

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

На правах рукописи



НГУЕН ТХЕ ТХАНЬ

**СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЕ АНТЕННЫЕ СИСТЕМЫ ЛИНЕЙНОЙ  
ПОЛЯРИЗАЦИИ**

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 – 2025

## ОГЛАВЛЕНИЕ

<b>ВВЕДЕНИЕ.....</b>	<b>3</b>
<b>ГЛАВА1. СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЕ ВСЕНАПРАВЛЕННЫЕ В ОДНОЙ ПЛОСКОСТИ ЛИНЗОВЫЕ АНТЕННЫЕ СИСТЕМЫ .....</b>	<b>12</b>
1.1. ПОЛИКОНИЧЕСКАЯ АНТЕННА С ОДНОРОДНОЙ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЛИНЗОЙ.....	12
1.2. ПОЛИКОНИЧЕСКАЯ АНТЕННА С ГРАДИЕНТНОЙ АНИЗОТРОПНОЙ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЛИНЗОЙ МИКАЭЛЯНА.....	25
<b>ГЛАВА 2. СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЕ ОДНОЗЕРКАЛЬНЫЕ АНТЕННЫЕ СИСТЕМЫ.....</b>	<b>37</b>
2.1. ОДНОПОЛЯРИЗАЦИОННАЯ ЗЕРКАЛЬНАЯ АНТЕННАЯ СИСТЕМА.....	39
2.2. ДВУХПОЛЯРИЗАЦИОННАЯ ЗЕРКАЛЬНАЯ АНТЕННАЯ СИСТЕМА.....	52
<b>ГЛАВА 3. СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЕ ДВУХПОЛЯРИЗАЦИОННЫЕ ДВУХЗЕРКАЛЬНЫЕ АНТЕННЫЕ СИСТЕМЫ .....</b>	<b>65</b>
3.1. ОСЕСИММЕТРИЧНАЯ ЗЕРКАЛЬНАЯ АНТЕННАЯ СИСТЕМА .....	66
3.2. ОФСЕТНАЯ ЗЕРКАЛЬНАЯ АНТЕННАЯ СИСТЕМА .....	79
<b>ГЛАВА 4. СВЕРХШИРОКОПОЛОСНАЯ СИНФАЗНАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА С СИСТЕМОЙ ПИТАНИЯ .....</b>	<b>95</b>
4.1. БЕСКОНЕЧНЫЕ АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ .....	96
4.2. СИСТЕМА ПИТАНИЯ НА ОСНОВЕ КОАКСИАЛЬНЫХ И ПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЙ.....	112
4.3. ХАРАКТЕРИСТИКИ КОНЕЧНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ.....	120
<b>ЗАКЛЮЧЕНИЕ .....</b>	<b>127</b>
<b>СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ СОКРАЩЕНИЙ И ОБОЗНАЧЕНИЙ.....</b>	<b>129</b>
<b>СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ .....</b>	<b>130</b>

## ВВЕДЕНИЕ

### АКТУАЛЬНОСТЬ ТЕМЫ ДИССЕРТАЦИОННОГО ИССЛЕДОВАНИЯ

Расширение полосы частот антенн позволяет увеличить разрешающую способность радиолокационных систем, повысить скорость передачи данных в системах связи и управления. Поэтому разработка широкополосных и, в том числе, сверхширокополосных (СШП) антенн является актуальной задачей.

Следует отметить, что большинство известных СШП антенн (ТЕМ рупоры, биконические антенны, щелевые рупоры, логопериодические антенны) не обладают высокой направленностью. Для повышения направленности используют антенные системы, которые можно разделить на два типа: квазиоптические системы и антенные решетки.

В квазиоптических антенных системах СШП антенна с небольшой направленностью используется в качестве облучателя, а в качестве фокусирующих элементов используются линзы или зеркала.

Для антенных систем линейной поляризации, всенаправленных в одной плоскости, в качестве облучателя используются, как правило, биконические антенны, а в качестве фокусирующего элемента – линзы различного типа [1 - 6].

Альтернативный подход заключается в использовании СШП линейных решеток линейной поляризации [7 - 12].

В квазиоптических СШП антенных системах линейной поляризации направленных в двух плоскостях в качестве облучателя используются, как правило, рупоры различного типа, а в качестве фокусирующих элементов – зеркала [13 - 32].

Альтернативный подход заключается в использовании СШП цилиндрических [33 - 38] или плоских антенных решеток [38 - 51].

Несмотря на значительное количество работ, направленных на разработку и исследование СШП антенных систем, их параметры, в первую очередь, коэффициент использования поверхности (КИП), как правило, ниже, чем у более узкополосных аналогов.

## ЦЕЛЬ РАБОТЫ

Целью диссертационной работы является улучшение характеристик СШП антенных систем линейной поляризации, в первую очередь, величины КИП.

## ЗАДАЧИ ИССЛЕДОВАНИЯ

Достижение поставленной цели потребовало решения следующих задач:

1) Разработка электродинамических моделей, исследование и оптимизация параметров поликонической антенны с однородной и градиентной диэлектрическими линзами.

2) Изготовление экспериментального образца и проведение измерений параметров сверхдиапазонной поликонической антенны с градиентной диэлектрической линзой.

3) Разработка электродинамических моделей, исследование и оптимизация параметров однополяризационного и двухполяризационного облучателя на основе рупора с диэлектрической вставкой.

5) Разработка электродинамической модели и исследование характеристик однополяризационной и двухполяризационной офсетной однозеркальной антенной системы.

7) Разработка электродинамической модели, исследование и оптимизация параметров осесимметричной двухзеркальной антенной системы с облучающей системой на основе градиентной линзы Микаэляна.

8) Разработка электродинамической модели, исследование и оптимизация параметров офсетной двухзеркальной антенной системы с облучателем в виде рупорно-линзовой антенны.

9) Разработка электродинамической модели, исследование и оптимизация параметров антенной решетки щелевых рупоров и синфазного многоканального делителя мощности.

## МЕТОДЫ ИССЛЕДОВАНИЯ

В диссертационной работе для анализа антенных систем и их элементов использованы численные методы электродинамического моделирования: конечных элементов (МКЭ), конечных разностей во временной области (МКРВО) и метод моментов (ММ), для синтеза - метод геометрической оптики (ГО), для измерения характеристик излучения - метод дальней зоны.

## НАУЧНАЯ НОВИЗНА

В диссертационной работе получены следующие новые научные результаты:

1) Разработана и исследована поликоническая антенна с однородной диэлектрической линзой .

2) Разработана и исследована поликоническая антенна с градиентной диэлектрической линзой.

3) Разработаны и исследованы однополяризационная и двухполяризационная однозеркальная антенная система с облучателями на основе металло-диэлектрических рупоров.

4) Разработана и исследована двухполяризационная осесимметричная двухзеркальная антенная система с облучателем на основе градиентной линзы Микаэляна.

5) Разработана и исследована двухполяризационная офсетная двухзеркальная антенная система с облучателем в виде рупорно-линзовой антенны.

6) Разработана и исследована плоская синфазная 64 элементная антенная решетка щелевых рупоров с системой питания.

## ПРАКТИЧЕСКАЯ ЗНАЧИМОСТЬ РАБОТЫ

Результаты работы, имеющие практическую значимость:

1. Разработаны СШП антенные системы с улучшенными характеристиками по сравнению с мировыми аналогами.

2. Разработана конструкция, изготовлен и исследован экспериментальный образец сверхдиапазонной поликонической антенны с диэлектрической градиентной линзой.

Полученные результаты могут быть использованы в СШП системах связи.

### ОСНОВНЫЕ ПОЛОЖЕНИЯ, ВЫНОСИМЫЕ НА ЗАЩИТУ

1. Разработанная и исследованная поликоническая антенна с градиентной диэлектрической линзой Микаэляна обеспечивает эффективность излучения не менее 0.5 в полосе частот более 40:1.

2. Разработанная и исследованная поликоническая антенна с однородной диэлектрической линзой обеспечивает эффективность излучения не менее 0.8 в полосе частот более 44:1.

3. Разработанная и исследованная однополяризационная офсетная однозеркальная антенная система с облучателем в виде пирамидального рупора с диэлектрической вставкой обеспечивает КИП более 0.6 в полосе частот более 2:1.

4. Разработанная и исследованная двухполяризационная офсетная однозеркальная антенная система с облучателем в виде четырехреберного круглого рупора с диэлектрической вставкой обеспечивает КИП более 0.5 в полосе частот более 5:1.

5. Разработанная и исследованная двухполяризационная осесимметричная двухзеркальная антенная система с облучателем на основе линзы Микаэляна обеспечивает КИП более 0.5 в полосе частот более 5:1.

6. Разработанная и исследованная двухполяризационная офсетная двухзеркальная антенная система с облучателем на основе однородной линзы обеспечивает КИП более 0.5 в полосе частот более 9:1.

7. Разработанная и исследованная синфазная антенная решетка с системой питания КИП более 0.8 в полосе частот более 20:1.

**Апробация работы.** Основные результаты диссертационной работы доложены на Международных конференциях «Инжиниринг и телекоммуникации – En&T 2023», г. Москва, 2023 г. и «Инжиниринг и телекоммуникации – En&T 2024», г. Москва, 2024 г. и опубликованы в трудах конференций и 7 статьях в журналах, индексируемых в RSCI.

**Личный вклад.** В работах, опубликованных в соавторстве, соискателю принадлежит: разработка электродинамических моделей, исследование и оптимизация параметров поликонических антенн с линзами, металло-диэлектрических облучателей, однозеркальных и двухзеркальных антенных систем, конечной синфазной антенной решетки щелевых рупоров, изготовление экспериментального образца поликонической антенны с градиентной диэлектрической линзой и проведение измерений ее параметров.

**Структура и объем работы.** Диссертация состоит из Введения, четырех глав, Заключения, Списка литературы из 65 наименований и Списка использованных сокращений и обозначений. Основная часть работы изложена на 137 страницах, содержит 107 рисунка и 2 таблицы.

### **Краткое содержание работы**

**В первой главе** разработаны и исследованы всенаправленные в горизонтальной плоскости сверхдиапазонные поликонические линзовые антенные системы.

В разделе 1.1 исследованы возможности реализации сверхдиапазонного режима работы поликонической антенны с однородной диэлектрической линзой. Данная антенна состоит из двух соосных металлических поликонусов и торроидальной однородной диэлектрической линзы с эллиптической образующей. Образующая поликонуса имеет вид ломаной линии. Рассмотрены пять вариантов

поликонической антенны с однородной линзой и разными диэлектрическими проницаемостями, которая формирует плоский фронт волны на выходе. С использованием МКЭ проведено исследование распределения амплитуды и фазы по высоте антенны для разных вариантов линзы. С использованием МКРВО проведены исследования частотных характеристик коэффициентов отражения (КО) и усиления (КУ) поликонической антенны. Показано, что антенна с синтезированной линзой с диэлектрической проницаемостью 1.75 обладает наилучшей направленностью, эффективностью и рабочей полосой частот 44:1.

В разделе 1.2 разработана и исследована поликоническая антенна с градиентной диэлектрической линзой. Данная антенна состоит из двух соосных металлических поликонусов и торроидальной градиентной диэлектрической линзы. Образующая поликонуса имеет вид ломаной линии, образующие градиентной линзы определяются крайними лучами. Синтезирован закон изменения коэффициента преломления. Путем численного моделирования с использованием МКЭ в среде Ansys HFSS проведены исследования частотных характеристик КО и КУ поликонической антенны. Для экспериментальной проверки результатов численного моделирования разработана конструкция и изготовлен экспериментальный образец поликонической антенны с анизотропной градиентной линзой в виде набора параллельных диэлектрических дисков из полистирола, толщина которых меняется по синтезированному закону. Проведены измерения частотных зависимости КО, диаграммы направленности (ДН) и КУ поликонической антенны с анизотропной градиентной линзой, которые сопоставлены с результатами моделирования.

**Во второй главе** разработаны и исследованы сверхширокополосные однополяризационная и двухполяризационная однозеркальные антенные системы.

В разделе 2.1 разработан однополяризационный облучатель на основе пирамидального рупора с диэлектрической пирамидальной вставкой и

коаксиально-волноводным переходом (КВП), и исследованы частотные характеристики однозеркальной антенной системы с этим облучателем.

Путем численного моделирования с использованием МКЭ и МКРВО проведено исследование частотных характеристик КО, ширины главного лепестка ДН и положения фазового центра облучателя. С исследованным облучателем рассчитаны частотные характеристики КУ и коэффициента использования поверхности (КИП) офсетной параболической однозеркальной антенны с диаметром апертуры 300 мм.

В разделе 2.2 разработан двухполяризационный облучатель на основе круглого четырехребренного рупора с двухслойной диэлектрической вставкой и исследованы частотные характеристики однозеркальной офсетной антенной системы с этим облучателем. В качестве возбудителя использован известный КВП. В разработанном КВП, в отличие от прототипа, к основанию волновода примыкают не треугольные, а прямоугольно-треугольные вырезы. При этом отсутствуют проводники, соединяющие противоположные ребра рупора и нерегулярный диэлектрический конуса между ними, что существенно упрощает конструкцию КВП.

Путем численного моделирования с использованием МКЭ и МКРВО проведено исследование частотных характеристик коэффициента поляризационной развязки по входу, КО, ширины главного лепестка ДН и положения фазового центра облучателя. С разработанным облучателем проведено исследование частотных характеристик КУ и КИП офсетной параболической однозеркальной антенной системы с диаметром апертуры 600 мм.

**В третьей главе** разработаны и исследованы осесимметричная и офсетная двухзеркальные антенные системы.

В разделе 3.1 разработана и исследована осесимметричная двухзеркальная антенна с облучающей системой на основе градиентной линзы Микаэляна с возбудителем в виде открытого конца круглого металло-диэлектрического волновода (рис 9а). Вспомогательное зеркало интегрировано с поверхностью линзы

С использованием МКЭ и МКРВО исследованы частотные зависимости распределения амплитуды и фазы поля на выходе линзы облучающей системы и ее КО и проведена оптимизация параметров облучателя. В приближении геометрической оптики развита методика синтеза образующих зеркал с трапецеидальным распределением поля в апертуре главного зеркала с целью обеспечения максимизации величины КУ и КИП. Путем электродинамического моделирования с использованием ММ и МКРВО исследованы частотные зависимости КУ, КИП, ширины главного лепестка ДН и уровня боковых лепестков (УБЛ) осесимметричной двухзеркальной антенны диаметром 1 м.

В разделе 3.2 разработана и исследована антенна на основе офсетной двухзеркальной системы Мерсенна с рупорно-линзовой облучающей системой. В качестве облучателя в первом случае использован круглый металло-диэлектрический рупор, разработанный в разделе 2.2. Образующие двухповерхностной диэлектрической линзы, расположенной на фокальном расстоянии от фазового центра рупора, синтезированы из условия реализации трапецеидального амплитудного распределения на выходе облучающей системы. Во втором случае в качестве облучателя использован круглый металлический рупор с линзой, расположенной в его апертуре.

С использованием МКЭ проведено исследование частотных зависимостей амплитудного и фазового распределения поля на выходе диэлектрической линзы облучающей системы для двух случаев. Далее с использованием ММ исследованы зависимости от частоты КУ, КИП и УБЛ офсетной двухзеркальной антенны диаметром 300 мм.

**В четвертой главе** разработана и исследована 64- элементная синфазная антенная решетка щелевых рупоров с системой питания на основе делителя с синфазным и равномерным делением мощности в  $E$  и  $H$  плоскости.

В разделе 4.1 с использованием канала Флоке рассмотрены бесконечные решетки с излучающими элементами на основе щелевых рупоров, геометрия

которых выбрана из условия реализации закону изменения импеданса Клопфенштейна. Исследованы характеристики согласования бесконечных решеток от длины, входного, выходного сопротивления элемента и периода решетки. Далее с выбранным оптимальным элементом построены электродинамические модели и с использованием МКЭ проведено исследование характеристик излучения и КО 64- и 256-элементных антенных решеток. Для уменьшения заднего излучения решетки использованы 2 типа экрана – плоский и П-образный. В результате исследования показано, что П-образный экран более эффективно понижает уровень заднего излучения.

В разделе 4.2 рассмотрена система питания, состоящая из коаксиального и полоскового делителей мощности. Путем электродинамического моделирования с использованием МКЭ исследован и оптимизирован 64-канальный делитель мощности с целью минимизации отклонения от постоянного значения распределений амплитуды и фазы поля на выходах делителя, а также минимизации КО в полосе частот 20:1.

В разделе 4.3 путем электродинамического моделирования с использованием МКЭ исследованы частотные зависимости КО, КУ, КИП и отношения излучения вперед-назад 64 элементной антенной решетки с двумя типами экрана и системой питания, разработанной в разделе 4.2. Показано, что антенная решетка с П-образным экраном обеспечивает КИП не менее 0.8 в полосе частот 20:1.

**В Заключении** приведены основные результаты диссертации.

## ГЛАВА 1. СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЕ ВСЕНАПРАВЛЕННЫЕ В ОДНОЙ ПЛОСКОСТИ ЛИНЗОВЫЕ АНТЕННЫЕ СИСТЕМЫ

В системах связи и радиомониторинга в качестве сверхдиапазонных (с полосой частот более 10:1), всенаправленных в горизонтальной плоскости антенн вертикальной поляризацией широко применяются биконические антенны. Одним из недостатков биконической антенны является относительно небольшая величина КУ и наличие провалов этой величины в рабочей полосе частот.

