте АР (АР1) возбуждающий круглый волновод разделен на 16 секторов с углом раствора $\beta_1 = 22.5^\circ$, а во втором (АР2) – на 24 сектора с углом раствора $\beta_2 = 15^\circ$.

Результаты моделирования частотных зависимостей коэффициента отражения от входа АР с использованием МКЭ и МКРВО показали, что

коэффициент отражения $AP1$ в полосе частот 25.6...45 ГГц (относительная полоса частот 55%) и $AP2$ - в полосе частот 27...38 ГГц (относительная полоса частот 33.8%) не превышает уровень -15 дБ.

При этом в полосе частот 25...38 ГГц КУ $AP1$ достигает уровня 22 дБ, КУ $AP2$ – 26 дБ, а уровень КИП обеих решеток более 0.85.

В третьей главе разработаны и исследованы два варианта двухполяризационного СШП облучателя с рабочей модой HE_{11} .

В начале главы дан обзор известных облучателей с рабочей модой HE_{11} круглого волновода.

В разделе 3.1 разработан и исследован трехслойный металлодиэлектрический рупорный облучатель.

Первые два конических слоя рупорного облучателя заполнены диэлектриком с диэлектрическими проницаемостями ϵ_1 и ϵ_2 , и радиусами апертуры a и b , соответственно, а третий – заполнен воздухом. Радиус апертуры рупора равен c . Рупор возбуждается полностью заполненным диэлектриком с диэлектрической проницаемостью ϵ_1 металлическим волноводом радиусом $a1$. Путем электродинамического моделирования с использованием МКЭ и МКРВО были исследованы частотные зависимости ширины главного лепестка ДН и коэффициента отражения от входа рупорного облучателя. В процессе моделирования проводилась оптимизация по всем параметрам для рупора длиной $L = 250$ мм с целью максимизации полосы частот, в которой уровень главного лепестка ДН на заданном угле находится в интервале $-10...-15$ дБ. В результате для угла отклонения от оси 28° были найдены оптимальные значения параметров: $a1 = 11$ мм, $a = 15.25$ мм, $b = 28$ мм, $c = 60$ мм, $\epsilon_1 = 1.4$, $\epsilon_2 = 1.18$.

Для возбуждения двух ортогональных мод HE_{11} в металлодиэлектрическом рупоре использован известный возбудитель полого круглого волновода [46], модифицированный в диссертации. В отличие от прототипа, центральные проводники коаксиальных входов модифицированного возбудителя не имеют

скачков поперечного сечения, наличие которых усложняет технологию изготовления. Кроме того, между ребрами, расположенными внутри волновода, установлен нерегулярный диэлектрический конус, а к короткозамкателью примыкают две металлические ленты. С использованием МКЭ и МКРВО исследованы частотные зависимости коэффициента отражения S_{11} от входа рупора и возбuditеля, а также коэффициентов возбуждения на основной (S_{13}) и ортогональной поляризации (S_{14}). В процессе моделирования проводилась оптимизация по всем параметрам возбuditеля.

Моделирование показало, что рупорный металлодиэлектрический облучатель согласован с круглым заполненным диэлектриком волноводом по уровню отражения -15 дБ в полосе частот $7.3...19$ ГГц, а при подключении возбuditеля – в полосе частот $7.5...19$ ГГц. Поляризационная развязка облучателя по выходу равна -20 дБ, а по входу не превышает -35 дБ. Ширина диаграммы направленности рупорного металлодиэлектрического излучателя в полосе частот $7...16.3$ ГГц меняется в пределах $-10...-15$ дБ, при этом неравномерность фазовой диаграммы направленности – не более 7° .

В разделе 3.2 разработан и исследован трехслойный четырехреберный металлодиэлектрический рупорный облучатель.

Для расширения рабочей полосы частот трехслойного металлодиэлектрического рупора его конструкция дополнена четырьмя металлическими ребрами. Путем электродинамического моделирования с использованием МКЭ и МКРВО были исследованы частотные зависимости ширины главного лепестка ДН четырехреберного трехслойного металлодиэлектрического рупорного облучателя. В процессе моделирования проводилась оптимизация по всем параметрам облучателя длиной $L = 250$ мм с целью максимизации полосы частот, в которой уровень главного лепестка ДН на заданном угле находится в интервале $-10...-15$ дБ. В результате для угла отклонения от оси 25° были найдены оптимальные значения параметров: $r = 11$ мм, $R = 64$ мм, $a = 11.12$ мм, $b = 33.88$ мм, $c = 38.64$ мм, $\epsilon_1 = 1.4$, $\epsilon_2 = 1.15$. Здесь a и

b – радиусы апертуры первого и второго диэлектрического конуса с диэлектрическими проницаемостями ϵ_1 и ϵ_2 , соответственно, $2c$ – расстояние между ребрами в апертуре рупора, а R – радиус апертуры металлического рупора. Пространство между диэлектрическим конусом и металлическим рупором, как и в предыдущем случае, заполнено воздухом.

С использованием численного моделирования показано, что разработанный и исследованный рупорный облучатель с возбудителем согласован по уровню отражения ниже -15 дБ в полосе частот $7.5 \dots 19$ ГГц. Уровень спадания главного лепестка ДН рупорного облучателя на углах $\pm 25^\circ$ в полосе частот $7.5 \dots 23.5$ ГГц (103%) меняется в пределах $-10 \dots -15$ дБ. Аберрации фазовой ДН в пределах угла $\pm 25^\circ$ относительно в полосе частот $7.5 \dots 23.5$ ГГц не превышают 10 градусов.

В Заключении перечислены основные результаты диссертации и приведены соответствующие публикации.

ГЛАВА 1. ШИРОКОПОЛОСНЫЕ ВОЗБУДИТЕЛИ СКАЛЯРНЫХ МОД КРУГЛОГО ВОЛНОВОДА

Известные возбуждители моды E_{01} в виде стыка круглого волновода и прямоугольного волновода [17] имеют узкую полосу рабочих частот. Наибольшей полосой частот (17%) по уровню согласования -20 дБ из известных возбуждителей с прямоугольным питающим волноводом обладает возбуждатель (рис. 1.1), предложенный и исследованный в работе [37]. Возбуждатель содержит двухканальный Т-образный волноводный делитель мощности, два изгиба прямоугольного волновода в H плоскости, выходы которых соединены через отверстия в стенке с круглым волноводом большого диаметра, содержащим согласующий элемент в области стыка. Этот волновод далее стыкуется с круглым волноводом меньшего диаметра. Недостатком возбуждителя является большой поперечный размер.

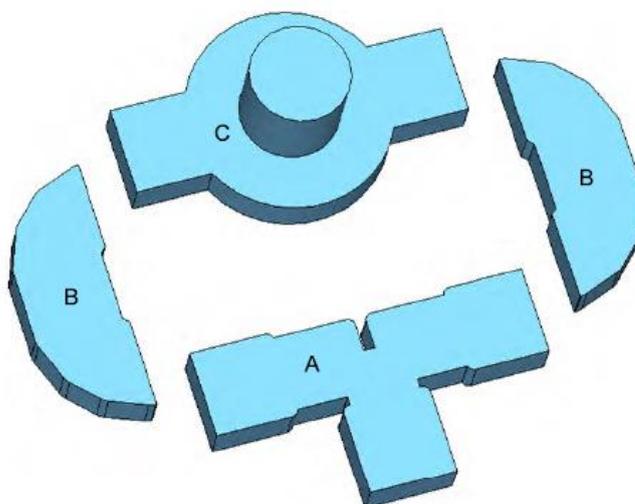


Рис. 1.1. Возбуждатель моды E_{01} с прямоугольным волноводным входом

Наибольшей полосой рабочих частот (21%) по уровню согласования -20 дБ из известных возбуждителей моды E_{01} с коаксиальной питающей линией обладает возбуждатель (рис. 1.2), предложенный и исследованный в работе [16]. Возбуждающий элемент, по существу, представляет собой диско-конусную антенну с конусом, выполненным в виде набора коаксиальных цилиндров.

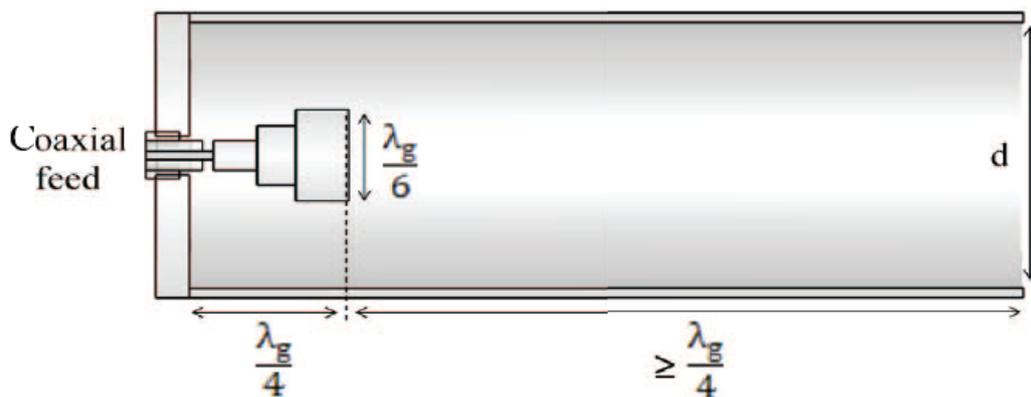


Рис. 1.2. Возбудитель моды E_{01} с коаксиальным входом

Известные возбудители моды H_{01} обладают большим разнообразием конструкций. В возбудителе в виде двух полукруглых волноводов, между которыми располагается возбуждающий одномодовый прямоугольный волновод с отверстиями связи, потери в диапазоне 46...52 ГГц составляют 0.9...1.5 дБ при коэффициенте стоячей волны (КСВ), равном 1.05 [19].

Возбудитель, содержащий два плавных волноводных перехода: от прямоугольного сечения – в сектор (с углом раствора 30°) и далее от секторного сечения – к круглому, как показали расчеты [20, 21], может обеспечить потери 0.15...0.2 дБ при длине $L \approx 50...100\lambda$ (λ – длина волны в свободном пространстве). Большая длина возбудителя объясняется тем, что на участке нерегулярного секторного волновода с большими углами разворота эффективно возбуждаются высшие моды, в частности мода H_{11} , имеющая в секторе $150...180^\circ$ фазовую скорость, близкую к фазовой скорости моды H_{01} . В работе [22] предложен модифицированный возбудитель такого типа, который состоит из пяти нерегулярных секторных участков с конечными углами: 30° , 120° , 180° , 270° , 360° . Длина третьего участка ($120^\circ...180^\circ$) выбирается из условия минимального возбуждения моды H_{11} . Однако даже в этом случае необходимая длина $L > 25\lambda$.

В работе [23] описан возбудитель, который состоит из трех участков (рис. 1.3). На первом участке – переходе от одномодового прямоугольного волновода к ортогональному двухмодовому (через Т-образные промежуточные сечения)

происходит преобразование моды H_{10} в моду H_{20} . На втором участке прямоугольный волновод с модой H_{20} плавно деформируется в крестообразный волновод, а на третьем – крестообразный волновод переходит в круглый. Данный возбуждатель не нашел широкого применения из-за сложной конструкции. В дальнейшем возбуждатель такого вида исследовался в диапазоне частот 75...95 ГГц. Потери в экспериментальном образце возбуждателя при длине порядка 60λ составили 1.2 дБ, уровень паразитной моды H_{11} менее -10 дБ [24].

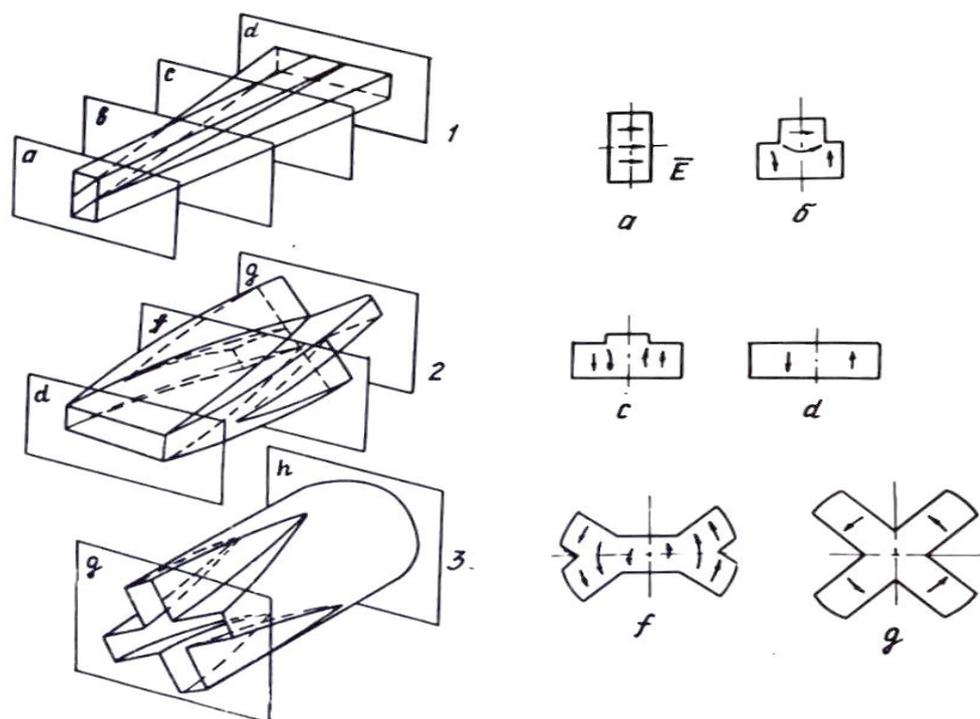


Рис. 1.3. Возбудитель Марье моды H_{01}

В работе [25] была предложена конструкция подобного возбуждателя с более простой формой канала. В частности, винтообразные поверхности крестообразного волновода были заменены плоскими. Потери в преобразователе составили менее 0.5 дБ в относительной полосе частот 5%.

В работах [26, 27] описан возбуждатель, который также состоит из трех частей. Первая представляет собой волноводный переход от прямоугольного сечения к секторному с углом сектора 60° . Во второй части сектор плавно расширяется до 360° , а третья представляет собой фильтр, который пропускает

только моду H_{01} . Недостатком этого возбудителя являются большая длина и узкая полоса рабочих частот.

В работе [28] представлен возбудитель в виде плавного перехода прямоугольного волновода в Т-образный волновод с постепенно расширяющейся нижней частью, который переходит в ортогональный прямоугольный двухмодовый волновод с H_{20} модой (первая часть возбудителя Марье [23]). Далее две половины этого волновода разворачиваются в круглый. Недостатком устройства является значительная длина (более 20λ) и узкая полоса рабочих частот. Потери в работе не приведены.

В работе [17] представлена еще одна из возможных конструкций перехода от прямоугольного волновода с волной H_{10} , основанная на принципе плавной деформации формы поперечного сечения волновода и структуры поля. Волноводный Е-тройник и две скрутки на углы 90° в противоположных направлениях переходят в два прямоугольных волновода, соединенных узкими стенками, в которых возбуждены моды H_{10} с равными амплитудами и противоположными фазами. Затем прямоугольные сечения волновода плавно переходят в секторные с общим ребром. По мере увеличения угла секторных волноводов образуется круглый волновод с продольной металлической перегородкой. Обрыв этой перегородки не меняет структуру электромагнитного поля и на выходе (в круглом волноводе) возбуждается мода H_{01} . Для обеспечения требуемой чистоты возбуждения моды H_{01} этот возбудитель также должен иметь длину $L \gg \lambda$.

В работе [29] представлены результаты анализа и оптимизации возбудителя Марье [23] с использованием численных методов. Потери возбудителя длиной $L = 196.8$ мм в диапазоне 33...50 ГГц не превысили 0.2 дБ.

В работе [30] с использованием численных методов оптимизирована конструкция возбудителя H_{01} , содержащего переход от прямоугольного волновода в секторный и, затем секторный в круглый, принцип построения которого описан

в работах [20, 21]. Потери преобразователя длиной 171 мм в диапазоне частот 34...36 ГГц не превысили 0.15 дБ. Отметим, что в работе [31] описана аналитическая методика расчета коэффициентов возбуждения паразитных мод в секторном переходе от моды H_{10} прямоугольного волновода к моде H_{01} круглого волновода.

В работе [32] представлены результаты моделирования и измерений макета возбуждителя Марье, изготовленного с использованием 3D печати и спроектированного в соответствии с процедурой, описанной в работе [29]. Экспериментально подтвержденные потери возбуждителя длиной 109 мм в диапазоне 67.5...87.6 ГГц – не более 1.5 дБ.

Наибольшей полосой частот (41%) по уровню согласования – 20 дБ из известных возбуждителей с прямоугольным питающим волноводом обладает возбуждитель Марье, оптимизированный и исследованный в работе [33]. Недостатком является большая длина (более 17 длин волн) и сложная конструкция (рис. 1.3).

В работе [34] представлена конструкция возбуждителя с использованием делителя мощности. Круглый волновод возбуждается четырьмя прямоугольными волноводами через отверстия стенке. Волноводы возбуждаются с одного входа с использованием трех делителей мощности. Из результатов моделирования следует, что потери возбуждителя в полосе частот 5.8 ГГц и центральной частотой 34 ГГц не превышают 1 дБ. Похожая конструкция возбуждителя H_{01} описана в работе [38]. В полосе частот шириной 2 ГГц с центральной частотой 12 ГГц коэффициент отражения не превышает уровень –30 дБ, а коэффициент возбуждения высших мод не превышает уровень –50 дБ. Недостатками возбуждителя являются большие поперечные габариты.

Попытки построения широкополосных возбуждителей с коаксиальной питающей линией [35, 36] успеха не имели. Максимальная полоса частот – 4%, при этом потери около 1 дБ [36].

1.1. ВОЗБУДИТЕЛИ МОДЫ E_{01}

Рассмотрим задачу уменьшения поперечного размера возбуждителя с делителем мощности [37]. Для этого исследуем возбуждатель (рис. 1.4), который также содержит Т-образный волноводный делитель на два канала, два изгиба (в отличие от прототипа в E плоскости), которые переходят в E -секториальные рупоры, возбуждающие непосредственно круглый двухмодовый волновод через отверстия в его стенке. В качестве согласующих элементов в Т-образном делителе установлены два металлических цилиндра, а в круглом волноводе – усеченный металлический конус.

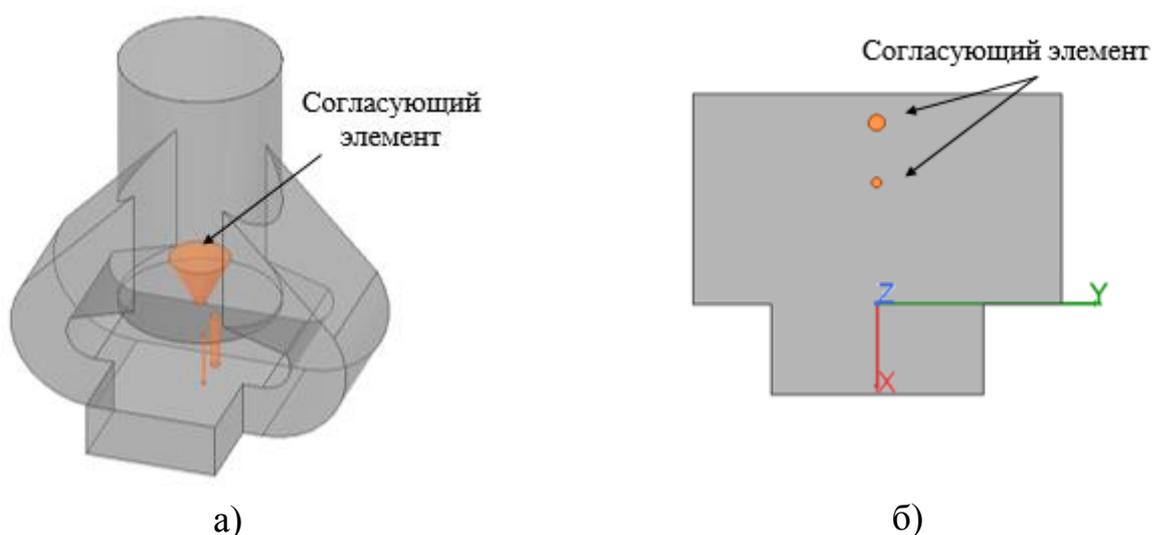


Рис. 1.4. Возбудитель моды E_{01} : а) общий вид; б) Т-образный делитель мощности

В результате оптимизации параметров возбуждителя с входным прямоугольным сечением 23×10 мм и выходным диаметром круглого волновода 28 мм путем электродинамического моделирования с использованием МКЭ получены следующие значения параметров: согласующие цилиндры в делителе мощности расположены от плоскости сочленения волноводов (YZ) на расстояниях 13.3 и 19.8 мм, их диаметры равны, соответственно, 0.7 и 1.7 мм, высота усеченного конуса равна 9 мм, а диаметры его вершины и основания равны 2.2 и 10.5 мм, соответственно.

На рис. 1.5 представлены частотные зависимости коэффициента отражения на входе и коэффициента возбуждения моды E_{01} на выходе оптимизированного возбуждателя, рассчитанные с использованием МКЭ и МКРВО. Как видно на рис. 1.5, в полосе частот 8.45...9.8 ГГц (относительная полоса 15%) коэффициент отражения не превышает уровень -20 дБ. При этом потери на возбуждение моды E_{01} не превышают 0.1 дБ.

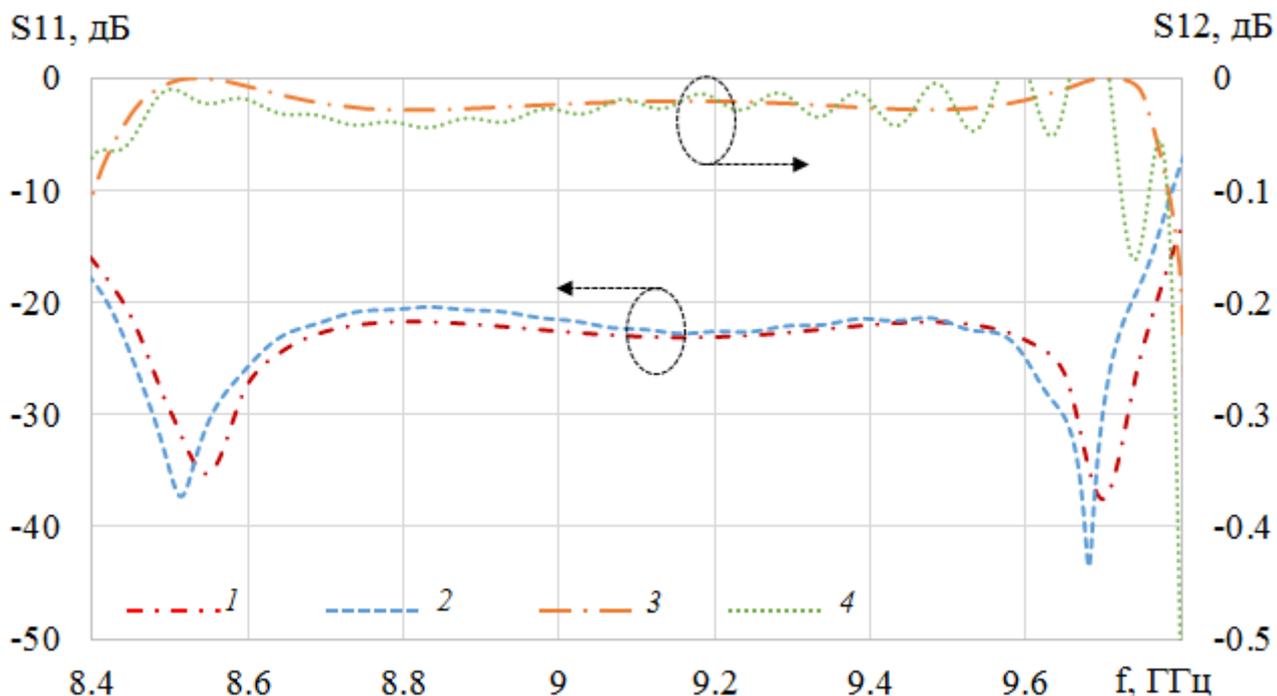


Рис. 1.5. Зависимость коэффициентов отражения S_{11} (1, 2) и возбуждения S_{12} моды E_{01} (3, 4) от частоты: МКЭ (1, 3), МКРВО (2, 4)

Отметим, что разработанная и исследованная конструкция возбуждателя позволяет более чем в два раза уменьшить поперечный размер по сравнению с прототипом при относительно небольшом (2%) уменьшении полосы частот.

Перейдём к рассмотрению возбуждателя моды E_{01} с коаксиальным входом. В качестве прототипа рассмотрим возбуждатель, описанный в работе [16] с относительной полосой рабочих частот 21%. Исследуем возможность расширения полосы рабочих частот данного возбуждателя. Для этого изменим геометрию возбуждающего элемента, который, по существу, представляет собой диско-

конусную антенну с конусом, выполненным в виде набора коаксиальных цилиндров. В модифицированном возбуждере (рис. 1.6) вместе диско-конусного возбуждающего элемента использована биконическая антенна с внутренним конусом, также выполненным в виде набора коаксиальных цилиндров. Угол раствора внешнего конуса и диаметры цилиндров оптимизированы с использованием МКЭ. В результате, были найдены следующие величины параметров, представленных на рис. 1.6: $a_1 = 4.2$ мм, $a_2 = 5$ мм, $a_3 = 3$ мм, $a_4 = 5.4$ мм, $d_1 = 2.6$ мм, $d_2 = 4$ мм, $d_3 = 5.4$ мм, $d_4 = 11.4$ мм, $D = 28$ мм, $L = 40$ мм, $\alpha = 28^\circ$.

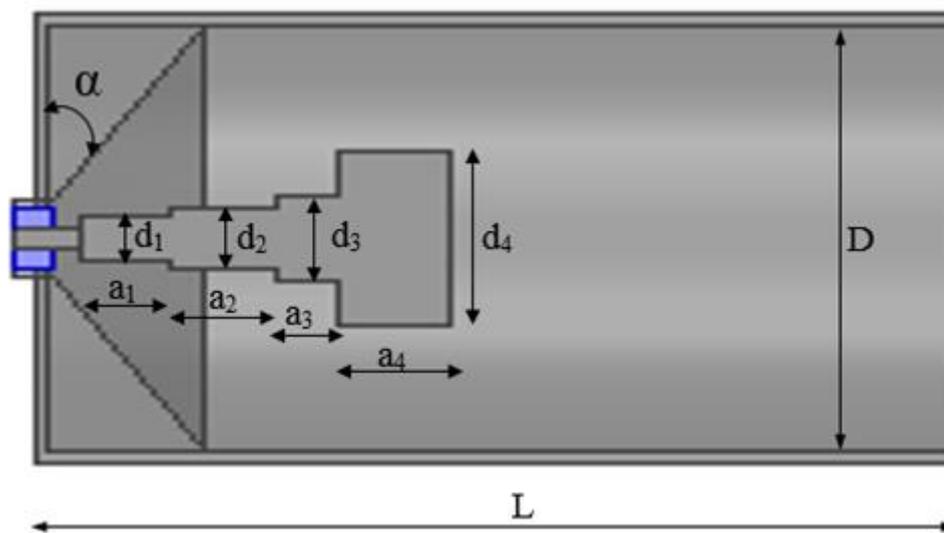


Рис. 1.6. Возбудитель моды E_{01} с коаксиальным входом

На рис. 1.7 представлены частотные зависимости коэффициента отражения на входе и коэффициента возбуждения моды E_{01} на выходе оптимизированного возбуждателя с коаксиальным входом, рассчитанные с использованием МКЭ и МКРВО.

Как видно на рис. 1.7, в полосе частот 8.7...12.9 ГГц (относительная полоса 39%) коэффициент отражения не превышает уровень -20 дБ, а потери на возбуждение моды E_{01} не превышают 0.1 дБ.

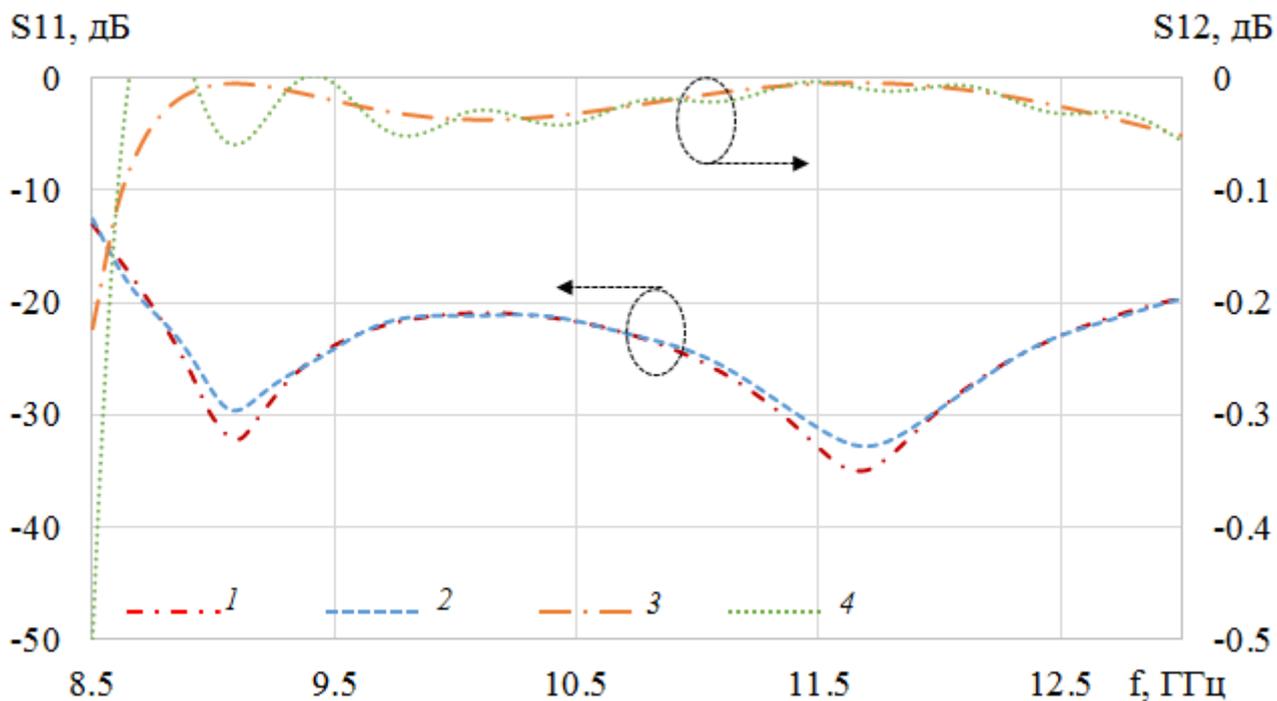


Рис. 1.7. Зависимость коэффициентов отражения S_{11} (1, 2) и возбуждения S_{12} моды E_{01} (3, 4) от частоты первого варианта возбуждителя с коаксиальным входом: МКЭ (1, 3), МКРВО (2, 4)

Другой вариант построения возбуждителя моды E_{01} с коаксиальным входом состоит из двух частей (рис. 1.8).

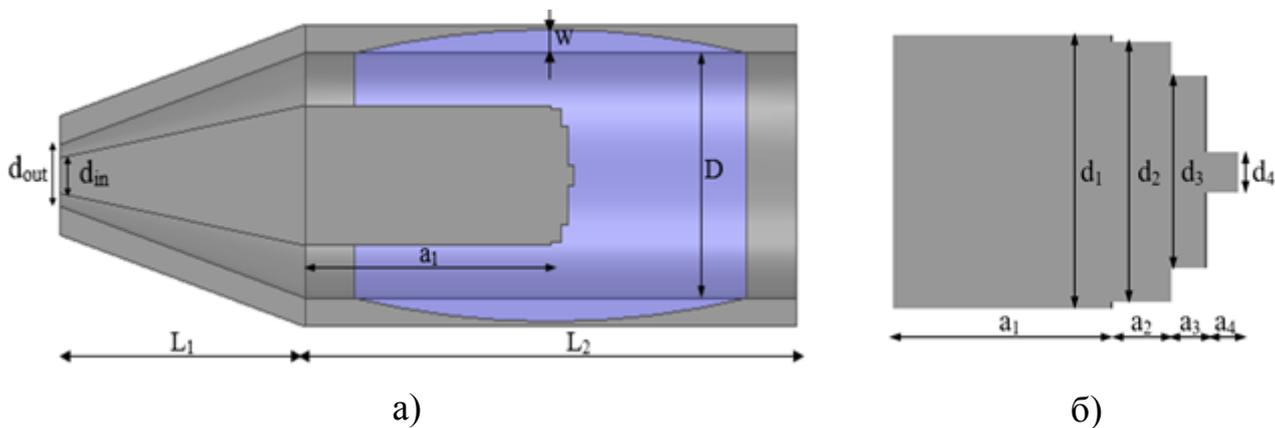


Рис. 1.8. Возбудитель моды E_{01} с коаксиальным входом: а) продольное сечение возбуждителя; б) продольное сечение цилиндра с ступенчатым срезом

Первая часть представляет собой биконическую линию. Вторая часть – круглый металлодиэлектрический коаксиальный волновод, внутренний

проводник которого – металлический цилиндр с ступенчатым срезом. Диэлектрической слой на внешнем проводящем цилиндре представляет собой тор из полипропилена ($\epsilon = 2.25$) с образующей в виде сегмента круга радиуса R . В результате оптимизации возбuditеля получены следующие значения параметров: $w = 2.7$ мм, $L_1 = 50$ мм, $L_2 = 100$ мм, $d_{in} = 4$ мм, $d_{out} = 7$ мм, $D = 28$ мм, $d_1 = 2.4$ мм, $d_2 = 11.2$ мм, $d_3 = 15.2$ мм, $d_4 = 16$ мм, $a_1 = 50$ мм, $a_2 = 2.2$ мм, $a_3 = 1.3$ мм, $a_4 = 1.2$ мм, $R = 297$ мм.

На рис. 1.9 представлены частотные зависимости коэффициента отражения на входе и коэффициента возбуждения моды E_{01} на выходе оптимизированного возбuditеля с коаксиальным входом, рассчитанные с использованием МКЭ и МКРВО.

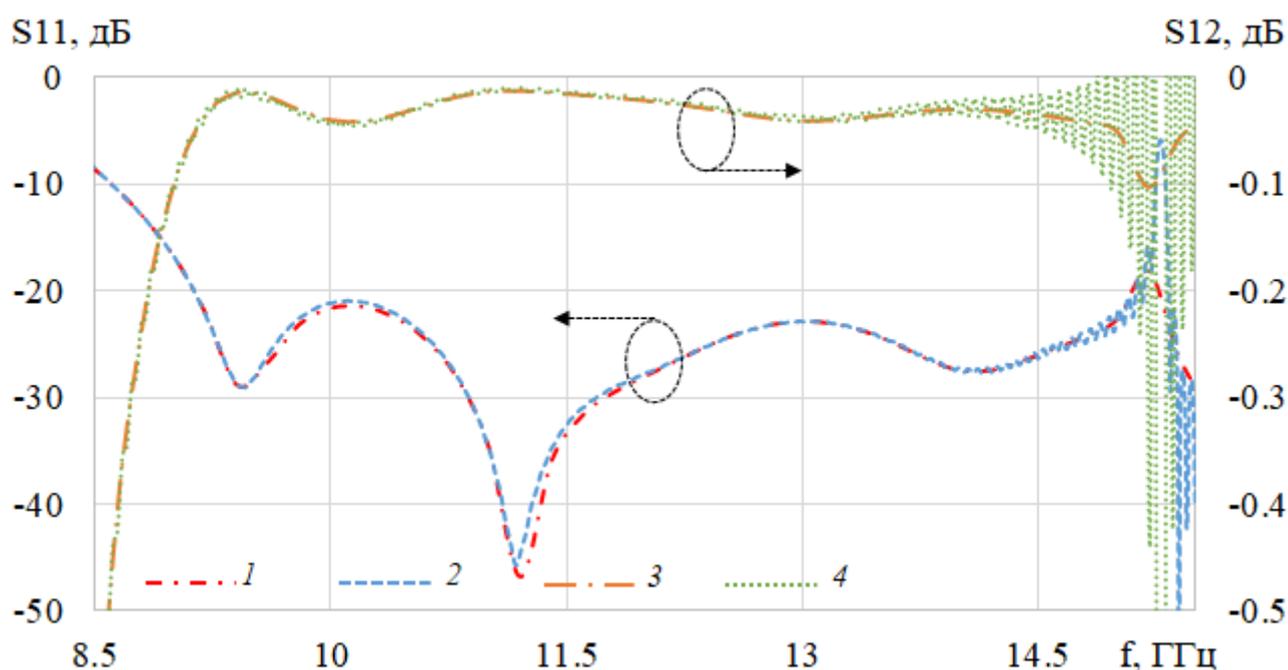


Рис. 1.9. Зависимость коэффициентов отражения S_{11} (1, 2) и возбуждения S_{12} моды E_{01} (3, 4) от частоты второго варианта возбuditеля с коаксиальным входом:

МКЭ (1, 3), МКРВО (2, 4)

Как видно на рисунке, в полосе частот 9.25...15.1 ГГц (относительная полоса 48%) коэффициент отражения не превышает уровень -20 дБ, а потери на возбуждение моды E_{01} не превышают 0.1 дБ.

Таким образом, относительная полоса частот обеих предложенных и исследованных вариантов возбуждателя моды E_{01} с коаксиальным входом примерно в два раза превышает полосу известных возбуждателей с коаксиальным входом и в 2.5 раза – возбуждателей с волноводным входом. Поэтому представляет интерес использовать комбинацию двух возбуждателей: моды E_{01} с коаксиальным входом и ТЕМ моды с волноводным входом. Для этого можно использовать стандартные конструкции коаксиально-волноводных переходов (КВП). Однако у таких КВП диаметр коаксиального входа, как правило, не превышает 0.1 минимальной длины волны рабочего диапазона, что приводит к ограничению пропускаемой мощности. Поэтому далее разработан КВП с увеличенным электрическим диаметром коаксиального входа, который состоит из трех частей (рис. 1.10).

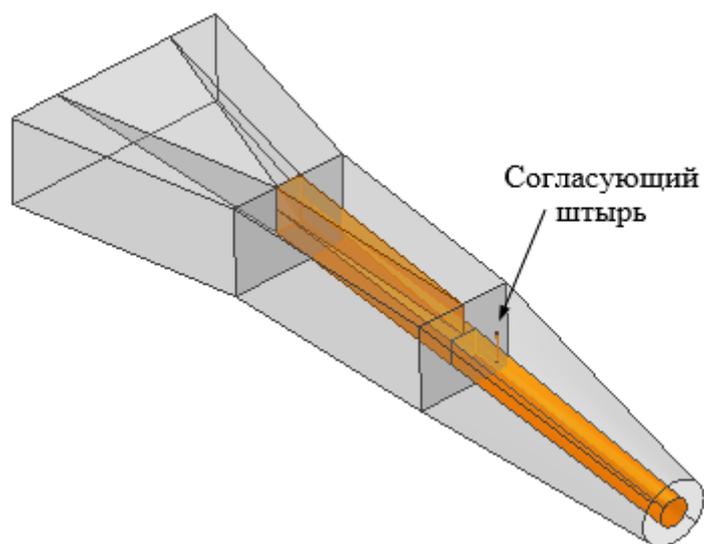


Рис. 1.10. Коаксиально-волноводный переход

Первая часть представляется собой линейный переход из прямоугольного волновода размера 23x10 мм в П-образный волновод. П-образный волновод также с использованием линейного перехода преобразуется в прямоугольный коаксиальный волновод с продольной перегородкой, которая обрывается и прямоугольный коаксиальный волновод далее плавно переходит в коаксиальную линию с внешним диаметром 7 мм. На расстоянии 4.9 мм от обрыва перегородки

расположен согласующий штырь диаметром 0.05 мм.

На рис. 1.11 представлены частотные характеристики двух вариантов КВП (с волновыми сопротивлениями на выходе 33.5 и 50 Ом), рассчитанные с использованием МКЭ. На рисунке видно, что в полосе частот 9.2...15.2 ГГц для первого варианта (относительная полоса 49%) и в полосе 9.2...16 ГГц для второго варианта КВП коэффициент отражения не превышает уровень -20 дБ, а потери составляют не более 0.05 дБ.

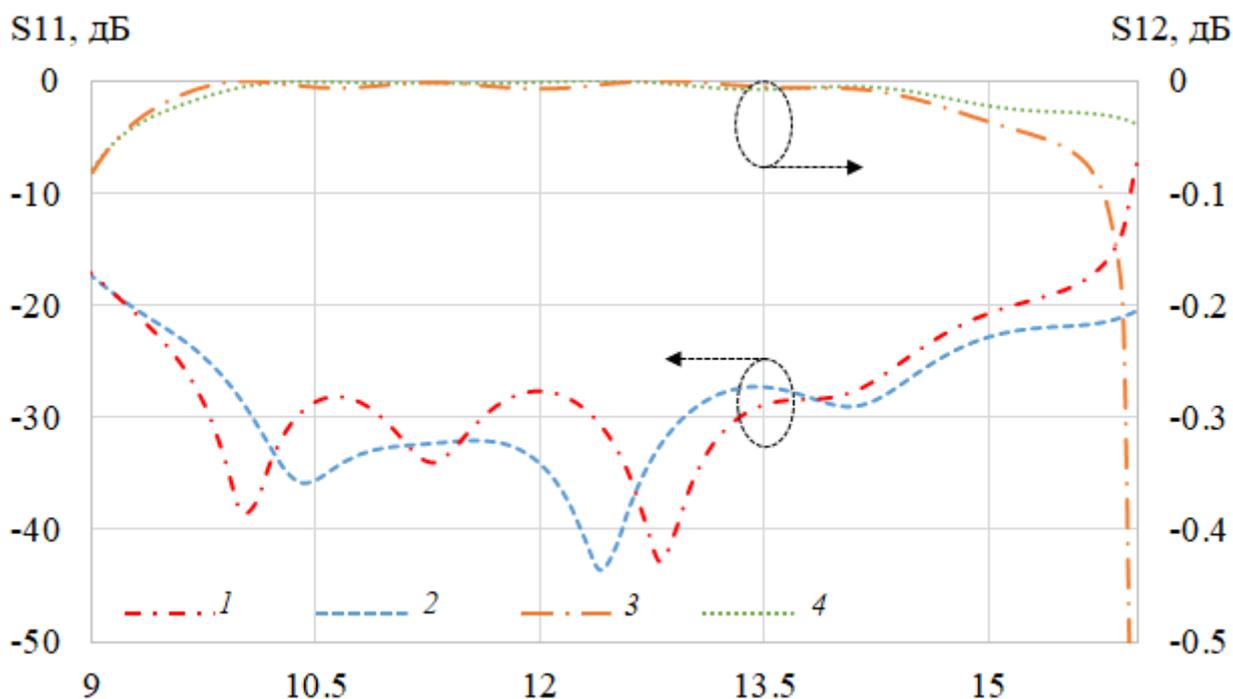


Рис. 1.11. Зависимость коэффициентов отражения S_{11} (1, 2) и возбуждения S_{12} моды E_{01} (3, 4) от частоты: первый вариант (1, 3), второй вариант (2, 4)

Далее были исследованы возбуждители моды E_{01} , содержащие разработанные КВП в сочетании с разработанными и исследованными выше возбуждителями моды E_{01} с коаксиальным входом (рис. 1.12).

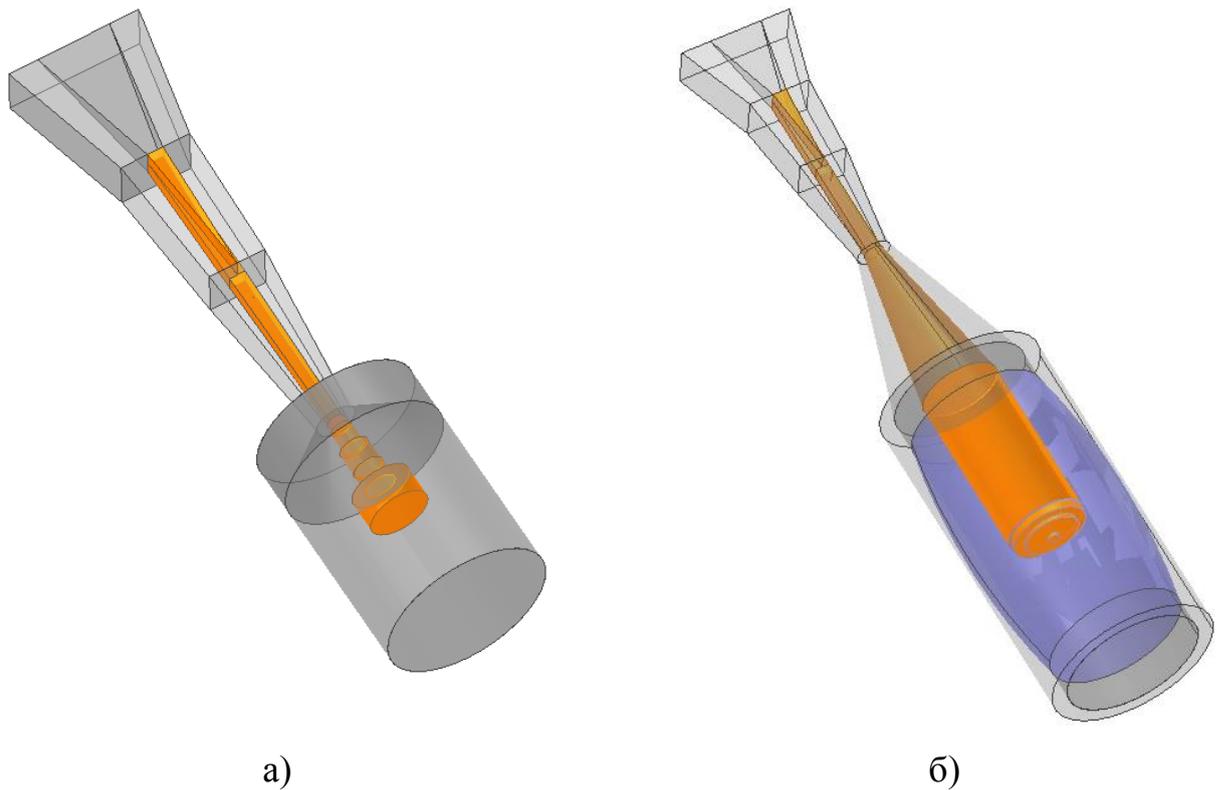


Рис. 1.12. Возбудитель моды E_{01} с КВП: а) первый вариант; б) второй вариант

Частотные характеристики возбуждателей, рассчитанные с использованием МКЭ и МКРВО, показаны на рис. 1.13. Как видно на рисунке, в полосе частот 8.7...15.3 ГГц (относительная полоса частот 55%) коэффициент отражения первого варианта возбуждателя не превышает уровень -20 дБ. При этом потери на возбуждение моды E_{01} не превышают 0.1 дБ.

Частотные характеристики второго варианта возбуждателя показаны на рис. 1.14. Как видно на рисунке, в полосе частот 9.3...14.6 ГГц (относительная полоса 44%) коэффициент отражения не превышает уровень -20 дБ, а потери на возбуждение моды E_{01} не превышают 0.1 дБ.

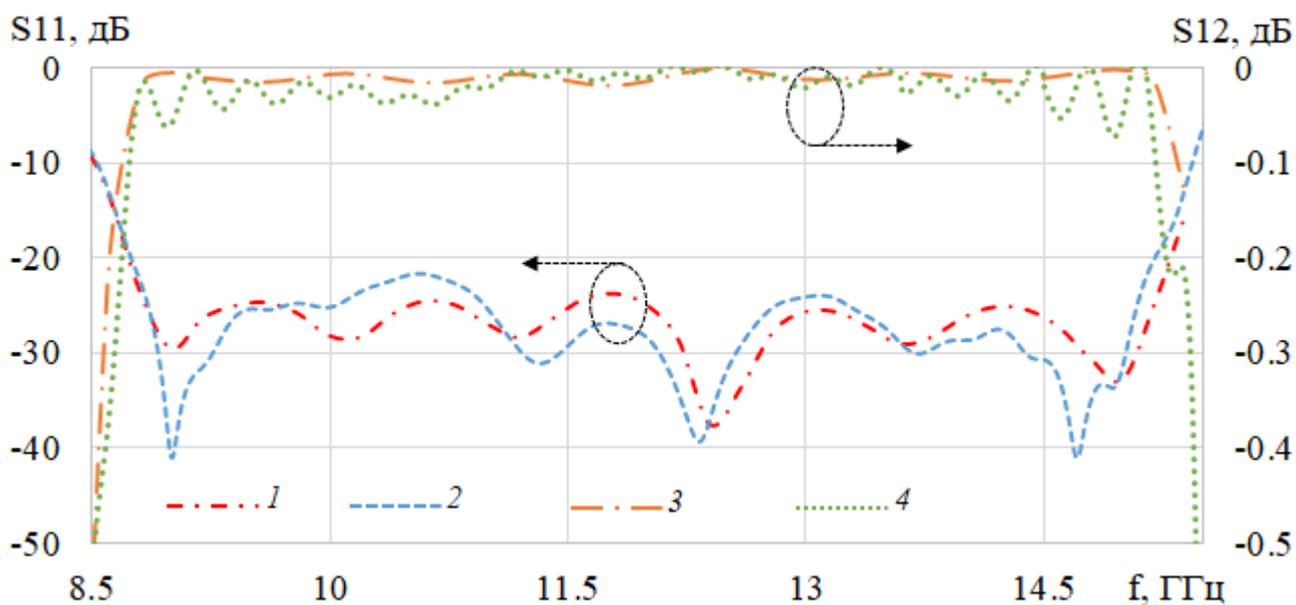


Рис. 1.13. Зависимость коэффициентов отражения S_{11} (1, 2) и возбуждения S_{12} моды E_{01} (3, 4) варианта 1 возбуждителя от частоты: МКЭ (1, 3), МКРВО (2, 4)

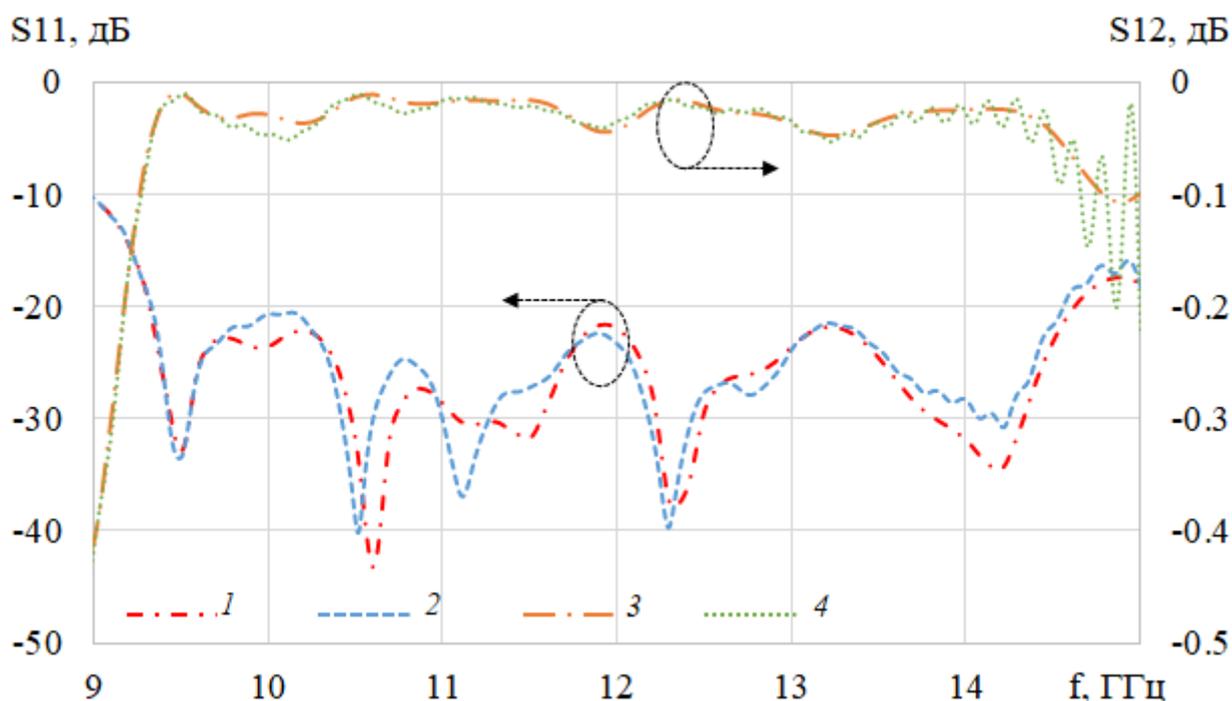


Рис. 1.14. Зависимость коэффициентов отражения S_{11} (1, 2) и возбуждения S_{12} моды E_{01} (3, 4) от частоты варианта 2 возбуждителя: МКЭ (1, 3), МКРВО (2, 4)

На основании полученных результатов можно сделать следующие выводы:

1. Предложенный и исследованный в работе возбуждатель моды E_{01} с волноводным входом позволяет более чем в два раза уменьшить поперечный

габарит при относительно небольшом уменьшении полосы рабочих частот по сравнению с известным возбудителем.

2. Предложенный и исследованный в работе возбудитель моды E_{01} с коаксиальным входом позволяет обеспечить полосу рабочих частот 48%, т.е. более чем в два раза расширить полосу рабочих частот по сравнению с известным возбудителем при тех же габаритах.

3. Возбудитель моды E_{01} с волноводным входом в виде комбинации разработанных КВП и возбудителя с коаксиальным входом обеспечивает полосу рабочих частот 55%, т.е. позволяет более чем в три раза расширить полосу рабочих частот по сравнению с известным возбудителем с волноводным входом.

1.2. ВОЗБУДИТЕЛИ МОДЫ H_{01}

Прежде всего, исследуем возбудитель с волноводным входом, который состоит из трех частей. Его конструкция показана на рис. 1.15а, а конструкция первой части – на рис. 1.15б.

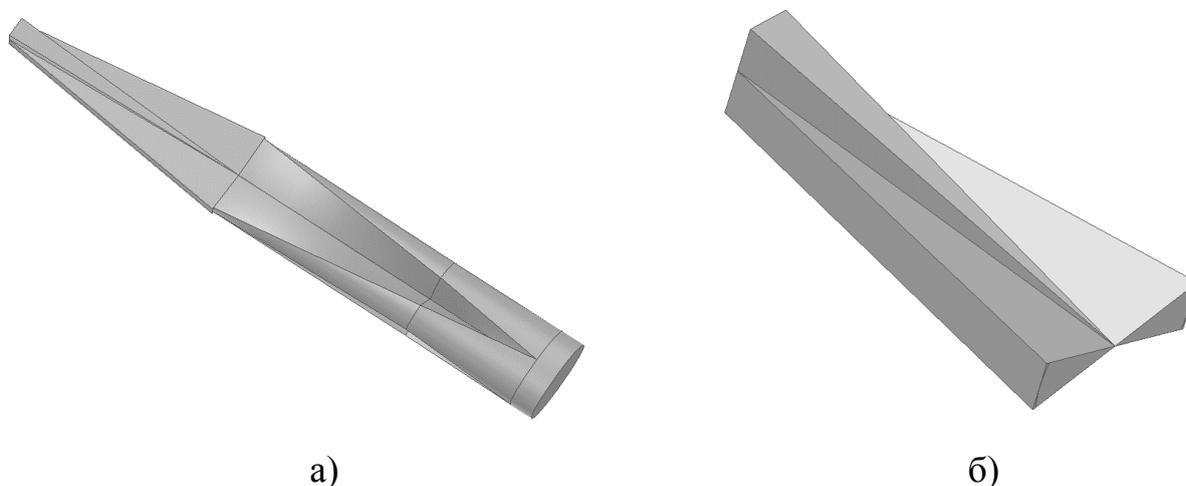


Рис. 1.15. Конструкция возбудителя моды H_{01} : общий вид (а) и первая часть (б)

Первая часть возбудителя представляет собой плавный переход одномодового прямоугольного волновода с входным сечением 7.2×3.4 мм, верхняя половина которого (см. рис. 1.15б) постепенно сужается по двум координатам, при этом нижняя часть плавно переходит в два волновода

треугольного сечения и, затем, секториального сечения радиусом $r = 7.2$ мм и с углом раствора β_1 . На входе прямоугольного волновода возбуждается мода H_{10} , на выходе первой части формируется мода H_{01} секторного волновода (рис. 1.16).

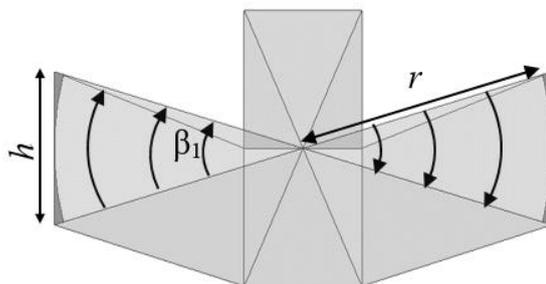


Рис. 1.16. Структура электрического поля на выходе первой части возбуждателя

На рис. 1.17 показаны рассчитанные с использованием МКЭ зависимости от частоты коэффициента отражения на входе первой части возбуждателя длиной 42 мм для различных значений размера h , соответствующих различным углам раствора β_1 .

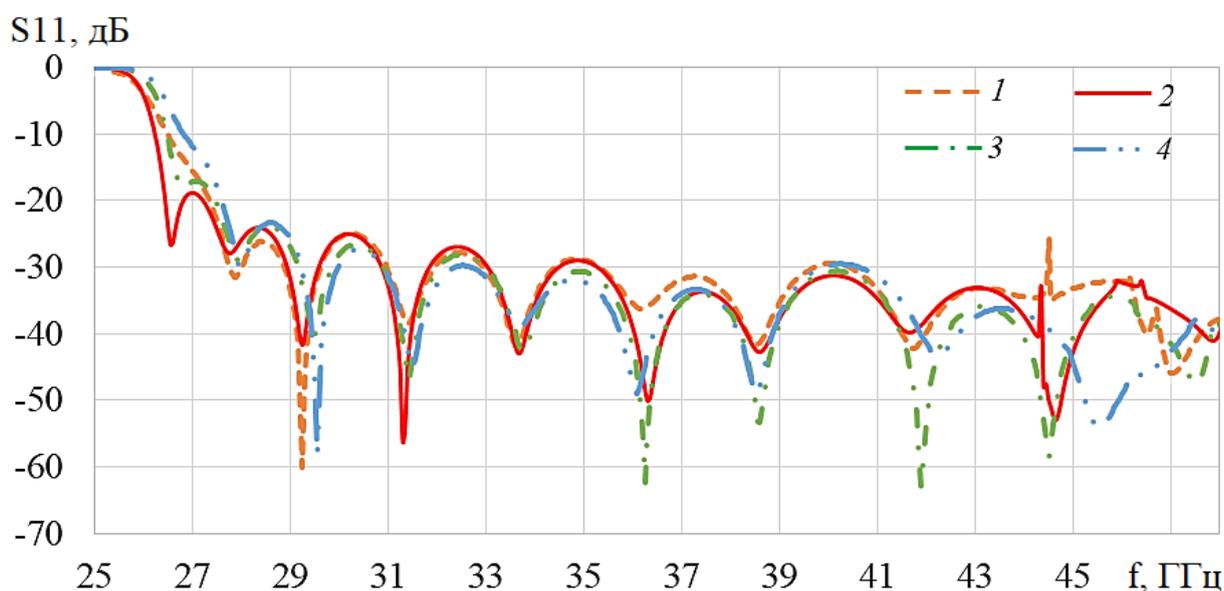


Рис. 1.17. Зависимость коэффициента отражения S_{11} от частоты при $h = 3$ (кривая 1), 4 (кривая 2), 5 (кривая 3) и 6 мм (кривая 4)

На рис. 1.17 видно, что максимальную ширину полосы по уровню отражения -20 дБ (27...47 ГГц) обеспечивает выбор значения $h = 4$ мм, соответствующее значению угла $\beta_1 = 31.5^\circ$. Длина перехода выбрана из условия

уровня коэффициента отражения моды $H_{01} < -20$ дБ в полосе частот 27...47 ГГц.

Уровень возбуждения паразитных волн показан на рис. 1.18. Черными кружками на кривых здесь и далее показаны критические частоты паразитных мод.

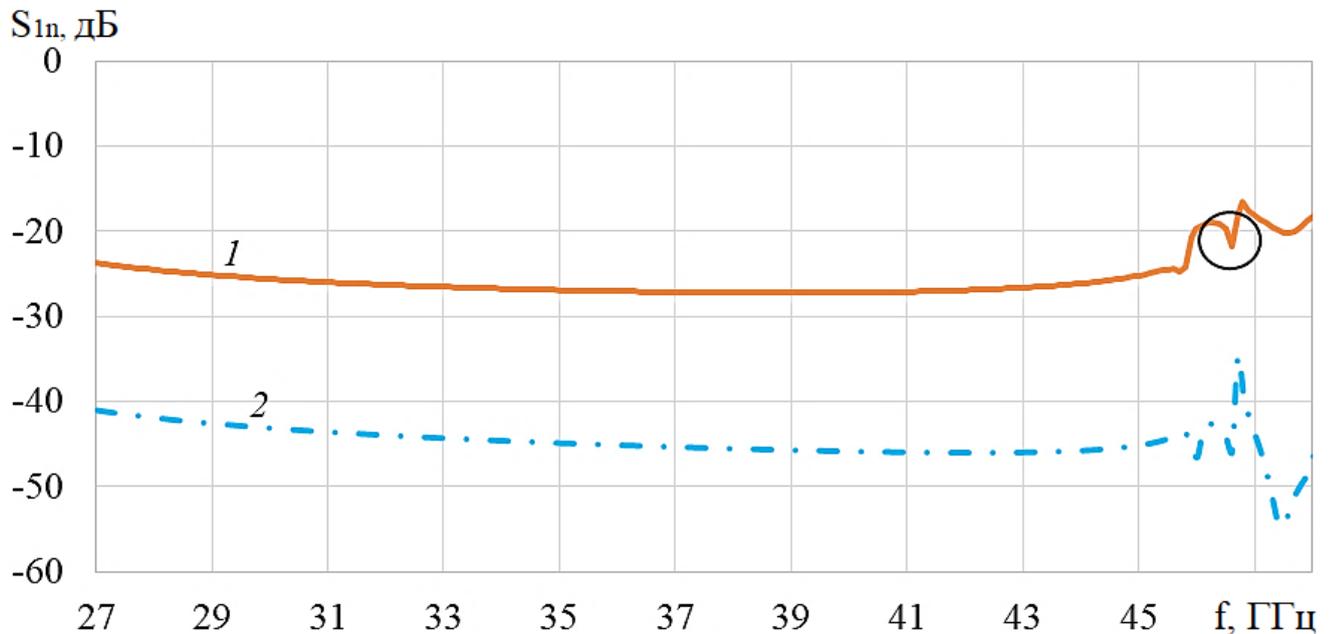


Рис. 1.18. Зависимость коэффициентов возбуждения мод H_{02} (1) и H_{11} (2) первой части возбуждателя от частоты

Конструкция второй части возбуждателя (рис. 1.19а) состоит из четырех секторно-винтовых переходов того же радиуса r с начальным значением угла раствора $\beta_1/2$ и конечным – $\beta_2 = 45^\circ$ (рис. 1.19б). Выход второй части возбуждателя представляет собой крест из четырех 45–градусных секторных волноводов с возбуждённой в них модой H_{01} (рис. 1.20).

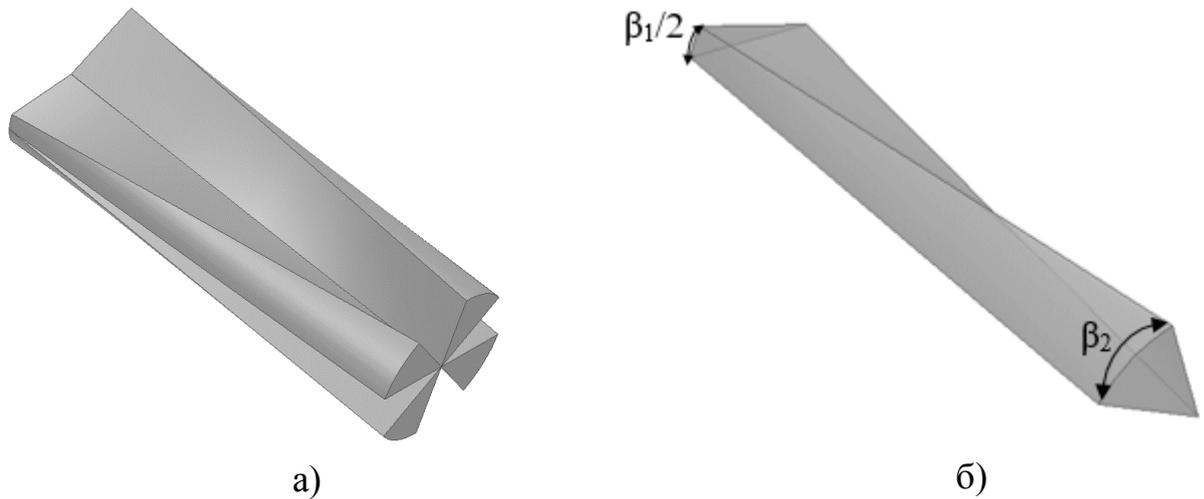


Рис. 1.19. Конструкция второй части возбуждителя: общий вид (а), нерегулярный секторный волновод (б)

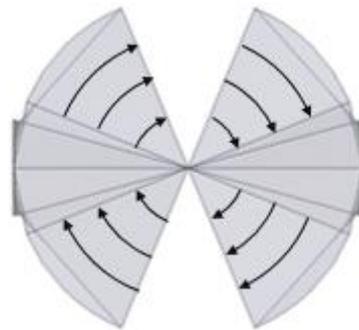


Рис. 1.20. Структура электрического поля на выходе второй части возбуждителя

На рис. 1.21 кривой 1 показана рассчитанная с использованием МКЭ частотная зависимость коэффициента отражения на входе винтового перехода секторного волновода длиной 36 мм, а кривыми 2, 3 и 4, соответственно, коэффициенты возбуждения мод H_{01} , H_{11} и H_{02} на его выходе. Длина перехода выбрана из условия уровня коэффициентов отражения моды H_{01} и возбуждения паразитных волн менее -20 дБ в диапазоне частот 27.5...47 ГГц.

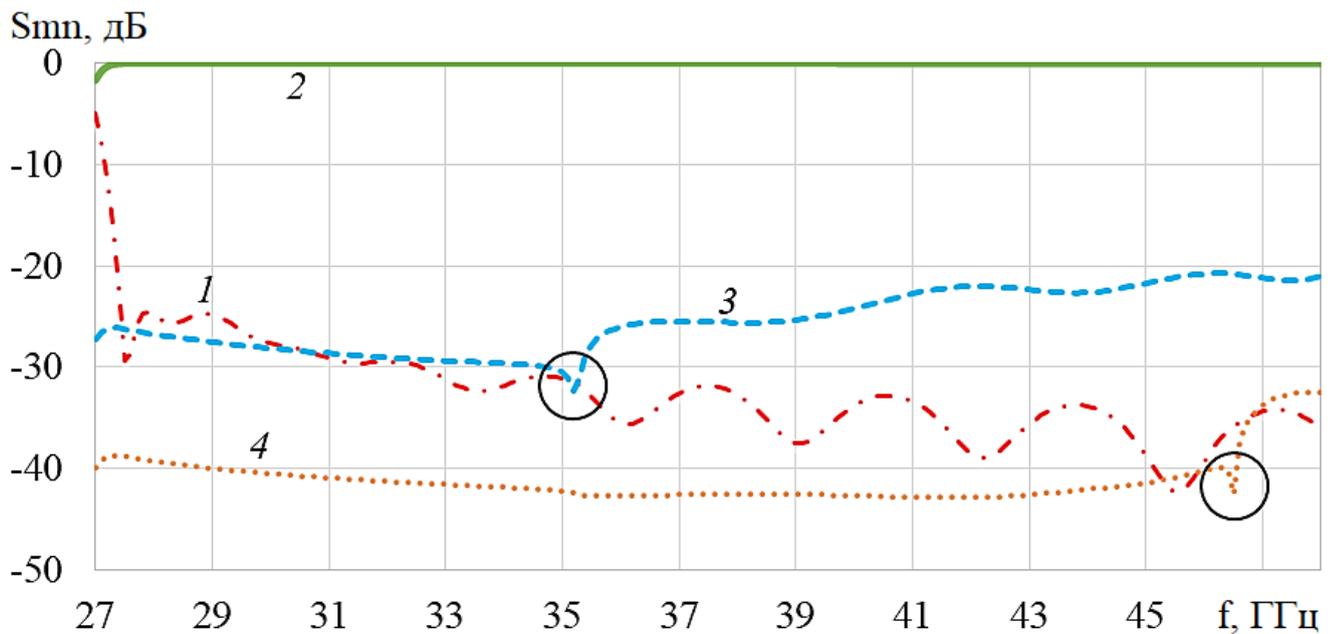


Рис. 1.21. Зависимость коэффициентов отражения (1) и возбуждения мод H_{01} (2), H_{11} (3) и H_{02} (4) второй части возбуждителя от частоты

Конструкция третьей части возбуждителя содержит четыре симметричных секторных разворота (рис. 1.22а) от угла $\beta_2 = 45^\circ$ до угла $\beta_3 = 90^\circ$ с постоянной угловой скоростью, которые в конце образуют круглый волновод (рис. 1.22б).

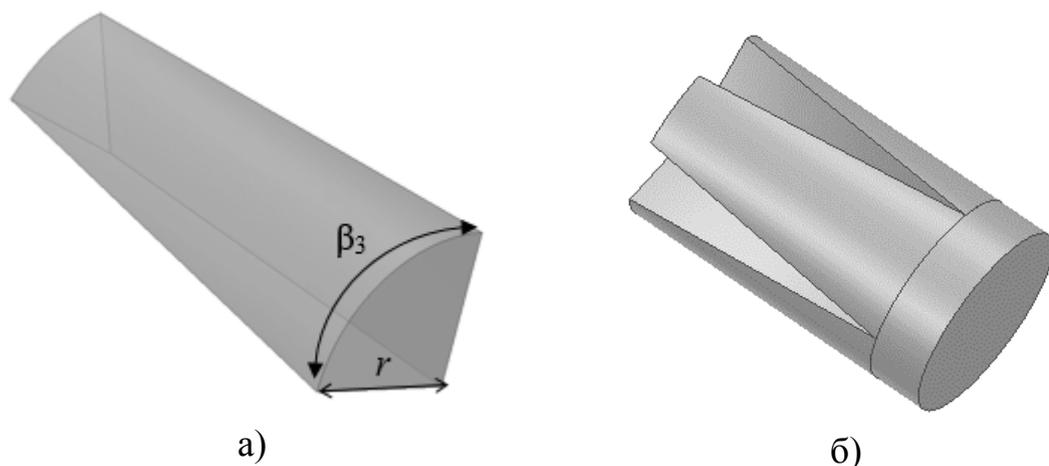


Рис. 1.22. Третья часть возбуждителя: один из четырех симметричных секторных разворотов (а) и круглый волновод (б)

На рис. 1.23 кривыми 1, 2, показаны частотные зависимости коэффициентов отражения на входе и возбуждения моды H_{01} на выходе третьей части возбуждителя длиной 24 мм, соответственно, а кривыми 3, 4 – коэффициенты возбуждения паразитных мод на выходе возбуждителя (в каждом из секторных волноводов).