Для повышения КУ биконических антенн используются линзы различного типа: однородная диэлектрическая [2-4], металлическая [5] и неоднородная диэлектрическая [6].

Данная глава посвящена исследованию потенциальных возможностей СШП линзовых антенн на с использованием в качестве облучателя предложенных ранее [1] поликонических антенн.

### 1.1. ПОЛИКОНИЧЕСКАЯ АНТЕННА С ОДНОРОДНОЙ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЛИНЗОЙ

Рассмотрим поликоническую антенну (рис. 1.1), которая состоит из двух соосных металлических поликонусов  $1$  и торроидальной однородной диэлектрической линзы с эллиптической образующей  $2$ , диэлектрической проницаемостью  $\epsilon$ , диаметром  $D$  и высотой  $H$ . Образующая поликонуса имеет вид ломаной линии, линейные участки которой имеют длину  $l_1, l_2, l_3$  и образуют с осью  $Z$  углы  $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ , соответственно.

Антенна возбуждается 50-омной коаксиальной линией  $3$  диаметром 1.4 мм, проходящей через отверстие в нижнем поликонусе, центральный проводник которой соединен с верхним поликонусом.

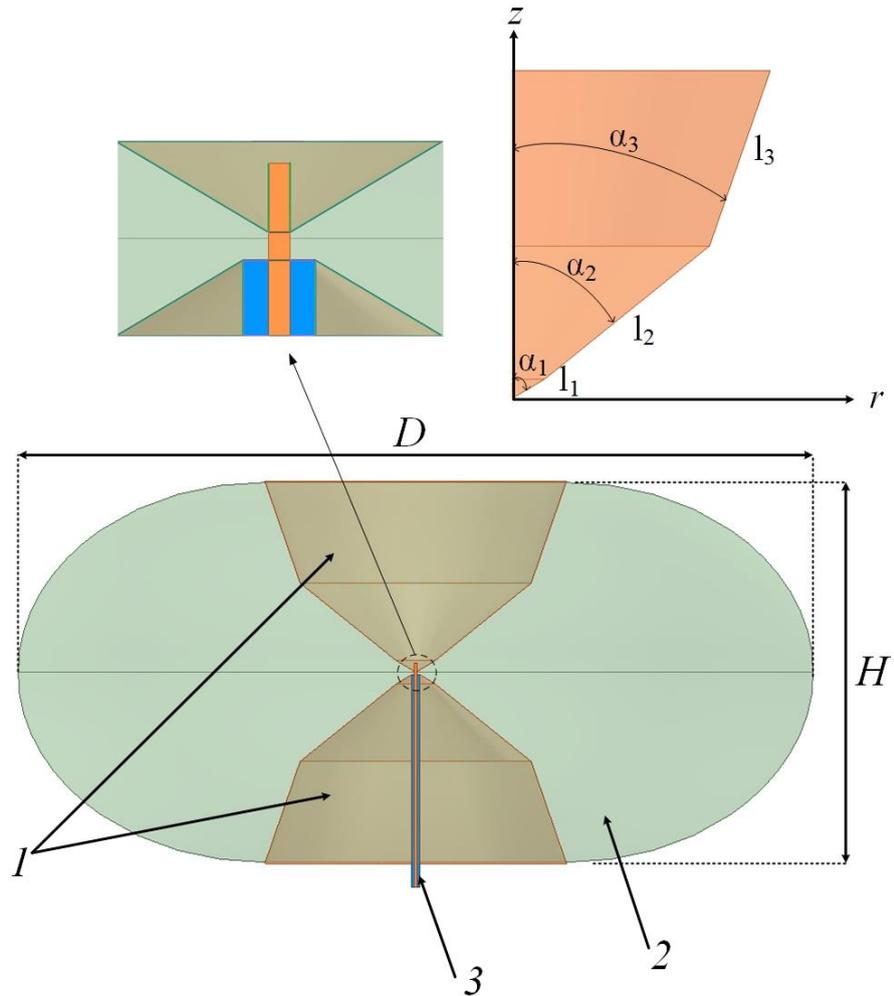


Рис. 1.1. Сечение поликонической антенны с однородной диэлектрической линзой

Линза имеет одну преломляющую поверхность, а форму ее образующей в цилиндрической системе координат можно найти по известной формуле [52]

$$\left(\frac{r}{a}\right)^2 + \left(\frac{z}{b}\right)^2 = 1, \quad (1.1)$$

где  $a = \frac{fn}{n+1}$  и  $b = \frac{f(n-1)}{n+1}$ ,  $f=D/2$ .

Образующие линзы с диэлектрической проницаемостью  $\varepsilon=1.5, 1.75, 2.08, 2.56, 3.2$ , рассчитанные по формуле (1.1), приведены на рис. 1.2.

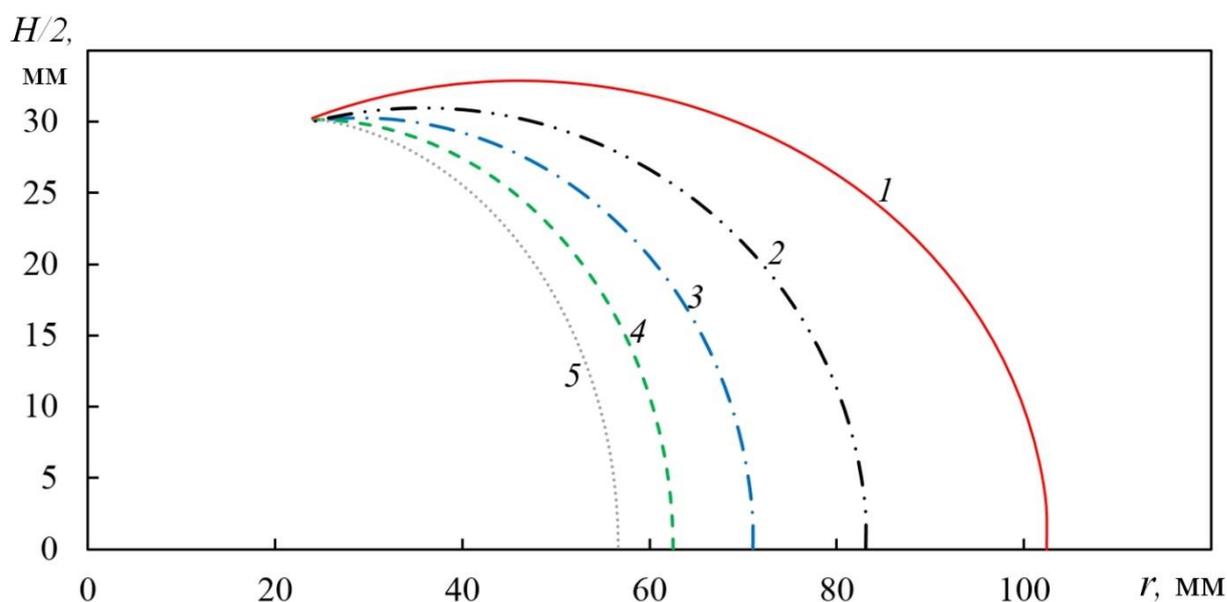


Рис. 1.2. Образующие однородной линзы с диэлектрической проницаемостью  $\epsilon= 1.5$  (1), 1.75 (2), 2.08 (3), 2.56 (4), 3.2 (5)

Как видно на рисунке, при  $\epsilon > 1.75$  зависимость высоты линзы от радиуса имеет немонотонный характер.

Поликоническая антенна с однородной диэлектрической линзой из материала с диэлектрической проницаемостью  $\epsilon=1.5, 1.75, 2.08, 2.56, 3.2$  исследовалась с использованием МКЭ в программной среде электродинамического моделирования ANSYS HFSS.

В процессе моделирования проводилась оптимизация по геометрическим параметрам поликонуса для заданной высоты  $H/2 = 30$  мм с целью минимизации нижней частоты полосы согласования антенны по уровню -10 дБ и максимизации КУ антенны. В результате получены следующие оптимальные значения параметров:  $l_1 = 3.5$  мм,  $l_2 = 19.3$  мм,  $l_3 = 16.9$  мм,  $\alpha_1 = 62^\circ$ ,  $\alpha_2 = 50.9^\circ$ ,  $\alpha_3 = 19^\circ$ .

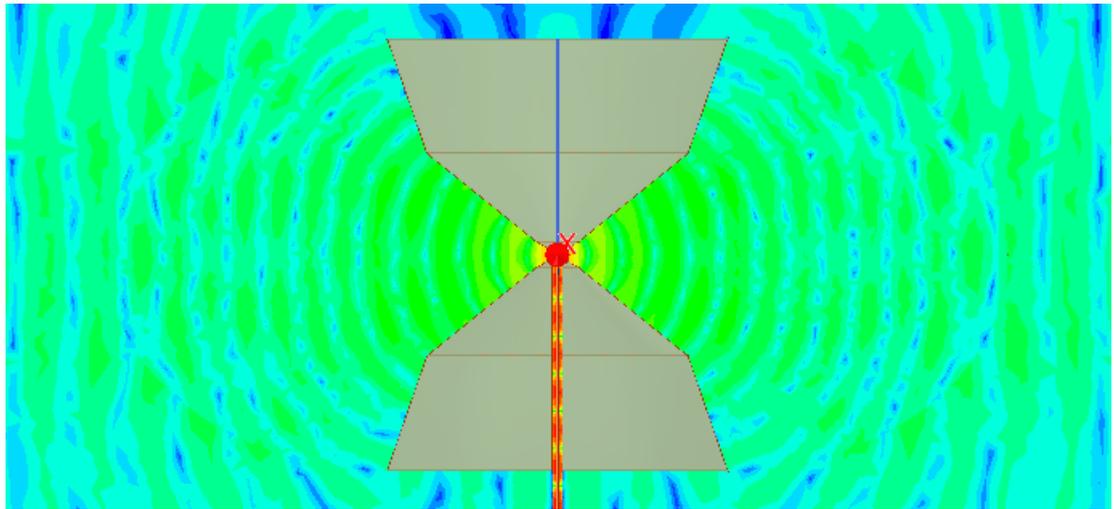
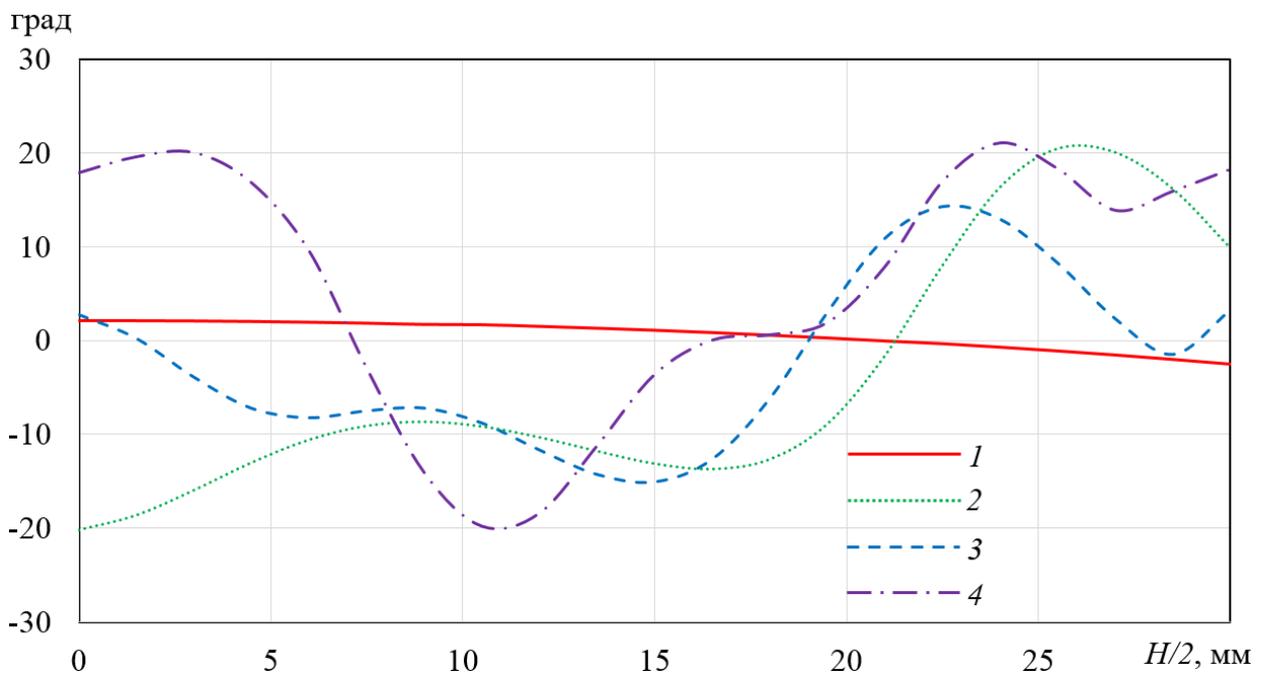
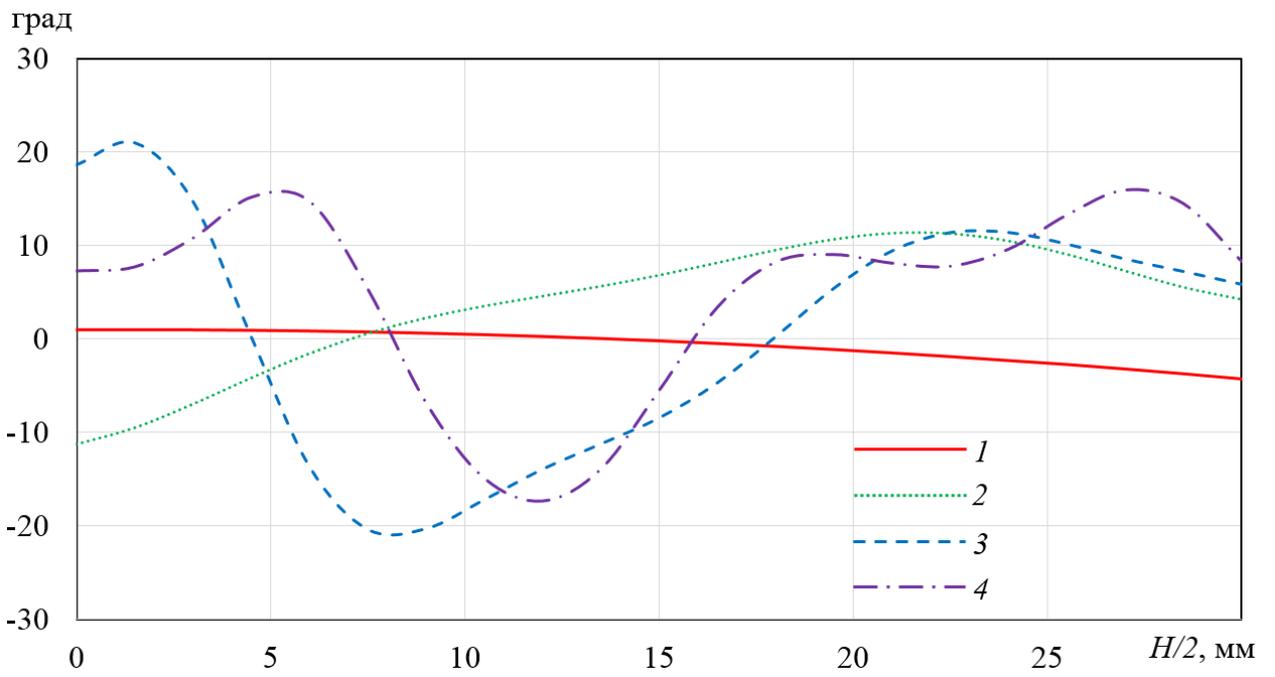


Рис. 1.3. Распределение поля в вертикальном сечении поликонической антенны с линзой

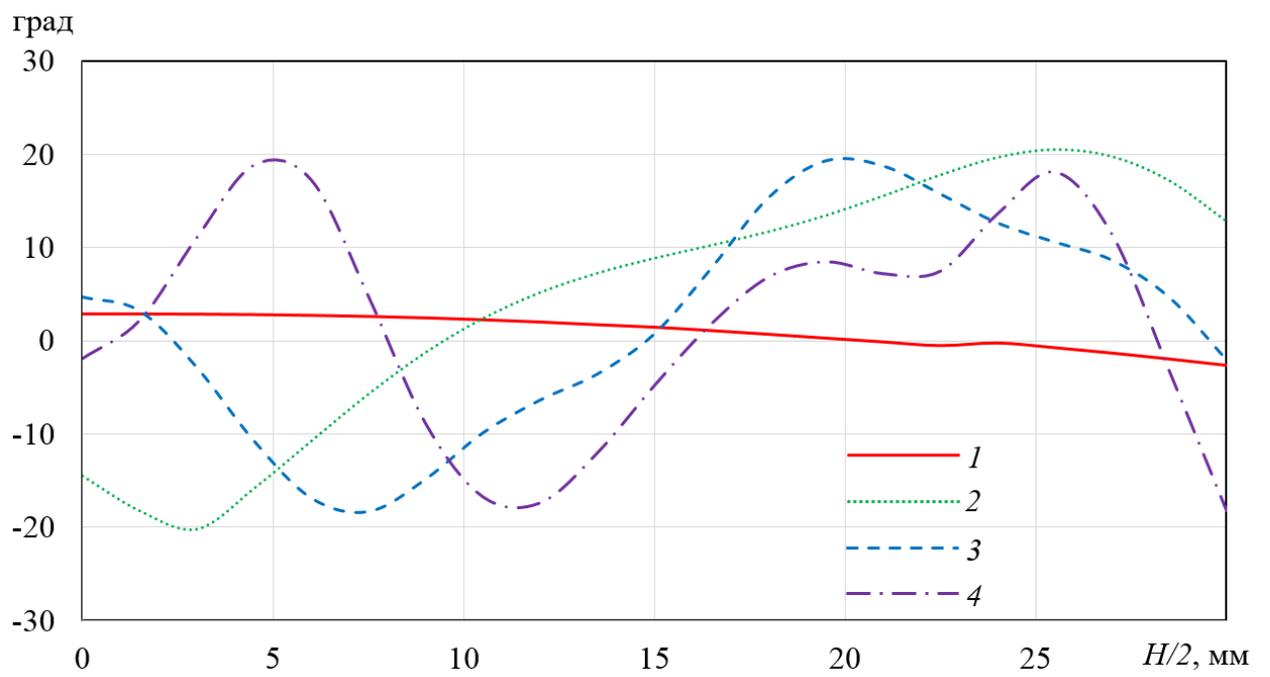
На рис. 1.3 приведено распределение поля в вертикальном сечении оптимизированной поликонической антенны с однородной диэлектрической линзой диэлектрической проницаемостью 2.56 на частоте 30 ГГц. На рисунке видно формирование на выходе линзы волны с фронтом, близким к цилиндрическому.