Длина перехода выбрана из тех же условий, что и для второй части возбуждителя.

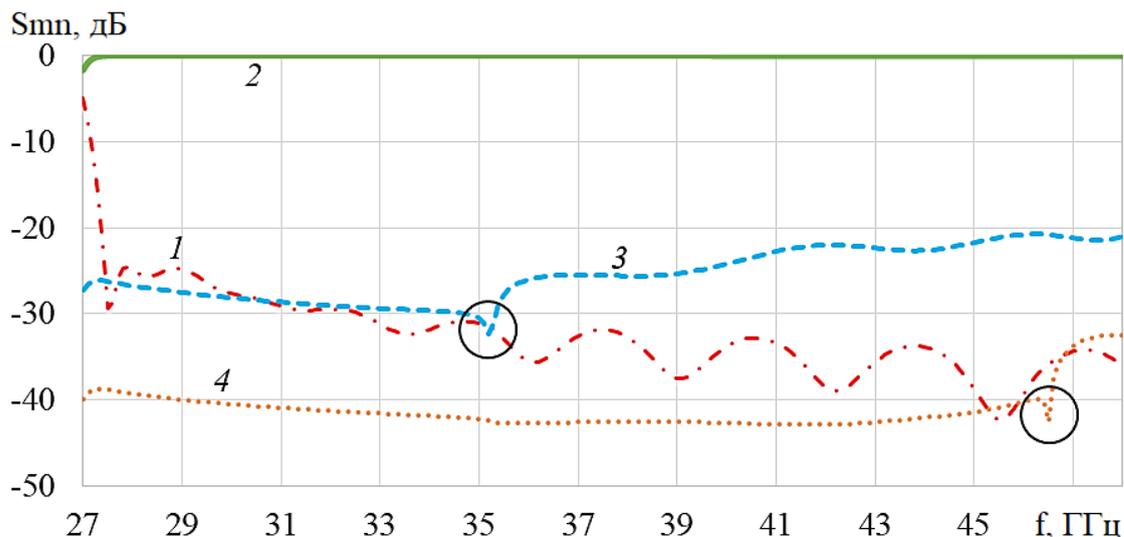


Рис. 1.23. Частотная зависимости коэффициентов отражения на входе S_{11} (1) и возбуждения моды H_{01} на выходе (2), а также коэффициентов возбуждения паразитных мод H_{11} (3) и H_{02} (4) на выходе возбуждителя

Далее с использованием электродинамического моделирования был проведен анализ возбуждителя длиной 102 мм, состоящего из трех оптимизированных выше частей, выполненных из латуни.

На рис. 1.24 приведены частотные зависимости коэффициента отражения на входе возбуждителя, рассчитанные с использованием МКЭ (кривая 1) и МКРВО (кривая 2).

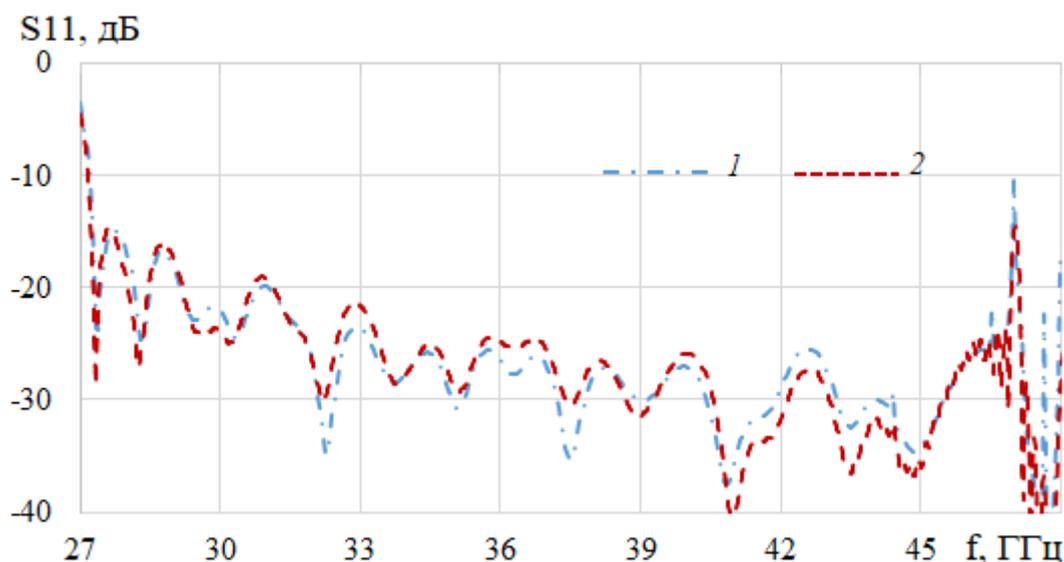


Рис. 1.24. Зависимости коэффициента отражения возбуждителя от частоты

На рис. 1.24 видно, что в полосе частот 27.3...47 ГГц (относительная полоса частот 53%) коэффициент отражения не превышает уровень -15 дБ.

На рис. 1.25 в тех же обозначениях приведены частотные зависимости коэффициента возбуждения (передачи) моды H_{01} . Видно, что в указанной выше полосе частот потери моды H_{01} менее 0.15 дБ.

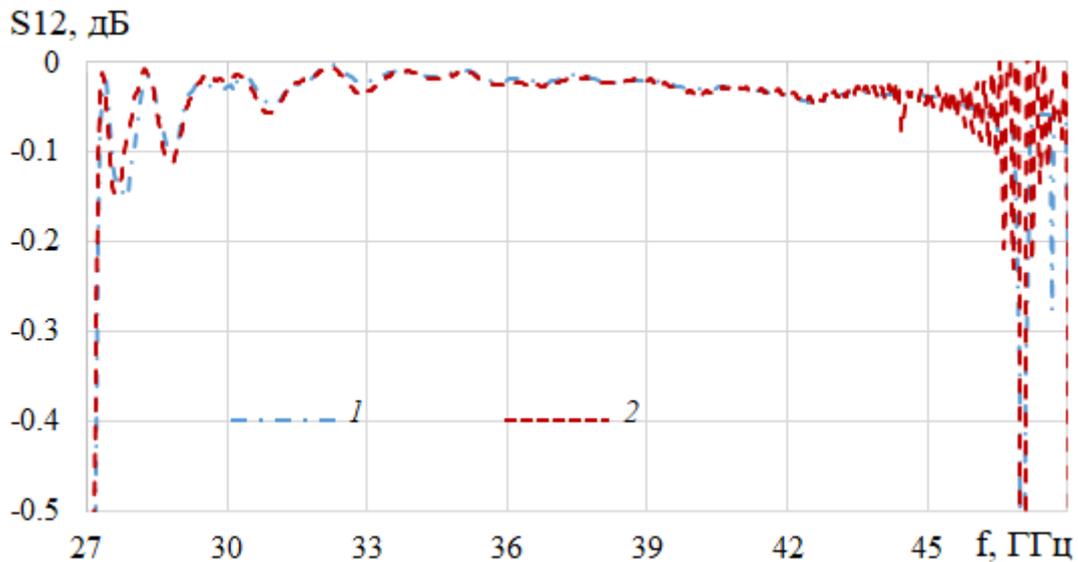


Рис. 1.25. Зависимости коэффициента возбуждения моды H_{01} от частоты

На рис. 1.26 приведены частотные зависимости коэффициентов возбуждения паразитных мод на выходе возбудителя, рассчитанные с использованием МКЭ.

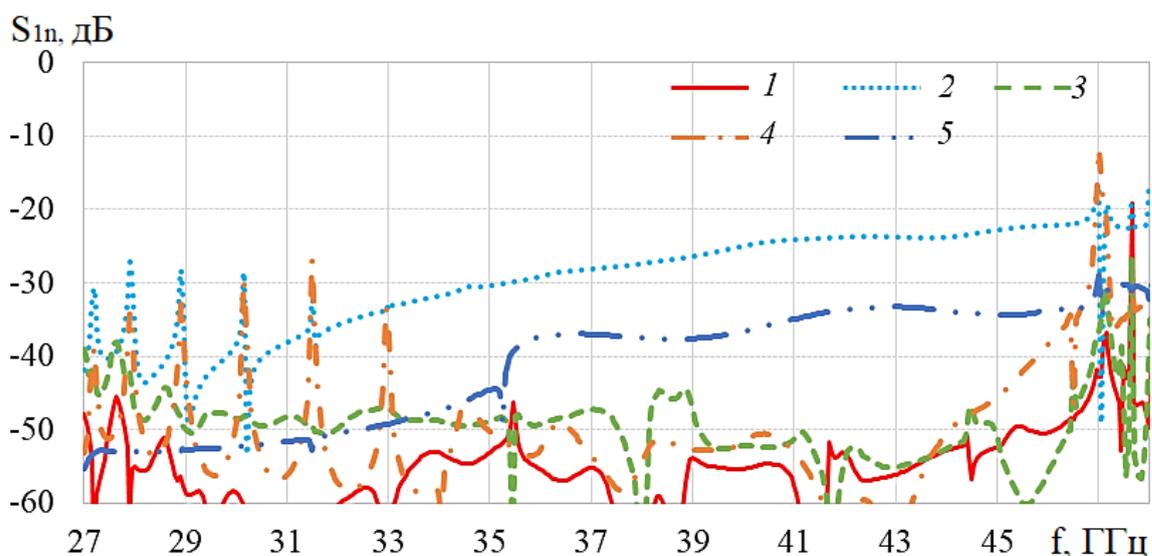


Рис. 1.26. Зависимости коэффициентов возбуждения паразитных мод на выходе возбудителя от частоты: H_{11} – (1), H_{21} – (2), E_{11} – (3), E_{21} – (4), H_{41} – (5)

На рисунке видно, что уровень возбуждения паразитных волн не превышает -20 дБ.

Несмотря на большое количество работ, посвященных разработке и исследованию возбуждателей круглого волновода, соответствующие публикации, за небольшим исключением [15, 35, 36], посвящены возбуждателям с волноводным входом. При этом полоса частот в известных возбуждателях с коаксиальным входом [15, 35] очень мала (менее 1%), а в возбуждателе, исследованном в работе [36] – очень большие потери (около 1 дБ).

Рассмотрим задачу возбуждения моды H_{01} с коаксиального входа. Для уменьшения потерь в широкой полосе частот проведем анализ конструкции возбуждателя, который состоит из двух частей (рис. 1.27). Первая часть возбуждателя (рис. 1.27а) представляет собой четырехканальный синфазный коаксиальный делитель, который возбуждает четыре несимметричных вибратора, расположенных в четырех секторных волноводах с угловым размером $\beta_1 = 45^\circ$ каждый. Во второй части (рис. 1.27б) угловой размер секторных волноводов скачком меняется до $\beta_2 = 66^\circ$. Открытые концы этих волноводов возбуждают круглый волновод.

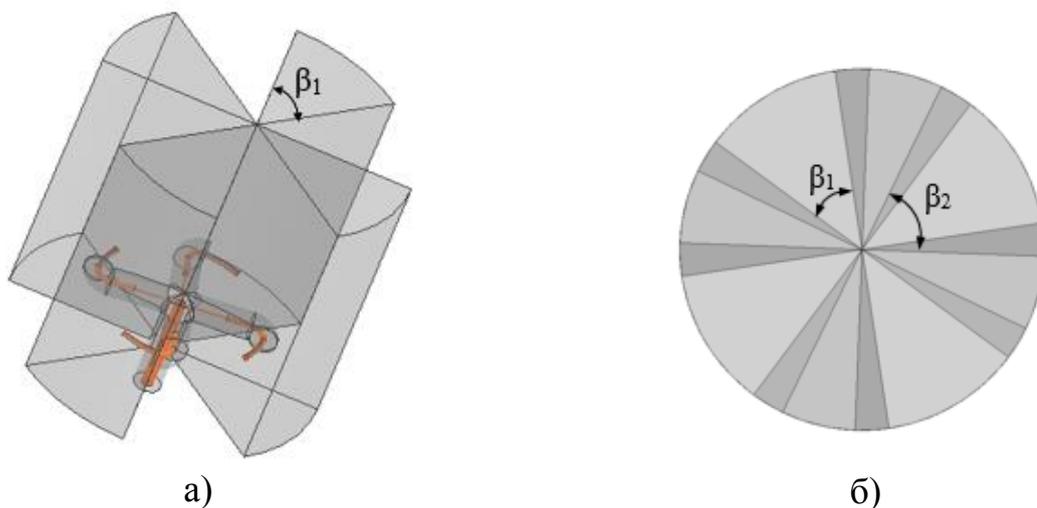


Рис. 1.27. Возбудитель моды H_{01} с коаксиальным входом: а) первая часть; б) вторая часть

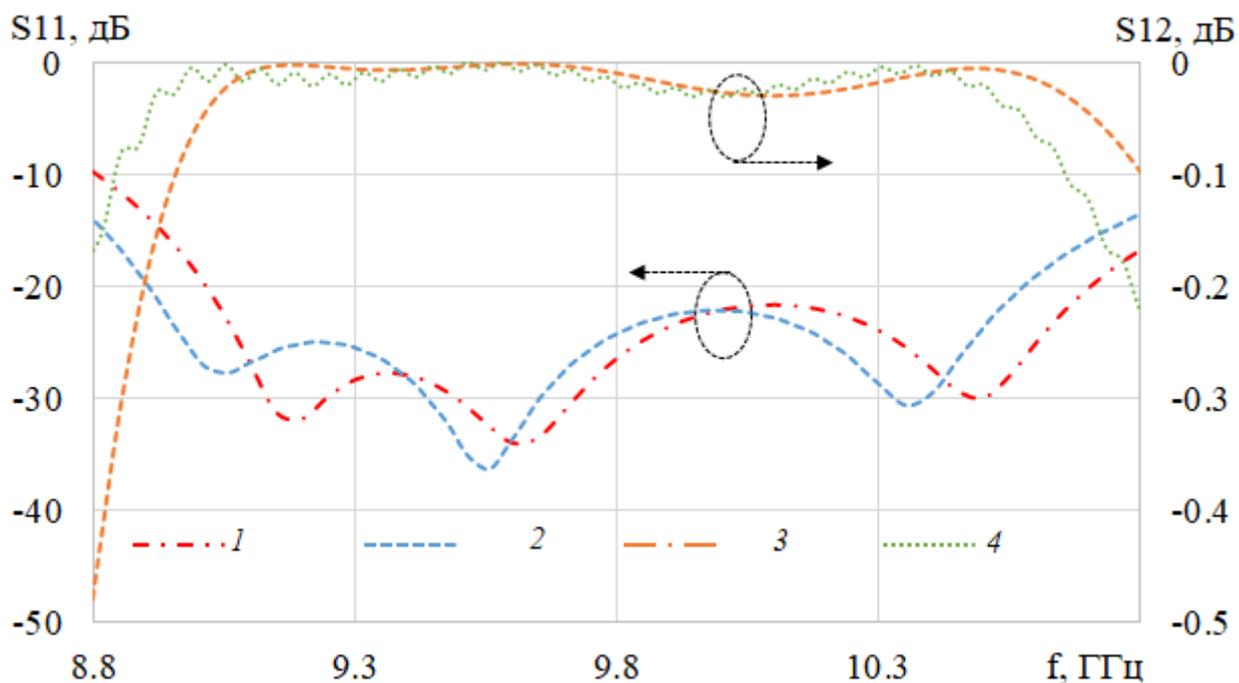


Рис. 1.28. Зависимость коэффициентов отражения S_{11} (1, 2) и возбуждения S_{12} моды H_{01} (3, 4) от частоты: МКЭ (1, 3), МКРВО (2, 4)

На рис. 1.28 представлены частотные зависимости коэффициентов отражения и возбуждения моды H_{01} , рассчитанные с использованием МКЭ и МКРВО. Как видно на рисунке в полосе частот 9...10.6 ГГц (относительная полоса частот 16%) коэффициент отражения не превышает уровень -20 дБ. При этом потери на возбуждение моды H_{01} не превышают 0.1 дБ.

На основании полученных результатов можно сделать следующие выводы:

1. Предложенный и исследованный возбудитель моды H_{01} с волноводным входом при длине 12 длин волн на средней частоте диапазона, т.е. в 1.5 раза меньше, чем в прототипе, обеспечивает сверхширокополосный режим работы (полоса частот 53%) при потерях менее 0.15 дБ и уровне коэффициентов отражения и возбуждения паразитных волн – ниже -20 дБ.

2. Предложенный и исследованный в работе возбудитель моды H_{01} с коаксиальным входом позволяет обеспечить полосу частот более 16%, т.е. более чем в четыре раза расширить полосу рабочих частот по сравнению с известными возбудителями с аналогичным входом.

ГЛАВА 2. ШИРОКОПОЛОСНЫЕ ИЗЛУЧАТЕЛИ СКАЛЯРНЫХ МОД КРУГЛОГО ВОЛНОВОДА

Проблема создания излучателей на основе круглого волновода со скалярными рабочими модами, в первую очередь, H_{01} и E_{01} , возникает из-за воронкообразной формы ДН при излучении этих мод из открытого конца волновода или рупора, которая связана с зависимостью угла поворота поляризации полей мод от азимутального угла. Переход к моде H_{10} прямоугольного волновода с использованием известных возбуждателей приводит к дополнительным потерям, сужению рабочей полосы частот и уменьшению пропускаемой мощности.

В работе [39] был предложен излучатель моды H_{01} в виде открытого конца круглого волновода со ступенчатым срезом (излучатель Пангониса). Однако непосредственное применение такого излучателя ограничено из-за большой ширины главного лепестка ДН в E плоскости (около 180°). Для сужения главного лепестка ДН излучателя Пангониса в этой плоскости в работе [40] С.Н. Власовым использовано цилиндрическое параболическое зеркало.

Недостатком этих излучателей является разная ширина ДН в E и H плоскости и частотное сканирование главного лепестка, что ограничивает использование этих излучателей в качестве облучателей антенных систем, а использование в качестве антенны непосредственно ограничено из-за небольшого коэффициента усиления.

Другой подход к формированию игольчатых ДН излучения скалярных мод из открытого конца круглого волновода предложен В.А. Калошиным в работе [41]. Он основан на использовании преобразователя поляризации в виде неоднородной анизотропной диэлектрической пластины, расположенной перед излучателем в виде открытого конца круглого волновода или рупора. Диэлектрическая проницаемость пластины описывается одноосным тензором с осью, образующей семейство конфокальных осей волновода парабол.

Неоднородная анизотропная пластина в работе [41] была экспериментально реализована путем использования набора из восьми анизотропных однородных пластин с поперечным сечением в виде углового сектора из слоистого диэлектрика и были проведены измерения ДН моды E_{01} . Аналогичная конструкция антенны была использована позднее в работе [42], где также исследовалось поле излучения моды E_{01} . Та же идея использовалась при разработке двухзеркальной антенны с облучателем в виде открытого конца круглого волновода (рупора) и вспомогательным зеркалом с анизотропной проводимостью за счет выполнения на его отражающей поверхности канавок четвертьволновой глубины, образующих семейство конфокальных парабол [43]. Следует отметить, что полоса рабочих частот описанных излучателей также ограничена из-за искажения формы ДН излученного поля при отклонении электрической толщины анизотропной диэлектрической пластины или глубины канавок зеркала от заданных значений.

Следует отметить, что в известных работах зависимости амплитудных ДН от частоты и фазовые ДН этих излучателей не приведены.

В данной главе исследуются частотные характеристики излучателей и возможности их улучшения, а также возможность построения малоразмерной синфазной волноводной антенной решетки, возбуждаемой круглым волноводом с рабочей модой H_{01} и рабочей полосой частот, ограниченной только одномодовым режимом прямоугольных волноводов решетки.

2.1. ИЗЛУЧАТЕЛИ ПАНГОНИСА И ПАНГОНИСА – ВЛАСОВА

Излучатель Пангониса представляет собой круглый волновод со ступенчатым срезом (рис. 2.1).

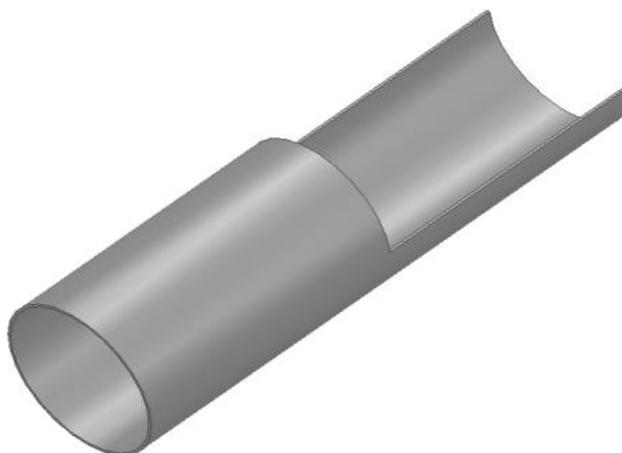


Рис. 2.1. Излучатель Пангониса

Рассчитанные с использованием МКЭ в программной среде Ansys HFSS нормированные ДН излучателя Пангониса радиусом $R = 14$ мм для моды E_{01} в полосе частот 12...16 ГГц представлены на рис. 2.2, а для моды H_{01} в полосе 15...17 ГГц – на рис. 2.3. Длина выступающей части излучателя равна 40 мм.

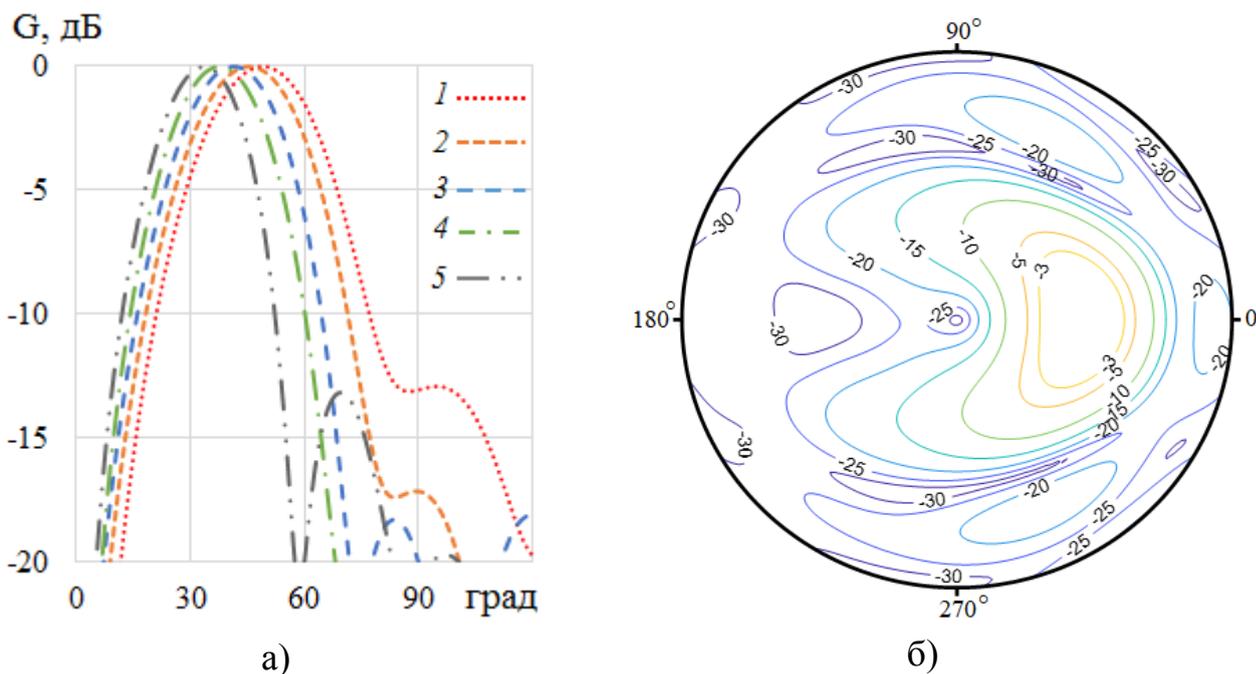


Рис. 2.2. Диаграммы направленности излучателя Пангониса с модой E_{01} : а) в плоскости симметрии на частотах 12 (1), 13 (2), 14 (3), 15 (4), 16 (5) ГГц; б) в виде линий уровня на частоте 13 ГГц

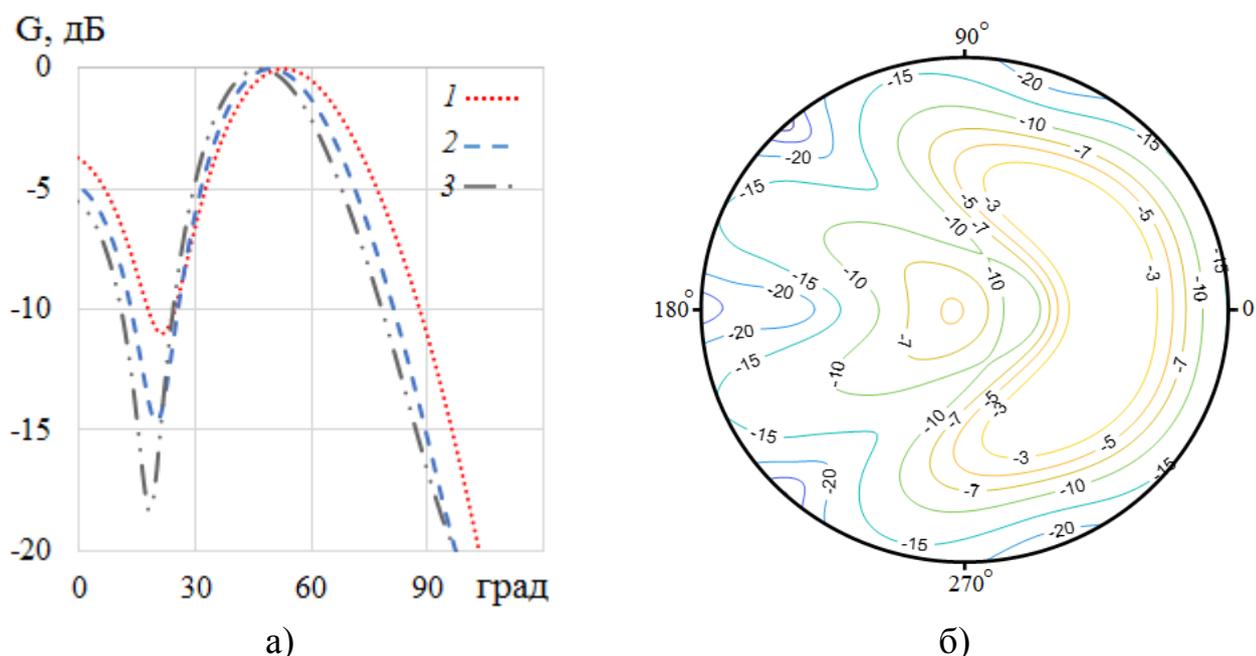


Рис. 2.3. Диаграммы направленности излучателя Пангониса с модой H_{01} : а) в плоскости симметрии на частотах 15 (1), 16 (2), и 17 (3) ГГц; б) в виде линий уровня на частоте 16 ГГц

На рис. 2.3 видно, что уровень первого бокового лепестка ДН излучателя Пангониса с модой H_{01} (рис. 2.3б) очень большой (около -5 дБ), поэтому при исследовании излучателя Пангониса – Власова ограничимся модой E_{01} .

Как видно на рис. 2.2б и 2.3б поперечное сечение ДН излучателя Пангониса при возбуждении скалярными модами имеет менискообразную форму шириной около 180 градусов в азимутальной плоскости. В излучателе Пангониса – Власова (рис. 2.4) для сужения ДН по азимуту (углу Φ) используется металлическое зеркало в виде параболического цилиндра [40] с фокальной линией, совпадающей с осью волновода. В результате оптимизации положения зеркала с целью выравнивания ширины ДН в двух плоскостях в широкой полосе частот с использованием МКЭ найдено его оптимальное расстояние от оси, равное 20 мм при диаметре волновода 28 мм и длине выступающей части 40 мм.

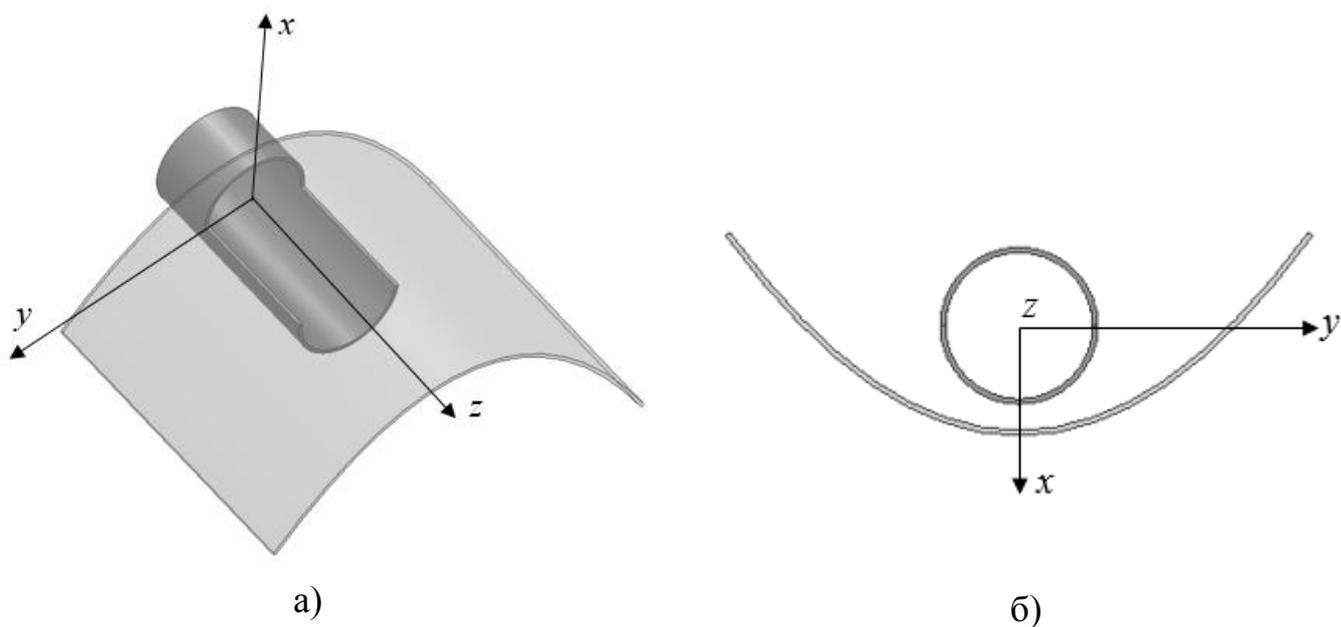


Рис. 2.4. Излучатель Пангониса – Власова: а) общий вид; б) поперечное сечение

Амплитудные и фазовые ДН оптимизированного излучателя Пангониса – Власова, рассчитанные с использованием МКЭ на четырех частотах, представлены, соответственно, на рис. 2.5 и рис. 2.6 в системе координат, приведенной на рис. 2.4.

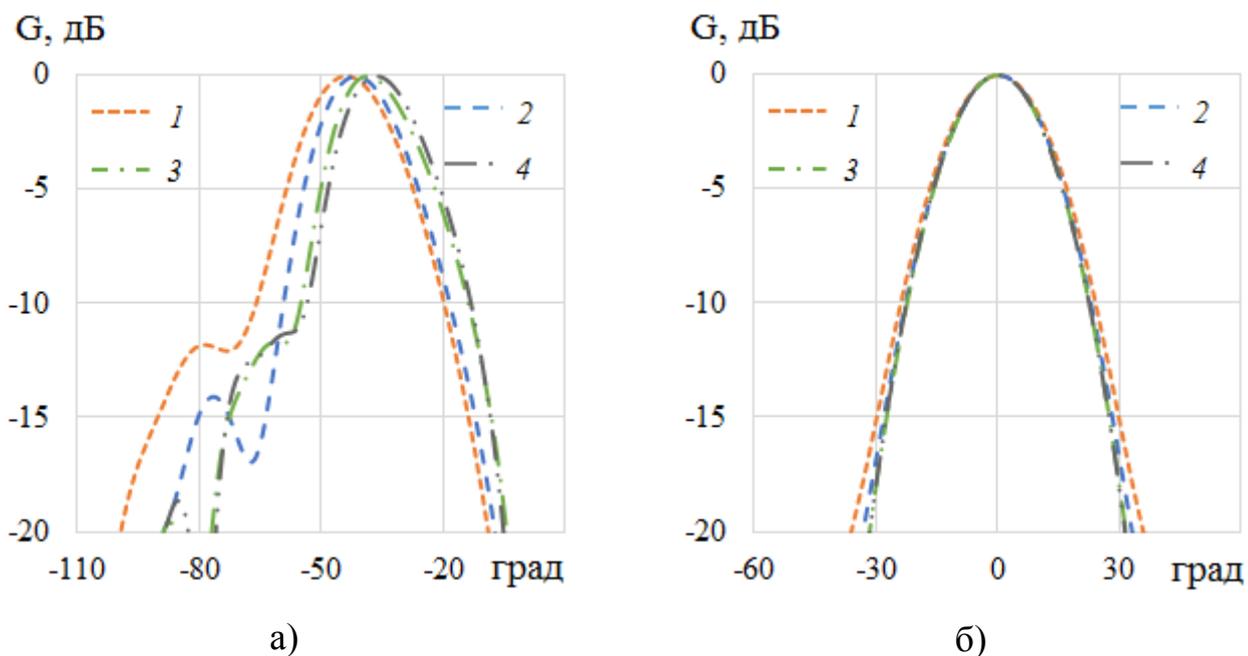


Рис. 2.5. Амплитудные диаграммы направленности излучателя Пангониса – Власова с E_{01} модой на частотах 13 (1), 14 (2), 15 (3), 16 (4) ГГц: а) в Е- плоскости (плоскости симметрии); б) в Н-плоскости

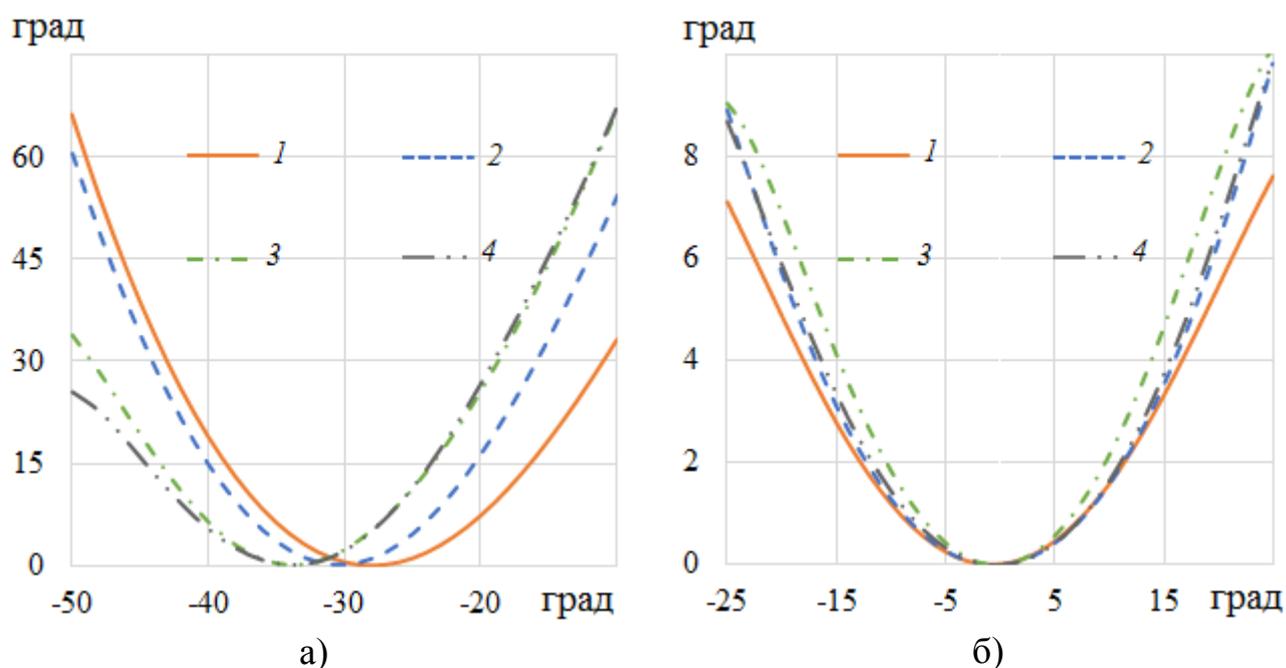


Рис. 2.6. Фазовые диаграммы направленности излучателя Пангониса – Власова с E_{01} модой на частотах: 13 (1), 14 (2), 15 (3) и 16 (4) ГГц: а) в Е плоскости; б) в Н плоскости

На рис. 2.5а видно, что с изменением частоты ДН сканирует в плоскости симметрии излучателя. Также в этой плоскости смещается с изменением частоты фазовая ДН (рис. 2.6а). При этом кривизны фазовых ДН в Е и Н плоскостях (рис. 2.6) существенно отличаются, что означает наличие у этого излучателя существенной величины астигматизма (разных положений фазового центра в разных плоскостях).

На основании полученных результатов можно сделать следующие выводы:

1. Поперечное сечение главного лепестка ДН излучателя Пангониса возбужденного модами E_{01} и H_{01} имеет форму мениска шириной в азимутальной плоскости по уровню -10 дБ около 180 градусов, ДН в плоскости симметрии сканируют с частотой, а боковой лепесток ДН моды H_{01} имеет высокий уровень ($5-7$ дБ).

2. Излучатель Пангониса – Власова с оптимальными параметрами формирует осесимметричные амплитудные ДН моды E_{01} , однако фазовые центры

в E и H плоскостях имеют разные положения, что не позволяет использовать такой излучатель в качестве облучателя зеркальных и линзовых систем.

2.2. РУПОР С АНИЗОТРОПНОЙ ПЛАСТИНОЙ

Для формирования игольчатой ДН излучения из открытого конца круглого волновода или рупора с рабочей модой E_{01} или H_{01} необходимо преобразовать их поля в апертуре с кольцевой (радиальной) поляризационной структурой в поля с линейной поляризацией в одной плоскости. Для этого можно использовать преобразователь поляризации в виде неоднородной анизотропной диэлектрической пластины [41], установленный перед апертурой излучателя. Пластина состоит из двух симметричных половин, а неоднородность пластины определяется необходимостью поворота поляризации поля на переменный угол, величина которого равна половине соответствующего азимутального угла Φ в любой точке поперечного сечения пластины. Нетрудно убедиться, что для этого ось тензора диэлектрической проницаемости в поперечном сечении пластины должна образовать семейство конфокальных парабол с фокусом на оси волновода (рис. 2.7а), а толщина линзы t , нормированная на длину волны в свободном пространстве λ , определяется выражением:

$$t / \lambda = 0.5 / (\sqrt{\varepsilon_{//}} - \sqrt{\varepsilon_{\perp}}) \quad (2.1)$$

Выполнение уравнения (2.1) обеспечивает разность фаз между ортогональными поляризациями поля (параллельной и перпендикулярной оси тензора) равную 180 градусам.

Наиболее просто реализовать неоднородную анизотропную линзу можно в виде набора однородных анизотропных пластин с поперечным сечением в виде углового сектора и осями тензора диэлектрической проницаемости, касательными к соответствующим параболам (рис. 2.7а) на линиях, проходящих через середины секторов (рис. 2.7б). Реализовать такую пластину можно из слоистого диэлектрика.

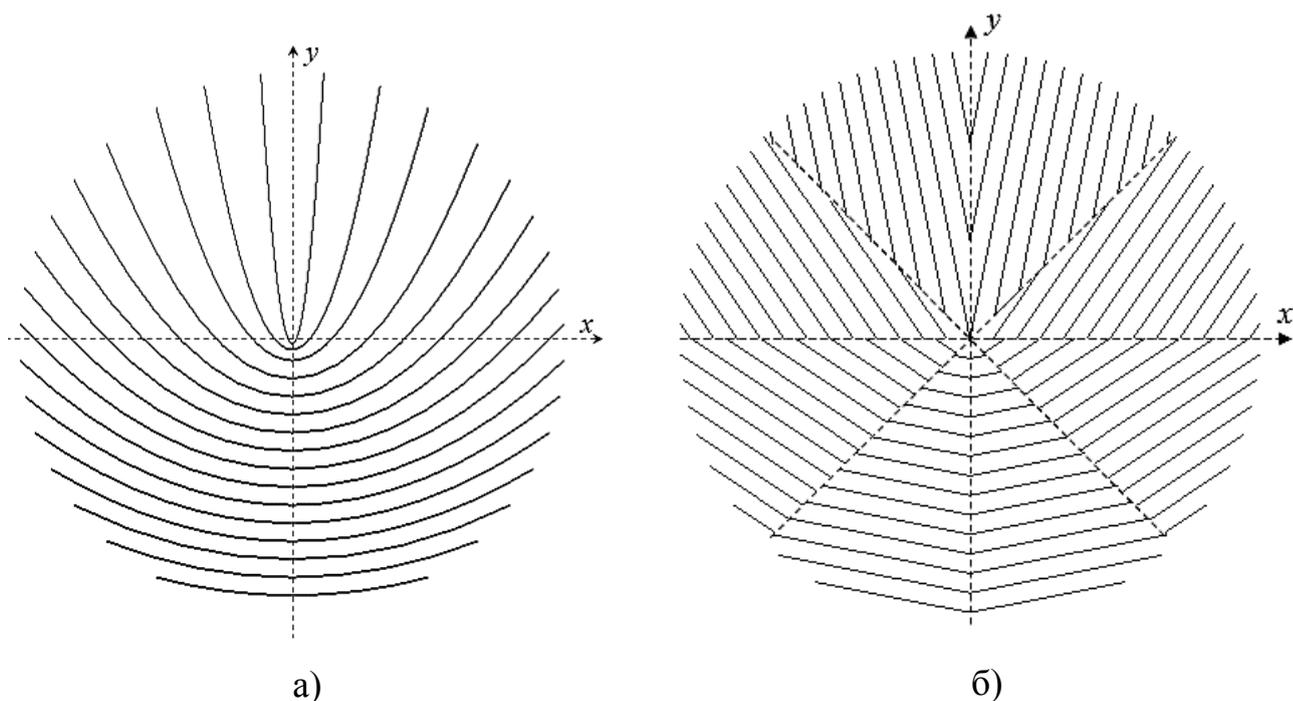


Рис. 2.7. Линии оси тензора диэлектрической проницаемости в поперечном сечении пластины: а) неоднородная пластина; б) пластина из восьми секторов

Формулы для эффективной диэлектрической проницаемости (квадрата усредненного коэффициента преломления) слоистого диэлектрика для двух вариантов ориентации вектора падающего электрического поля (параллельно и перпендикулярно слоям диэлектрика), полученные в [44] в квазистатическом приближении, в частном случае (диэлектрик – воздух), имеют вид:

$$\begin{aligned} \varepsilon_{//} &= \varepsilon_{//s} + \frac{(k_0 ab(1-\varepsilon))^2}{12(a+b)^2} \\ \varepsilon_{\perp} &= \left(\frac{\cos^2 \varphi}{\varepsilon_{\perp s}} + \frac{\sin^2 \varphi}{\varepsilon_{//s}} \right)^{-1} + \frac{(k_0 ab(1-\varepsilon))^2}{12(a+b)^2} \cdot \left(\frac{\sin^2 \varphi - \cos^2 \varphi (\varepsilon_{//s}^2 / \varepsilon)}{\sin^2 \varphi + \varepsilon_{//s} \cos^2 \varphi} \right)^2 \end{aligned} \quad (2.2)$$

$$\varepsilon_{//s} = (a + b\varepsilon) / (a + b), \varepsilon_{\perp s} = (a / (a + b) + b / ((a + b)\varepsilon))^{-1}, k_0 = 2\pi / \lambda,$$

где ε – диэлектрическая проницаемость материала пластины, φ – угол падения волны на границу диэлектрика; a , b – толщины слоёв диэлектрика и воздуха, соответственно.

Для оценки точности формул (2.2) проведем сравнение вычисленных с их помощью компонентов тензора эффективной диэлектрической проницаемости

для нормального падения ($\varphi = 0$) с результатами численного моделирования с использованием опции «eigen mode» в среде Ansys HFSS.

На рис. 2.8а, 2.8б, соответственно, приведены частотные зависимости компонентов тензора ε_{\perp} и $\varepsilon_{//}$ слоистой среды из материала FR4 ($\varepsilon = 4.4$) с периодом $d = a + b = 4$ мм для двух значений коэффициента заполнения $\eta = a/d = 1/2$ и $\eta = 1/5$, рассчитанные по формулам (2.2) и с использованием численного моделирования.

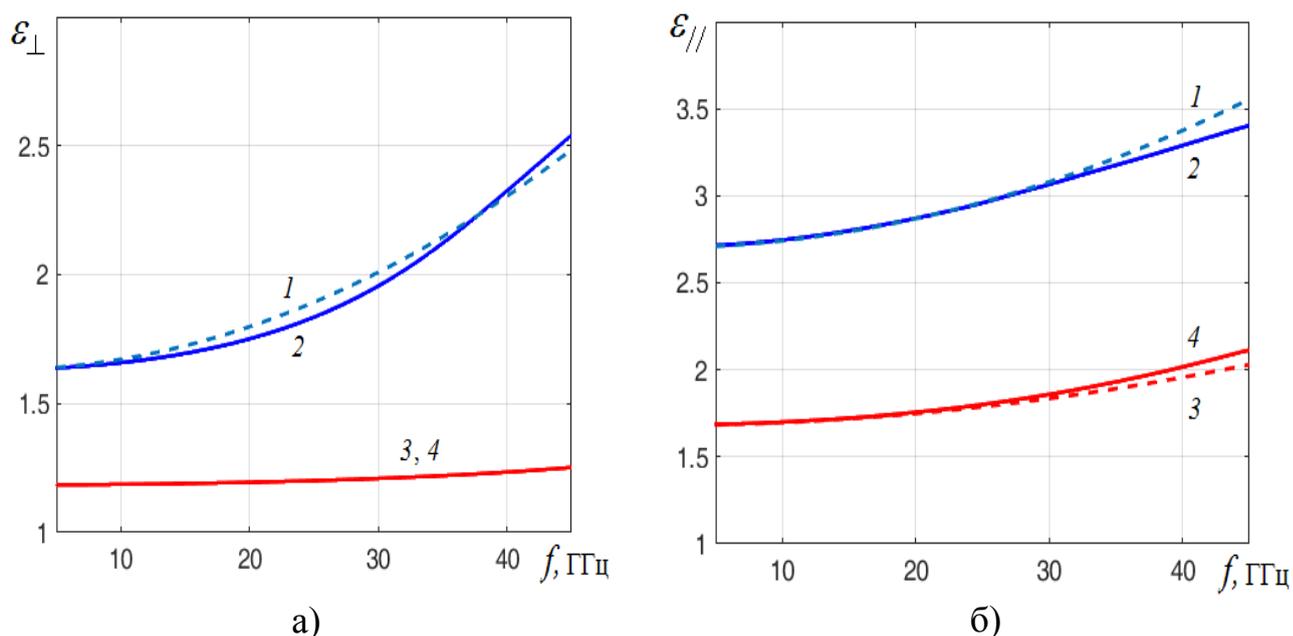


Рис. 2.8. Частотные зависимости компонентов тензора эффективной диэлектрической проницаемости: а) ε_{\perp} ; б) $\varepsilon_{//}$; $a/d = 0.5$ (1, 2), $a/d = 0.2$ (3, 4), расчет по формуле (1, 3), численное моделирование (2, 4)

Рассчитанные по формуле (2.1) зависимости требуемой толщины линзы от частоты для $\varepsilon = 4.4$, $d = 4$ мм, $a = b = 2$ мм приведены на рис. 2.9.

Как видно на рис. 2.8 и рис. 2.9 квазистатическое приближение (2.2) достаточно точно описывает частотные зависимости компонентов тензора эффективной диэлектрической проницаемости в широкой полосе частот (до 40 ГГц). Используем эти формулы для расчета зависимости фазового сдвига Δ между параллельно и перпендикулярно поляризованными полями в плоскости

симметрии пластины от частоты.

Фазовый сдвиг между полями с ортогональными поляризациями определяется формулой:

$$\Delta = k_0 t (\sqrt{\varepsilon_{//}} - \sqrt{\varepsilon_{\perp}}) \quad (2.3)$$

Результаты расчета зависимости $\Delta(f)$ для трех толщин пластины по формуле (2.3) с учетом формул (2.2) приведены на рис. 2.10.

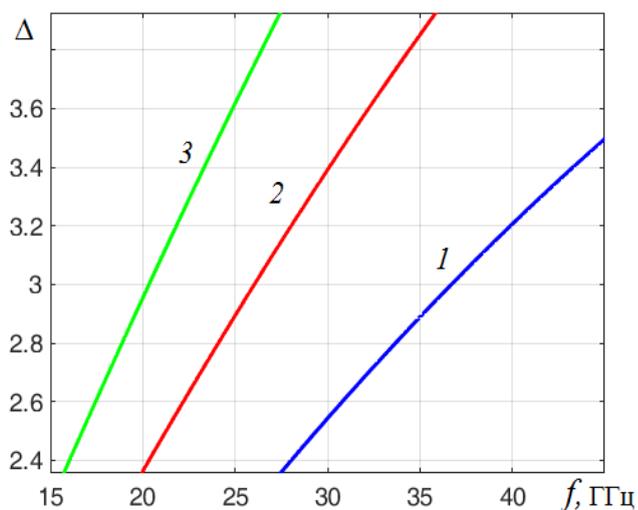
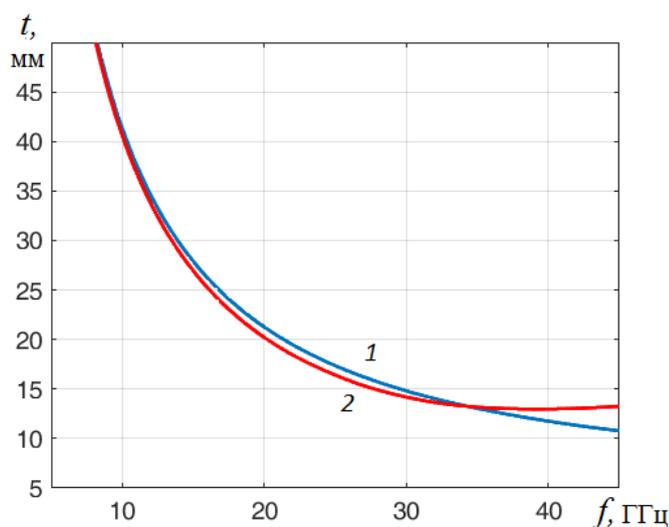


Рис. 2.9. Зависимость толщины пластины от частоты: 1 – расчёт по формулам, 2 – результаты численного моделирования
 Рис. 2.10. Зависимость фазового сдвига от частоты: $t = 12$ (1), 16 (2) и 20 мм (3)

Для получения идеальной линейной поляризации поля на выходе пластины должно выполняться условие $\Delta = \pi$. На рисунке видно, что полоса частот, определяемая граничными значениями $\Delta = \pi - 0.2$ и $\Delta = \pi + 0.2$ растет с уменьшением толщины пластины, но относительная полоса частот при этом равна примерно 16% и слабо зависит от величины этого параметра.

Задавая толщину пластины $t = 15$ мм на кривой 2 (рис. 2.9) находим частоту $f = 27.5$ ГГц. На этой частоте величина $\varepsilon_{//} = 3$ (см. рис. 2.8б), что соответствует большой величине коэффициента отражения от границ пластины. Для уменьшения этой величины добавим с каждой стороны пластины по

четвертьволновому согласующему слою с компонентами тензора эффективной диэлектрической проницаемости $\varepsilon_{//c} = \sqrt{\varepsilon_{//}}$, $\varepsilon_{\perp c} = \sqrt{\varepsilon_{\perp}}$. В результате для коэффициента заполнения получаем:

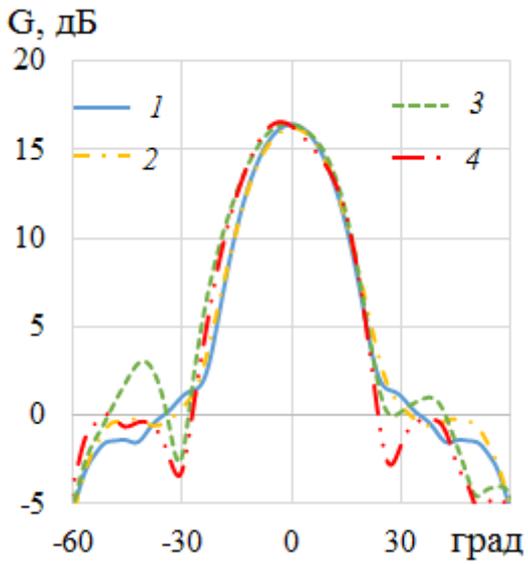
$$\eta_c = (\sqrt{(\varepsilon + 1) / 2} - 1) / (\varepsilon - 1) \quad (2.4)$$

где $\eta_c = a_c / d_c$, a_c – толщина слоя диэлектрика, а $d_c = d$ – период заполнения согласующих слоев.

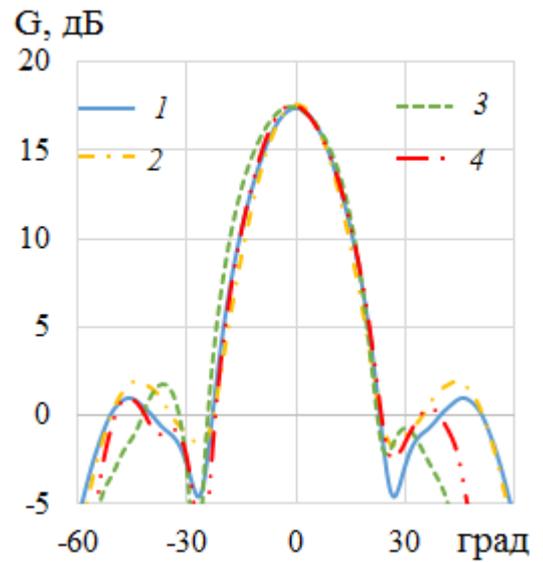
Подставляя $\varepsilon = 4.4$ в формулу (2.4) находим $\eta_c = 0.2$. При $d_c = d = 4$ мм толщина слоя диэлектрика $a_c = 0.8$.

Для частоты $f = 27.5$ ГГц толщина согласующего слоя $t_c = 3$ мм. Следует учесть, что при добавлении согласующих слоев с обеих сторон пластины ее толщина увеличится на 6 мм, что приведет к соответствующему понижению оптимальной частоты, которое потребует, в свою очередь, увеличения толщины согласующего слоя и т.д. Расчеты показали, что в первом приближении для толщины линзы $t = 15$ мм оптимальное значение толщины согласующего слоя $t_c = 3$ мм, а оптимальная частота $f = 19.5$ ГГц.

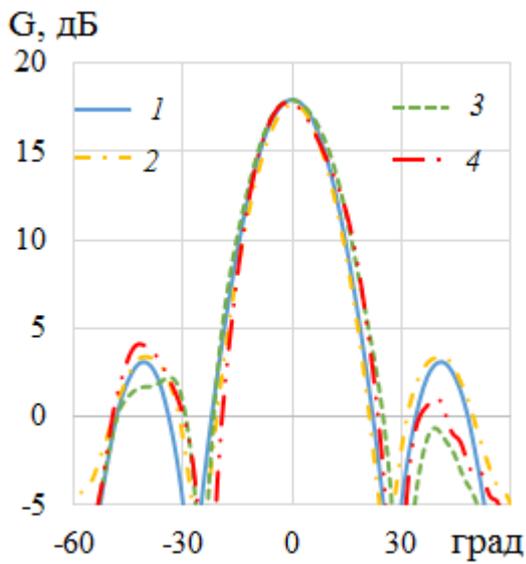
Результаты моделирования с использованием МКЭ и МКРВО ДН рупора с входным диаметром 20 мм, диаметром апертуры 40 мм, длиной 200 мм с неоднородной анизотропной пластиной общей толщиной $t + 2t_c = 21$ мм и пластиной в виде набора восьми однородных секторов общей толщиной $t + 2t_c = 26$ мм на четырех частотах приведены на рис. 2.11, 2.12, соответственно.



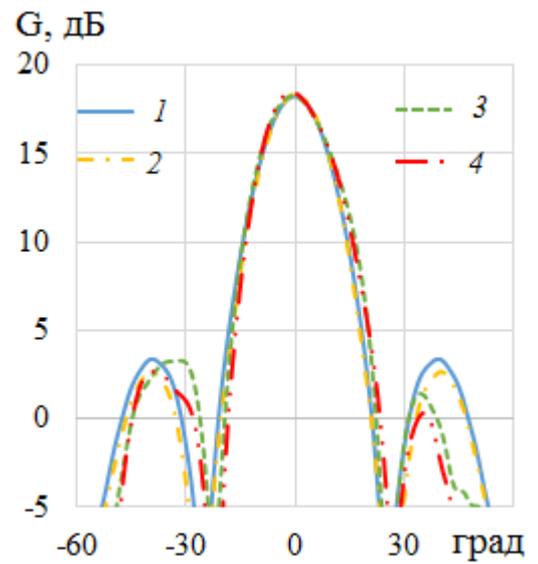
а)



б)

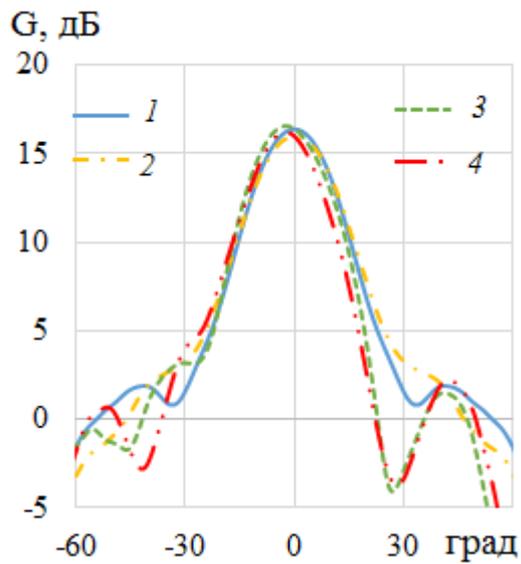


в)

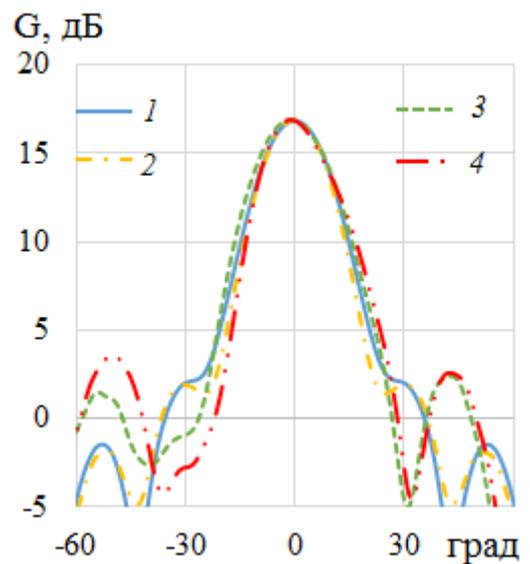


г)

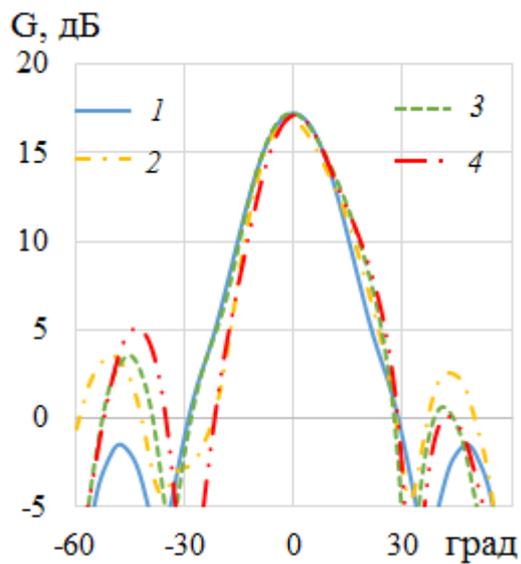
Рис. 2.11. Диаграммы направленности рупора с модой E_{01} и неоднородной пластиной на частотах: а) $f = 16.5$ ГГц, б) $f = 18$ ГГц, в) $f = 19$ ГГц, г) $f = 20$ ГГц, Н плоскость (1, 2), Е плоскость (3, 4), МКЭ (1, 3), МКРВО (2, 4)



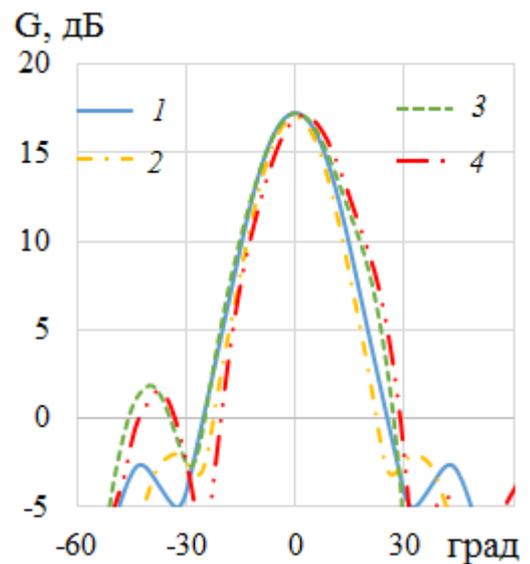
а)



б)



в)



г)

Рис. 2.12. Диаграммы направленности рупора с модой E_{01} и пластиной из 8 секторов на частотах: а) $f = 16.5$ ГГц, б) $f = 18$ ГГц, в) $f = 19$ ГГц, г) $f = 20$ ГГц, Н плоскость (1, 2), Е плоскость (3, 4), МКЭ (1, 3), МКРВО (2, 4)

На рис. 2.13 показаны фазовые ДН рупора с пластиной из восьми секторов в двух плоскостях, рассчитанные с использованием МКЭ на четырёх частотах. Как видно на рисунке, фазовые aberrации ДН на полосе 16.5...20 ГГц не превышают 14 градусов.

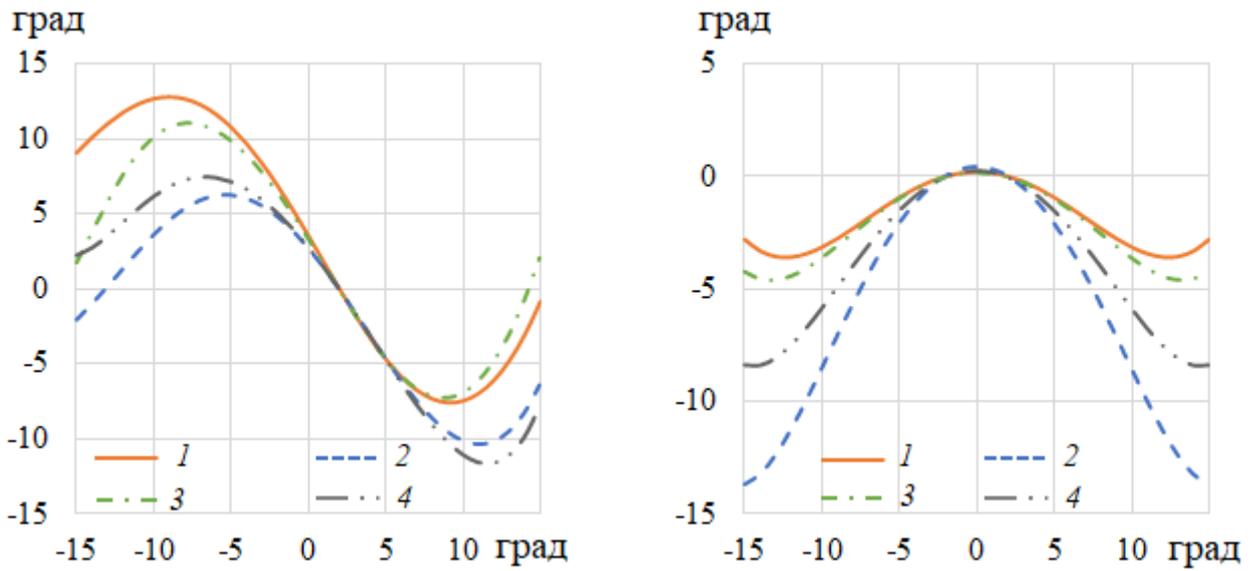
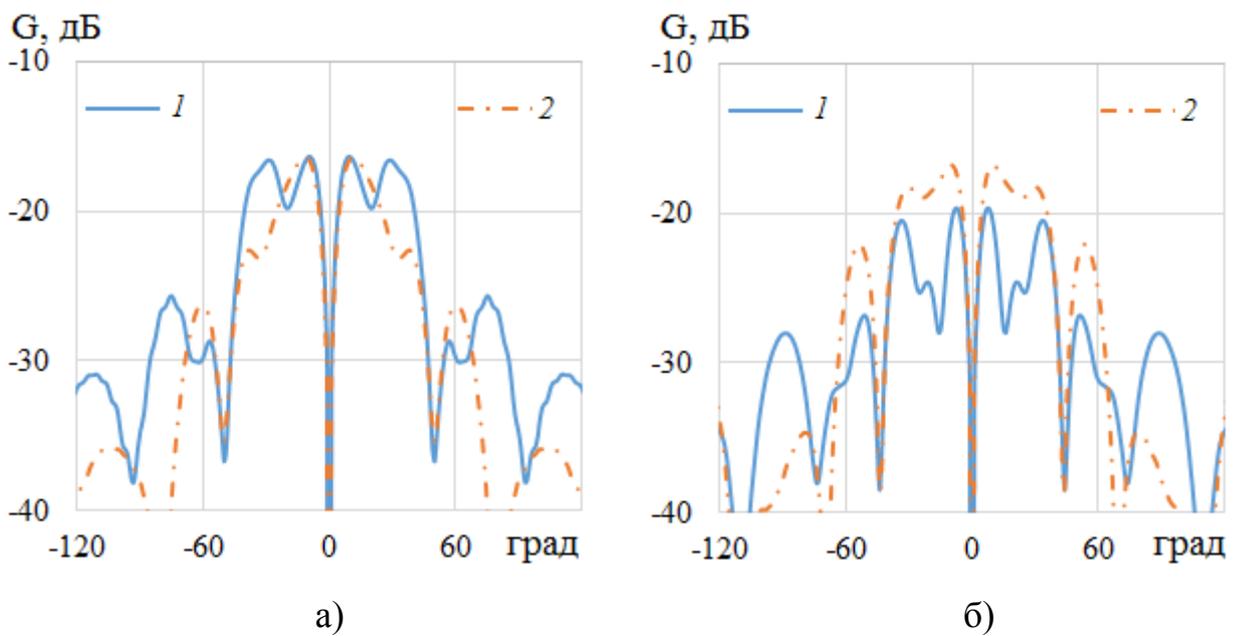


Рис. 2.13 Фазовые ДН рупора с модой E_{01} и пластиной из восьми секторов в E плоскости (а) и H плоскости (б) на частотах: 16.5 (1), 18 ГГц (2), 19 ГГц (3) и 20 ГГц (4)

На рис. 2.14 приведены нормированные кросс-поляризационные ДН рупора с модой E_{01} и с неоднородной анизотропной пластиной и пластиной в виде набора восьми однородных секторов на четырех частотах.



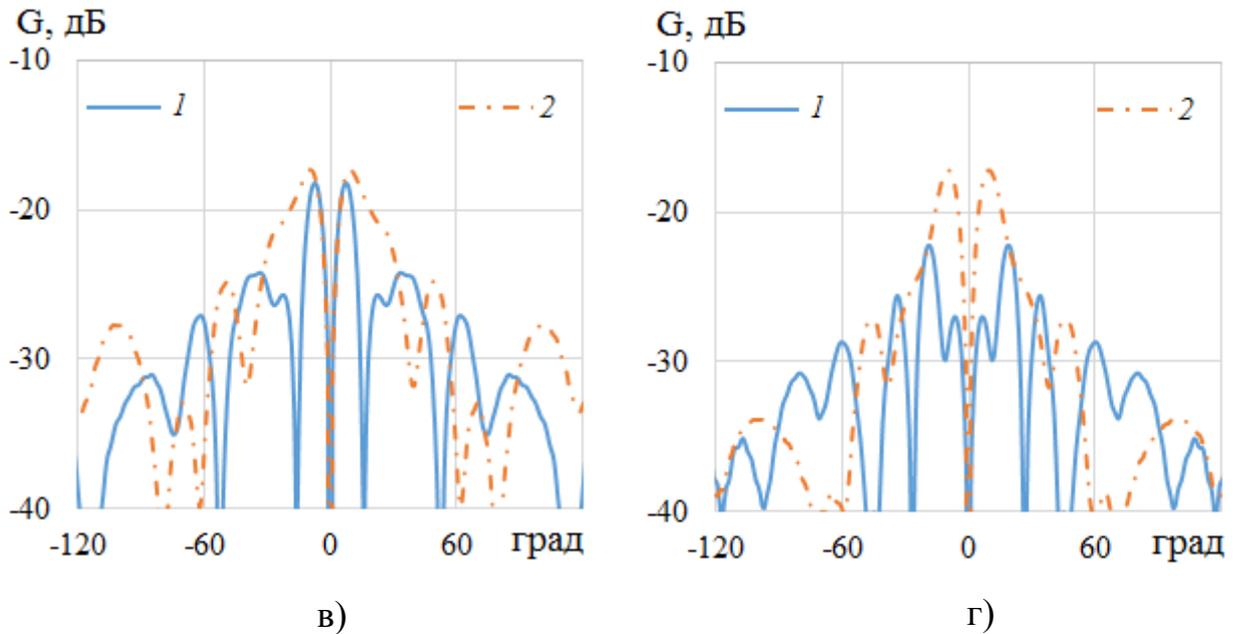
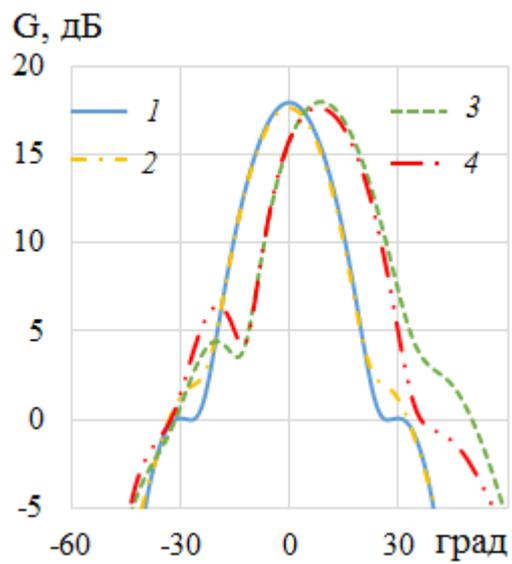


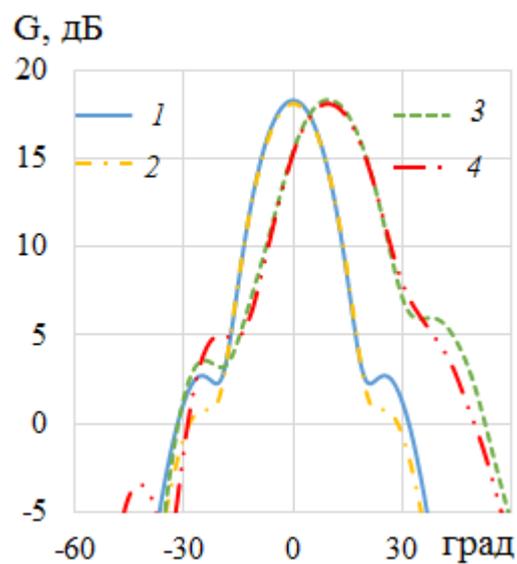
Рис. 2.14. Нормированные диаграммы направленности рупора с модой E_{01} в H плоскости на кросс-поляризации и частотах: а) $f = 16.5$ ГГц, б) $f = 18$ ГГц, в) $f = 19$ ГГц, г) $f = 20$ ГГц, пластина из 8 секторов (1), неоднородная пластина (2)

На рисунке видно, что приближенное решение задачи преобразования поляризации в апертуре рупора при использовании пластины из 8 секторов на некоторых частотах обеспечивает более низкий уровень кросс-поляризации, чем точное решение. Уровень кросс-поляризационной ДН рупора с пластиной из 8 секторов меняется в пределах $-17 \dots -23$ дБ, а с неоднородной пластиной в пределах $-16.5 \dots -17.5$ дБ.