а)



б)



в)

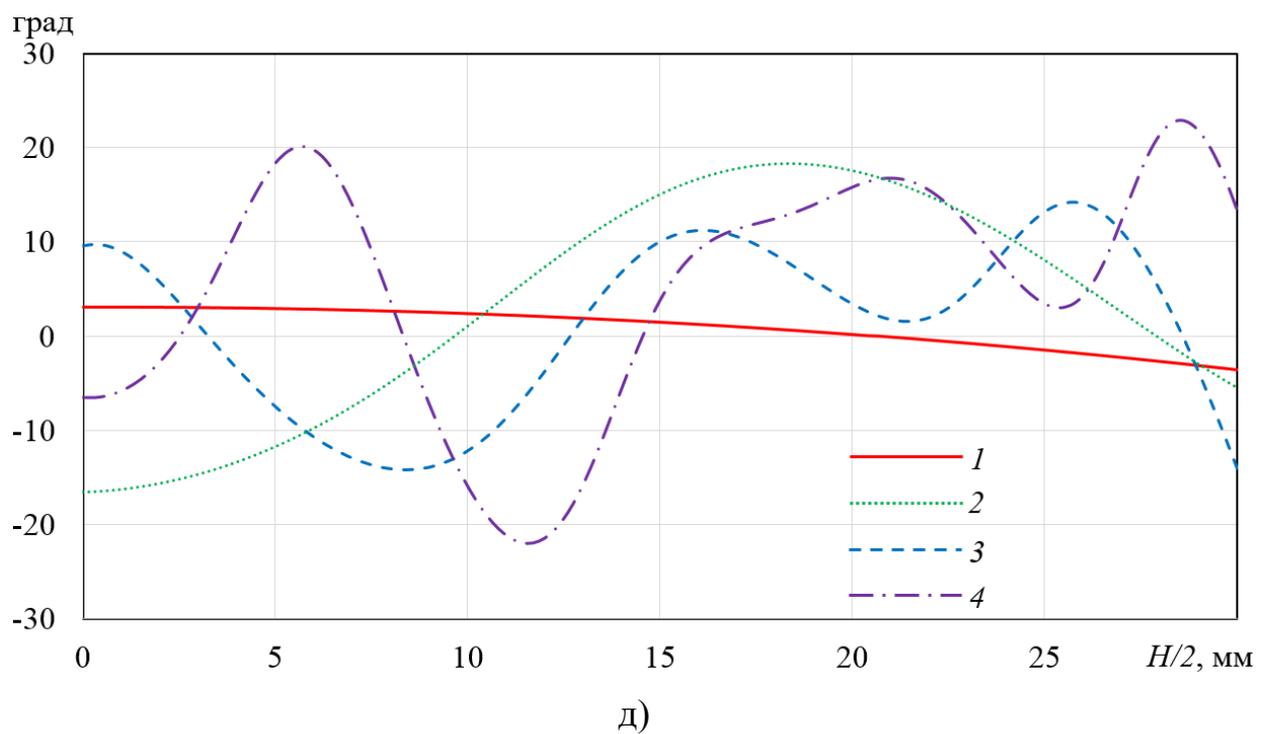
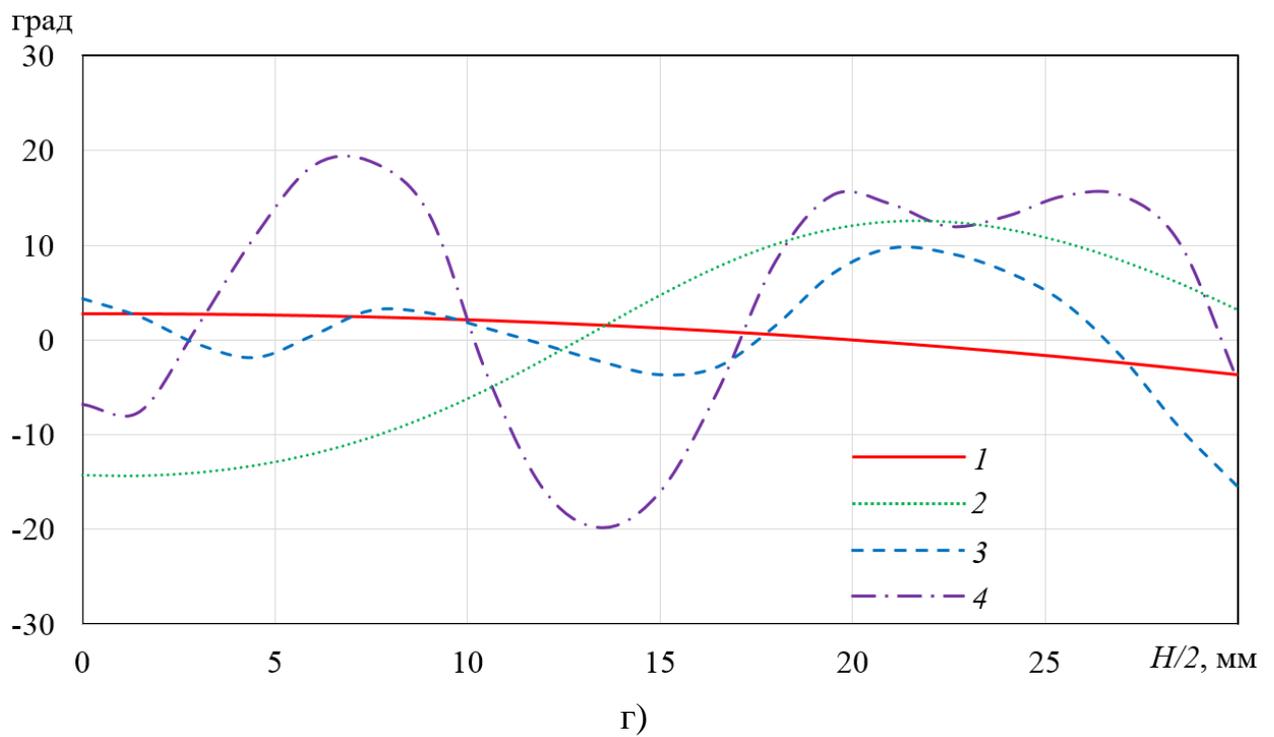
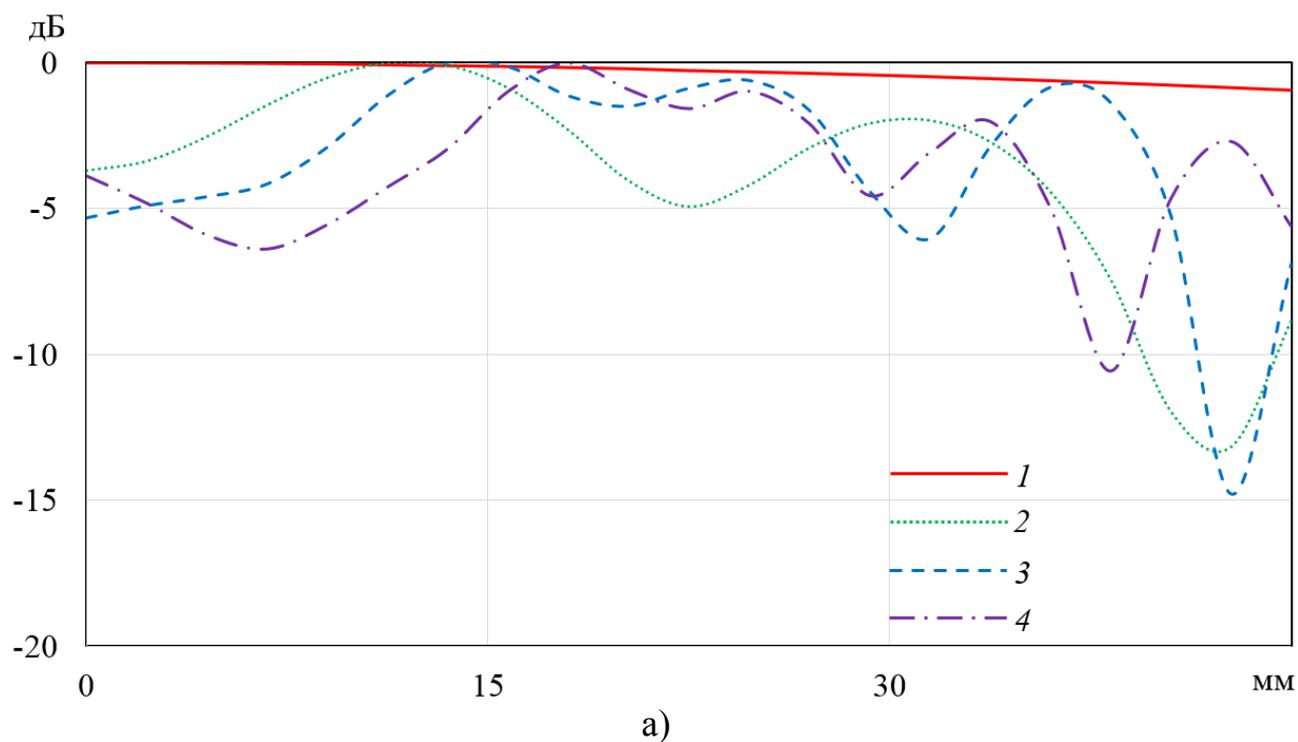
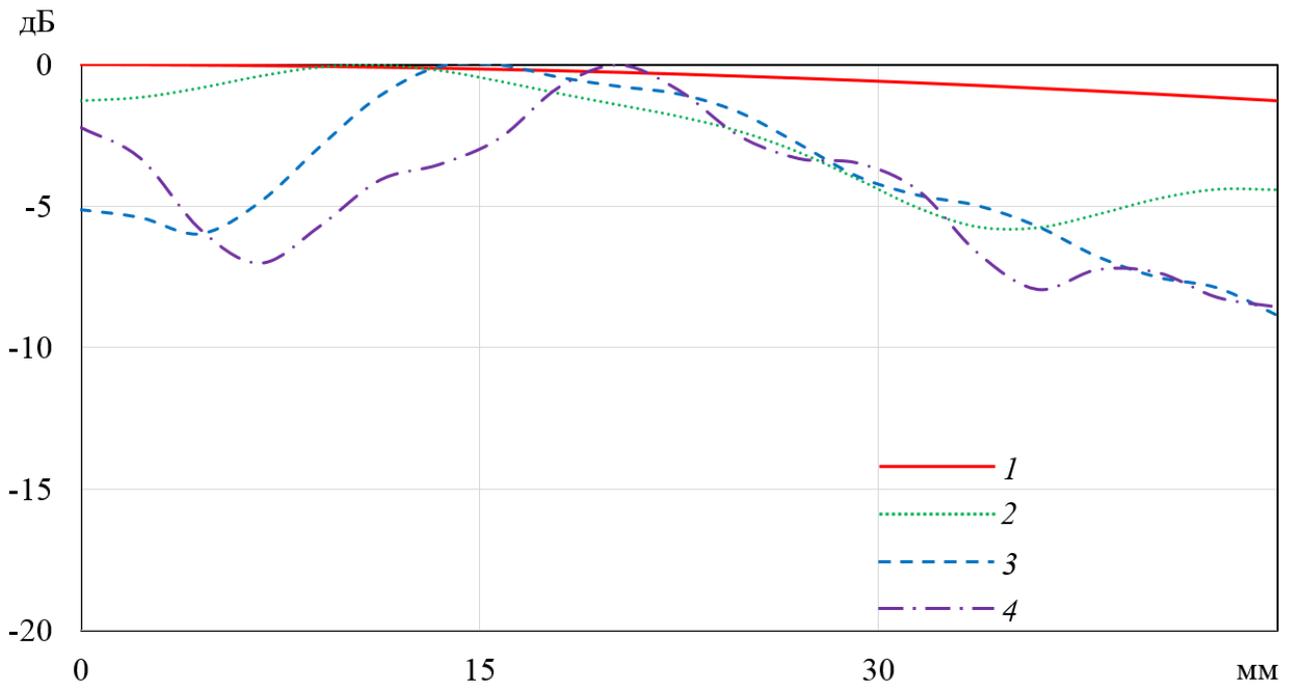


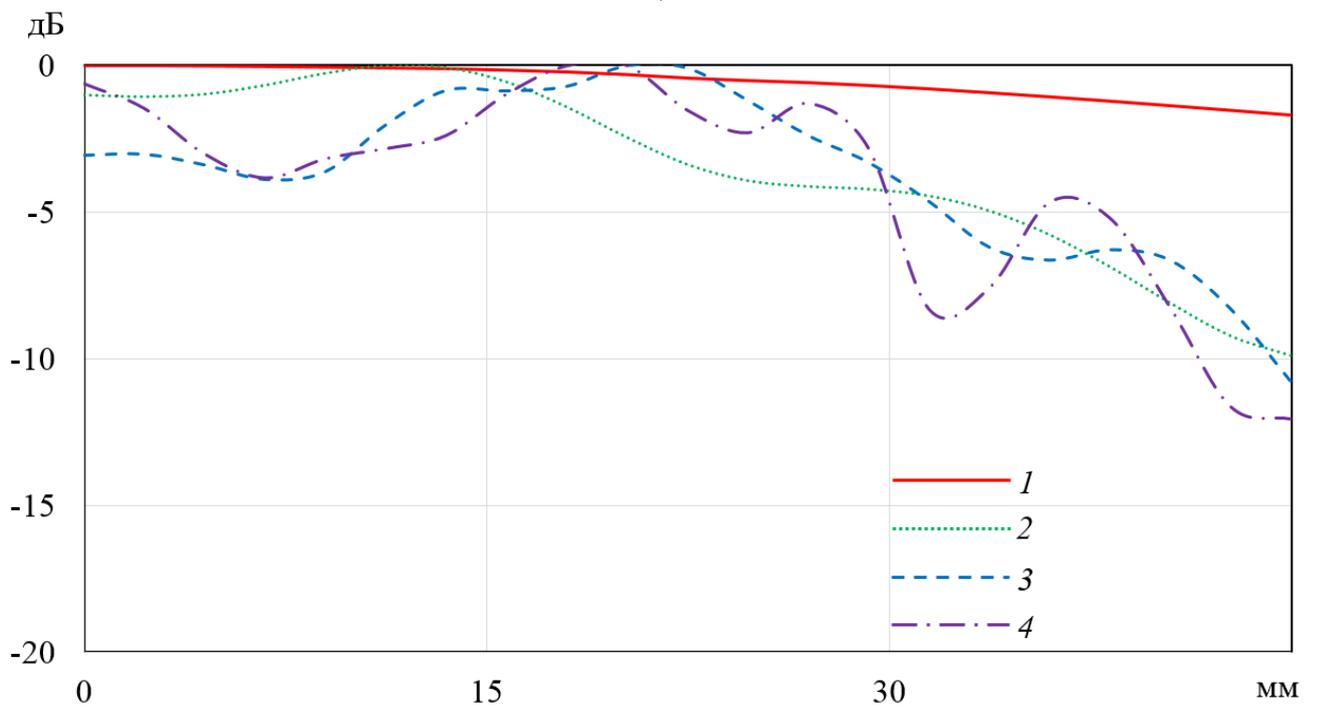
Рис. 1.4. Распределения фазы поля по высоте на выходе линзы с диэлектрической проницаемостью  $\epsilon=1.5$  (а), 1.75 (б), 2.08 (в), 2.56 (г), 3.2 (г), на частотах 1.5 (1), 20 (2), 40 ГГц (3) и 70 ГГц (4)

На рис. 1.4 приведены распределения фазы поля по высоте на выходе линзы с диэлектрической проницаемостью  $\epsilon = 1.5, 1.75, 2.08, 2.56, 3.2$  на четырех частотах, рассчитанные с использованием МКЭ. На рисунке видно, что с увеличением частоты разброс фазы в апертуре антенны растет, но при этом не превышает 40 градусов.