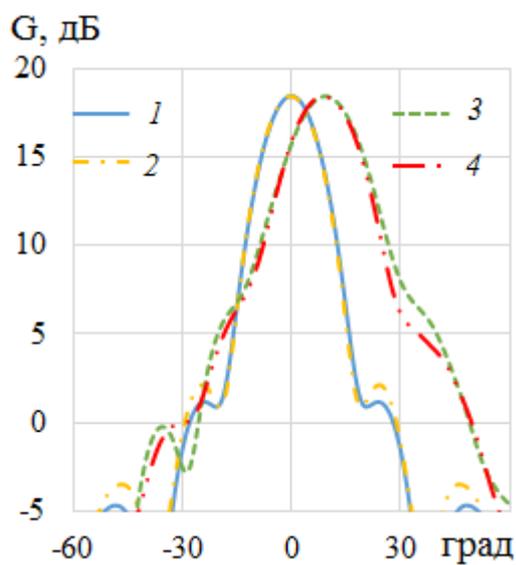
Далее аналогичное исследование было проведено для моды H_{01} . Результаты моделирования и оптимизации с использованием МКЭ и МКРВО ДН рупора с неоднородной анизотропной пластиной общей толщиной $t + 2t_c = 21$ мм и пластиной в виде набора восьми однородных секторов общей толщиной $t + 2t_c = 26$ мм на четырех частотах приведены на рис. 2.15, 2.16, соответственно.



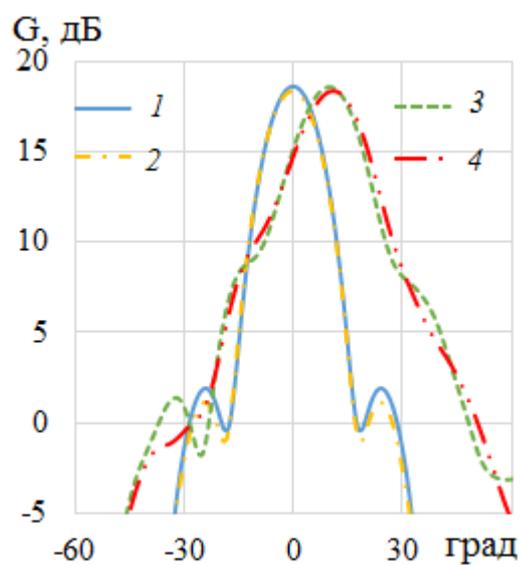
а)



б)

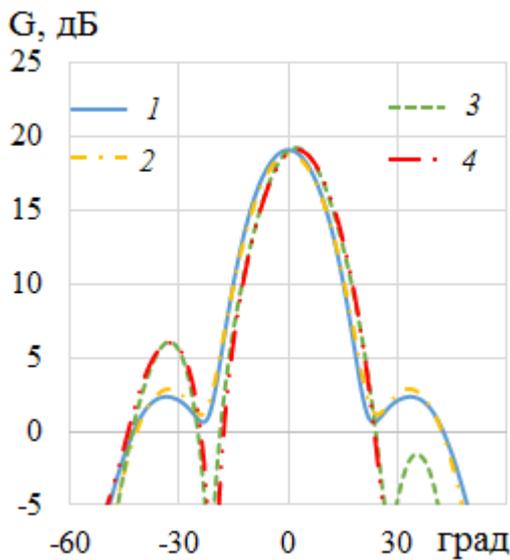


в)

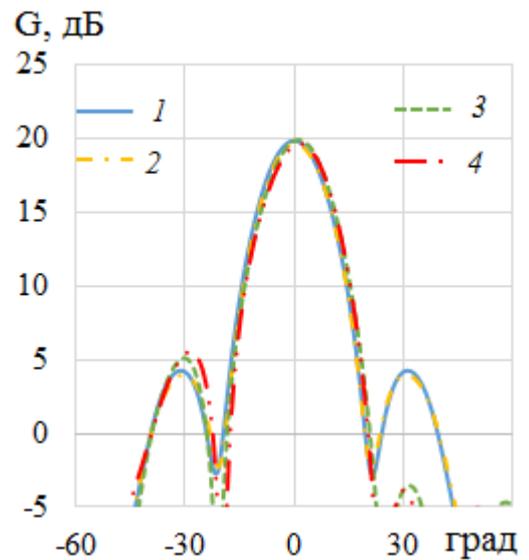


г)

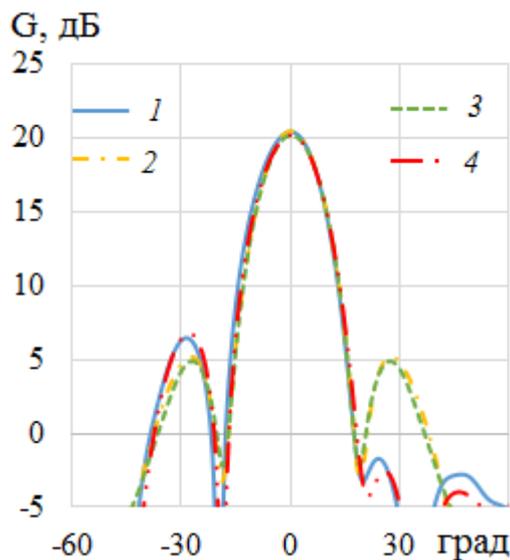
Рис. 2.15. Диаграммы направленности рупора с модой H_{01} и неоднородной пластиной на частотах: а) $f = 16.5$ ГГц, б) $f = 18$ ГГц, в) $f = 19$ ГГц, г) $f = 20$ ГГц, Е плоскость (1, 2), Н плоскость (3, 4), МКЭ (1, 3), МКРВО (2, 4)



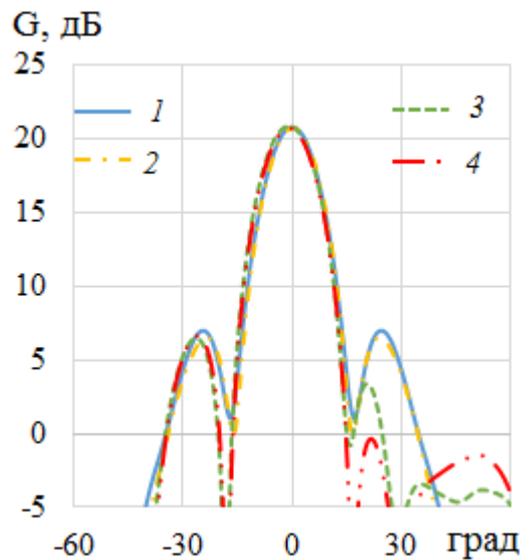
а)



б)



в)



г)

Рис. 2.16. Диаграммы направленности рупора с модой H_{01} и пластиной из 8 секторов на частотах: а) $f = 16.5$ ГГц, б) $f = 18$ ГГц, в) $f = 19$ ГГц, г) $f = 20$ ГГц, Е плоскость (1, 2), Н плоскость (3, 4), МКЭ (1, 3), МКРВО (2, 4)

На рис 2.17 приведены нормированные кросс-поляризационные ДН рупора с неоднородной анизотропной пластиной и пластиной в виде набора восьми однородных секторов на четырех частотах.

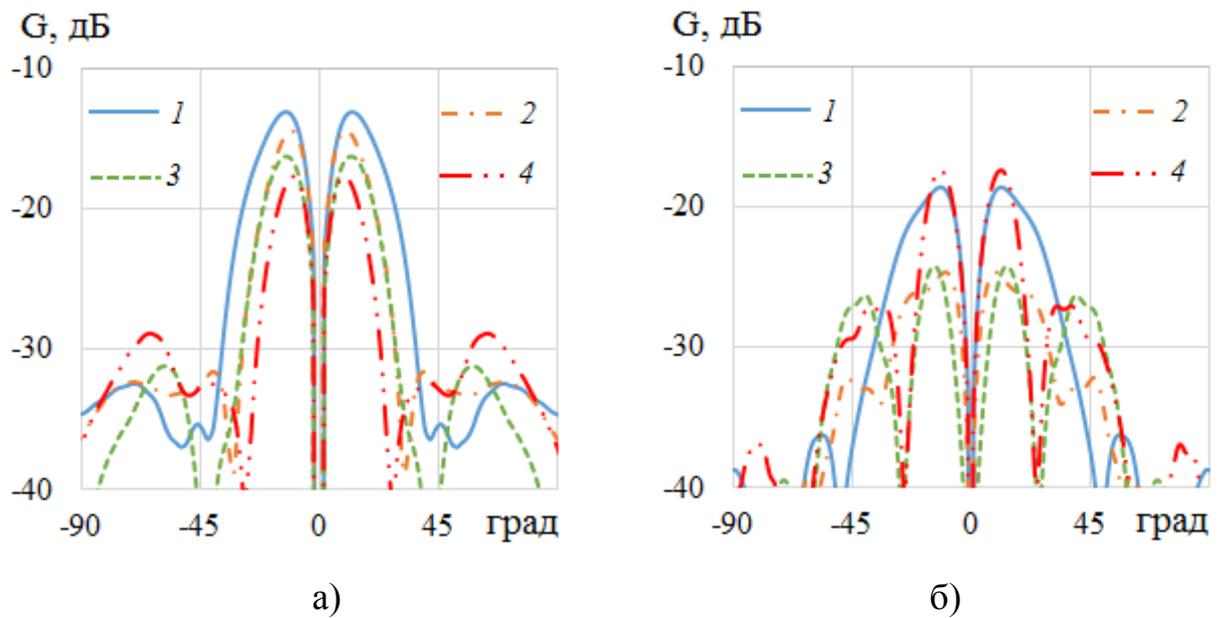


Рис. 2.17. Нормированные диаграммы направленности рупора с модой H_{01} на кросс-поляризации, рассчитанные с использованием МКЭ: а) с неоднородной пластиной на частотах 16.5 (1), 18 (2), 19 (3) и 20 (4) ГГц; б) с пластиной из 8 секторов на частотах: 16.5 (1), 18 (2), 20 (3) и 22 (4) ГГц

Как видно на рис. 2.15, рис. 2.16, ДН рупора с модой H_{01} и неоднородной пластиной отклонены от оси рупора в H плоскости, а максимум коэффициента усиления на 2...3 дБ ниже, чем у рупора с пластиной из 8 секторов.

Как видно на рис. 2.17 уровень кросс-поляризации у рупора с неоднородной пластиной меняется в пределах $-13.5...-18$ дБ, а у рупора с пластиной из 8 секторов – в пределах $-17.5...-25$ дБ.

На рис. 2.18 показаны фазовые ДН рупора с пластиной из восьми секторов в двух плоскостях, рассчитанные с использованием МКЭ на пяти частотах.

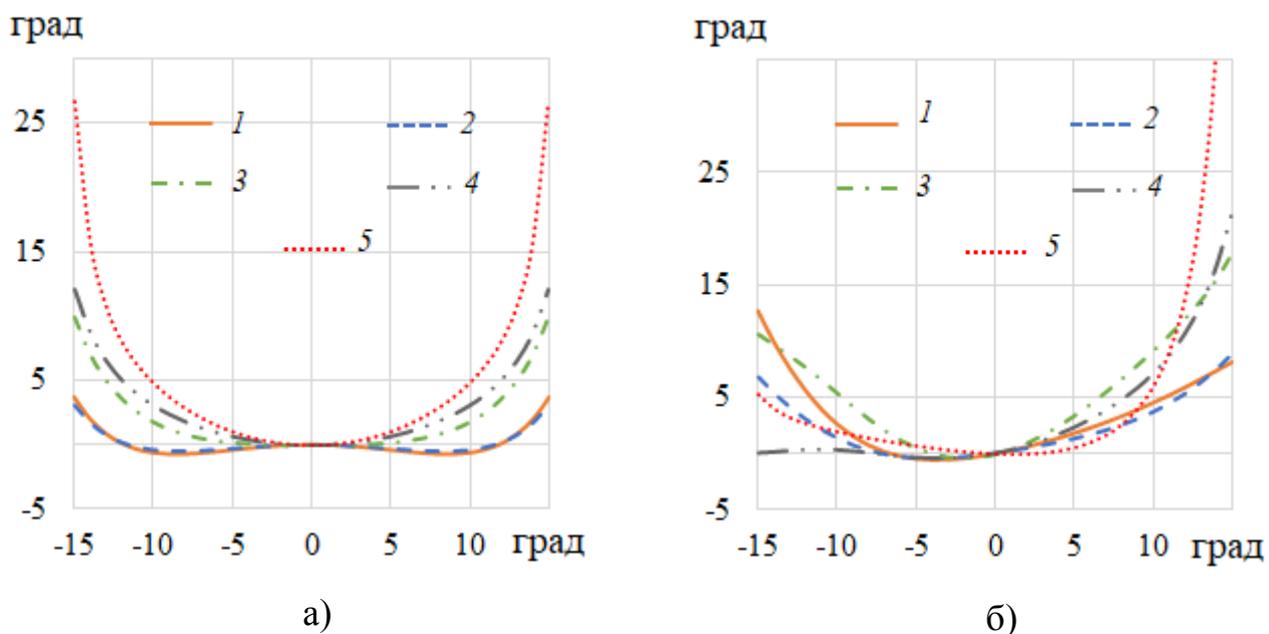


Рис. 2.18. Фазовые ДН рупора с пластиной из восьми секторов в Е плоскости (а) и Н плоскости (б) на частотах: 16.5 (1), 18 (2), 19 (3), 20 (4) и 22 ГГц (5)

Как видно на рис. 2.18, фазовые aberrации ДН на полосе 16.5...20 ГГц не превышают 23 градусов.

Для экспериментальной проверки результатов численного моделирования рупора с анизотропной неоднородной пластиной был разработана конструкция и изготовлен экспериментальный образец излучателя, продольное сечение которого показано на рис. 2.19.

В качестве прототипа возбуждителя использован возбуждитель моды E_{01} , разработанный и исследованный в разделе 1.1, параметры которого были оптимизированы. В результате, для оптимальных значений параметров: $D = 20$ мм, $d1 = 3.5$ мм, $d2 = 8.9$ мм, $a1 = 4.6$ мм, $a2 = 2.8$ мм, $\alpha = 26^\circ$, $L = 30$ мм удалось расширить полосу согласования до 47% и существенно уменьшить габариты возбуждителя (рис. 2.20).

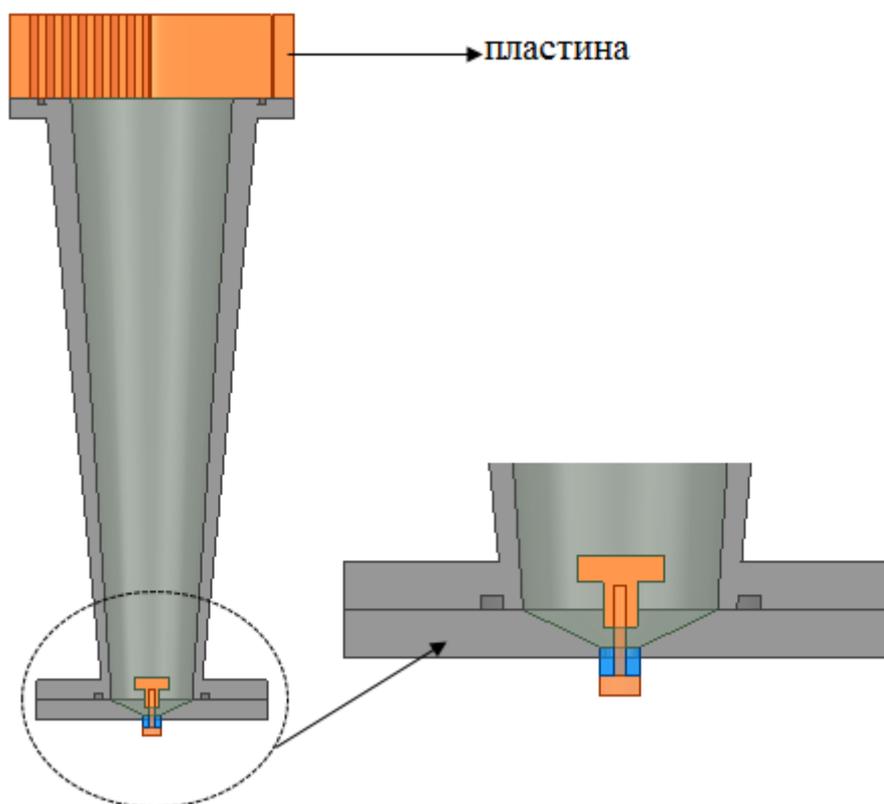


Рис. 2.19. Продольное сечение рупора с возбуждателем моды E_{01} и неоднородной анизотропной пластиной

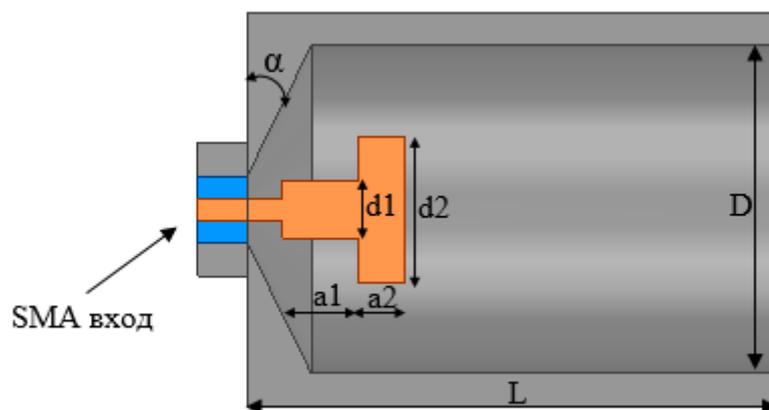


Рис. 2.20. Возбудитель моды E_{01} с коаксиальным входом

На рис. 2.21 представлены частотные зависимости коэффициента отражения на входе и коэффициента возбуждения моды E_{01} на выходе оптимизированного возбуждателя с коаксиальным входом, рассчитанные с использованием МКЭ и МКРВО и, как видно на рисунке, в полосе частот 13.3...21.4 ГГц (относительная

полоса 47%) коэффициент отражения не превышает уровень -20 дБ, а потери на возбуждение моды E_{01} не превышают 0.1 дБ.

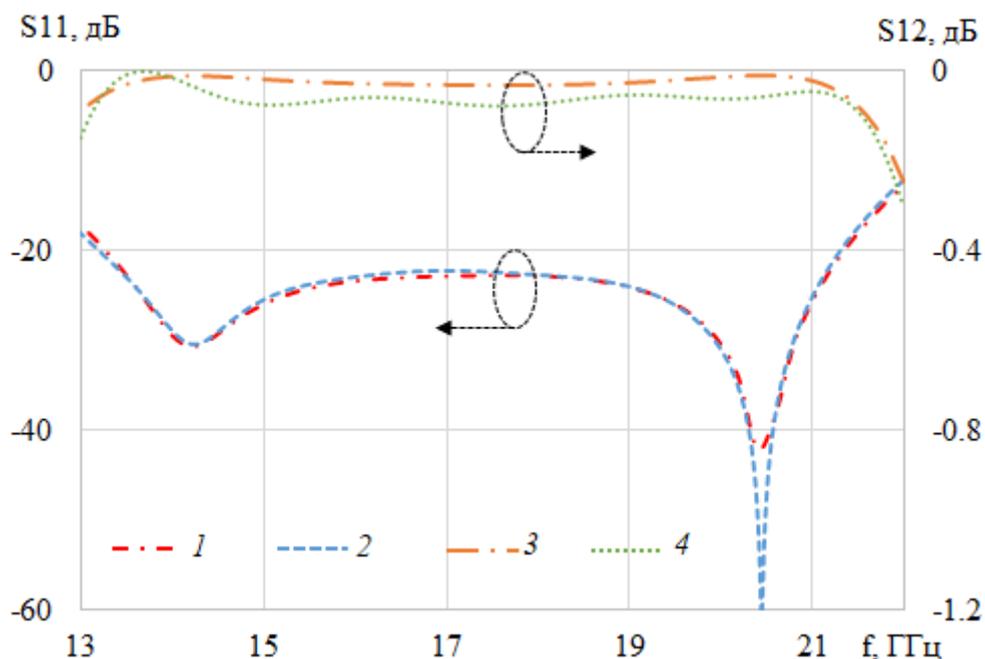


Рис. 2.21. Зависимость коэффициентов отражения S_{11} (1, 2) и возбуждения S_{12} моды E_{01} (3, 4) от частоты возбудителя моды E_{01} : МКЭ (1, 3), МКРВО (2, 4)

Фотографии экспериментальных образцов основного слоя неоднородной пластины (а) и согласующего слоя (б) из материала FR-4 представлены на рис. 2.22.

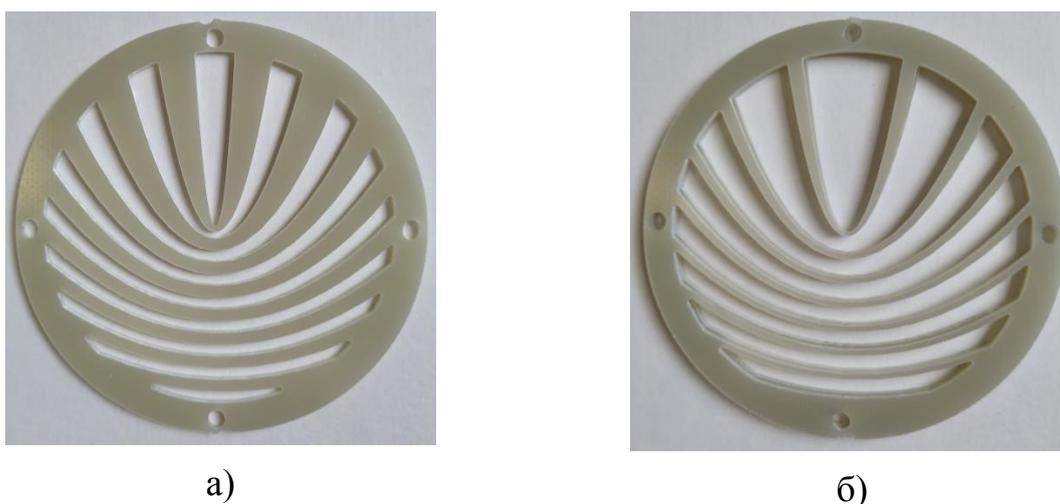


Рис. 2.22. Экспериментальные образцы слоев пластины: а) – основной слой; б) – согласующий слой

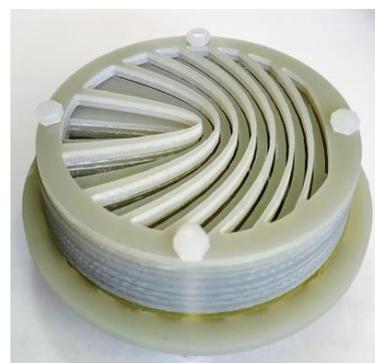
На рис. 2.23 приведены фотографии экспериментального экземпляра рупорного излучателя (рис. 2.23а), возбuditеля моды E_{01} (2.23б) и неоднородной анизотропной пластиной с согласующими слоями (2.23в). Результаты моделирования с использованием МКЭ, МКРВО и измерений коэффициента отражения экспериментального образца рупорного излучателя с возбuditелем приведены на рис. 2.24, а рупорного излучателя с возбuditелем и неоднородной пластиной – на рис. 2.25.



а) рупор с пластиной



б) возбuditель моды E_{01}



в) анизотропная пластина

Рис. 2.23. Фотографии экспериментального экземпляра рупора (а), возбuditеля моды E_{01} (б) и неоднородной анизотропной пластины (в)

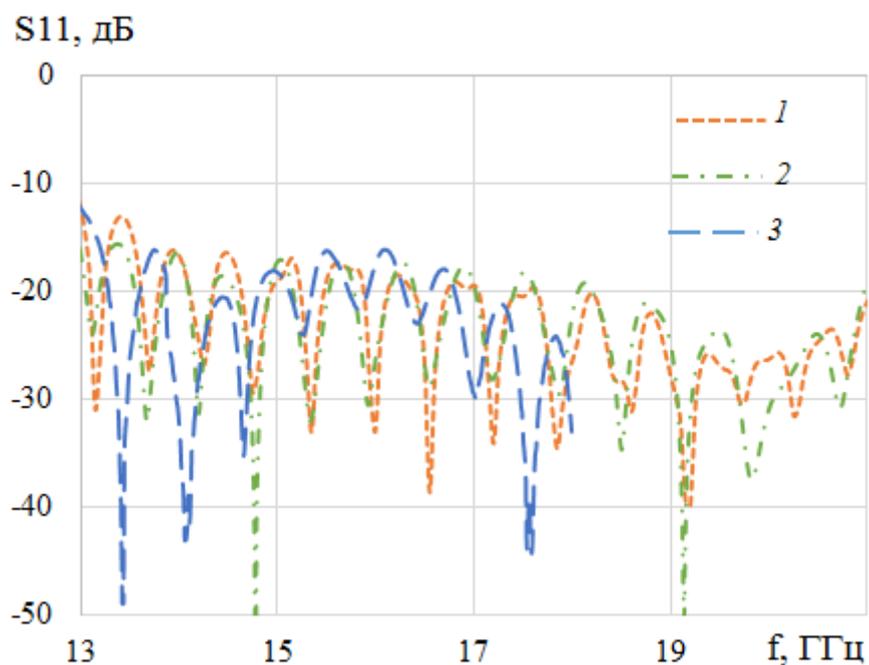


Рис. 2.24. Зависимости коэффициентов отражения S_{11} от частоты рупора с возбудителем моды E_{01} : МКЭ (1), МКРВО (2), результаты измерений (3)

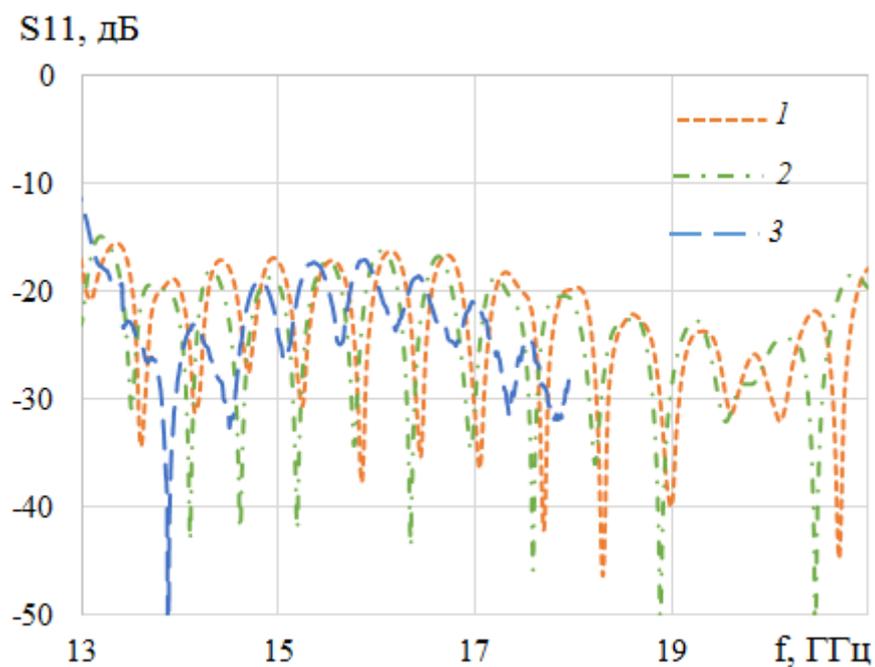


Рис. 2.25. Зависимости коэффициентов отражения S_{11} от частоты рупора с возбудителем моды E_{01} и неоднородной пластиной: МКЭ (1), МКРВО (2), результаты измерений (3)

Как видно на рис. 2.24 и рис. 2.25 частотные зависимости коэффициента отражения рупора с возбудителем моды E_{01} и рупора с возбудителем моды E_{01} и неоднородной пластиной близки, что говорит о достаточно хорошем согласовании пластины. При этом также близки результаты моделирования и измерений коэффициента отражения экспериментального образца рупорного излучателя, за исключением области частот от 13.5 до 14.5 ГГц и от 17 до 18 ГГц, где результаты измерений показывают более низкий уровень отражения.

Амплитудные нормированные ДН экспериментального образца рупора с возбудителем моды E_{01} и неоднородной пластиной (рис. 2.23) в двух плоскостях приведены на рис. 2.26.

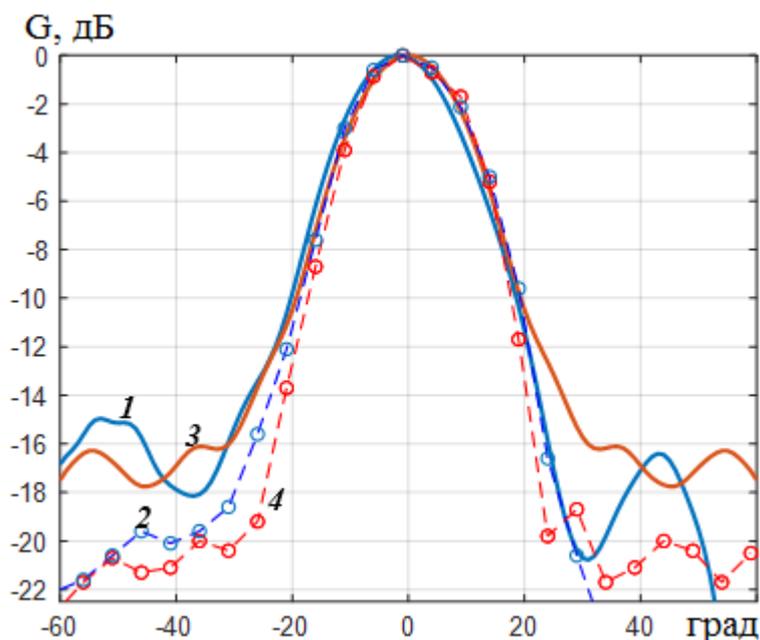


Рис. 2.26. Амплитудные диаграммы направленности экспериментального образца рупора с неоднородной пластиной в E плоскости (1, 2) и H плоскости (3, 4), МКЭ (1, 3), измерения (2, 4)

Как видно на рис. 2.26 ширина измеренных главных лепестков ДН в двух плоскостях примерно одинаковая и близка к результату моделирования, а измеренный уровень бокового излучения немного ниже, чем полученный при моделировании.

На основании полученных результатов можно сделать следующие выводы:

1. Излучатель мод E_{01} и H_{01} в виде круглого рупора с двумя вариантами анизотропных пластин в апертуре: неоднородной с линиями оси тензора эквивалентной диэлектрической проницаемости в виде семейства конфокальных оси рупора парабол и в виде набора из восьми однородных секторов обеспечивает формирование игольчатой осесимметричной диаграммы направленности в широкой полосе частот (более 20%).

2. Рупорный излучатель моды E_{01} с неоднородной анизотропной пластиной имеет примерно такой же коэффициент усиления, но более высокий уровень кросс-поляризации, чем рупор с пластиной в виде набора из восьми однородных секторов.

3. Рупорный излучатель моды H_{01} с неоднородной анизотропной пластиной имеет более низкий коэффициент усиления и более высокий уровень кросс-поляризации, чем рупор с пластиной в виде набора из восьми однородных секторов.

4. Результаты моделирования и измерений коэффициента отражения экспериментального образца рупорного излучателя моды E_{01} близки между собой, за исключением области частот от 13.5 до 14.5 ГГц и от 17 до 18 ГГц, где результаты измерений показывают более низкий уровень отражения.

5. Результаты моделирования и измерений ДН экспериментального образца рупорного излучателя моды E_{01} близки между собой в области главного лепестка, а измеренные значения боковое излучения ниже, чем результаты моделирования на 3...4 дБ.

2.3. АНТЕННАЯ РЕШЕТКА

Рассмотрим два варианта построения синфазной антенной решетки (АР), которая возбуждается модой H_{01} круглого волновода. Первая АР (АР1) с квадратной апертурой 30.4x30.4 мм содержит четырехэтажный 16-канальный делитель мощности 1 (ДМ1) с равномерным синфазным делением мощности

между волноводными выходами сечением 7.2x3.4 мм и 16 рупоров в виде плавных волноводных переходов в Е плоскости на сечение 7.2x7.2 мм (рис. 2.27а), а вторая – (АР2) с квадратной апертурой 45.6x45.6 мм содержит шестиэтажный 24-канальный ДМ2 с равномерным синфазным делением мощности между волноводными выходами сечением 7.2x3.0 мм и 24 рупора в виде плавных волноводных переходов в Е плоскости на сечение 7.2x11 мм (рис. 2.27б).

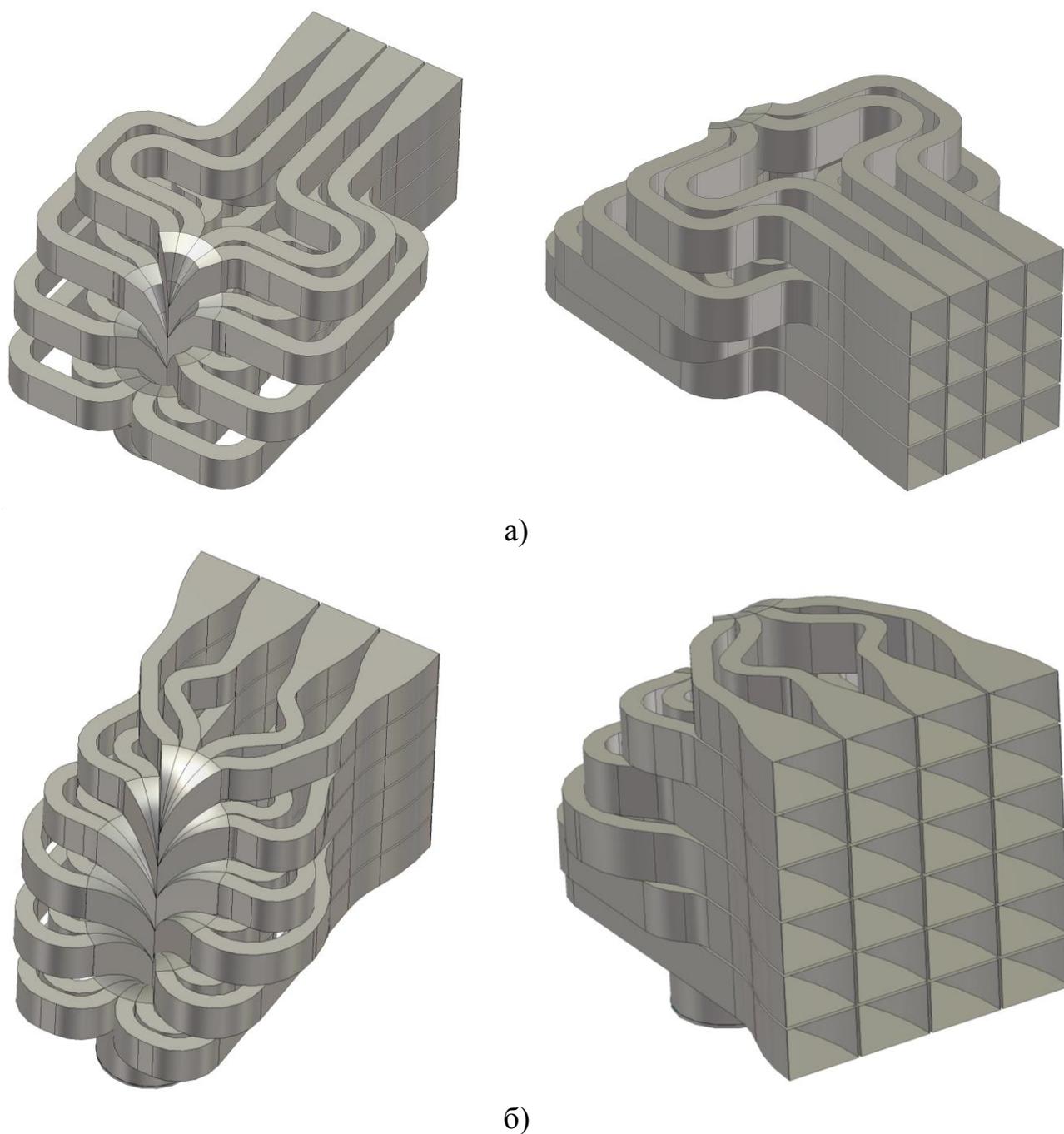


Рис. 2.27. Конструкции волноводных решеток из 16 элементов (а) и 24 элементов (б)

Входной круглый волновод с рабочей модой H_{01} разделен металлическими перегородками на одинаковые секторы. Каждый канал ДМ имеет вход в виде сектора круглого волновода, переход от секторного волновода в одномодовый прямоугольный в виде 90-градусного изгиба и несколько изгибов прямоугольного волновода в плоскости, ортогональной оси круглого волновода. Выходы делителя мощности подключены ко входам плавных переходов прямоугольного волновода в Е плоскости на многомодовое прямоугольное сечение.

В AP1 возбуждающий круглый волновод радиусом r разделен на 16 секторов с углом раствора $\beta_1 = 22.5^\circ$, а во AP2 - на 24 сектора с углом раствора $\beta_2 = 15^\circ$. Общий вид и сечения перехода от секторного волновода на прямоугольный волновод в виде нескольких изломов показаны на рис. 2.28а, а в виде плавного изгиба – на рис. 2.28б.

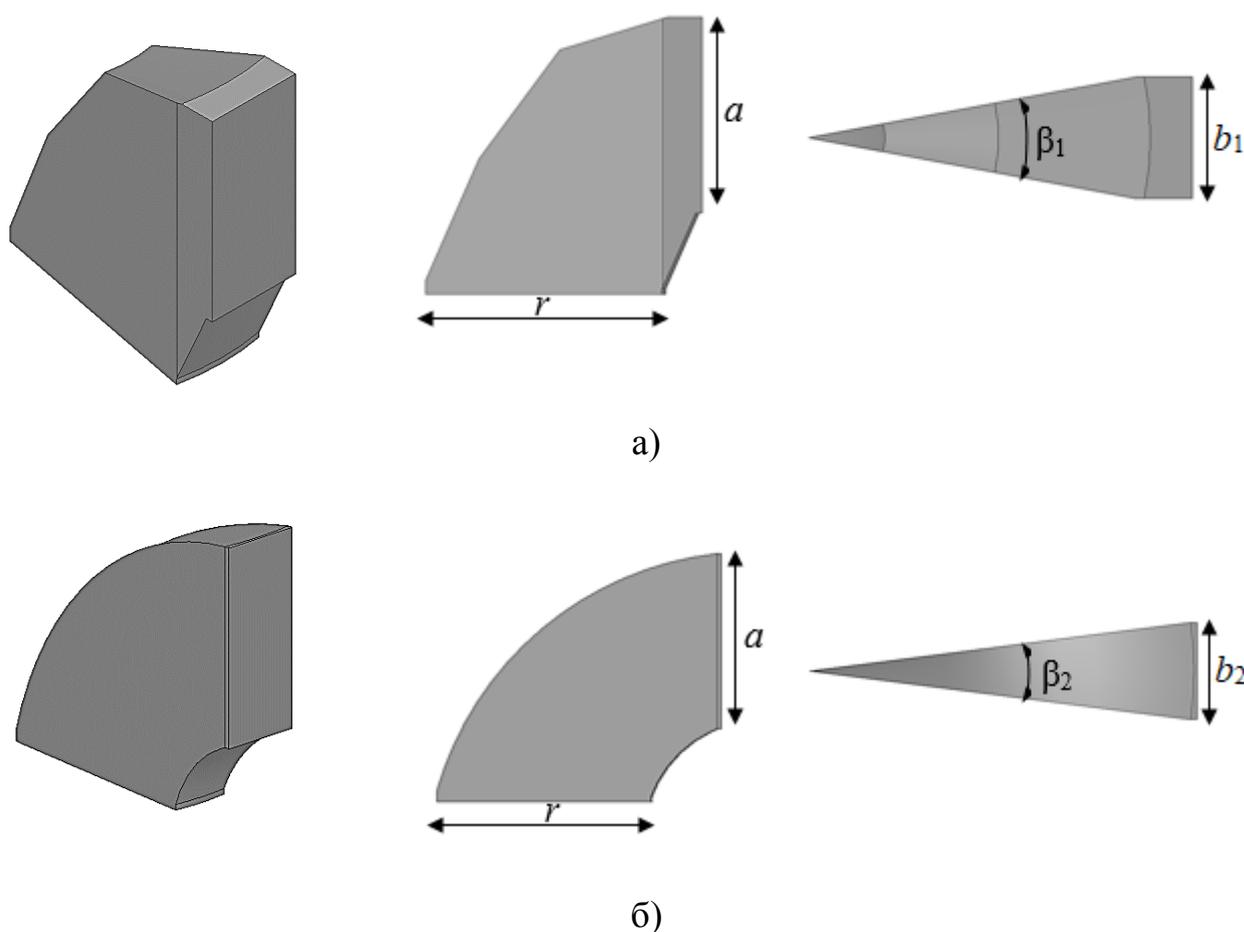


Рис. 2.28. Секторные переходы в виде изломов (а) и плавных переходов (б)

Входы и выходы секторных переходов расположены на разных расстояниях от входа круглого волновода (по четыре на каждом этаже).

Для реализации синфазной АР электрические длины всех каналов должны быть одинаковы. Так как каждый канал ДМ содержит участок прямоугольного, круглого и секторного волноводов, то для реализации широкой полосы частот радиусы круглого и секторного волноводов выбраны так, чтобы фазовая скорость распространения моды во всех волноводах была одинакова. Поскольку фазовая скорость в полном волноводе определяется его критической частотой, то для этого необходимо и достаточно обеспечить равенство критических частот волноводов. Критическая длина волны основной моды прямоугольного волновода равна $2a$ (a – размер широкой стенки волновода), а круглого и секторного волновода с модой H_{01} – $1.64r$ [20]. Приравнявая, находим радиус круглого волновода $a = 0.82r$. Выбирая размер широкой стенки прямоугольного волновода $a = 7.2$ мм, получаем $r = 8.78$ мм. Размеры узкой стенки прямоугольного волновода для АР1 $b_1 = 3.44$ мм, а для АР2 $b_2 = 3$ мм.

В качестве рупоров решеток используются плавные переходы прямоугольного волновода в Е плоскости длиной 20.3 мм для АР1 и 24 мм для АР2, соответственно, с образующим криволинейных стенок в виде сопряженных дуг окружностей, предложенные и исследованные в работе [45].

Далее проведем моделирование и оптимизацию параметров секторных переходов. На рис. 2.29 показаны результаты моделирования с использованием МКЭ частотных зависимостей коэффициентов отражения и передачи оптимизированных секторных переходов в виде нескольких изломов и в виде плавного изгиба, а на рис. 2.30 – коэффициентов отражения ДМ1 и ДМ2.

На рис. 2.29 видно, что полосы частот, где коэффициенты отражения секторных переходов не превышают уровень -20 дБ, примерно равны 15.3 ГГц, но сдвинуты на 3 ГГц.

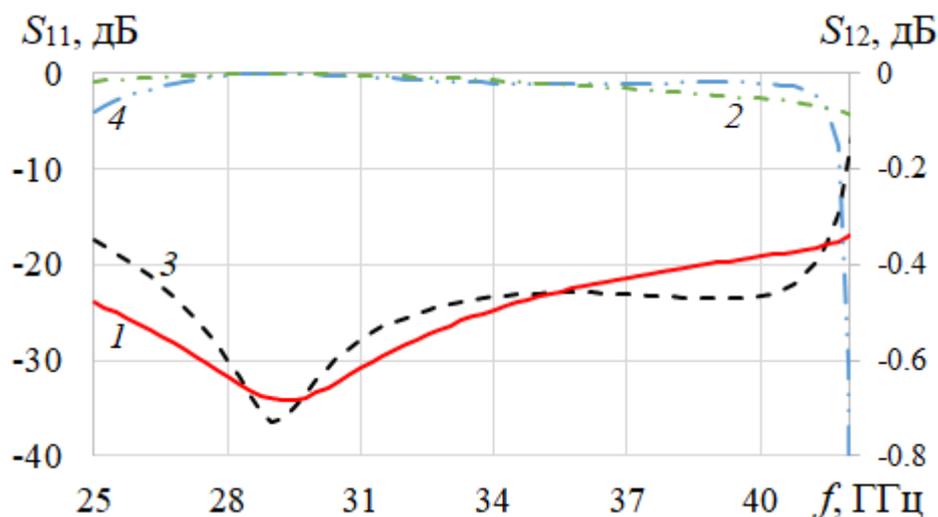


Рис. 2.29. Зависимости коэффициентов отражения S_{11} (1, 3) и передачи S_{12} (2, 4) секторных переходов от частоты: секторный переход с изломами (1, 2), плавный секторный переход в виде изгиба (3, 4)

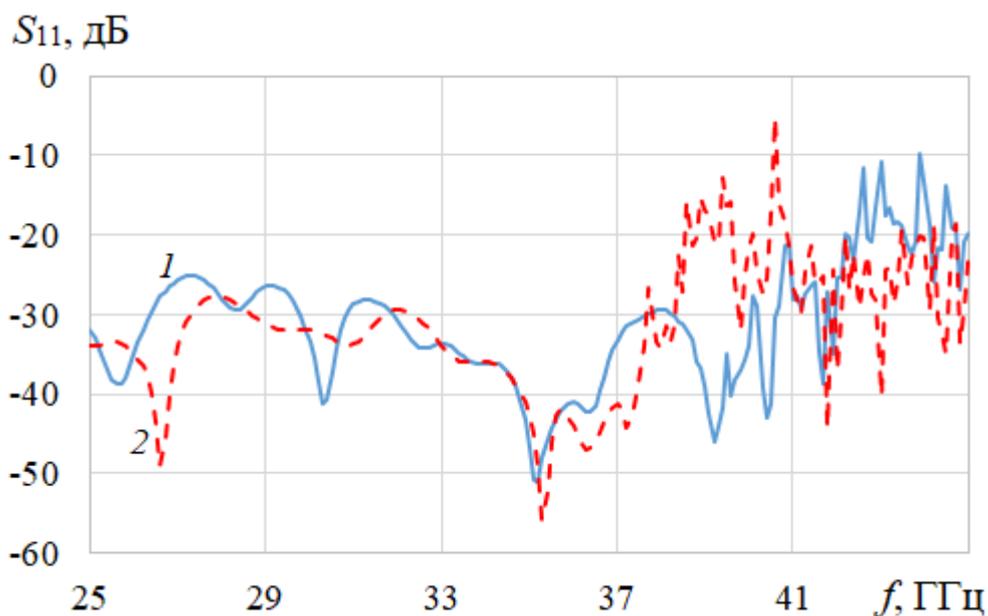


Рис. 2.30. Зависимости коэффициентов отражения делителей мощности от частоты: ДМ1 (1) и ДМ2 (2)

На рис. 2.30 видно, что коэффициент отражения от входа ДМ1 не превышает уровень -25 дБ в полосе частот $25 \dots 40$ ГГц, а от входа ДМ2 – в полосе частот $25 \dots 38$ ГГц.

На рис. 2.31 представлены зависимости амплитуд мод в выходных каналах

делителей мощности от частоты. Видно, что неравномерность распределения мощности на выходах ДМ1 не превышает 1 дБ в полосе частот 25...35 ГГц, а на выходах ДМ2 – в полосе частот 27...32 ГГц.

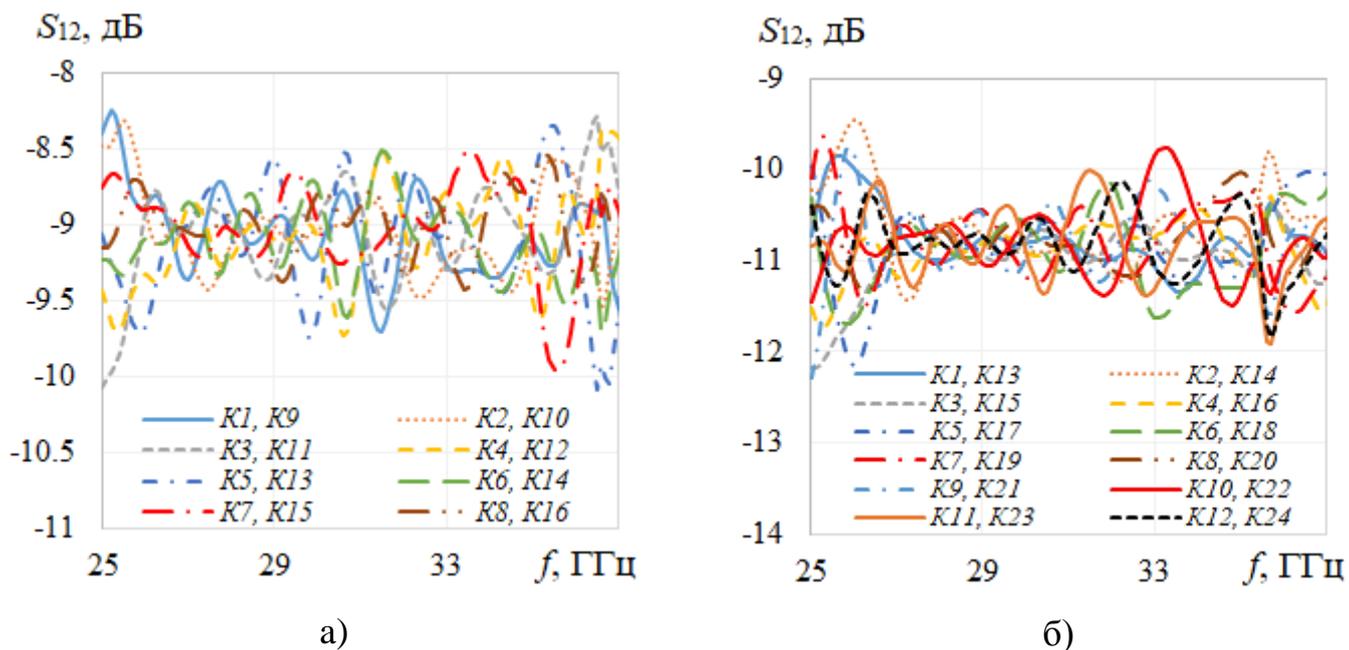
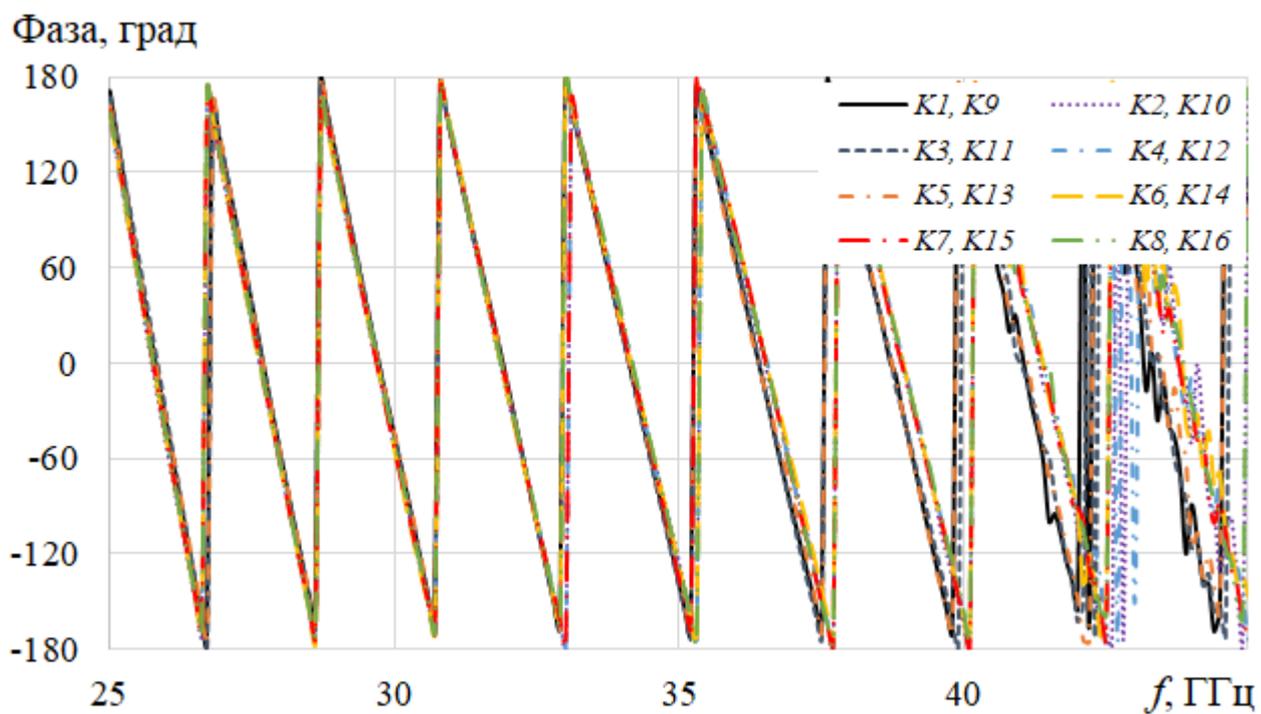
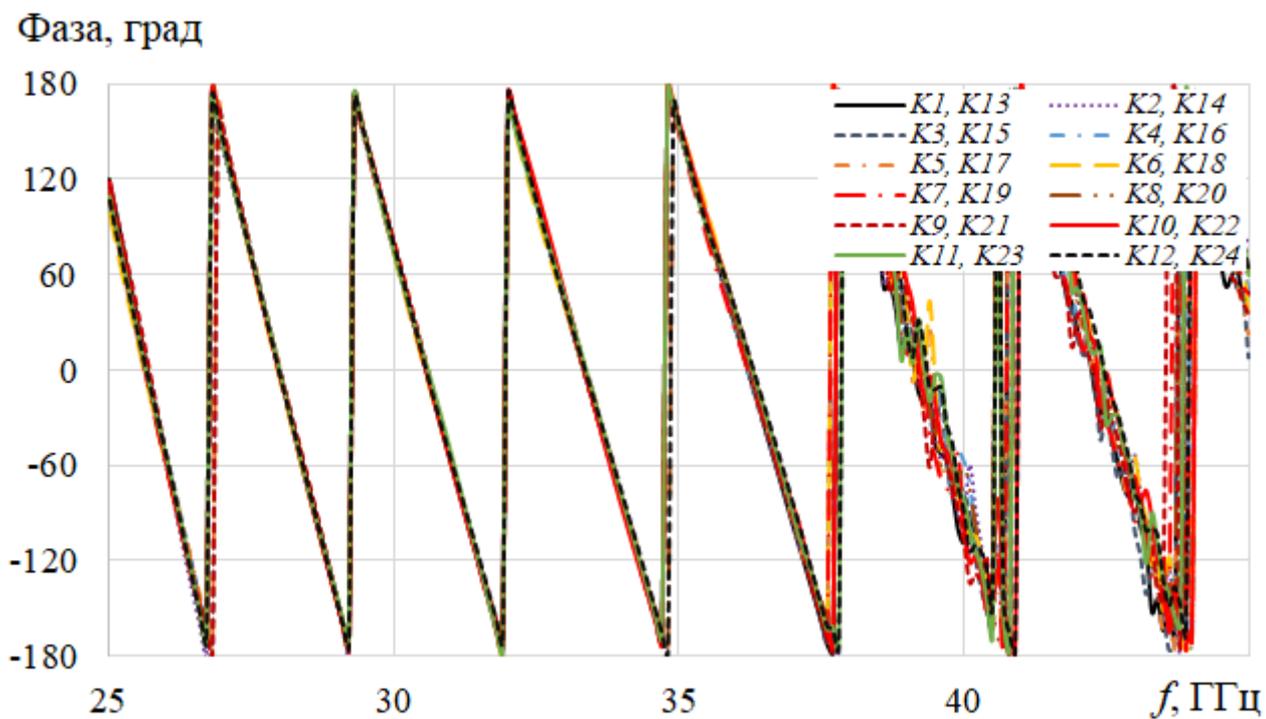


Рис. 2.31. Частотные зависимости коэффициентов возбуждения каналов ДМ1 (а) и ДМ2 (б)

На рис. 2.32а и 2.32б представлены зависимости фаз полей в выходных каналах делителей мощности от частоты. На рисунках видно, что в полосе частот 25...37.5 ГГц разница фаз в каналах ДМ не превышает 20° , а с увеличением частоты резко возрастает и на частоте 40 ГГц достигает 30° .



а)



б)

Рис. 2.32. Зависимость фазы каналов на выходе ДМ1 (а) и ДМ2 (б) от частоты

На рис. 2.33 приведены результаты моделирования частотных зависимостей коэффициента отражения от входа АР с использованием МКЭ и МКРВО.

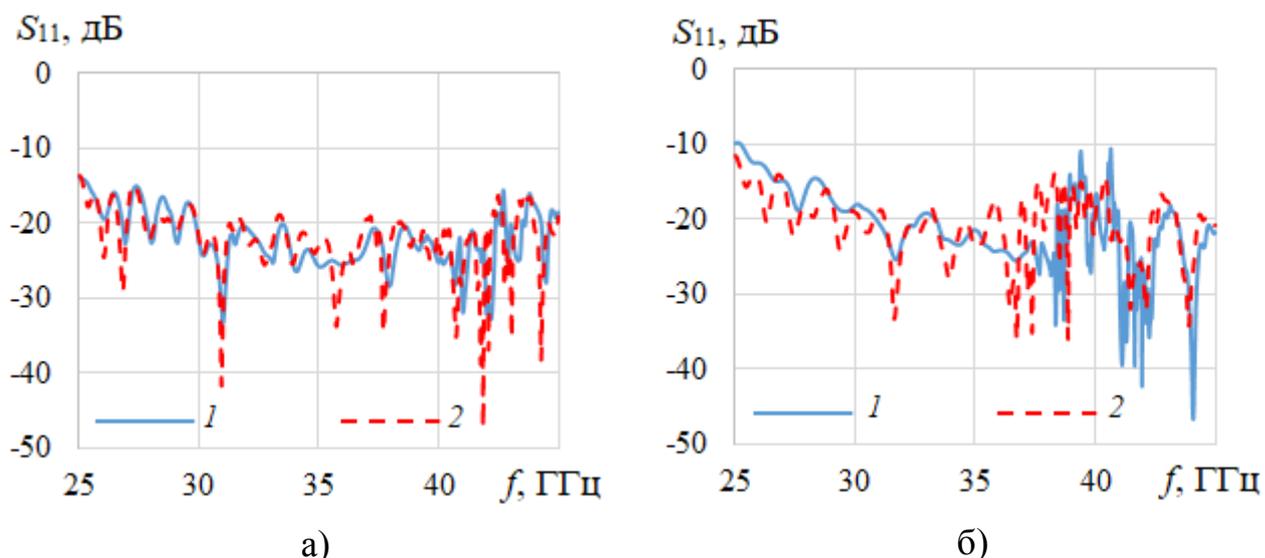
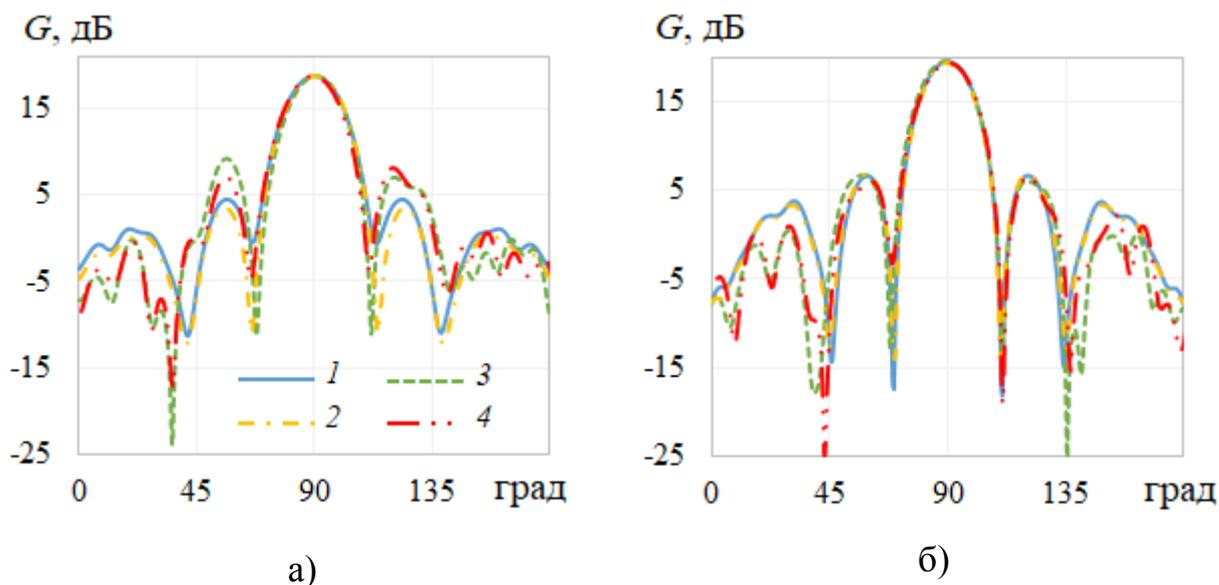
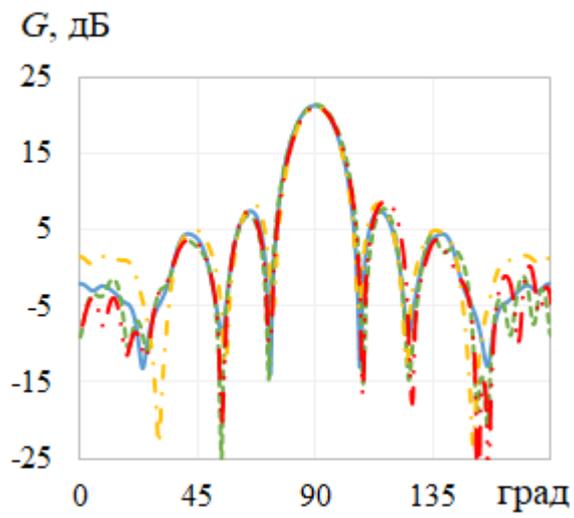


Рис. 2.33. Зависимости коэффициентов отражения AP1 (а) и AP2 (б) от частоты, рассчитанные с использованием МКЭ (1) и МКРВО (2)

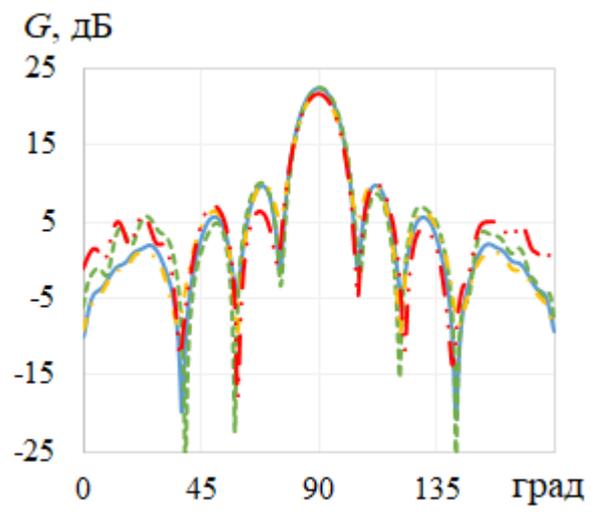
На рис. 2.33 видно, что коэффициент отражения от входа AP1 не превышает уровень -15 дБ в полосе частот $25.6 \dots 45$ ГГц (относительная полоса частот 55%), а AP2 – в полосе частот $27 \dots 38$ ГГц (относительная полоса частот 33.8%).

На рис. 2.34 представлены ДН AP1 в E и H плоскостях на четырех частотах, рассчитанные с использованием МКЭ и МКРВО, а на рис 2.35 – ДН AP2.



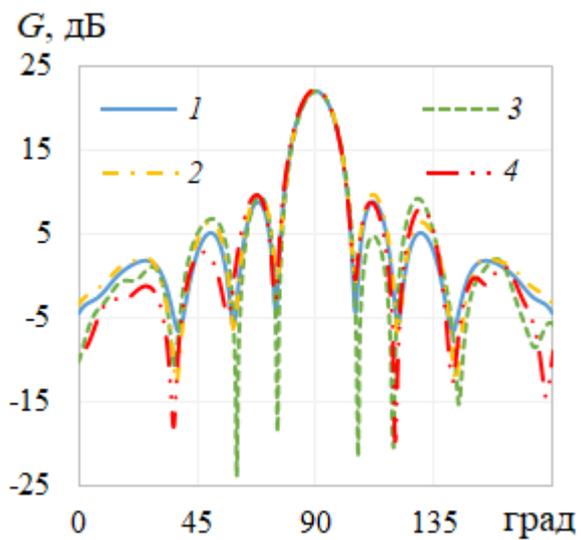


в)

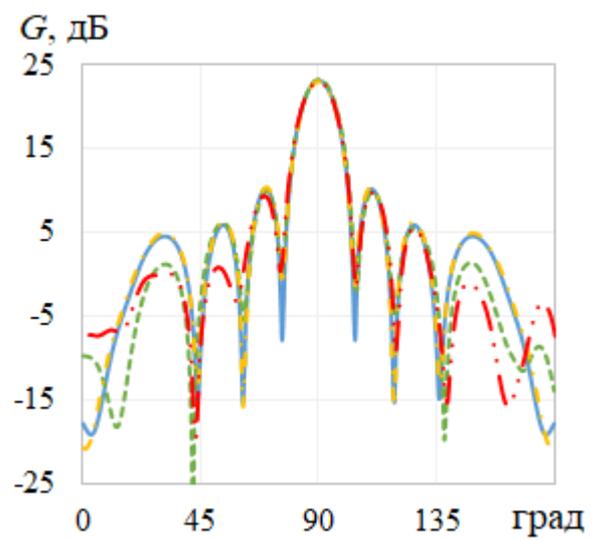


г)

Рис. 2.34. Диаграммы направленности АР1 в Е (1, 2) и Н плоскостях (3, 4) на частотах 25 (а), 27 (б), 30 (в) и 37.5 ГГц (г), рассчитанные с использованием МКЭ (1, 3) и МКРВО (2, 4)



а)



б)

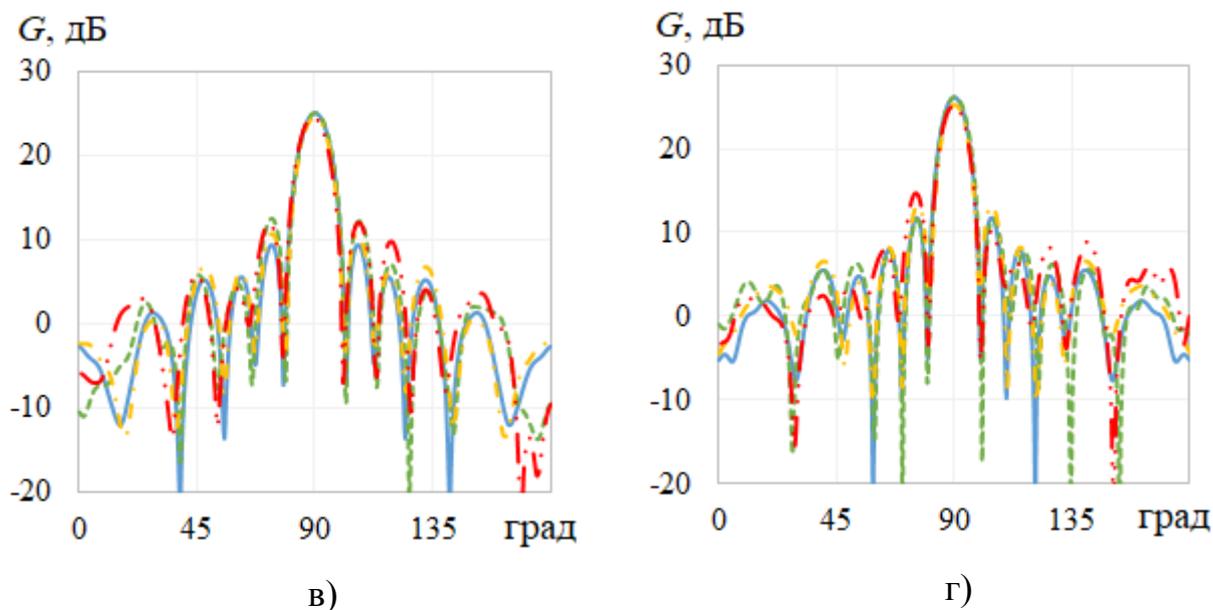


Рис. 2.35. Диаграммы направленности AP2 в Е (1, 2) и Н плоскостях (3, 4) на частотах 25 (а), 27 (б), 33 (в) и 37.5 ГГц (г), рассчитанные с использованием МКЭ (1, 3) и МКРВО (2, 4)

На рис. 2.34, рис. 2.35 видно, что ширина ДН AP1 по уровню -10 дБ на частоте 25 ГГц составляет 34° , а AP2 -22° . При увеличении частоты до 30 ГГц уровень ДН AP1 на углах $\pm 17^\circ$ составляет -18 дБ. Таким образом, в полосе частот 25...30 ГГц AP1 может быть использована не только как самостоятельная антенна, но и в качестве облучающей системы двухзеркальной или линзовой антенной системы.

На рис. 2.36 показаны зависимости КУ (а) и величины КИП (б) антенных решеток от частоты.