б)



в)

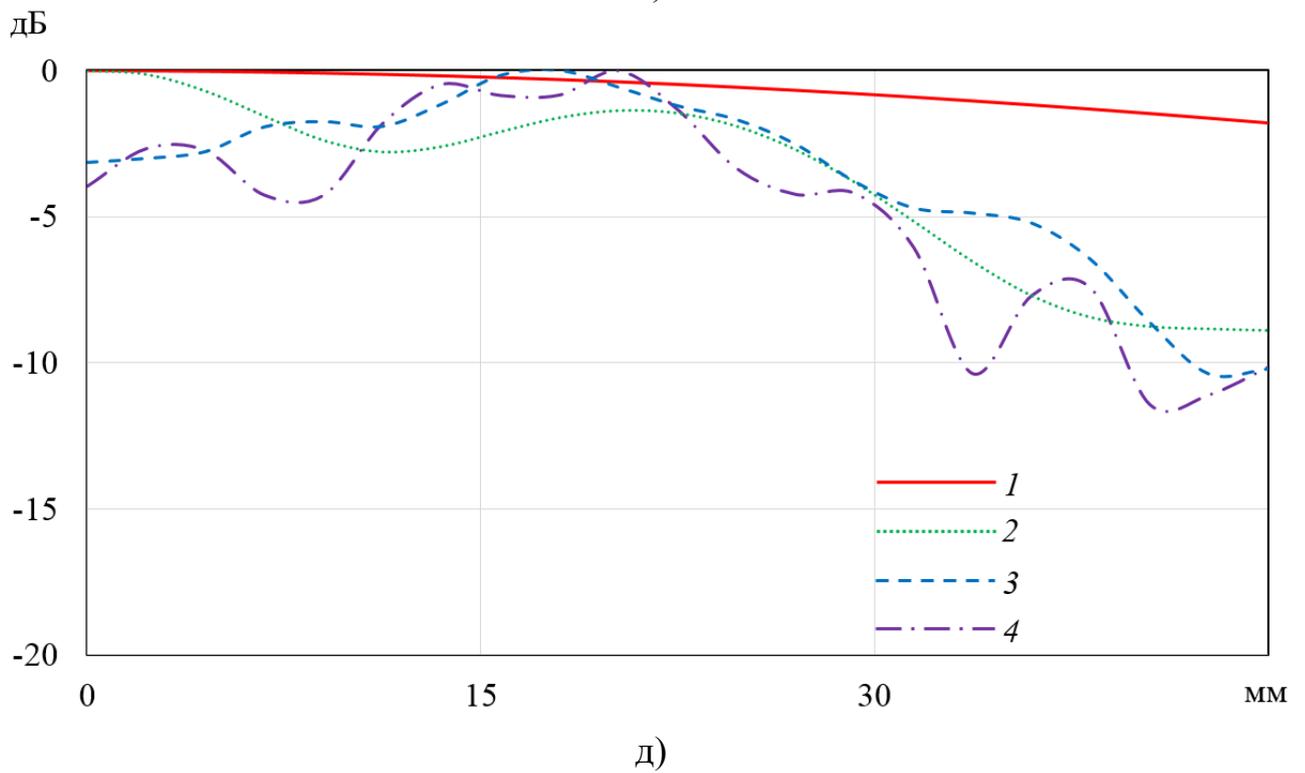
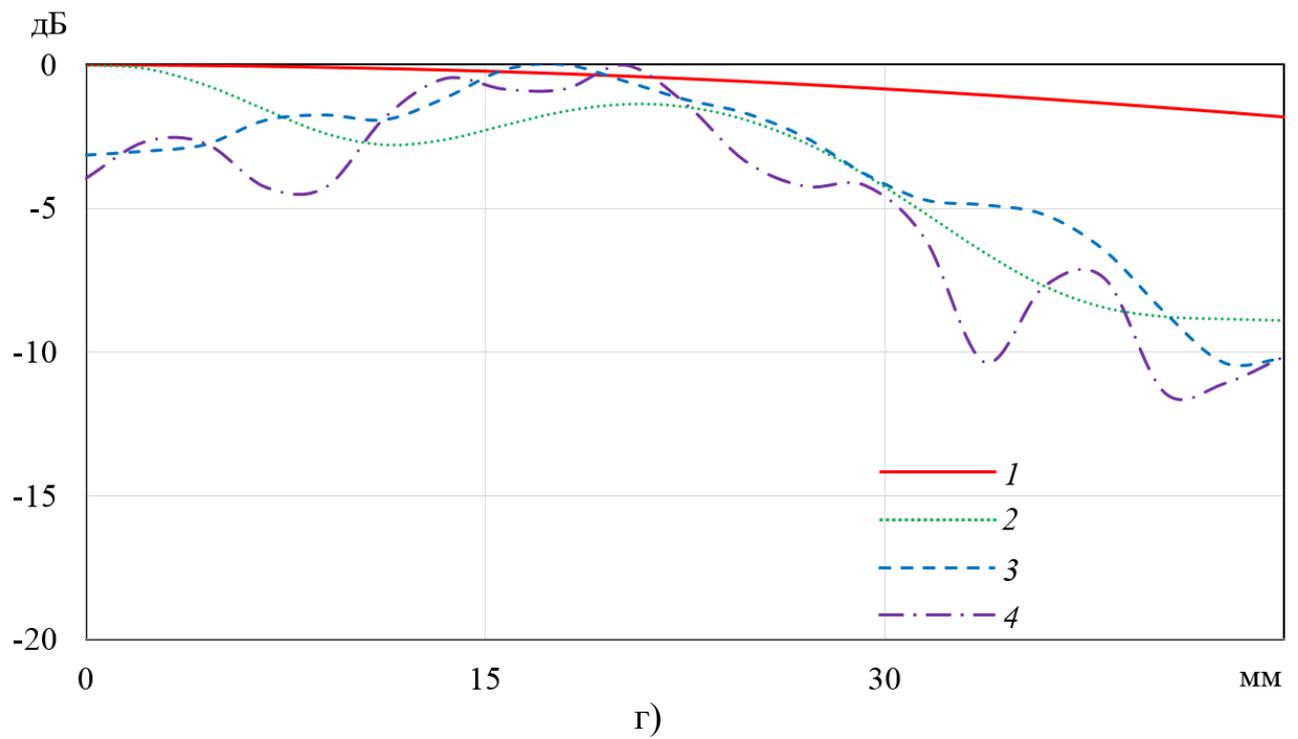


Рис. 1.5. Распределения амплитуды поля по высоте линзы с диэлектрической проницаемостью  $\varepsilon = 1.5$  (а), 1.75 (б), 2.08 (в), 2.56 (г), 3.2 (д) на частотах 1.5 (1), 20 (2), 40 ГГц (3) и 70 ГГц (4)

На рис. 1.5 приведены распределения амплитуды поля по высоте на выходе

линзы с диэлектрической проницаемостью  $\varepsilon = 1.5, 1.75, 2.08, 2.56, 3.2$  на четырех частотах, рассчитанные с использованием МКЭ. На рисунке видно, что распределение амплитуды поля близко к равномерному, особенно на низких частотах.

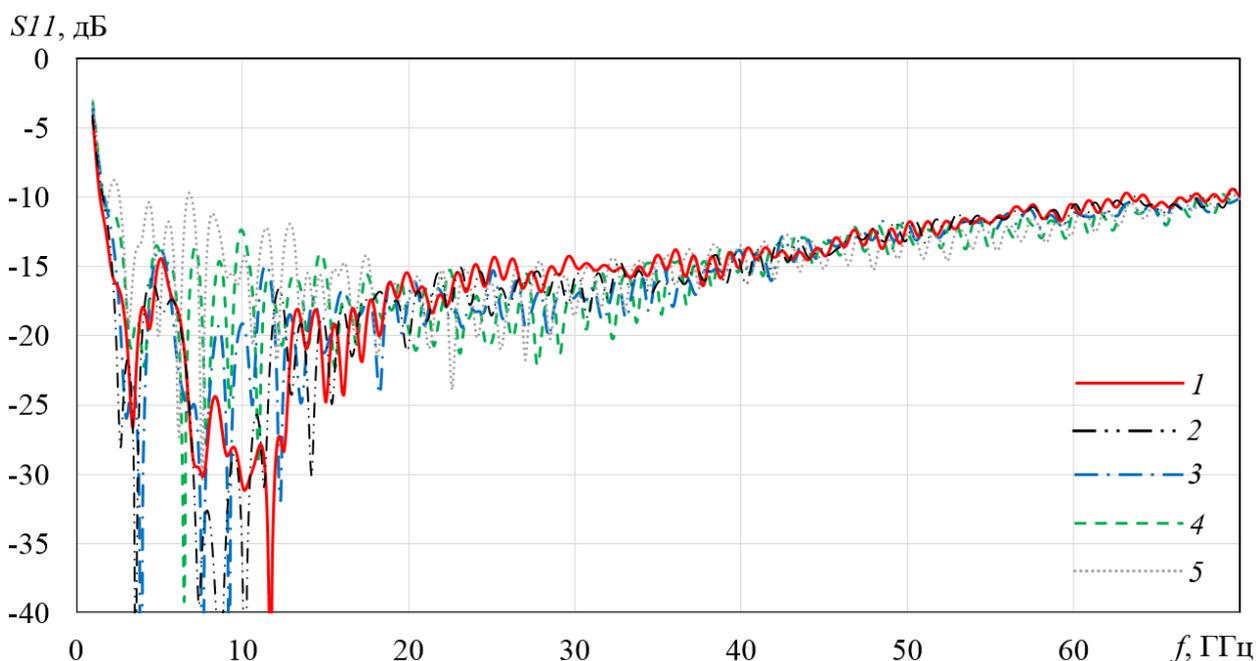


Рис. 1.6. Зависимости от частоты коэффициента отражения поликонической антенны с однородной линзой с диэлектрической проницаемостью  $\varepsilon = 1.5$  (1), 1.75 (2), 2.08(3), 2.56 (4) и 3.2 (5)

На рис. 1.6 приведены частотные зависимости коэффициента отражения ( $S_{11}$ ) поликонической антенны с однородной линзой диэлектрической проницаемостью 1.5, 1.75, 2.08, 2.56 и 3.2, рассчитанные с использованием метода МКРВО. На рисунке видно, что нижняя частота согласования по уровню -10 дБ поликонической антенны с однородной линзой с диэлектрической проницаемостью 1.5, 1.75, 2.08, 2.56 и 3.2, составляет, соответственно, 1.45, 1.63, 1.68, 1.61 и 2.6 ГГц. Верхняя частота согласования практически не зависит от величины диэлектрической проницаемости линзы и составляет 70 ГГц.

Рассчитанные с использованием МКРВО диаграммы направленности (ДН) поликонической антенны с линзой диэлектрической проницаемостью 2.56 на восьми частотах представлены на рис. 1.7 и рис. 1.8.

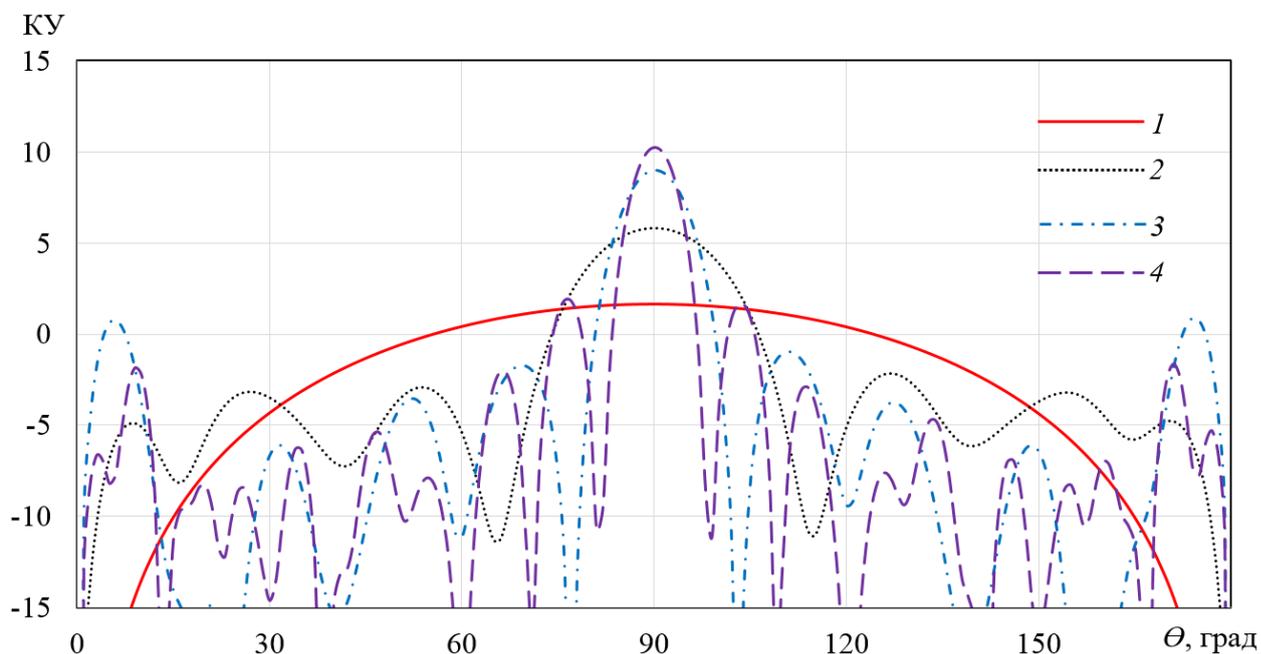


Рис. 1.7. Диаграммы направленности поликонической антенны на частоте 1.5 (1), 10 (2) и 20 (3) и 30 ГГц (4)

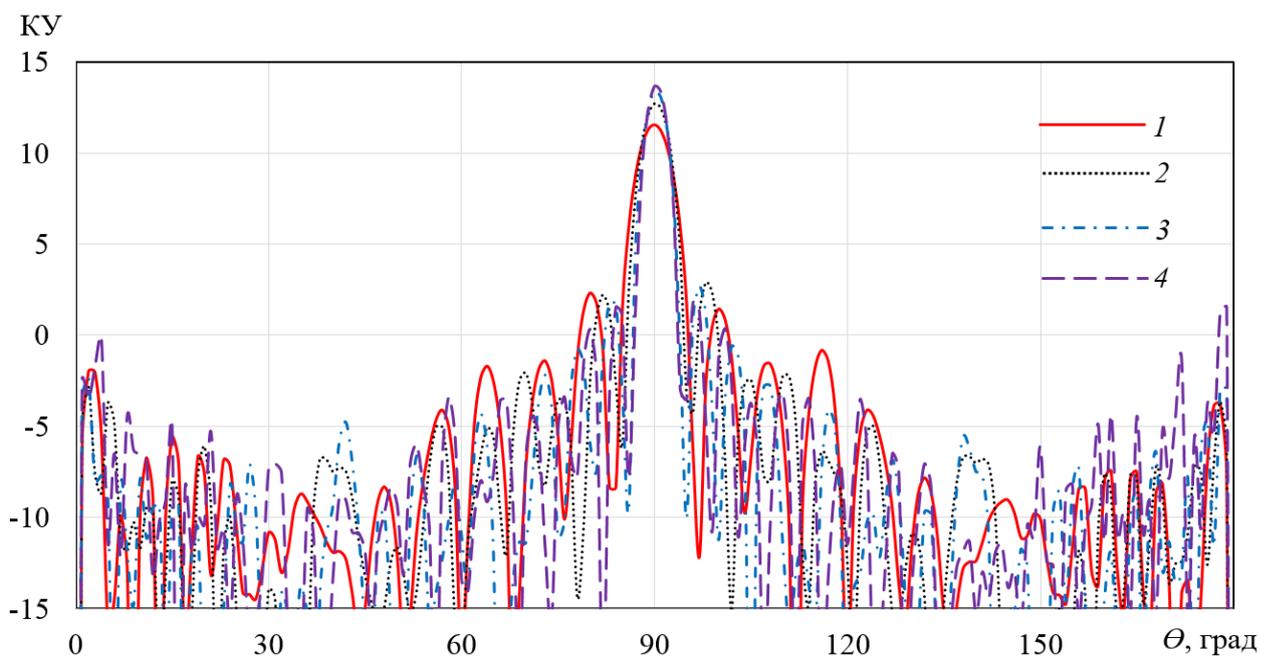


Рис. 1.8. Диаграммы направленности поликонической антенны на частоте 40 (1), 50 (2) и 60 (3) и 70 ГГц (4)