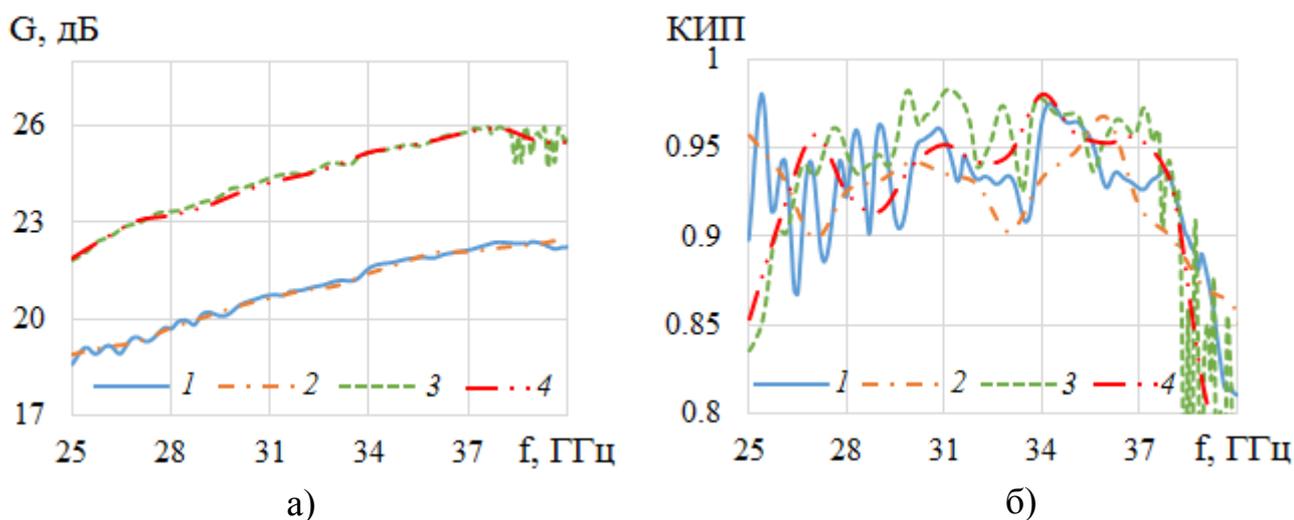


Рис. 2.36. Зависимости КУ(а) и величины КИП (б) АР1 (1,2) и АР2 (3,4) от частоты, рассчитанные с использованием МКЭ (1,3) и МКРВО (2,4)

На рис. 2.36а видно, что в полосе частот 25...38 ГГц величина КУ АР1 достигает уровня 22 дБ, а КУ АР2 – 26 дБ, при этом величина КИП обеих решеток более 0.85 (рис. 2.36б).

На основании полученных результатов можно сделать следующие выводы:

1. Оба варианта предложенных и исследованных антенных решеток обеспечивают высокую эффективность в широкой полосе частот, близкой к полосе одномодовости прямоугольного волновода.
2. Исследованные антенные решетки могут быть использованы как в качестве широкополосных антенн, а АР1 – также в качестве широкополосного облучателя двухзеркальных и линзовых антенных систем.
3. Результаты моделирования с использованием МКЭ и МКРВО близки между собой за исключением области частотных резонансов вне границ одномодового режима прямоугольного волновода.

Следует отметить, что тепловые потери при электродинамическом моделировании в работе не учитывались. Однако их оценка в длинноволновой части миллиметрового диапазона показывает, что соответствующий учет приводит к падению величин КУ и КИП менее чем на 0.1 дБ.

При расположении в волноводных каналах решеток фазовращателей оба варианта решеток могут обеспечить электрическое сканирование луча, при этом период AP_2 в E плоскости может быть уменьшен при замене плавных волноводных переходов на волноводные делители мощности.

Рассмотренные в главе излучатели при возбуждении одной из скалярных мод обеспечивают работу на одной поляризации. По-видимому, возможен режим работы излучателей с анизотропной пластиной при возбуждении одновременно двух скалярных мод (E_{01} и H_{01}), однако в данной работе такой режим не рассматривается.

Другой путь реализации двухполяризационного режима работы основан на использовании векторных мод. Этот путь рассмотрен в следующей главе.

ГЛАВА 3. ШИРОКОПОЛОСНЫЕ ИЗЛУЧАТЕЛИ МОДЫ HE_{11} КРУГЛОГО ВОЛНОВОДА

Хорошо известно, что рупорные излучатели на основе круглого волновода с рабочей модой HE_{11} используются, прежде всего, как облучатели зеркальных и линзовых антенных систем. Их достоинством является возможность формирования стабильной в рабочей полосе частот осесимметричной ДН на двух ортогональных поляризациях. В связи с необходимостью реализации широкополосного и многодиапазонного режима работы антенных систем в различных приложениях разработке широкополосных двухполяризационных облучателей посвящено большое количество работ. При этом, как уже отмечено во Введении, основное внимание уделено гофрированным рупорам. Однако в связи со сложностью реализации широкой полосы рабочих частот в таких излучателях были предложены другие пути реализации осесимметричной ДН на двух поляризациях в широкой полосе частот.

В статье [7] проведено исследование характеристик излучения круглого металлического рупора со стенками, покрытыми метаматериалом. Однако рабочая полоса частот такого облучателя оказалась не больше, чем гофрированного рупора.

В статье [5] было проведено исследование характеристик излучения открытого конца круглого двухслойного металлодиэлектрического волновода (экранированного диэлектрического волновода). Теоретическое исследование показало возможность реализации в полосе частот 9...13 ГГц осесимметричных ДН со стабильной шириной главного лепестка на двух поляризациях при низком уровне кросс-поляризации и боковых лепестков.

В работе [8] представлены результаты исследования рупора с диэлектрическим заполнением для спутниковой связи. Рупор может работать в двух диапазонах, в частности, в С и K_u диапазонах частот.

В работе [9] предложен облучатель для работы в декадной полосе частот.

Экспериментальные исследования макета такого облучателя [10] показали, что коэффициент отражения в полосе частот 2...14 ГГц в ряде частотных точек превышает уровень -10 дБ. Амплитудная и фазовая ДН облучателя в работе [10] не приведены.

Различные варианты четырехгребневого круглого нерегулярного рупора исследованы в работах [11 – 13]. Моделирование и измерения экспериментальных образцов [11] показали возможность стабилизации ширины ДН в диапазоне 2...12 ГГц. Измеренные коэффициенты отражения меньше -10 дБ во всем указанном диапазоне и меньше -15 дБ в диапазоне частот 2.5...11 ГГц. Фазовые ДН в этих работах не приведены.

В данной главе разработаны и исследованы два варианта трехслойного металлодиэлектрического рупорного излучателя с рабочей модой HE_{11} с целью реализации в широкой полосе частот стабильной ширины главного лепестка амплитудной ДН и в этом угловом секторе – фазовой ДН для использования этих излучателей в качестве перспективных СШП облучателей двухзеркальных и линзовых антенных систем.

3.1. МЕТАЛЛОДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ РУПОРНЫЙ ОБЛУЧАТЕЛЬ

Рассмотрим излучение из открытого конца осесимметричного металлодиэлектрического рупора с трехслойным диэлектрическим заполнением (рис. 3.1), где a и b – радиусы основания, ϵ_1 и ϵ_2 – диэлектрические проницаемости первого и второго диэлектрического конуса, соответственно, c – радиус апертуры металлического рупора, а третий слой диэлектрика, примыкающий к металлически стенкам рупора – воздух ($\epsilon = 1$).

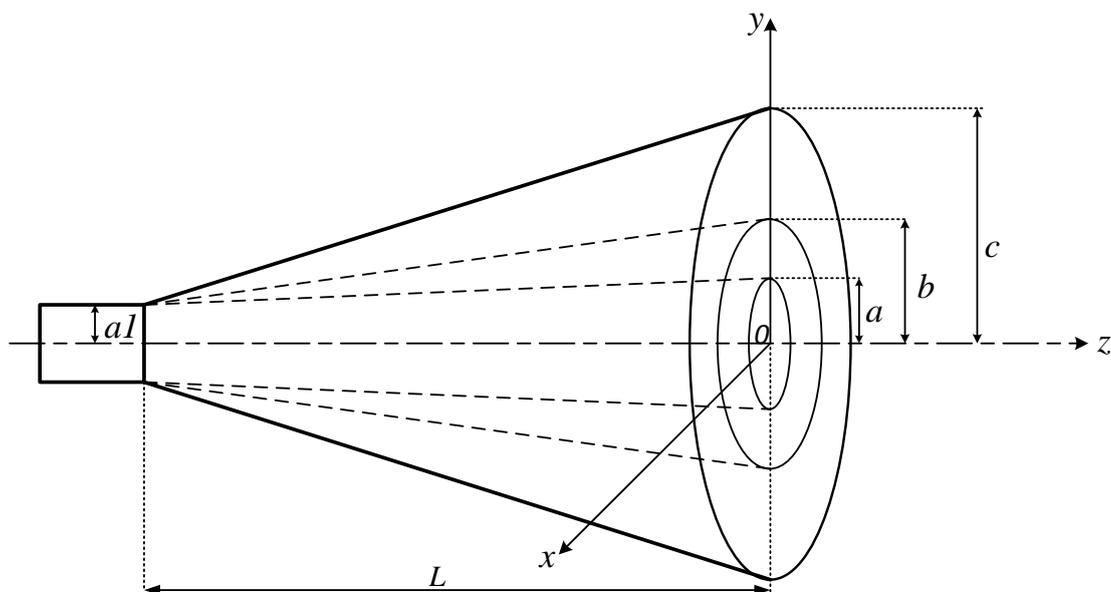


Рис. 3.1. Металлодиэлектрический рупорный излучатель

Рупор возбуждается полностью заполненным диэлектриком с диэлектрической проницаемостью ϵ_1 металлическим волноводом радиусом a_1 .

С использованием МКЭ и МКРВО были исследованы частотные зависимости коэффициента отражения от входа рупора и рупора с возбудителем. В процессе численного моделирования проводилась оптимизация по всем параметрам рупора длиной $L = 250$ мм с целью максимизации полосы частот, в которой уровень главного лепестка ДН на заданном угле находится в интервале $-10 \dots -15$ дБ. В результате для угла отклонения от оси 28° найдены оптимальные значения параметров $a_1 = 11$ мм, $a = 15.25$ мм, $b = 28$ мм, $c = 60$ мм, $\epsilon_1 = 1.4$, $\epsilon_2 = 1.18$.

Рассчитанная с использованием МКЭ и МКРВО частотная зависимость коэффициента отражения S_{11} от входа рупора представлена на рис. 3.2.

На рисунке видно, что коэффициент отражения от входа рупора не превышает уровень -15 дБ в полосе частот $7.3 \dots 17$ ГГц.

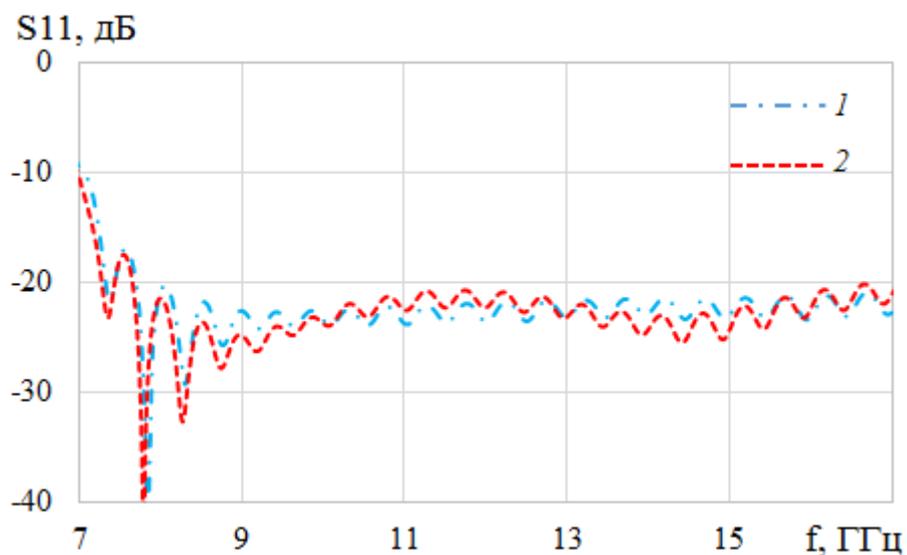
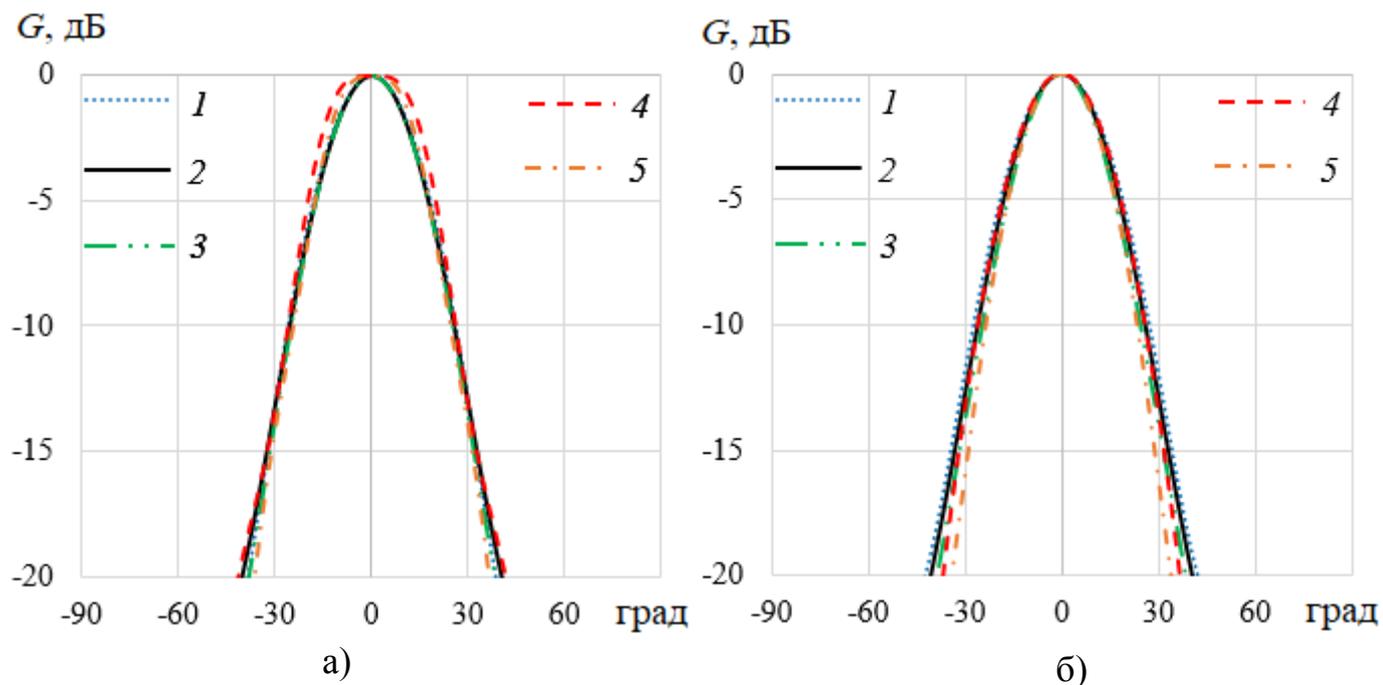


Рис. 3.2. Зависимости коэффициента отражения S_{11} рупора от частоты, рассчитанные с использованием МКЭ (1) и МКРВО (2)

ДН рупорного излучателя в Е и в Н плоскостях на пяти частотах, рассчитанные с использованием МКЭ и МКРВО, представлены на рис. 3.3. На рисунке видно, что ширина ДН на уровне -10 дБ почти не меняется при изменении частоты.



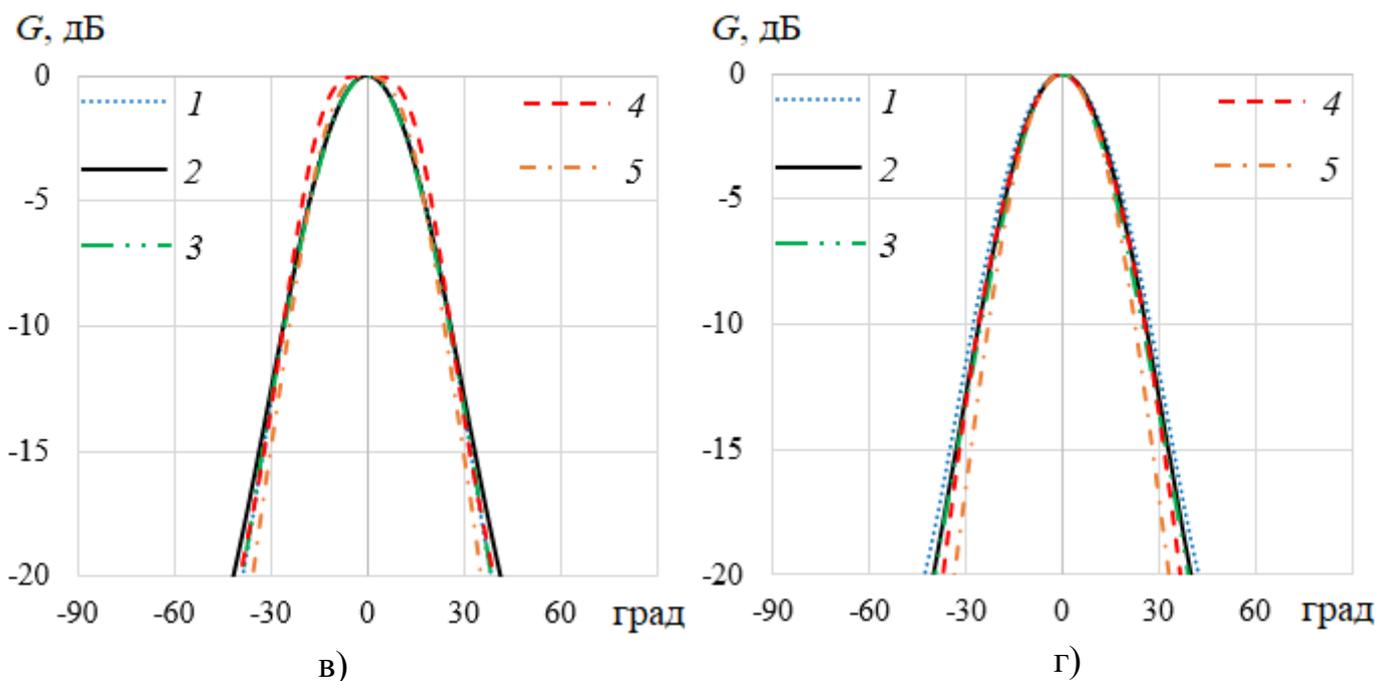


Рис. 3.3. Диаграммы направленности излучателя в Е (а, в) и Н плоскостях (б, г), рассчитанные с использованием МКЭ (а, б) и МКРВО (в, г) на частотах 7 (1), 9 (2), 11.5 (3), 14 (4) и 16.3 ГГц (5).

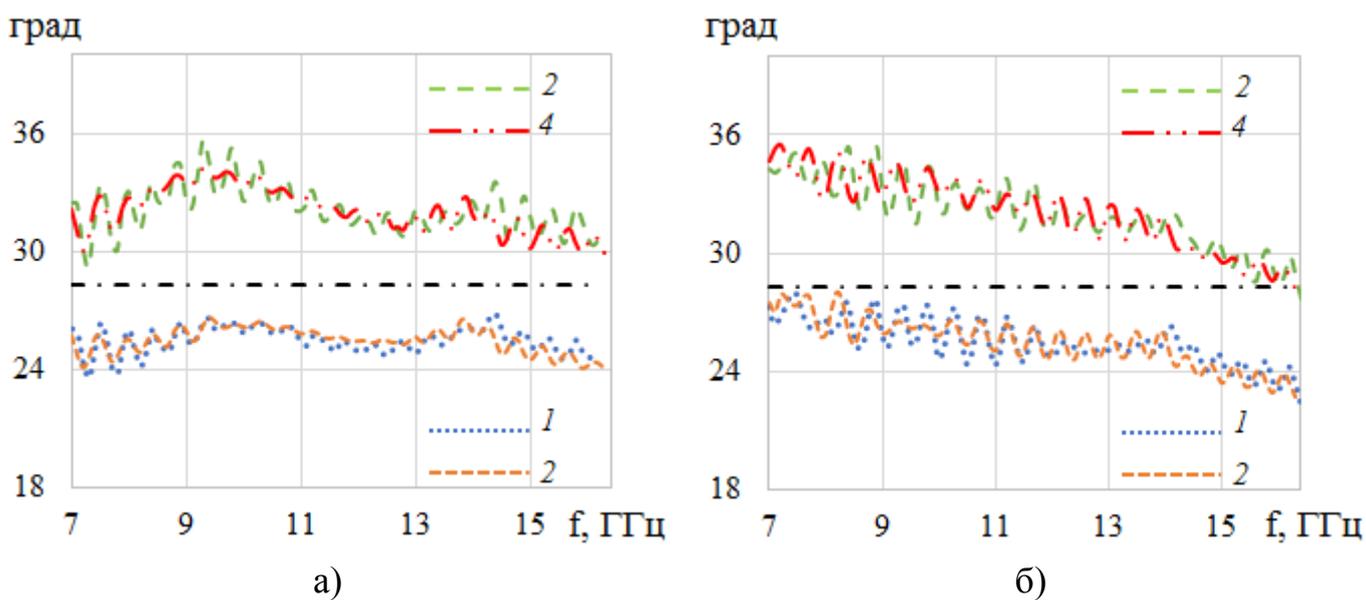


Рис. 3.4. Частотные зависимости полуширины главного лепестка ДН излучателя в Е (а) и Н плоскостях (б) по уровню -10 (1, 3) и -15 дБ (2, 4); рассчитанные с использованием МКЭ (1, 2) и МКРВО (3, 4) штрих-пунктирной линией показан заданный угол (28°)

На рис. 3.4 представлены частотные зависимости полуширины главного лепестка ДН излучателя по уровням -10 и -15 дБ, рассчитанные также с использованием МКЭ и МКРВО. На рисунке видно, что угол отклонения от оси 28° (штрих - пунктирная линия) находится между значения углов полуширины главного лепестка ДН по уровню -10 и -15 дБ в полосе частот $7...16.3$ ГГц, откуда следует, что уровень спада ДН на угле 28° лежит в пределах $-10...-15$ дБ.

На рис. 3.5 показана зависимость положения фазового центра облучателя от частоты, рассчитанная с использованием МКЭ, а также его оптимальное положение (внутри излучателя на расстоянии 2 мм от апертуры).

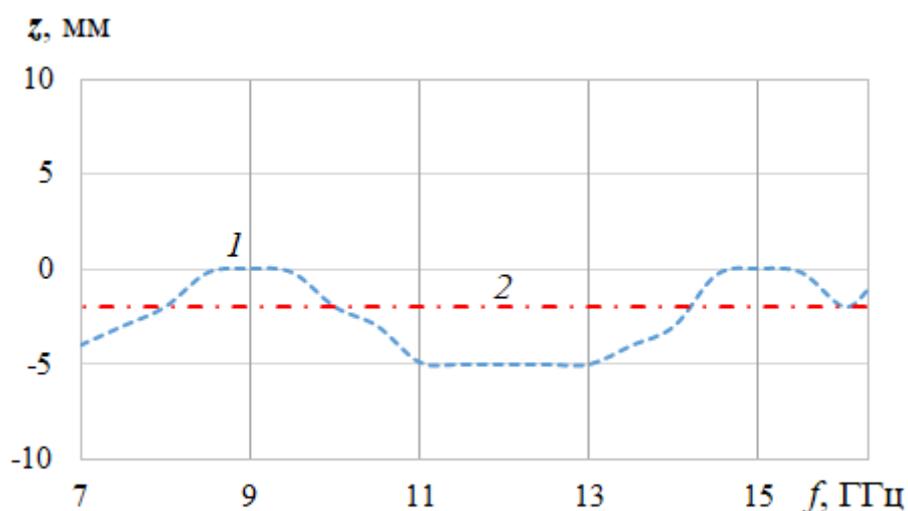


Рис. 3.5. Зависимость положения фазового центра (1) от частоты и его оптимальное положение (2)

На рис. 3.6 приведены фазовые ДН облучателя на пяти частотах, рассчитанные с использованием МКЭ относительно оптимального положения фазового центра.

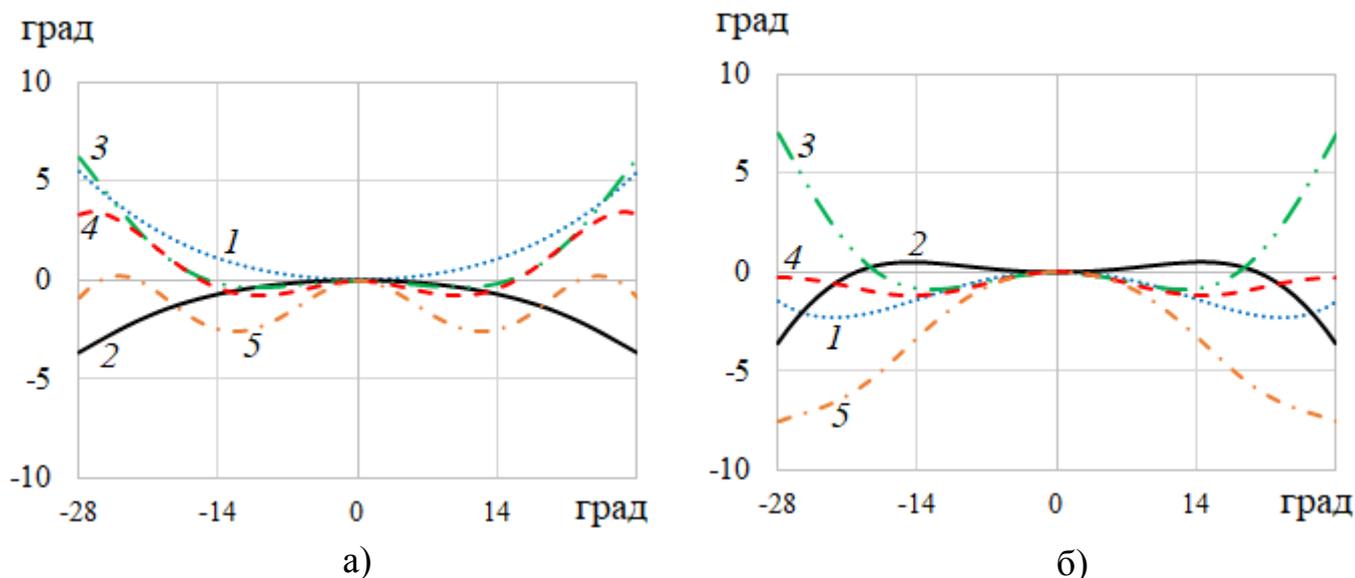


Рис. 3.6. Фазовые диаграммы направленности в Е (а) и Н плоскости (б) на частотах 7 (1), 9 (2), 11.5 (3), 14 (4) и 16.3 ГГц (5)

Как видно на рисунке, фазовые искажения ДН в угле 56° в Е и Н плоскости не превышают 7° .

Перейдем к задаче возбуждения моды HE_{11} в металлодиэлектрическом рупоре. Стандартный путь возбуждения круглого рупора – возбуждение круглым волноводом. Поэтому, прежде всего, рассмотрим задачу широкополосного возбуждения основной моды (H_{11}) круглого металлического волновода, заполненного диэлектриком.

Возбудитель полого круглого волновода с двумя коаксиальными входами, описанный в работе [46], согласован по уровню -20 дБ в полосе частот 67%. Он содержит четыре ортогональных криволинейных ребра и два ортогональных коаксиальных входа, внешние проводники которых расположены внутри двух ортогональных ребер, а внутренние проводниками выступают и замыкаются на противоположных ребрах. С одной стороны круглого волновода расположен короткозамыкатель с примыкающим к нему треугольными вырезами в металлических ребрах. Для согласования центральные проводники коаксиальных входов возбудителя имеют скачки поперечного сечения. Наличие скачков усложняет технологию изготовления возбудителя. Исследуемый ниже

возбудитель (рис 3.7) таких скачков не имеет. Другое отличие от известного возбудителя – наличие расположенного между ребрами нерегулярного диэлектрического конуса и двух металлических лент, расположенных на короткозамыкателе.

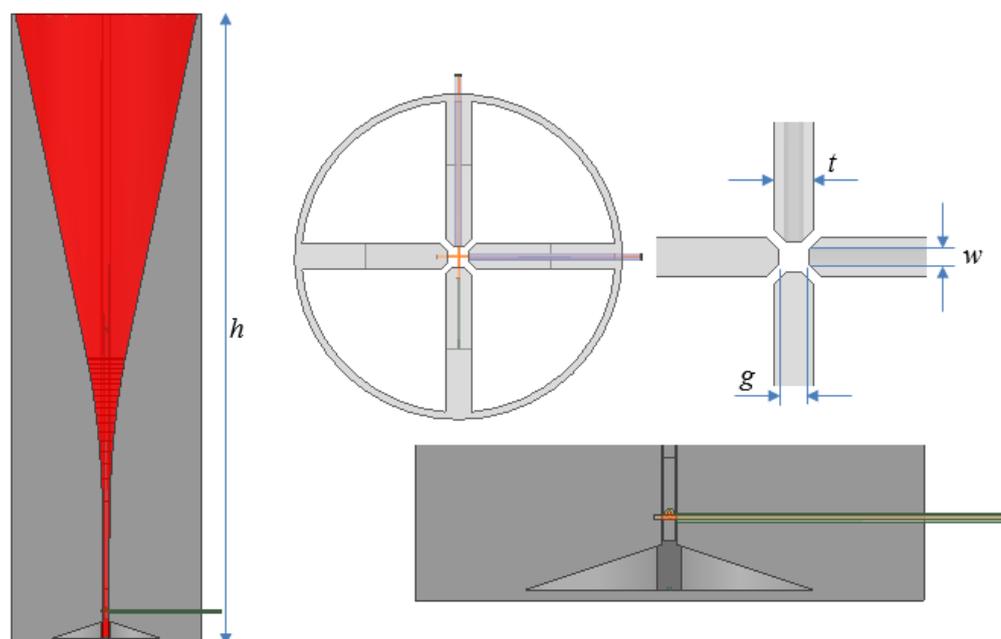


Рис. 3.7. Возбудитель круглого металлодиэлектрического волновода

С использованием МКЭ и МКРВО исследованы частотные зависимости коэффициента отражения S_{11} от входа возбудителя и коэффициентов возбуждения моды H_{11} на основной (S_{13}) и ортогональной поляризации (S_{14}). В процессе моделирования проводилась оптимизация по всем параметрам возбудителя. В результате были найдены оптимальные значения параметров $h = 76$ мм, $t = 1.078$ мм, $g = 0.6875$ мм, $w = 0.5$ мм.

Рассчитанная с использованием МКЭ и МКРВО частотная зависимость коэффициента отражения от одного из входов возбудителя S_{11} и возбуждения ортогонального входа S_{12} (развязки по входу) представлена на рис. 3.8.

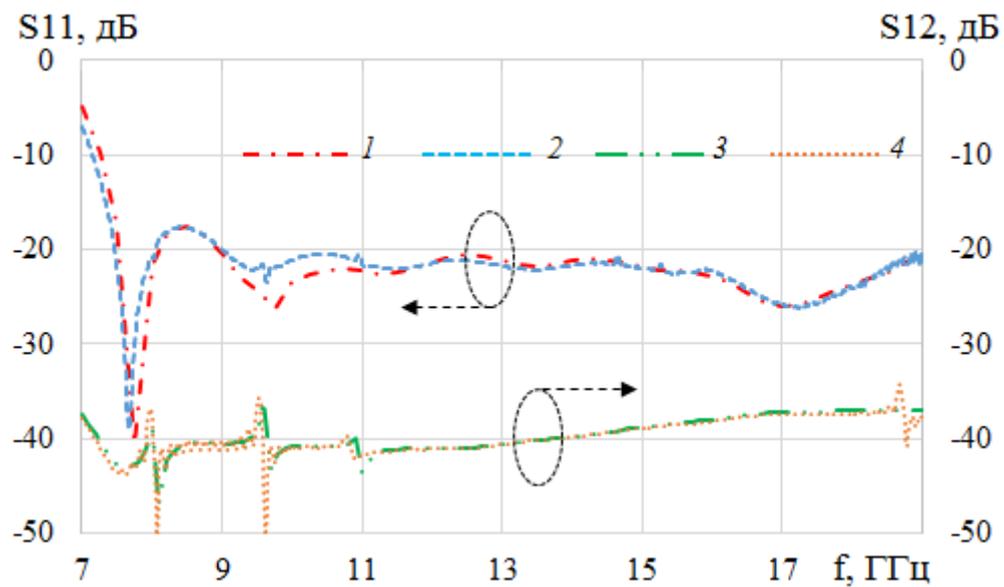


Рис 3.8. Зависимость коэффициента отражения S_{11} и развязки по входу (S_{12}) возбуждателя от частоты, рассчитанная с использованием МКЭ (1) и МКРВО (2)

На рисунке видно, что коэффициент отражения в полосе частот 7.5...19 ГГц не превышает уровень -15 дБ, а коэффициент развязки по входу не превышает -35 дБ.

На рис. 3.9 представлены частотные зависимости коэффициентов возбуждения моды H_{11} на основной (S_{13}) и ортогональной (S_{14}) поляризации, рассчитанные с использованием МКЭ и МКРВО.

На рисунке видно, что в полосе частот 7.5...19 ГГц потери возбуждения менее 0.15 дБ, а уровень возбуждения ортогональной поляризации (развязки по выходу) равен -20 дБ.

Результаты моделирования частотной зависимости коэффициента отражения рупорного излучателя с возбуждателем двумя методами приведены на рис. 3.10.