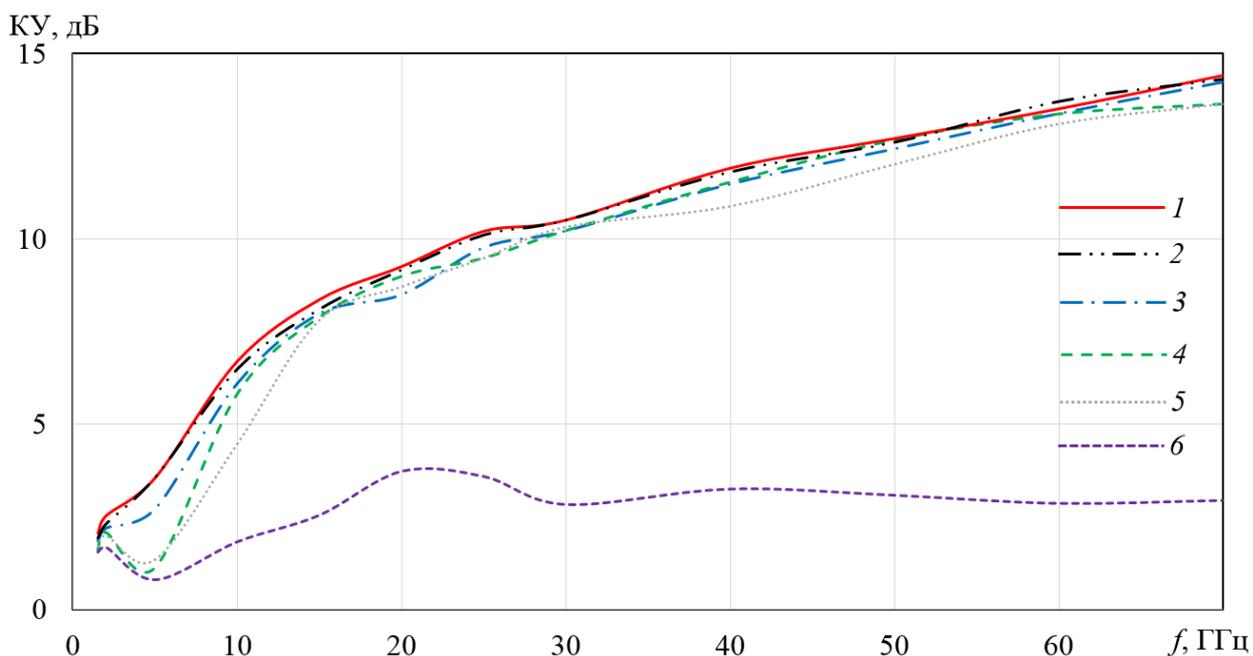


Рис. 1.9. Зависимость от частоты КУ поликонической антенны с однородной линзой диэлектрической проницаемостью  $\epsilon= 1.5$  (1), 1.75 (2), 2.08 (3), 2.56 (4), 3.2 (5) и без линзы (6)

На рис. 1.9 приведены частотные зависимости КУ поликонической антенны с диэлектрической линзой диэлектрической проницаемостью  $\epsilon= 1.5, 1.75, 2.08, 2.56, 3.2$  и без линзы, рассчитанные с использованием МКРВО. На рисунке видно, что поликоническая антенна с диэлектрической проницаемостью  $\epsilon=1.5$  обеспечивает наибольшую максимальную величину КУ (14.6) дБ, однако следует учитывать, что высота этой линзы больше, чем у других линз (рис. 1.2).

На рис. 1.10 приведена частотная зависимость эффективности поликонической антенны с однородной диэлектрической линзой с диэлектрической проницаемостью 1.5, 1.75, 2.08, 2.56, 3.2 и без линзы, рассчитанная с использованием МКРВО. Под эффективностью всенаправленной в горизонтальной плоскости антенной здесь и далее понимается отношение КУ антенны к КУ синфазного линейного источника с равномерным распределением амплитуды и длиной, соответствующей высоте линзы.

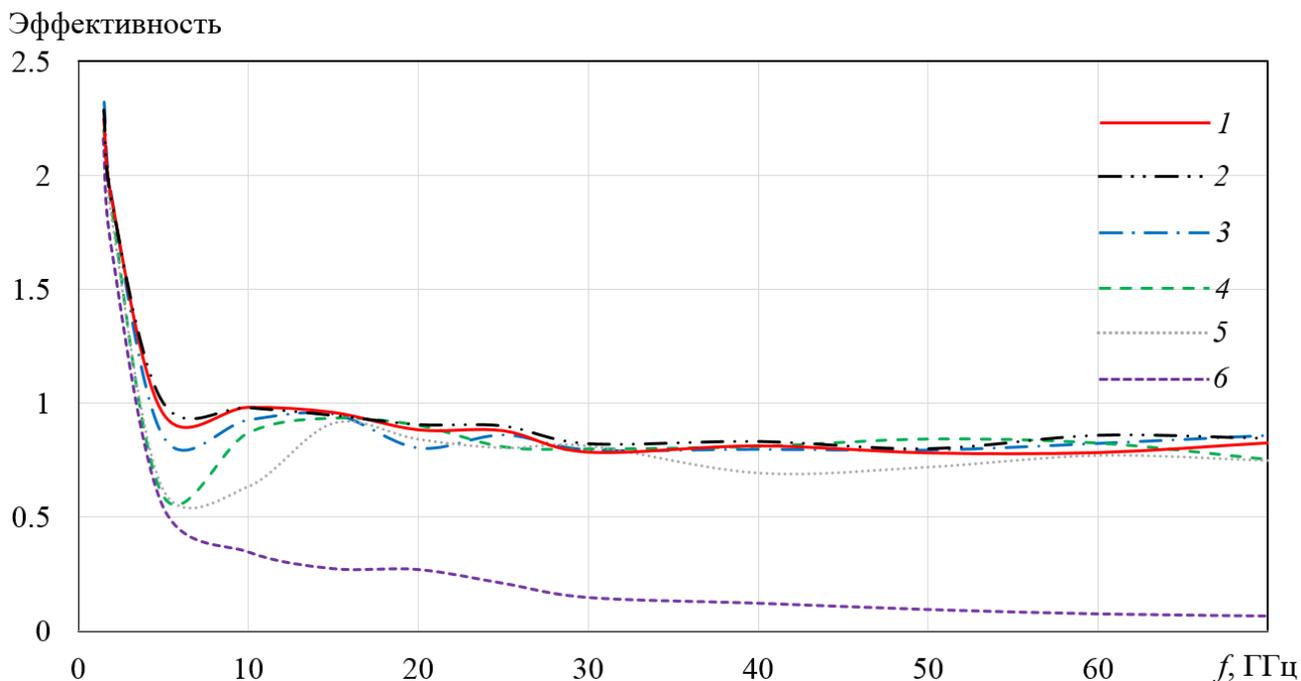


Рис. 1.10. Зависимость от частоты эффективности поликонической антенны с однородной линзой диэлектрической проницаемостью  $\varepsilon=1.5$  (1), 1.75 (2), 2.08 (3), 2.56 (4), 3.2 (5) и без линзы (6)

На рисунке видно, что с поликоническая антенна с линзой диэлектрической проницаемостью  $\varepsilon=1.75$  обеспечивает наибольшее значение минимальной эффективности (выше 0.8 в полосе 1.6-70 ГГц).

Очень высокие значения эффективности на низких частотах можно объяснить влиянием на характеристики излучения поля вне линзы, амплитуда которого на низких частотах велика (рис. 1.5).

На основании полученных результатов можно сделать следующие выводы:

1. С точки зрения максимальной величины коэффициента усиления и эффективности антенны из исследованных вариантов поликонической линзовой антенной системы с пятью значениями диэлектрической проницаемости линзы оптимальным значением является 1.75.

2. Оптимизированная поликоническая антенна с однородной диэлектрической линзой и диэлектрической проницаемостью 1.75 согласована по

уровню -10 дБ в полосе частот 1.6 - 70 ГГц (43:1).

3. Оптимизированная поликоническая антенна с однородной диэлектрической линзой и диэлектрической проницаемостью 1.75 обеспечивает эффективность более 0.8 в полосе 1.6 - 70 ГГц (43:1).

Результаты раздела 1.1 опубликованы в работе [57].

## 1.2. ПОЛИКОНИЧЕСКАЯ АНТЕННА С ГРАДИЕНТНОЙ АНИЗОТРОПНОЙ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЛИНЗОЙ МИКАЭЛЯНА

Рассмотрим поликоническую антенну (рис. 1.11), которая состоит из двух соосных металлических поликонусов  $1$  и торроидальной градиентной диэлектрической линзы Микаэляна  $2$ . Образующая поликонуса имеет вид ломаной линии, линейные участки которой имеют длину  $l_1, l_2, l_3$  и образуют с осью  $Z$  углы  $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ , соответственно. Градиентная диэлектрическая линза выполнена в виде набора параллельных соосных дисков из полистирола диаметром  $D$  различной толщины, расположенных с периодом 2 мм. При периоде расположения дисков менее половины длины волны такая среда может быть описана одноосным тензором усредненной диэлектрической проницаемости. Антенна расположена внутри корпуса из полистирола диаметром 101 мм и высотой  $H$  и возбуждается 50-омной коаксиальной линией  $3$  диаметром 1.4 мм, проходящей через отверстие в нижнем поликонусе, центральный проводник которой соединен с верхним поликонусом.

Решение двумерной задачи синтеза анизотропной линзы Микаэляна получено в работе [53] и имеет вид

$$n_z = n_0 / ch \left( \frac{\pi \int_0^z m(t) dt}{2T} \right) \quad (1.2)$$

где  $T = D/2$  – толщина линзы,  $m(z) = n_y / n_z$ , а  $n_z, n_y$  – компоненты тензора коэффициента преломления материала линзы.

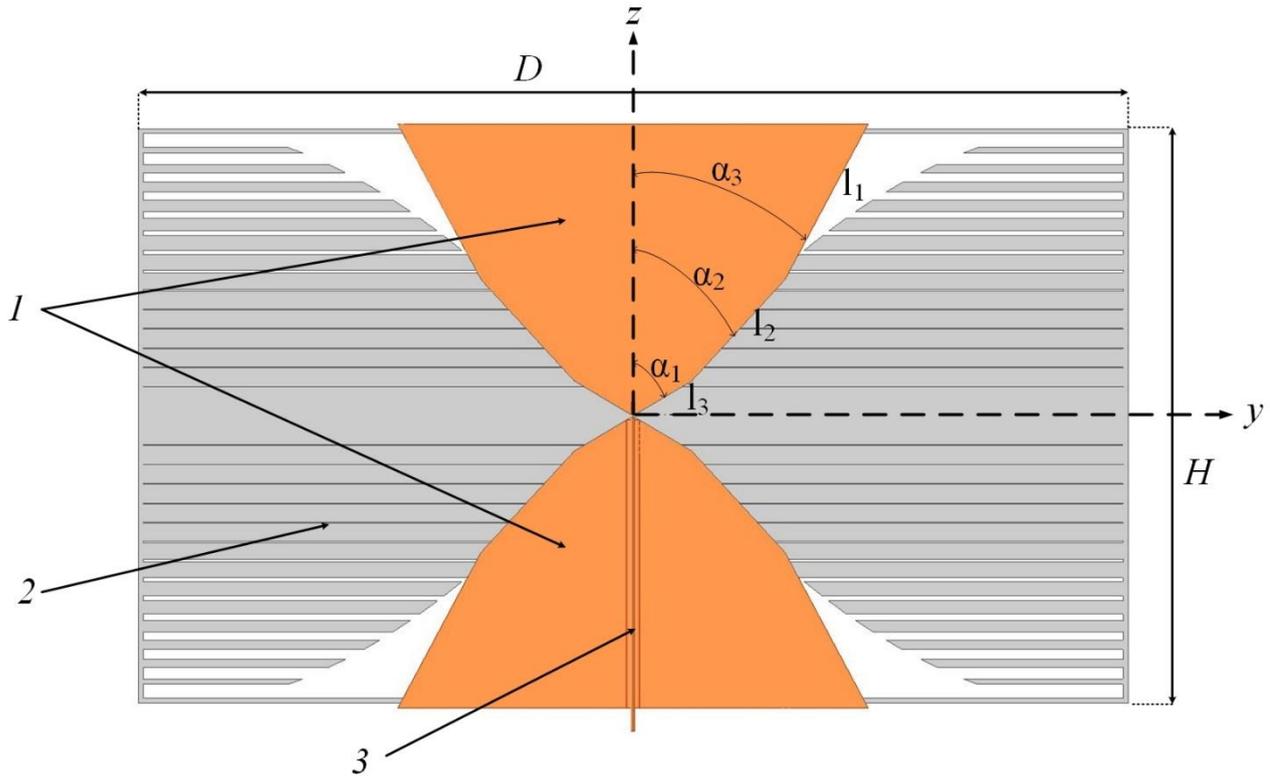


Рис. 1.11. Сечение поликонической антенны с анизотропной градиентной линзой

Формулу (1.2) нельзя непосредственно использовать для расчетов компонентов тензора коэффициента преломления, поскольку в правую часть входит неизвестная функция  $m(z)$ . Преобразуем выражение (1.2) к виду [53]

$$z = \frac{2Tn_0}{\pi} \int_{n_z}^{n_0} \frac{dn}{n_y \sqrt{n_0^2 - n_z^2}} \quad (1.3)$$

Подставляя в (1.3) компоненты тензора коэффициента преломления периодической слоистой среды в статическом приближении [54]

$$n_y = \sqrt{1-c+c\varepsilon}, \quad n_z = \sqrt{\varepsilon} / \sqrt{(1-c)\varepsilon+c}, \quad (1.4)$$

где  $c$  - коэффициент заполнения воздуха диэлектриком, равный отношению толщины диэлектрического слоя к периоду, а  $\varepsilon$  – диэлектрическая проницаемость материала слоев, получаем

$$z = \frac{T}{\pi} \int_{n_z(c)}^{n_0} \frac{\sqrt{(\varepsilon-1)\varepsilon}}{[(1-t)\varepsilon+t]\sqrt{[(1-t)\varepsilon+t](1-t)}} dt \quad (1.5)$$

Зависимости коэффициента заполнения  $c(z)$  и компонентов тензора коэффициента преломления  $n_z(z)$  и  $n_y(z)$  для  $T = 50$  мм и  $\varepsilon = 2.56$ , рассчитанные по формулам (1.3)-(1.5) для  $z > 0$ , приведены на рис. 1.12, 1.13, соответственно.

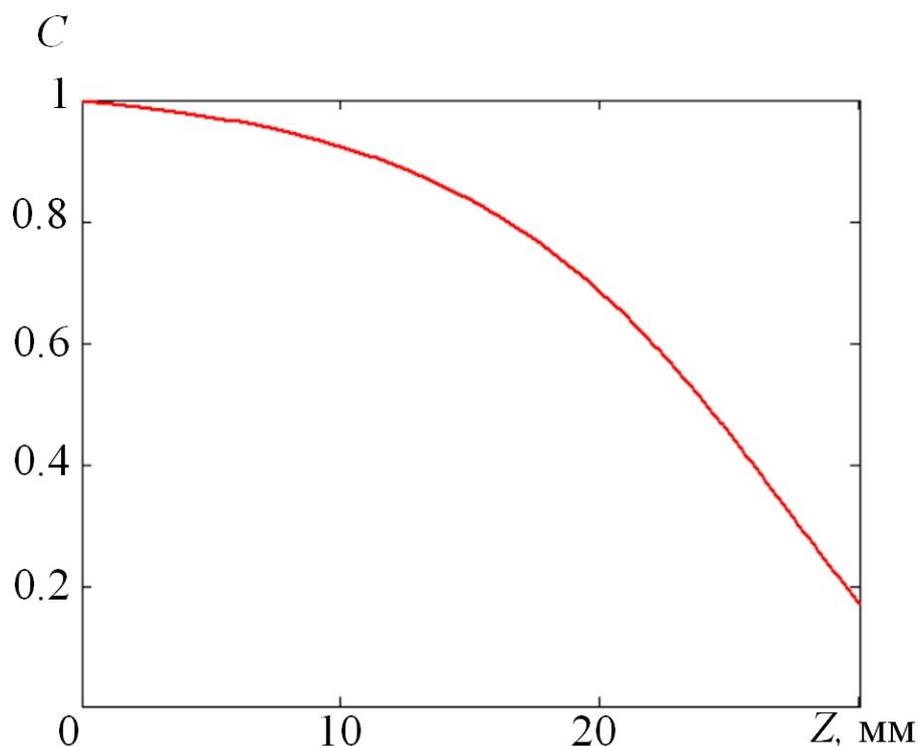


Рис. 1.12. Коэффициент заполнения

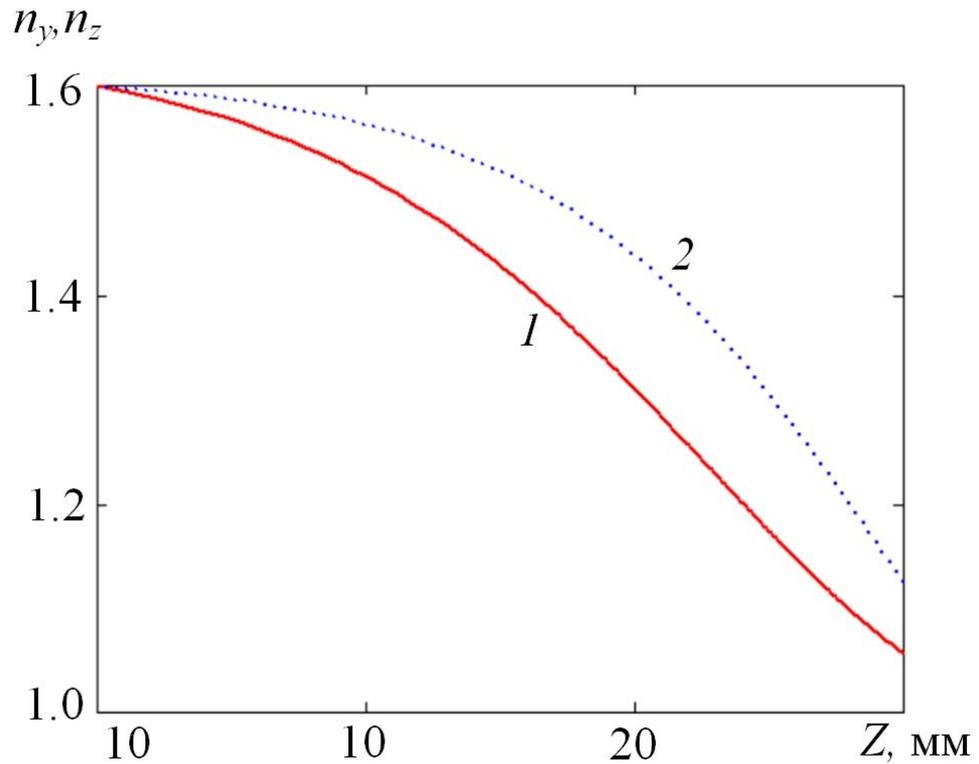


Рис. 1.13. Компоненты тензора коэффициента преломления:  $n_z(1)$ ,  $n_y(2)$

Уравнение «необыкновенного» луча в градиентной анизотропной одноосной среде имеет вид [53]

$$y = \int_0^z \frac{Cm(t)}{\sqrt{n_z^2 - C^2}} dt, \quad (1.6)$$

где  $0 \leq C \leq 1.13$  – лучевой параметр. Подставляя в (1.4) выражения для компонентов тензора коэффициента преломления (1.6), получаем

$$y(c) = \frac{TC}{2\pi} \int_0^{z(c)} \frac{(\varepsilon - 1)\sqrt{(\varepsilon - 1)\varepsilon}}{[(1 - t\varepsilon) + t]\sqrt{\varepsilon - C^2[(1 - t)\varepsilon + t](1 - t)}} dt \quad (1.7)$$

где функция  $z(c)$  определена в (1.5). Траектории лучей в линзе, рассчитанные по формулам (1.5), (1.7) для  $n_0 = 1.6$ ,  $H = 60$  мм,  $D = 100$  мм показаны на рис. 1.14.

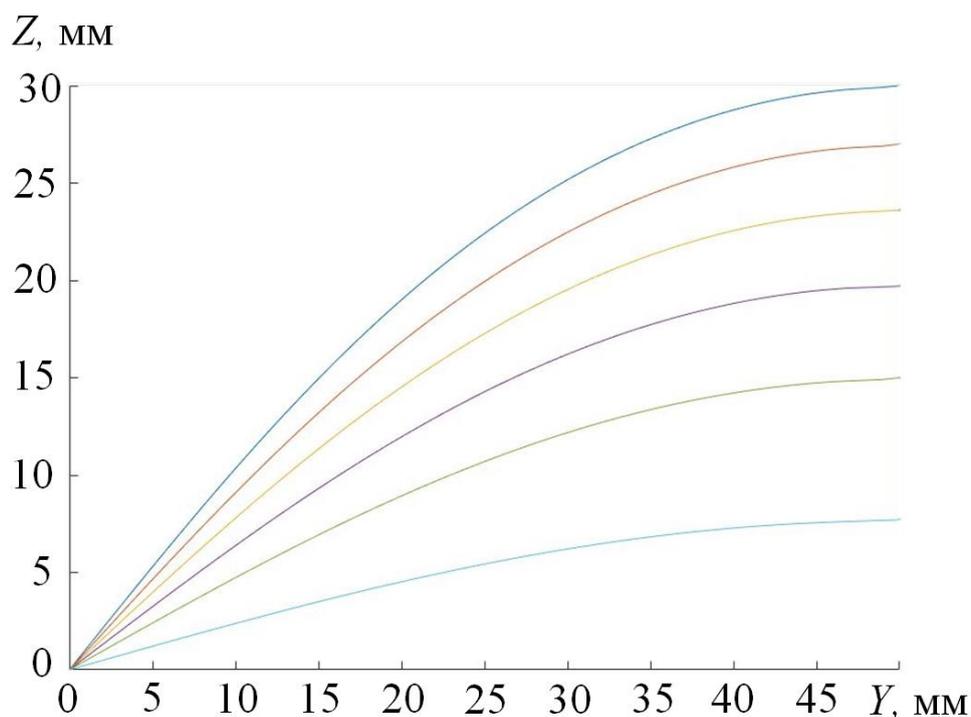


Рис. 1.14. Траектории лучей в линзе

На рисунке видно, что все лучи, входящие в линзу на выходе линзы ( $y = 50$  мм) параллельны оси  $Y$ .

Поликоническая антенна с синтезированной градиентной анизотропной линзой Микаэляна в виде набора параллельных соосных дисков из полистирола исследована с использованием электродинамического моделирования методом конечных элементов (МКЭ) в программной среде ANSYS HFSS. В процессе моделирования проводилась оптимизация по параметрам для заданных величин  $n_0= 1.6$ ,  $H = 60$  мм,  $D = 100$  мм с целью минимизации нижней частоты полосы согласования антенны по уровню -10 дБ. В результате получены следующие оптимальные значения параметров:  $l_1 = 6.77$  мм,  $l_2 = 14.1$  мм,  $l_3= 18.1$  мм,  $\alpha_1= 59^\circ$ ,  $\alpha_2= 42.5^\circ$ ,  $\alpha_3= 38^\circ$ .

Распределение напряженности электрического поля в вертикальном сечении оптимизированной поликонической антенны с линзой, рассчитанное с использованием МКЭ, показано на рис. 1.15.

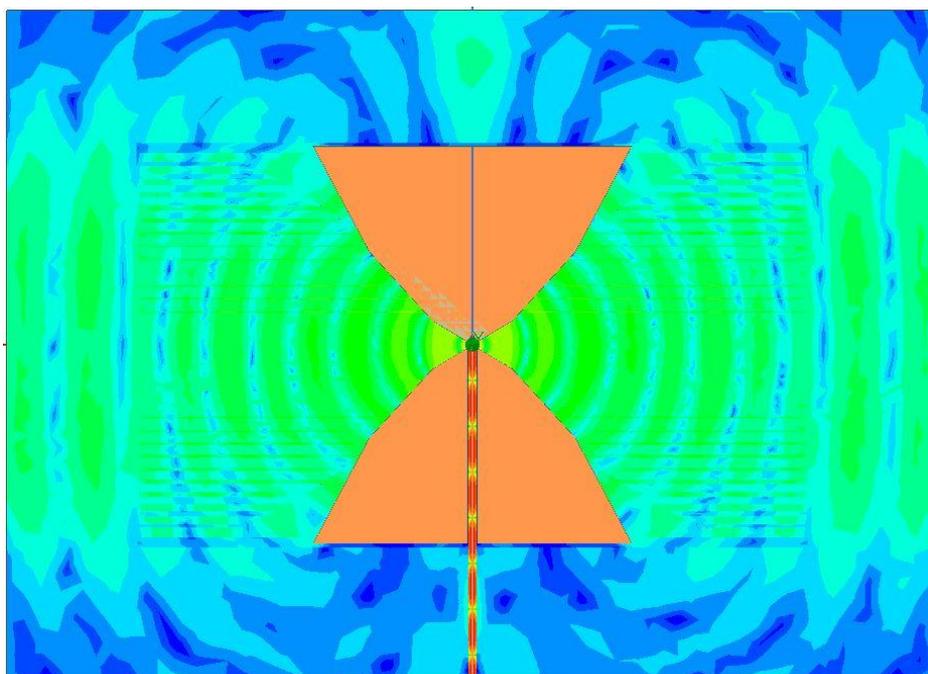


Рис. 1.15. Распределение поля в вертикальном сечении поликонической антенны с линзой

На рисунке видно формирование на выходе линзы цилиндрической волны. Толщина дисков приведена в таблице 1.

Таблица 1. Толщина дисков диэлектрической линзы

Номер диска	Толщина, мм	Номер диска	Толщина, мм	Номер диска	Толщина, мм
1, 30	0.30	6, 25	1.33	11, 20	1.79
2, 29	0.54	7, 24	1.46	12, 19	1.83
3, 28	0.77	8, 23	1.57	13, 18	1.87
4, 27	0.97	9, 22	1.67	14, 17	1.90
5, 26	1.16	10, 21	1.73	15, 16	2.00

На рисунке 1.16 приведена фотография экспериментального образца поликонической антенны с оптимизированными параметрами и линзой из 30 параллельных соосных дисков из полистирола.

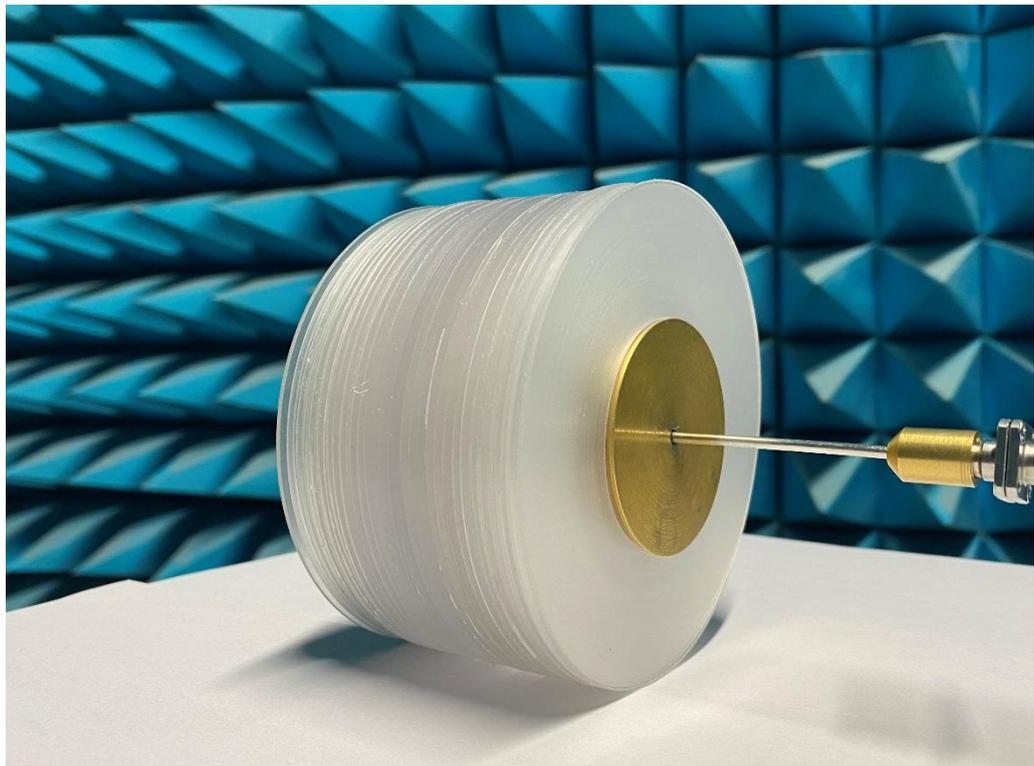


Рис. 1.16. Экспериментальный образец поликонической антенны с градиентной диэлектрической линзой

Частотная зависимость КО оптимизированной поликонической антенны с линзой, рассчитанная с использованием МКЭ и МКРВО приведена на рис. 1.17. На этом же рисунке приведены результаты измерений КО макета антенны.

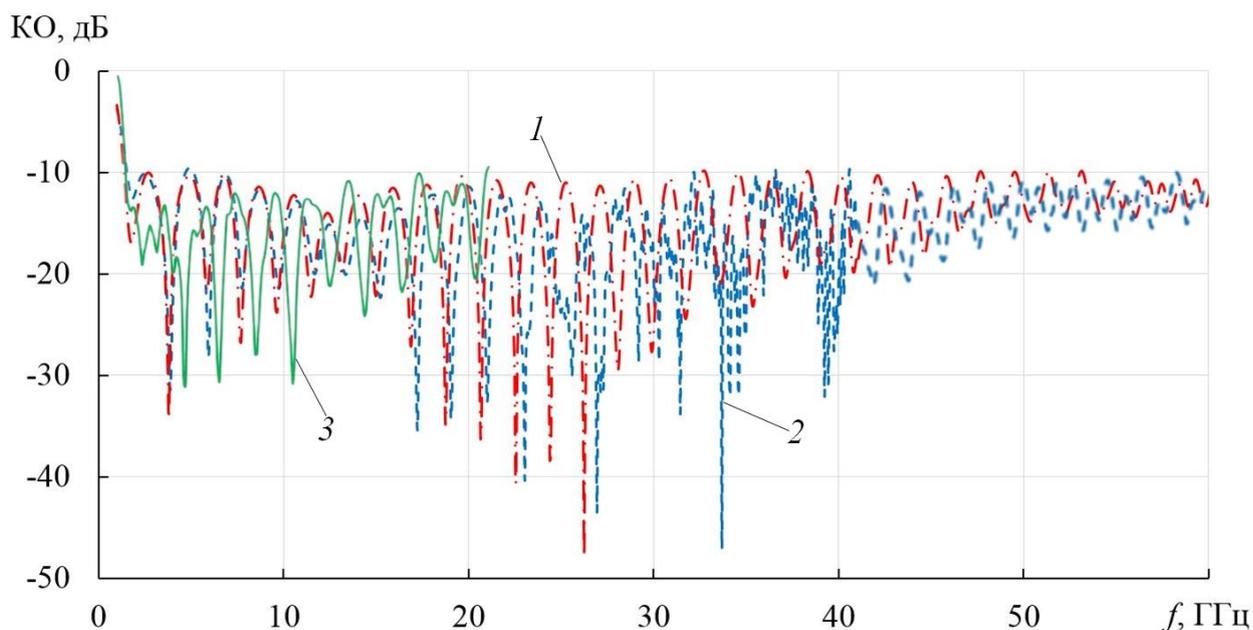


Рис. 1.17. Зависимость от частоты коэффициента отражения поликонической антенны с линзой: МКРВО (1), МКЭ (2) и физический эксперимент (3)

Как видно на рисунке, КО антенны в полосе частот 1.5...60 ГГц не превышает уровень -10 дБ.

На рисунках 1.18–1.20 приведены нормированные ДН в Е-плоскости поликонической антенны с линзой, рассчитанные с использованием МКЭ на шести частотах и полученные в результате измерений макеты антенны, а соответствующие зависимости КУ и эффективности от частоты показаны на рис. 1.21, рис 1.22. Величина эффективности для всенаправленной в горизонтальной плоскости антенны определялась как отношение КУ антенны к КУ линейного синфазного источника той же высоты с равномерным распределением амплитуды.

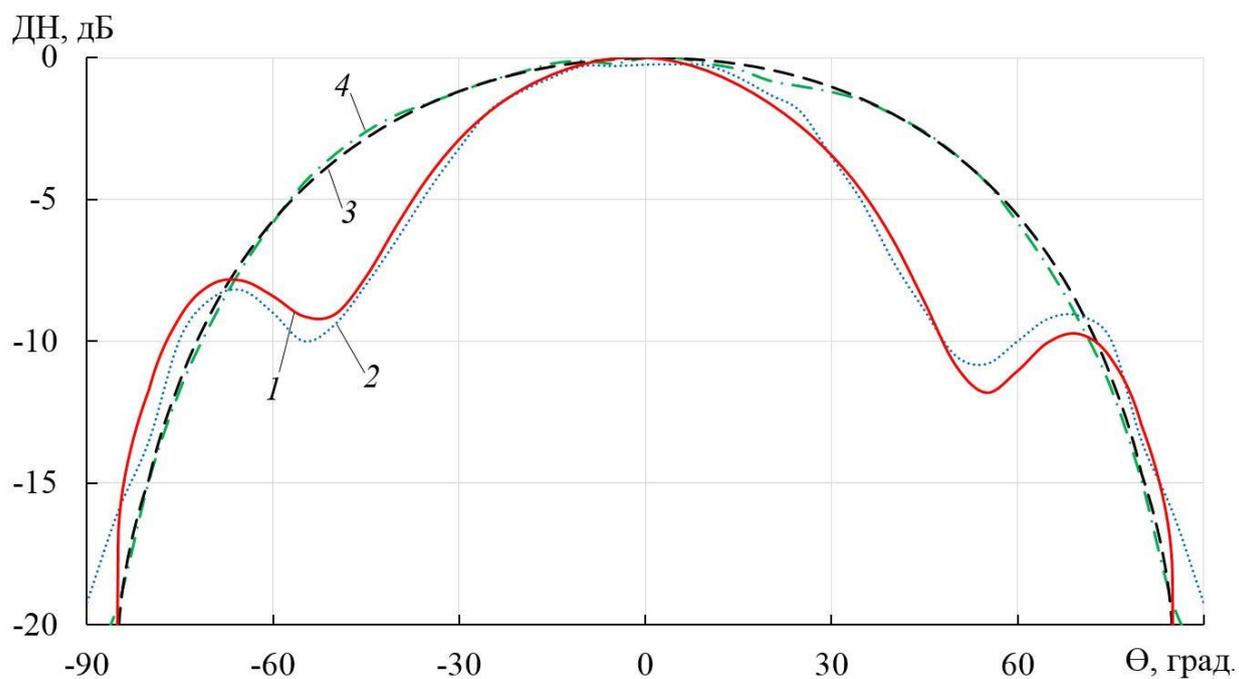


Рис. 1.18. Нормированные диаграммы направленности поликонической антенны на частоте 2 (1, 2) и 5 (3, 4) ГГц, численное моделирование (1, 3), физический эксперимент (2, 4)