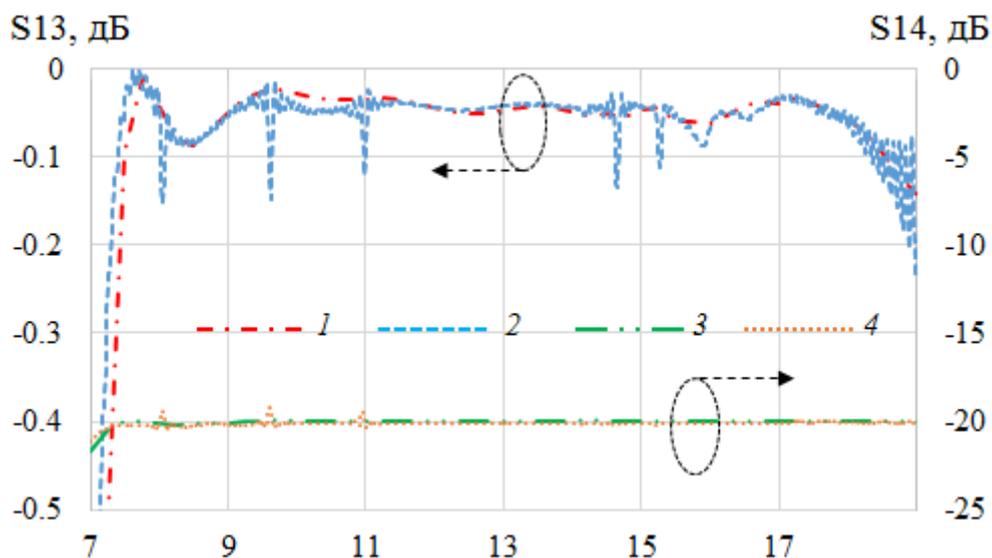


Рис. 3.9. Зависимость коэффициентов возбуждения моды H_{11} на основной (1, 2) и паразитной поляризации (3, 4) от частоты, рассчитанная с использованием МКЭ (1, 3) и МКРВО (2, 4)

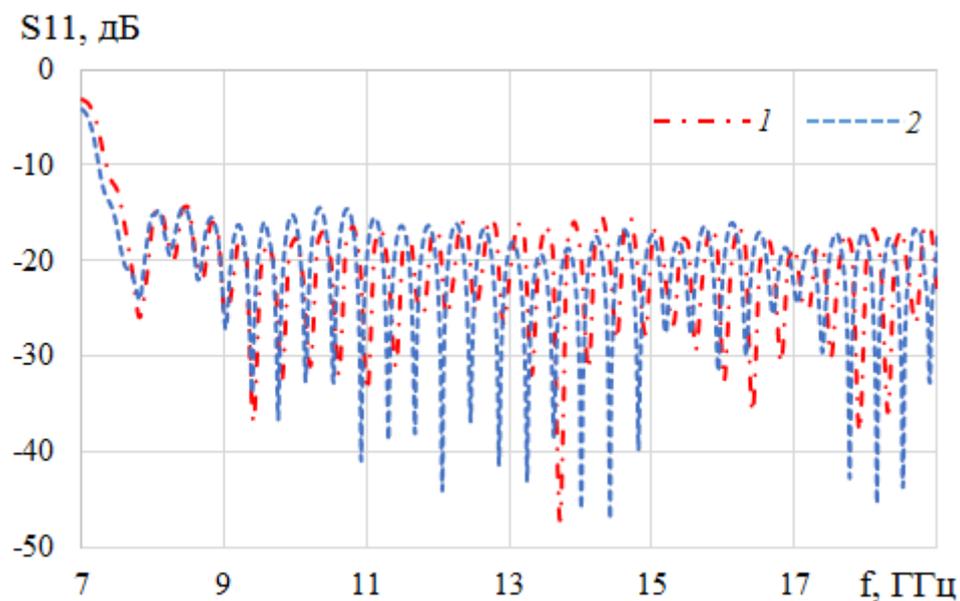


Рис. 3.10. Зависимости коэффициента отражения S_{11} излучателя с возбуждателем от частоты, рассчитанные с использованием МКЭ (1) и МКРВО (2)

Как видно на рис. 3.10 излучатель согласован по уровню -15 дБ в полосе частот $7.5 - 19$ ГГц.

На основании полученных результатов можно сделать выводы:

1. Предложенный и исследованный рупорный облучатель согласован с входом круглого волновода по уровню отражения -15 дБ в полосе частот $7.3 \dots 19$ ГГц, а при подключении возбuditеля – в полосе частот $7.5 \dots 19$ ГГц.
2. Поляризационная развязка облучателя по выходу равна -20 дБ, а по входу – не превышает -35 дБ.
3. Уровень спада главного лепестка ДН рупорного облучателя для угла 28° в полосе частот $7 \dots 16.3$ ГГц меняется в пределах $-10 \dots -15$ дБ, при этом неравномерность фазовой диаграммы направленности – не более 7° .

3.2. ЧЕТЫРЕХРЕБЕРНЫЙ МЕТАЛЛОДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ РУПОРНЫЙ ОБЛУЧАТЕЛЬ

Для расширения рабочей полосы частот трехслойного осесимметричного металлодиэлектрического рупора дополним его конструкцию четырьмя металлическими ребрами (рис. 3.11).

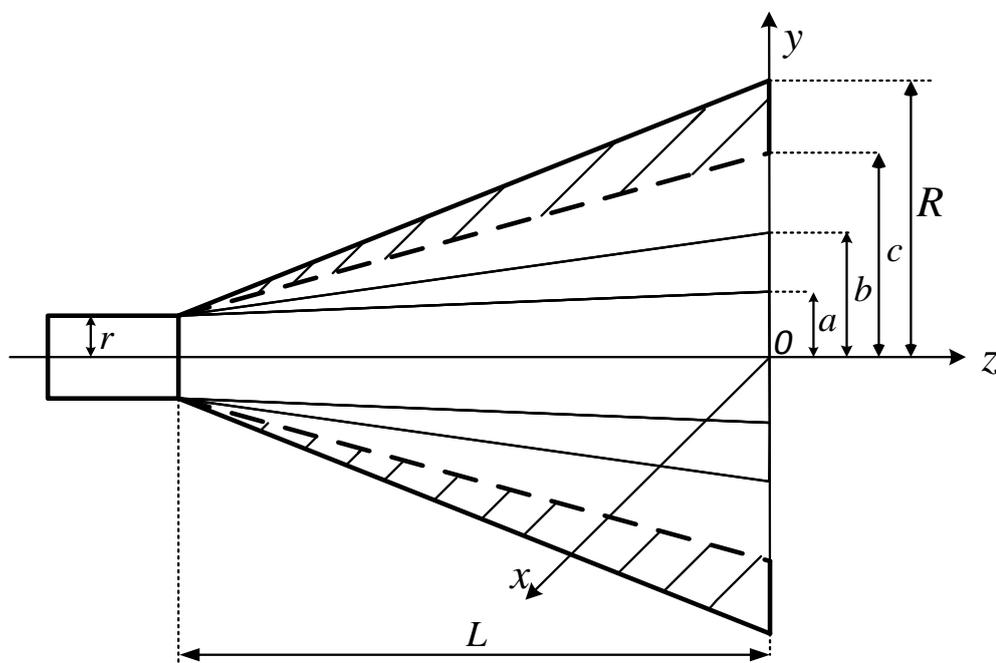
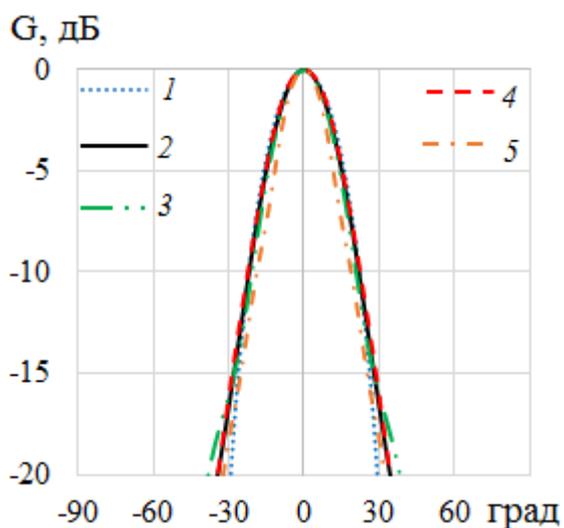


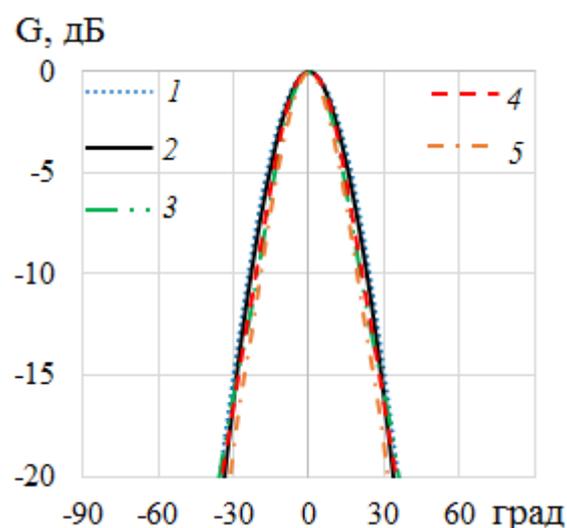
Рис. 3.11. Продольное сечение четырехреберного металлодиэлектрического рупора

Здесь a и b - радиусы апертуры первого и второго диэлектрического конуса с диэлектрическими проницаемостями ϵ_1 и ϵ_2 , соответственно, c - расстояния между ребрами в апертуре рупора, а R - радиус апертуры металлического рупора. Пространство между диэлектрическим конусом и металлическим рупором по-прежнему заполнено воздухом. К поверхности металлического рупора примыкают две пары ортогонально расположенных линейно расширяющихся металлических ребер. Рупор возбуждается круглым металлическим волноводом радиуса r , полностью заполненным диэлектриком с диэлектрической проницаемостью ϵ_1 .

С использованием МКЭ и МКРВО исследованы частотные зависимости ширины главного лепестка ДН рупорного облучателя. В процессе моделирования проводилась оптимизация по всем параметрам рупора длиной $L = 250$ мм с целью максимизации полосы частот, в которой уровень главного лепестка ДН на заданном угле находится в интервале $-10 \dots -15$ дБ. В результате для угла отклонения от оси 25° были найдены оптимальные значения параметров: $r = 11$ мм, $R = 64$ мм, $a = 11.12$ мм, $b = 33.88$ мм, $c = 38.64$ мм, $\epsilon_1 = 1.4$, $\epsilon_2 = 1.15$.



а)



б)

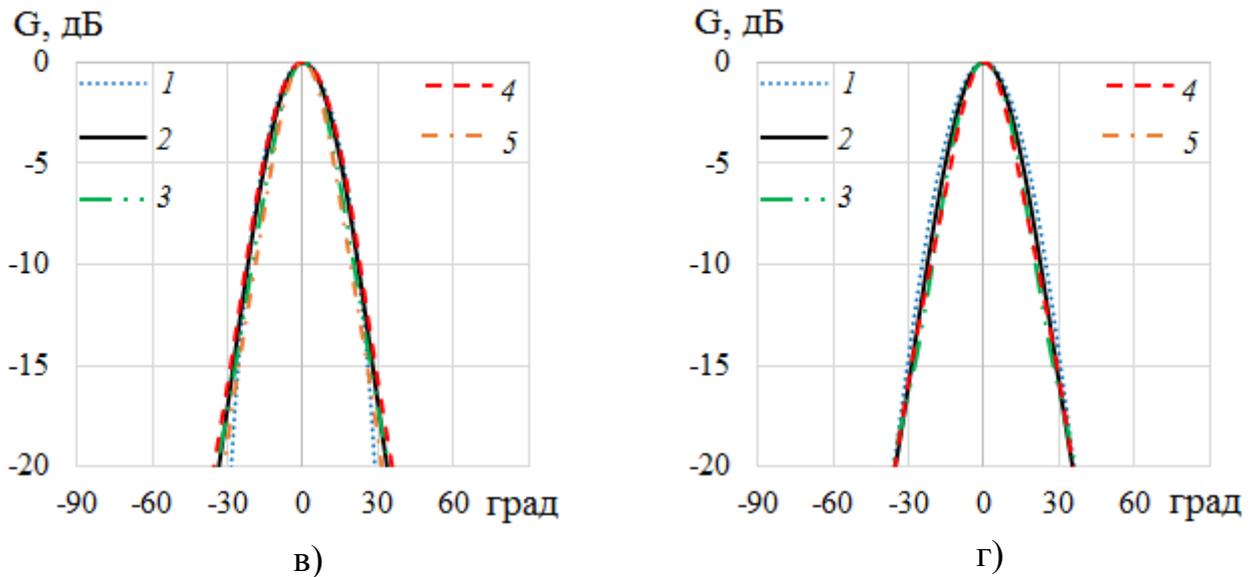


Рис. 3.12. Диаграммы направленности излучателя в Е (а, в) и Н плоскостях (б, г), рассчитанные с использованием МКЭ (а, б) и МКРВО (в, г) на частотах 7.5 (1), 11.5 (2), 15.5 (3), 19.5 (4) и 23.5 ГГц (5)

ДН облучателя в Е и в Н плоскостях на пяти частотах, рассчитанные с использованием МКЭ и МКРВО, представлены на рис. 3.12. На рисунке видно, что ширина ДН на уровне -10 дБ почти не меняется при изменении частоты.

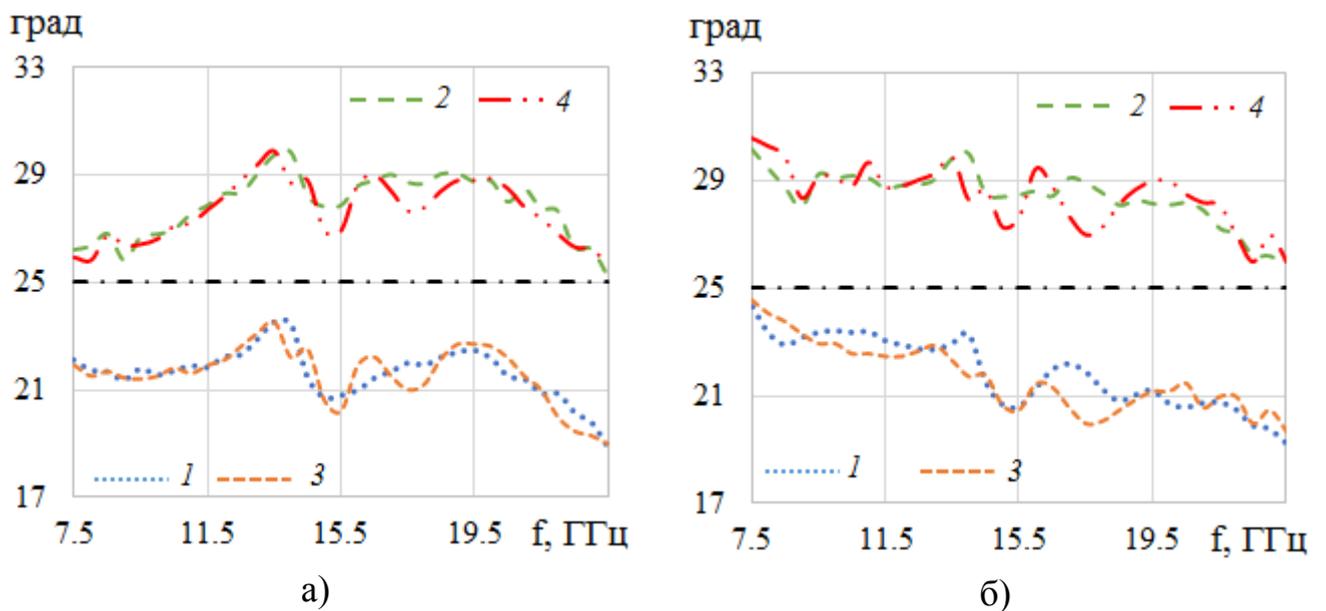


Рис. 3.13. Частотные зависимости полуширины главного лепестка ДН излучателя в Е (а) и Н плоскостях (б), рассчитанные с использованием МКЭ (1, 2) и МКРВО (3, 4) по уровням -10 (1, 3) и -15 дБ (2, 4); штрих-пунктирной линией показан заданный угол (25°)

На рис. 3.13, представлены частотные зависимости полуширины главного лепестка ДН излучателя по уровням -10 и -15 дБ, рассчитанные также с использованием МКЭ и МКРВО. На рисунке видно, что угол отклонения от оси 25° (штрих - пунктирная линия) находится между значения углов полуширины главного лепестка ДН по уровню -10 и -15 дБ в полосе частот $7.5 \dots 23.5$ ГГц, откуда следует, что уровень спада ДН на угле 25° лежит в пределах $-10 \dots -15$ дБ.

На рис. 3.14 показана зависимость положения фазового центра излучателя от частоты, рассчитанная с использованием МКЭ, а также его оптимальное положение (внутри излучателя на расстоянии 3 мм от апертуры).

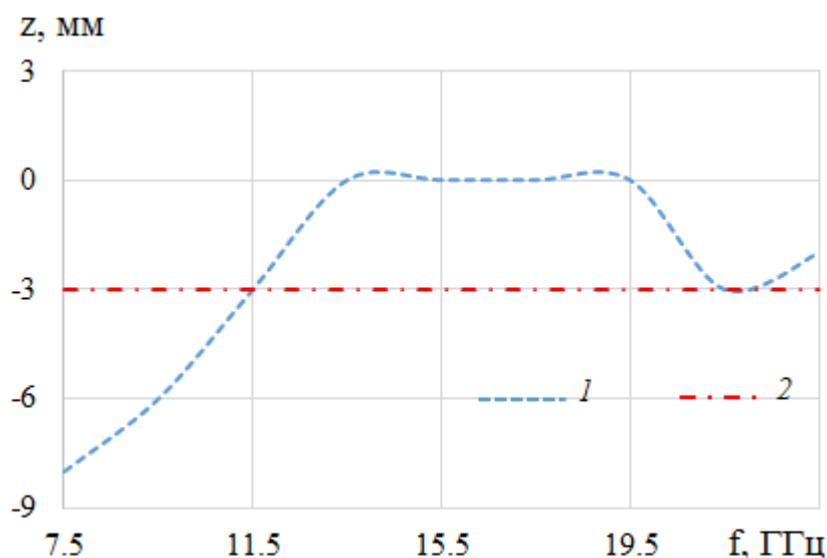


Рис. 3.14. Зависимость положения фазового центра (1) от частоты и его оптимальное положение (2)

На рис. 3.15 приведены фазовые ДН облучателя на четырех частотах, рассчитанные с использованием МКЭ для оптимального положения фазового центра.

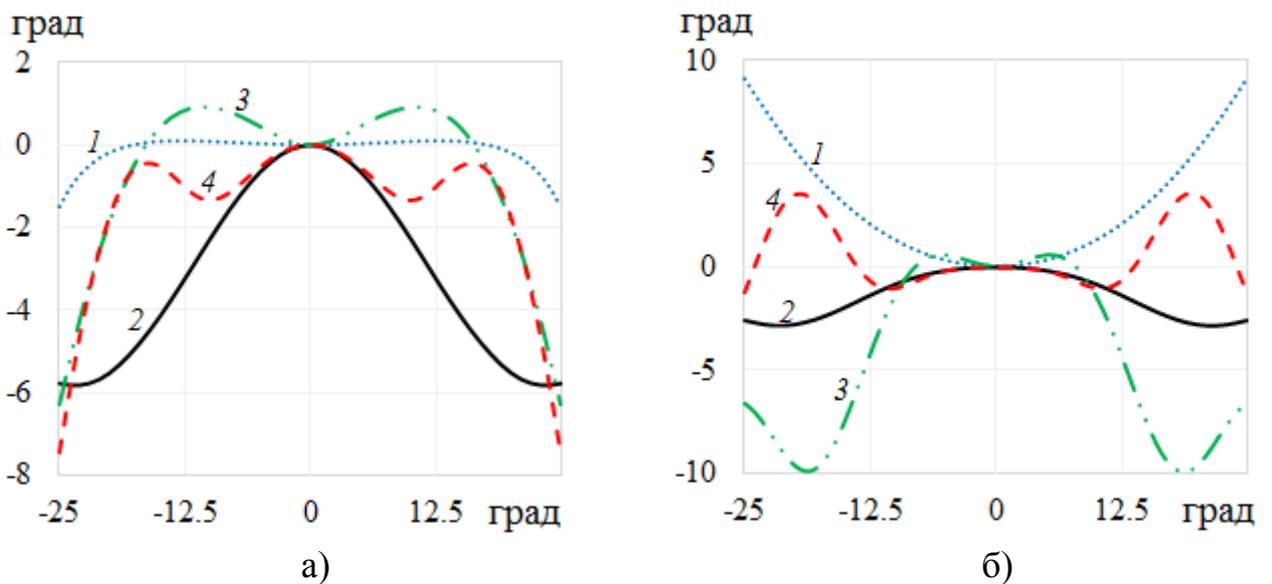


Рис. 3.15. Фазовые диаграммы направленности в Е (а) и Н плоскости (б) на частотах 7.5 (1), 13.5 (2), 19.5 (3) и 23.5 ГГц (4)

Как видно на рис. 3.15 фазовые искажения ДН в угле 50° в Е и Н плоскости не превышают 10° .

Рассчитанная с использованием МКЭ и МКРВО частотная зависимость коэффициента отражения S_{11} от входа возбуждителя с рупором представлена на рис. 3.16.

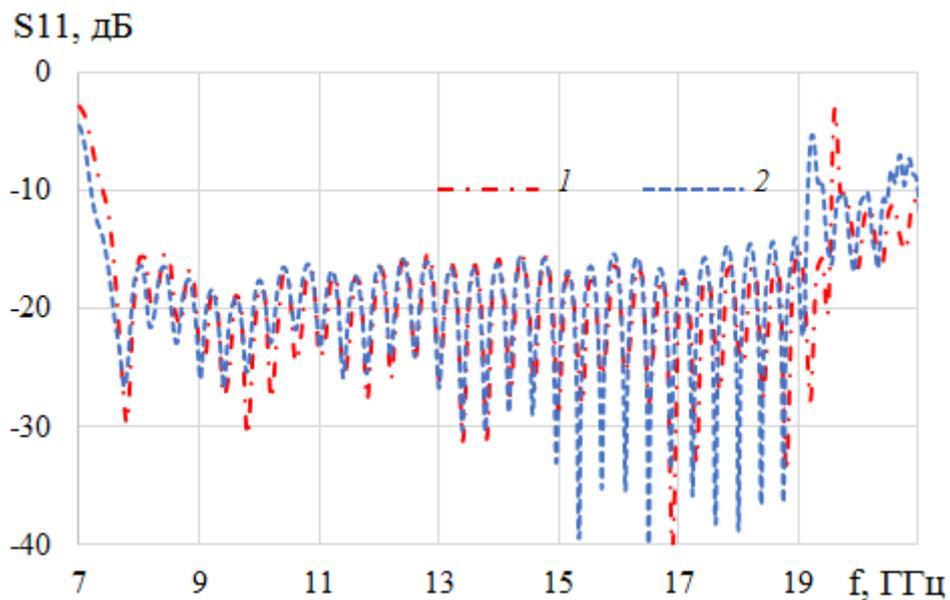


Рис. 3.16. Частотная зависимость коэффициента отражения от возбуждителя с рупором, рассчитанная с использованием МКЭ (1) и МКРВО (2)

На рисунке видно, что коэффициент отражения в полосе частот 7.5...19 ГГц не превышает уровень -15 дБ

На основании полученных результатов можно сделать выводы:

1. Предложенный и исследованный рупорный облучатель с возбудителем согласован по уровню отражения ниже -15 дБ в полосе частот 7.5...19 ГГц.
2. Уровень спада главного лепестка ДН рупорного облучателя для углов $\pm 25^\circ$ в полосе частот 7.5...23.5 ГГц (103%) меняется в пределах -10 ... -15 дБ.
3. Аберрации фазовой ДН в пределах угла $\pm 25^\circ$ относительно усредненного положения фазового центра в полосе частот 7.5...23.5 ГГц не превышают 10 градусов.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе получены следующие основные результаты:

1) Разработаны и исследованы новые широкополосные возбуждители мод E_{01} и H_{01} с волноводным входом. По уровню отражения -20 дБ полоса согласования возбуждителя моды E_{01} более 55%, а возбуждителя H_{01} – более 47%.

2) Разработаны и исследованы новые широкополосные возбуждители мод E_{01} и H_{01} с коаксиальным входом. По уровню отражения -20 дБ полоса согласования возбуждителя моды E_{01} более 48%, а возбуждителя H_{01} – более 16%.

3) Исследованы частотные характеристики излучателя Пангониса и Пангониса – Власова. Показано, что диаграмма направленности излучателя Пангониса с модой H_{01} имеет высокий уровень первого бокового лепестка (около 5 дБ), а излучатель Пангониса – Власова обладает астигматизмом.

4) Исследованы частотные характеристики рупорного излучателя скалярных мод круглого волновода с двумя вариантами анизотропной пластины. Показано, что в полосе частот более 20% излучатель формирует игольчатую ДН, при этом излучатель моды E_{01} с разными вариантами пластины обеспечивает близкие коэффициенты усиления, а уровень кросс-поляризации у излучателя с пластиной из восьми однородных секторов ниже, чем с неоднородной пластиной, излучатель моды H_{01} с пластиной из восьми однородных секторов обеспечивает уровень усиления выше, а кросс-поляризации – ниже, чем рупор с неоднородной пластиной.

5) Разработаны и исследованы два варианта широкополосной антенной решетки с системой питания на основе круглого волновода с рабочей модой H_{01} . Показано, что полоса согласования решеток по уровню -15 дБ более 33%, а КИП в указанной полосе – более 0.85.

7) Разработаны и исследованы два СШП излучателя в виде круглого трехслойного металлодиэлектрического и четырехреберного металлодиэлектрического рупора с рабочей модой HE_{11} . Показано, что

металлодиэлектрический излучатель может быть использован в качестве облучателя в полосе частот 76%, а четырехреберный металлодиэлектрический излучатель – в полосе частот 103%.

8) Разработана конструкция, изготовлен и исследован экспериментальный образец круглого рупора с возбудителем моды E_{01} и полосой рабочих частот 28.5%, результаты измерения которого подтвердили результаты электродинамического моделирования.

Основные результаты диссертации опубликованы в работах [47 – 52].

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ СОКРАЩЕНИЙ И ОБОЗНАЧЕНИЙ

МКРВО – метод конечных разностей во временной области

МКЭ – метод конечных элементов

КСВ – коэффициент стоячей волны

ДН– диаграмма направленности

КВП – коаксиально-волноводный переход

КИП– коэффициент использования поверхности

КУ– коэффициент усиления

СШП – сверхширокополосный

ДМ – делитель мощности

АР – антенная решетка

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. A. D. Olver, P. J. B. Clarricoats, A. A. Kishk, and L. Shafai. Microwave Horns and Feeds. London, U.K.: IEE, 1994. Ch. 9.
2. Z. Frank. Very wideband corrugated horns // Electronics Letters, 1975. Vol. 11. No. 6. pp. 131–133.
3. Jorge Teniente, Aitor Martínez, Belén Larumbe, Asier Ibáñez, and Ramón Gonzalo. Design Guidelines of Horn Antennas That Combine Horizontal and Vertical Corrugations for Satellite Communications // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2015. Vol. 63. No. 4. pp. 1314-1323.
4. E. Lier and J. A. Aas. Simple Hybrid Mode Horn Feed Loaded with a Dielectric Cone // Electronics Letters, 1985. Vol. 21. No. 13. pp. 563-564.
5. Весник М.В., Калошин В.А. Об излучении из открытого конца металлодиэлектрического волновода // Журнал радиоэлектроники. 2001. № 2. <http://jre.cplire.ru/jre/feb01/4/text.html>
6. E. Lier and A. Kishk. A New Class of Hybrid-Mode Horn Antennas with Selective Gain: Design and Analysis by Single Mode Model and Method of Moments // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2005. Vol. 53. No. 1. pp. 125-138.
7. Lier and R. Shaw. Design and Simulation of Metamaterial Based Hybrid-Mode Horn Antennas // Electronics Letters, 2008. Vol. 44. No. 25. pp. 1444-1445.
8. Dubrovka F. F., Dubrovka R. F., Ovsianyk Y. A. A dualband coaxial dielectric-loaded feed horn // Intern. Conf. Antenna Theory and Techniques, 2007. Sevastopol. pp. 398-399.
9. Olsson R., Kildal P. S., Weinreb S. The Eleven Antenna: A Compact Low-Profile Decade Bandwidth Dual Polarized Feed for Reflector Antennas // IEEE Trans. on Antennas and Prop. 2006. Vol. 54. No. 2. pp. 368-375.
10. Yang J., Pantaleev M., Kildal P. et al. Cryogenic 2–13 GHz Eleven Feed for Reflector Antennas in Future Wideband Radio Telescopes // IEEE Trans. on Antennas and Prop. 2011. Vol. 59. No. 6. pp. 1918-1934.

11. Akgiray A., Weinreb S., Imbriale W.A. Design and measurements of dual-polarized wideband constant-beamwidth quadruple-ridged flared horn // IEEE Intern. Symp. on Antennas and Propagation (APSURSI), 2011. WA, USA. pp. 1135-1138.
12. Akgiray A., Weinreb S., Imbriale W.A., Beaudoin C. Circular Quadruple-Ridged Flared Horn Achieving Near-Constant Beamwidth Over Multioctave Bandwidth: Design and Measurements // IEEE Trans. on Antennas and Prop., 2013. Vol. 61. No.3. pp. 1099-1108.
13. Dong B., Yang J., Dahlström J. et al. Optimization and Realization of Quadruple-Ridge Flared Horn With New Spline-Defined Profiles as a High-Efficiency Feed From 4.6 GHz to 24 GHz // IEEE Trans. on Antennas and Prop., 2019. Vol. 67. No. 1. pp. 585-590.
14. С. Л. Внотченко, В. Г. Конев, Е. И. Лаврецкий, В. С. Чернышов. Следящая двухканальная моноимпульсная антенна с волной E_{01} // Журнал радиоэлектроники, 2021. № 5. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2021.5.2>
15. Капица П. Л, Прозорова Л. А. Новые преобразователи волны H_{01} // Электроника, сборник № 5. 1965. С. 209-214.
16. Patel S., Jaiswal R., Singh R. and Anitha V.P. Design and development of mode launcher for TM_{01} mode in circular waveguide in S-band // 2017 IEEE MTT-S International Microwave and RF Conference (IMaRC), Ahmedabad, India, 2017. pp. 279-282.
17. Сазонов Д. М. Антенны и устройства СВЧ. М.: Высшая школа, 1988. С. 60.
18. Гроднев И.И., Дмитраченко В.М., Исаенко Ю.М., Козелев А.И., Малин В.В. Волноводы дальней связи. М.: Связь, 1972.
19. Oguchi V., Ymaguchi K. Centre-excited type of rectangular TE_{10} to circular TE_{01} mode transducer // Proceedings of the IEE, 1959. Vol. 106. No 13S. P. 132.

20. Southworth G.C. Principles and Applications of Waveguide Transmission // The Bell System Technical Journal, 1950. Vol. 29. No 3. P. 295-342.
21. Исаенко Ю.М. Радиотехника и электроника. 1959. Т. 4. № 8. С. 1398.
22. Enderby C.E. Rectangular to circular waveguide transition. US Pat. No. 3349346. Publ. 24. Oct. 1967.
23. Marie P. L'onde électrique. 1957. No 2. p. 471.
24. Gerdine M.A. A new $TE_{10} - TE_{01}$ mode transducer for mm-waves // Microwave Journal. 1970. Vol. 13. No 2. pp. 73-75.
25. Персигов М.В. Радиотехника и электроника, 1961. Т. 6. № 3. С. 446.
26. Коган Н.Л., Машковцев Б.М., Цибизов К.Н. Сложные волноводные системы. Л.: Судпромгиз, 1963. С. 328.
27. Wolfert P.H. A Wide-Band Rectangular to Circular Mode Transducer for Millimeter Waves // IEEE Trans. 1963. Vol. MTT-11. No 5. pp. 430-431.
28. Лебедев И.В. Техника и приборы СВЧ. –М.: Высш. школа, 1970. С. 98.
29. S. S. Saad, J. B. Davies, and O. J. Davies. Analysis and design of a circular TE_{01} mode transducer // IEE J. Microw., Opt., Acoust., 1977. Vol. 1. No. 2. pp. 58–62.
30. Qian-Zhong Xue, Shi-Chang Zhang, Pu-Kun Liu. Design of the H_{10}^{\square} to H_{01}° sector-type mode converter at Ka-band // Int. J. Infrared and Millimeter Waves. 2005. Vol. 26. No. 10. pp. 1407-1415.
31. Исаенко Ю.М. Секторальный переход между волнами типа H_{10} и H_{01} . // Радиотехника и электроника. 2009. Т. 54. № 1. С. 32-34.
32. DelMastro M., DelPino M.A. Spirito M. A. 3D Printed TE_{10} Rectangular to TE_{01} Circular Waveguide Transition for Polymer Waveguide Characterization // 92nd ARFTG Microwave Measurement Conf. 2019. USA. pp. 1-3.
33. Miguel González-Calvo, José R. Montejó-Garai, Jorge A. Ruiz-Cruz, Jesús M. Rebollar. Additive Manufacturing of a High-Performance Q-Band Circular TE_{01}

Mode Flared-Type Transducer // IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2019. Vol. 29. No. 9. pp. 577-579.

34. Ching-Fang Yu, Tsun-Hsu Chang. High-performance circular TE_{01} -mode converter // IEEE Trans, 2005. Vol. MTT-53. No 12. pp. 3794-3798.

35. Малов Э. Э., Мительман Ю.Е. Устройство возбуждения волны H_{01} в круглом волноводе на основе торцевой щели связи с прямоугольным волноводом // 24th Международная Крымская конференция «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии (КрыМиКо'2014)», Севастополь. 2014. С. 576-577.

36. Летавин Д.А., Мительман Ю.Е. Устройство возбуждения волны H_{01} в круглом волноводе на основе противофазных диполей // 24th Международная Крымская конференция «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии (КрыМиКо'2014)», Севастополь. 2014. С. 561-562.

37. Montejo-Garai J. R., Ruiz-Cruz J. A. and Rebollar J. M. Design of a Ku-Band High - Purity Transducer for the TM_{01} Circular Waveguide Mode by Mean of T-Type Junctions. // IEEE Access, 2019. Vol. 7. pp. 450-456.

38. Montejo-Garai J.R., Saracho-Pantoja I.O., Ruiz-Cruz J.A., Rebollar J.M. Broadband and high-purity Ku-band circular TE_{01} -mode converter // 2016 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC), New Delhi, India. 2016. pp. 1-4.

39. Пангонис Л.И. Исследование волноводных излучателей с непоперечной апертурой. Дис. ... канд. техн. наук. М.: Ин-т радиотехники и электроники АН СССР, 1973.

40. Власов С.Н., Орлова И.М. Квазиоптический преобразователь волн в волноводе круглого сечения в узконаправленный волновой пучок // Изв. вузов. Радиофизика, 1974. Т. 17. №1. С. 148.

41. Ермолаев М.В., Калошин В.А., Соколов С.А. Формирование игольчатой диаграммы направленности излучения из осесимметричных

волноведущих систем // Радиотехника. 1988. № 3. С. 81.

42. Бугаев С.П., Канавец В.И., Климов А.И. и др. Получение линейно поляризованного волнового поля релятивистского многоволнового черенковского генератора // РЭ. 1993. Т. 38. № 6. С. 1140-1144.

43. Ермолаев С.В., Калошин В.А., Шишлов А.В. Антенна. А.С. СССР, № 1376150.

44. В.А. Калошин, С.В. Стоянов, Замедляющие свойства слоистых диэлектрических структур // Радиотехника и электроника. 1989. Т. 12. № 12. С. 2640-2643.

45. Калошин В.А., Нгуен К.Т. Широкополосные волноводные переходы в Е-плоскости // Журнал радиоэлектроники. 2020. № 5. <http://doi.org/10.30898/1684-1719.2020.5.13>

46. Jin Fan, Yihua Yan, Chengjin Jin, Dezhi Zhan and Jirun Luo. Design of Wideband Quad-Ridged Waveguide Orthomode Transducer at L-Band //Progress in Electromagnetics Research C, 2017. Vol. 72, pp. 115-122.

47. В А. Kaloshin, Pham Van Chung. Ultra wideband four ridge metal-dielectric feed horn // 2021 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, March, 2021. Moscow. DOI:10.1109/IEEECONF51389.2021.9416035

48. В.А. Калошин, Фам Ван Чунг. Возбудители скалярных мод круглого волновода // Журнал радиоэлектроники. 2021. № 5. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2021.5.8>

49. Калошин В.А., Фам Ван Чунг. Сверхширокополосный возбудитель моды H_{01} круглого волновода // Радиотехника и электроника. 2021. Т 66. № 6. С. 565-570. DOI: 10.31857/S0033849421060140

50. В.А. Калошин, Фам Ван Чунг. Широкополосные антенные решетки на основе круглого волновода с модой H_{01} // Радиотехника и электроника. 2021. Т.

66. № 6. С. 594-601. DOI: 10.31857/S0033849421060152

51. В.А. Калошин, Фам Ван Чунг, Фролова Е.В. Излучатели скалярных мод круглого волновода // Журнал радиоэлектроники. 2021. № 6. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2021.6.11>

52. В.А. Калошин, Фам Ван Чунг. Сверхширополосный металлодиэлектрический рупорный облучатель // Радиотехника и электроника. 2021. Т. 66. № 7. С. 649-653. DOI: 10.31857/S0033849421070056