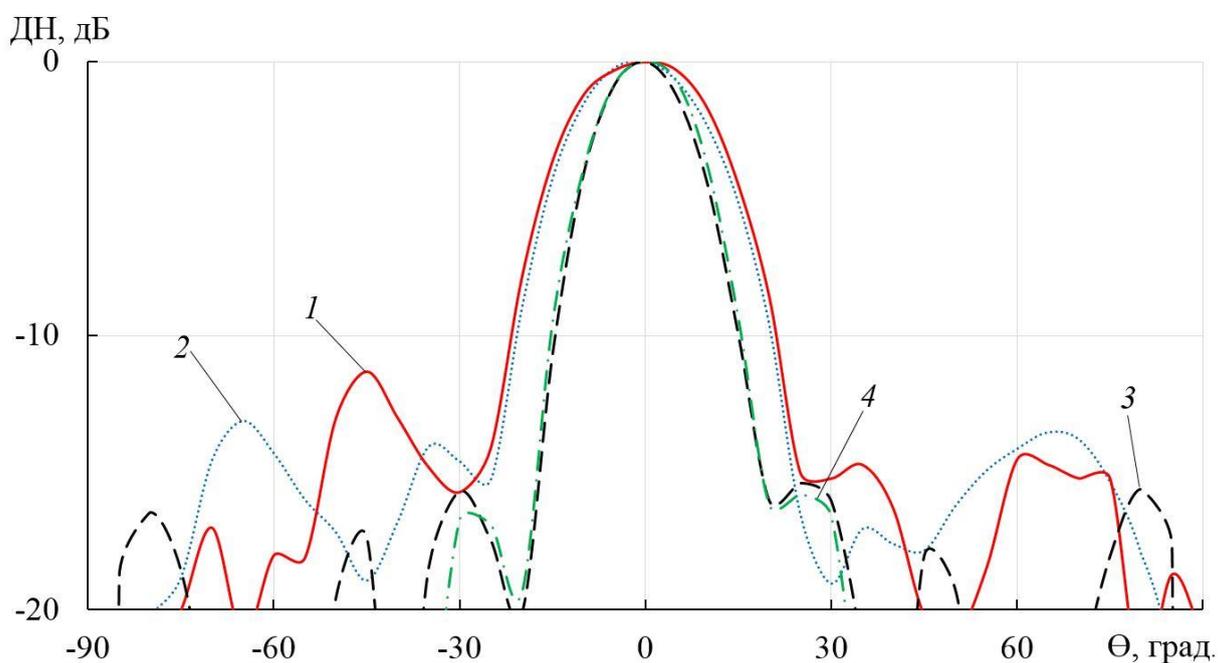


Рис. 1.19. Нормированные диаграммы направленности поликонической антенны на частоте 10 (1, 2) и 15 (3, 4) ГГц, численное моделирование (1, 3), физический эксперимент (2, 4)

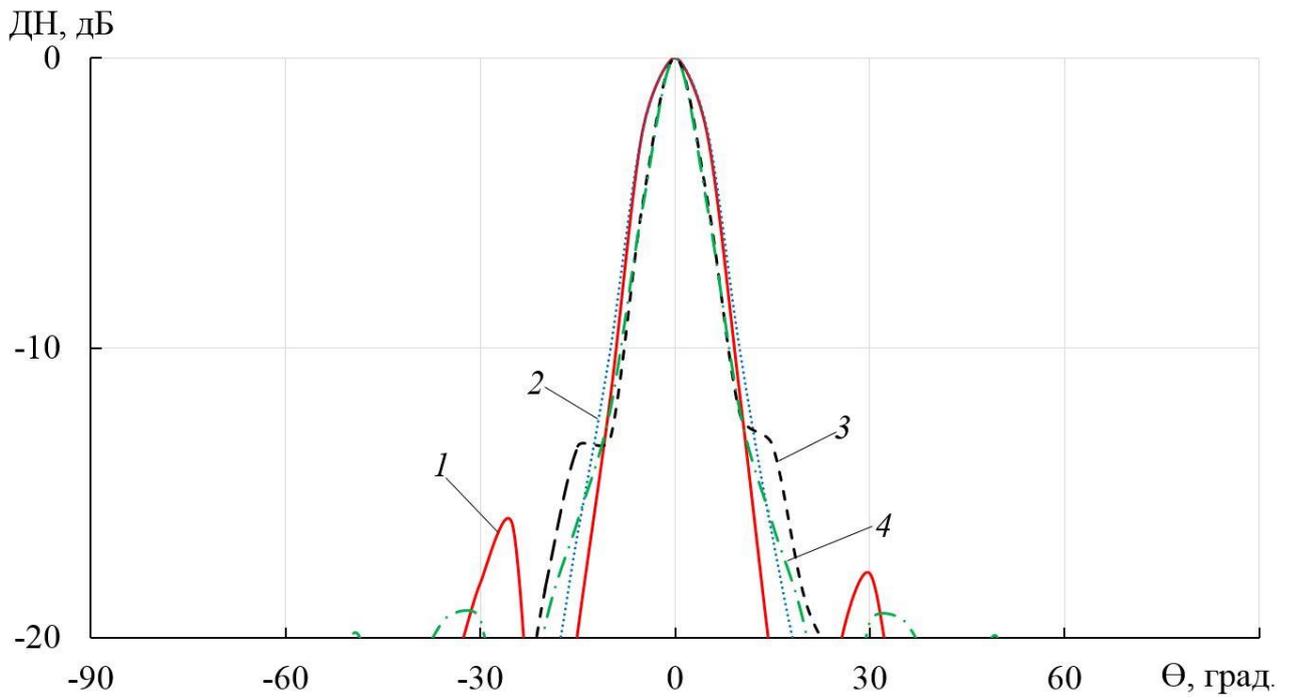


Рис. 1.20. Нормированные диаграммы направленности поликонической антенны на частоте 25 (1, 2) и 35 (3, 4) ГГц, численное моделирование (1, 3), физический эксперимент (2, 4)

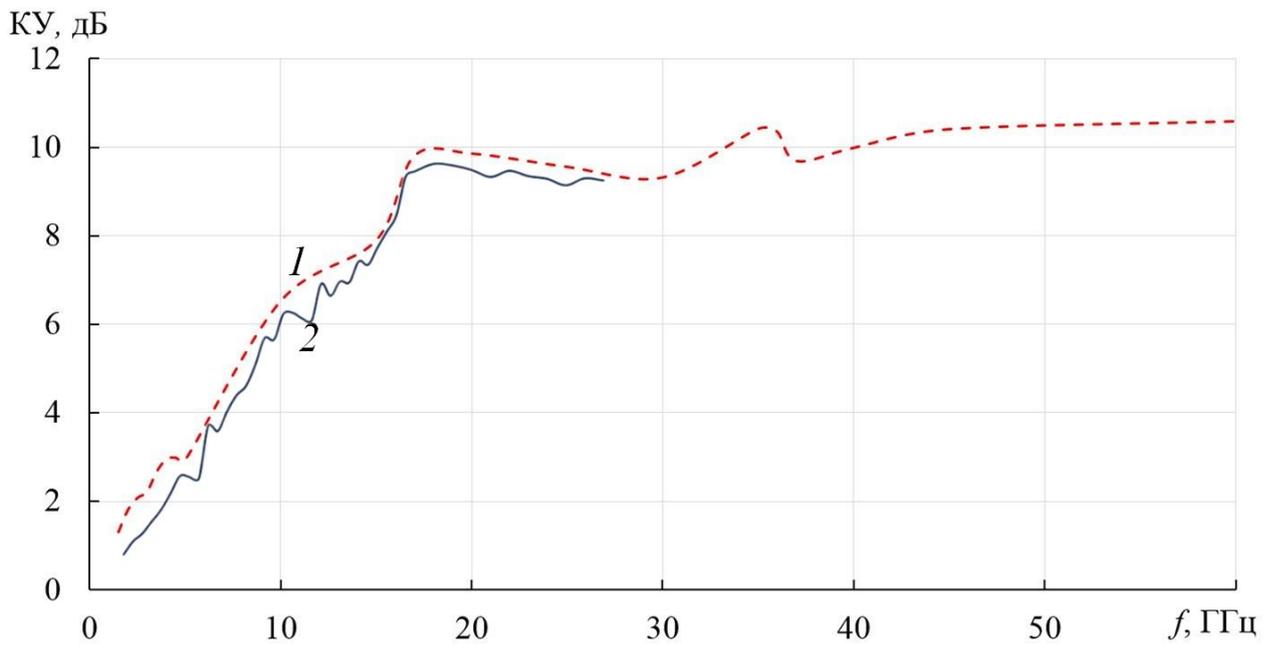


Рис. 1.21. Зависимость от частоты коэффициента усиления поликонической антенны, численное моделирование (1), физический эксперимент (2)

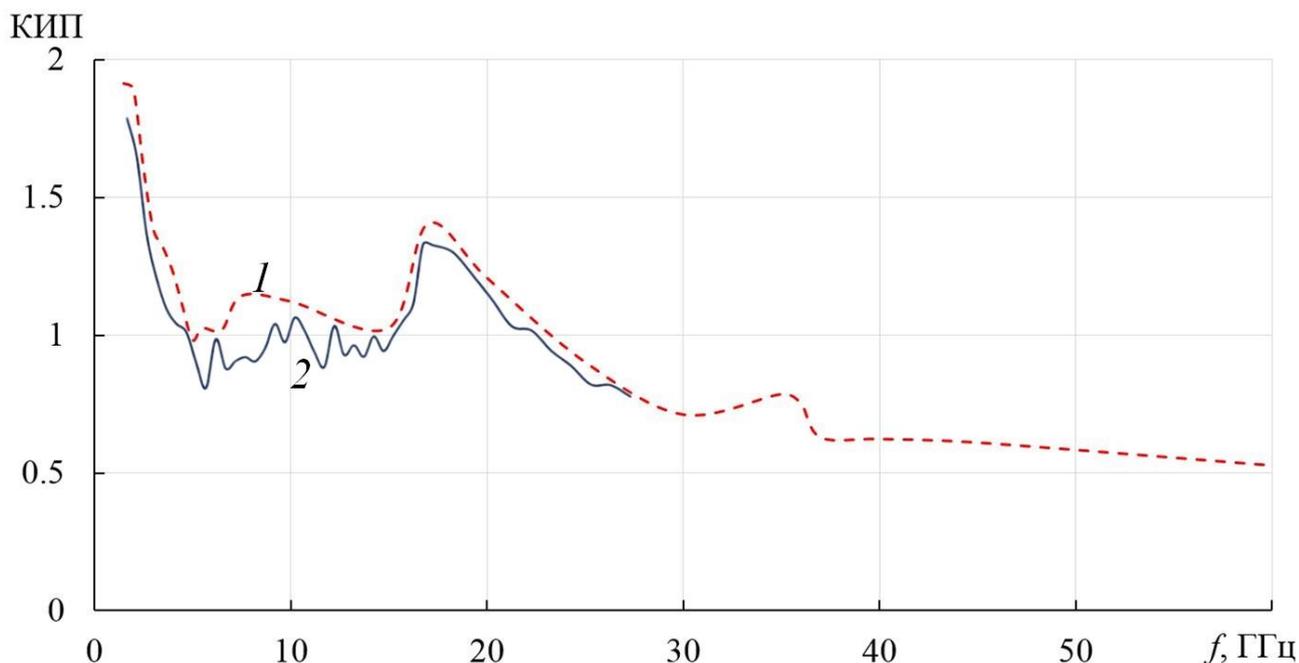


Рис. 1.22. Зависимость от частоты эффективности поликонической антенны, численное моделирование (1), физический эксперимент (2)

На основании полученных результатов можно сделать следующие выводы:

1. Разработанная и оптимизированная поликоническая антенна с линзой согласована по уровню -10 дБ в полосе частот 40:1.
2. В полосе частот 40:1 поликоническая антенна с линзой обеспечивает величину эффективности для всенаправленной в горизонтальной плоскости антенны более 0.5.

Результаты раздела 1.2 опубликованы в работе [58, 59].

Результаты анализа характеристик излучения поликонической антенны с однородной линзой диэлектрической проницаемостью 1.75, анизотропной градиентной линзой Микаэляна и известных работ по биконическим антеннам с линзами сведены в Таблице 2.

Таблица 2. Сравнение характеристик излучения биконических и поликонических антенн с линзами

Авторы, № работы	Высота антенны, мм	Полоса частот, ГГц	Макс. усиление, дБ	Эффективность
Marcel D.B., Arndt T.O., Thomas F.E. [2]	120	2...8 (4:1)	3.9	0.35...0.62
Titan Z., Sievert B., Eube M., et al. [3]	160	0.7...12 (17:1)	10.5	0.47...1.73
Dubrovka F.F., Piltyay S., Movchan M., et al. [4]	115	2...18 (9:1)	7.5	0.28...1.46
Zang Zhi-Yi, Leung Kwok Wa, Lu Kai [5]	54	26...40 (1.5:1)	9.0	0.3...1.49
Uskov G.K., Smuseva K.V., Bobreshov A.M., et al. [6]	30	4...20 (5:1)	9.0	0.34...1.55
Калошин В.А., Нгуен Т.Т [58]	60	1.5...60 (40:1)	10.6	0.5...1.85
Калошин В.А., Нгуен Т.Т [57]	60	1.6...70 (44:1)	14.4	0.8...2.3

Из результатов, приведенных в Таблице 2, следует, что исследованные в данной главе поликонические линзовые антенны обладает лучшими характеристиками по сравнению с известными биконическими линзовыми антеннами. При этом эффективность поликонической антенны с однородной линзой выше, чем с анизотропной неоднородной линзой Микаэляна. Однако следует иметь в виду, что диаметр поликонической антенны с неоднородной линзой Микаэляна существенно (в 1.7 раза) меньше диаметра поликонической антенны с линзой из однородного диэлектрика диэлектрической проницаемостью 1.75.

## ГЛАВА 2. СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЕ ОДНОЗЕРКАЛЬНЫЕ АНТЕННЫЕ СИСТЕМЫ

Разработка СШП зеркальной антенной системы является актуальной, но достаточно сложной задачей. Это связано с необходимостью реализации как согласования облучателя, так и стабильной амплитудной и фазовой диаграмм направленности, в том числе стабильного положения фазового центра в полосе частот более 50%.

Наиболее популярными СШП облучателями СВЧ диапазона волн являются круглые нерегулярные четырехреберные рупоры [13-22].

Круглый нерегулярный рупор с четырьмя криволинейными ребрами, исследованный в работе [13], обеспечивает в полосе частот 2...12 ГГц согласование и ширину диаграммы направленности (ДН) по уровню -10 дБ от 65 до 110 градусов.

В работе [14] аналогичный облучатель обеспечивает согласование в полосе частот 1.9...19 ГГц и ширину ДН от 70 до 110 градусов.

В работе [15] оптимизация образующей рупора и профиля обеспечила согласование облучателя в полосе 1...6.75 ГГц и ширину ДН в Н плоскости от 60 до 100 градусов, в Е плоскости – от 80 до 100 градусов. Характеристики зеркальной системы с облучателем не рассмотрены.

В работе [16] проведена оптимизация профилей рупора и ребер, в задней части рупора имеется коническая полость. Реализовано согласование в полосе частот 4.6...24 ГГц. Рассчитанная величина апертурного КИП офсетной двухзеркальной антенны (ДЗА) типа Грегори с оптимизированным облучателем в этой полосе частот более 0.6.

Исследованный в работе [17] облучатель обеспечивает согласование в полосе частот от 4 до 19 ГГц, апертурный КИП офсетной ДЗА типа Грегори с этим облучателем выше 0.55 в полосе 2.4...24 ГГц.

В работе [18] исследована конструкция круглого нерегулярного металлодиэлектрического рупора с четырьмя криволинейными продольными ребрами, криволинейной образующей стенок рупора и диэлектрической вставкой, а также гофрированным фланцем. Оптимизация профиля стенок, ребер и диэлектрической вставки позволила обеспечить согласование по уровню -14 дБ в полосе частот 0.7...4.2 ГГц с шириной главного лепестка ДН в этой полосе частот от 90 до 130 градусов. Характеристики зеркальной системы не рассмотрены.

В работах [19, 20] также исследован облучатель с четырьмя криволинейными продольными ребрами, криволинейной образующей стенок рупора и диэлектрической вставкой. Облучатель обеспечивает согласование на уровне -8 дБ в полосе частот 1.5...15.5 ГГц и ширину ДН от 80 до 160 градусов в Н плоскости и от 140 градусов до 200 градусов в Е плоскости. Рассчитанная величина апертурного КИП осесимметричной однозеркальной антенны с облучателем выше 0.43.

В работе [21] исследован облучатель с четырьмя криволинейными продольными ребрами, криволинейной образующей стенок рупора и диэлектрической вставкой. Облучатель обеспечивает КО ниже уровня -8 дБ в полосе 1...20 ГГц. Рассчитанная величина апертурного КИП офсетной ДЗА с этим облучателем выше 0.55 в этой полосе частот.

Недостатком перечисленных выше облучателей являются сложная конструкция.

В работе [22] предложен и исследован облучатель простой конструкции в виде конического металлического рупора с четырьмя прямолинейными продольными ребрами с конической диэлектрической вставкой и рупорным возбудителем с криволинейным профилем ребер. Недостатком облучателя является сравнительно узкая полоса частот (7.5...18.5 ГГц). Характеристики зеркальной системы не рассмотрены.

Данная глава посвящена разработке и исследованию офсетной однозеркальной антенной системы. В качестве облучателя разработаны однополяризационный и двухполяризационный облучатели, которые обеспечивают в широкой полосе стабильные характеристики поля, подающее на зеркало.

## 2.1. ОДНОПОЛЯРИЗАЦИОННАЯ ЗЕРКАЛЬНАЯ АНТЕННАЯ СИСТЕМА

Рассмотрим пирамидальный металлический рупор *1* (рис. 2.1), внутри которого расположена пирамидальная диэлектрическая вставка *2*. Апертура рупора закрыта защитной диэлектрической пластиной *3*, а вход соединен с прямоугольным волноводом *4*. Входное сечение рупора  $g \times h$ , размеры апертуры рупора  $e \times f$ , длины рупора -  $D$ , длина диэлектрической пирамидальной вставки  $l$ , размеры ее основания  $c \times c$ , поперечные размеры защитной пластины  $e \times f$ , толщина  $t$ ,  $\epsilon_1$ ,  $\epsilon_2$  - диэлектрические проницаемости пирамидальной диэлектрической вставки и защитной пластины, соответственно.

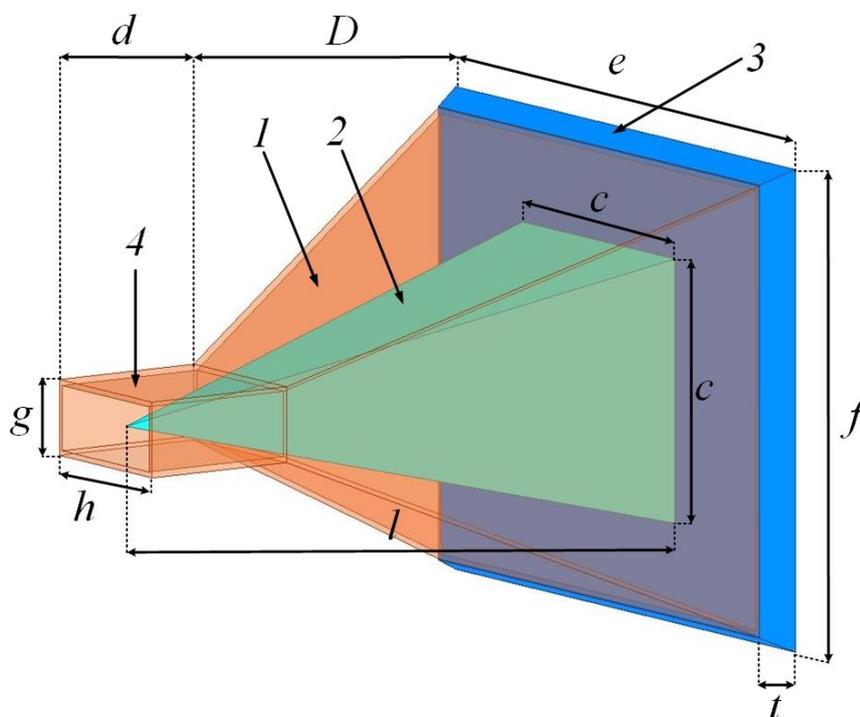
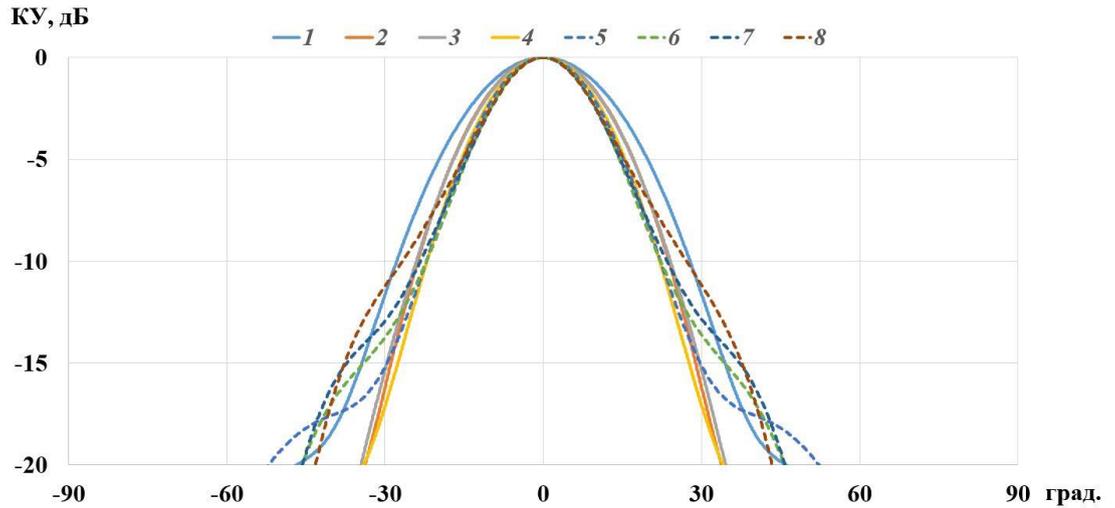
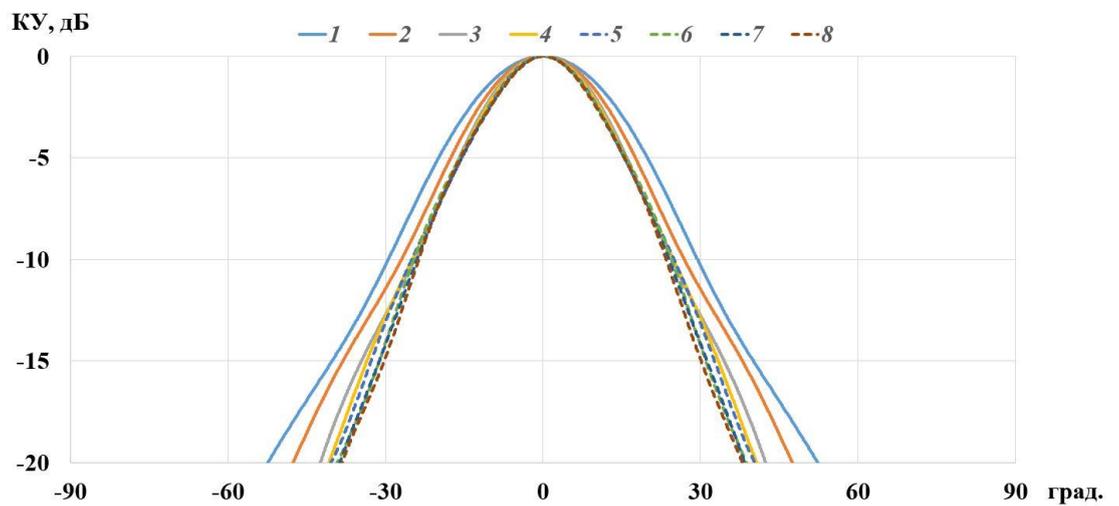


Рис. 2.1. Металлодиэлектрический рупорный облучатель.



а)



б)

Рис. 2.2. Диаграммы направленности облучателя в Е- (а) и Н-плоскостях (б) на частотах: 6,5 (1), 8 (2), 10 (3), 12 (4), 13 (5), 14 (6), 15 (7), 16,5 ГГц (8).

Путем электродинамического моделирования с использованием МКЭ были исследованы частотные зависимости ДН рупорного облучателя. В процессе моделирования проводилась оптимизация для заданных параметров: длина рупора  $L = 140$  мм,  $a = 28.5$ ,  $b = 12.6$  с целью максимизации полосы частот, в которой обеспечивается согласование, а уровень главного лепестка ДН на заданном угле находится в интервале  $-10 \dots -15$  дБ. В результате для угла отклонения  $28^\circ$  от оси

были найдены оптимальные значения параметров:  $g = 28.3$  мм,  $h = 12.5$  мм,  $d = 30$  мм,  $e = 103$  мм,  $f = 83$  мм,  $D = 80$  мм,  $\varepsilon_1 = 1.4$ ,  $\varepsilon_2 = 1.2$ .

Диаграммы направленности оптимизированного облучателя в Е- и в Н-плоскостях на восьми частотах, рассчитанные с использованием МКЭ, представлены на рис. 2.2. На рисунке видно, что ширина ДН на уровне -10 дБ меняется от 23 градусов до 27 градусов в Е-плоскости и от 25 градусов до 30 градусов в Н-плоскости при изменении частоты в диапазоне 6.5 – 14.5 ГГц.

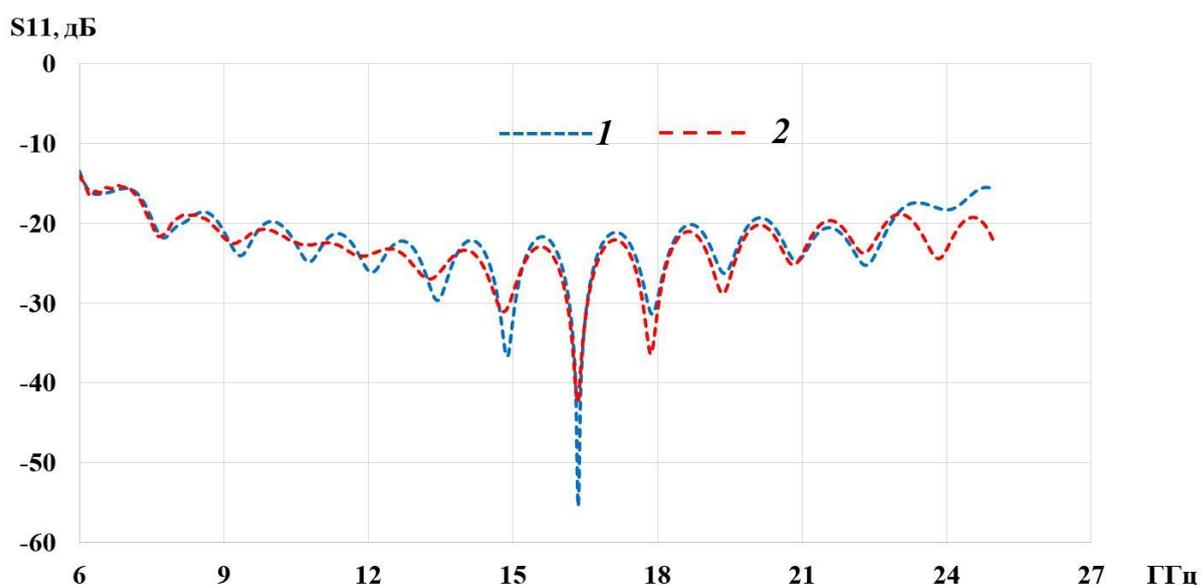


Рис. 2.3. Зависимость от частоты коэффициента отражения рупорного облучателя с волноводным входом, рассчитанная с использованием МКЭ (1) и МКРВО (2)

На рис. 2.3 представлена частотная зависимость коэффициента отражения рупорного облучателя с волноводным входом, рассчитанная с использованием МКЭ и МКРВО. На этом рисунке видно, что КО облучателя в полосе 6 – 25 ГГц не превышает -15 дБ, а в полосе 9 – 22.5 ГГц не превышает -20 дБ.

В качестве возбудителя рупорного облучателя (рис. 2.4) используем коаксиально-волноводный переход (КВП) на основе конструкции, предложенной и исследованной в работе [55].

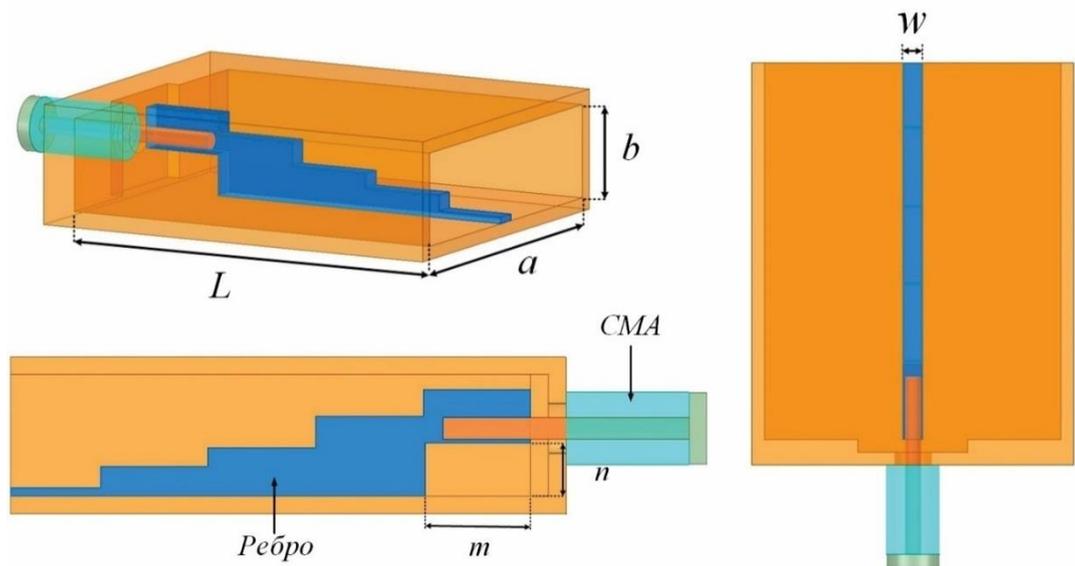


Рис. 2.4. Конструкция возбуждителя

Коаксиальный переход выполнен в виде короткозамкнутого с одной стороны прямоугольного волновода сечением  $23 \times 6.9$  мм со ступенчатым ребром, примыкающим к середине одной из широких стенок. С внешней стороны короткозамыкающей стенки расположен СМА разъем, центральный проводник которого через отверстие в стенке соединен со ступенчатым ребром.

С использованием МКЭ и метода конечных разностей во временной области (МКРВО) были исследованы частотные зависимости коэффициентов отражения и возбуждения КВП. В процессе моделирования проводилась оптимизация по всем параметрам с целью обеспечения минимальной величины коэффициента отражения в полосе частот  $6.5 - 16.5$  ГГц. В результате были найдены следующие оптимальные значения геометрических параметров (рис. 2.4):  $L = 30.6$  мм,  $a = 23$  мм,  $b = 6.9$  мм,  $m = 6.1$  мм,  $n = 3$  мм,  $w = 1.5$  мм.

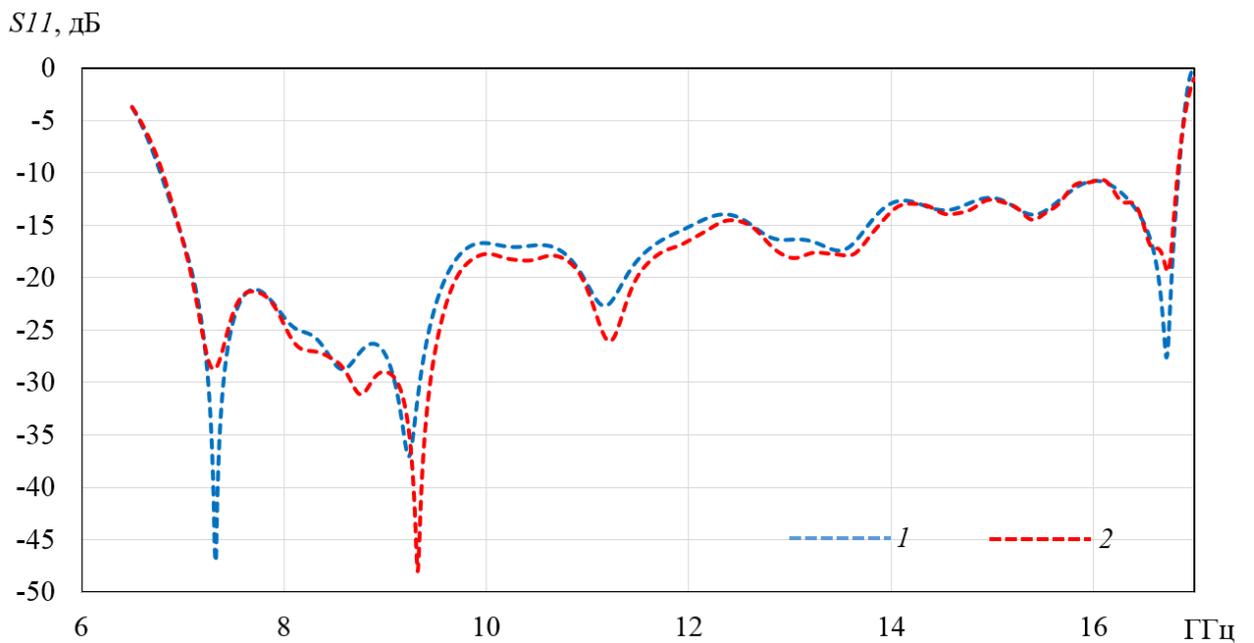


Рис. 2.5. Зависимость от частоты коэффициента отражения КВП, рассчитанная с использованием МКЭ (1) и МКРВО (2)

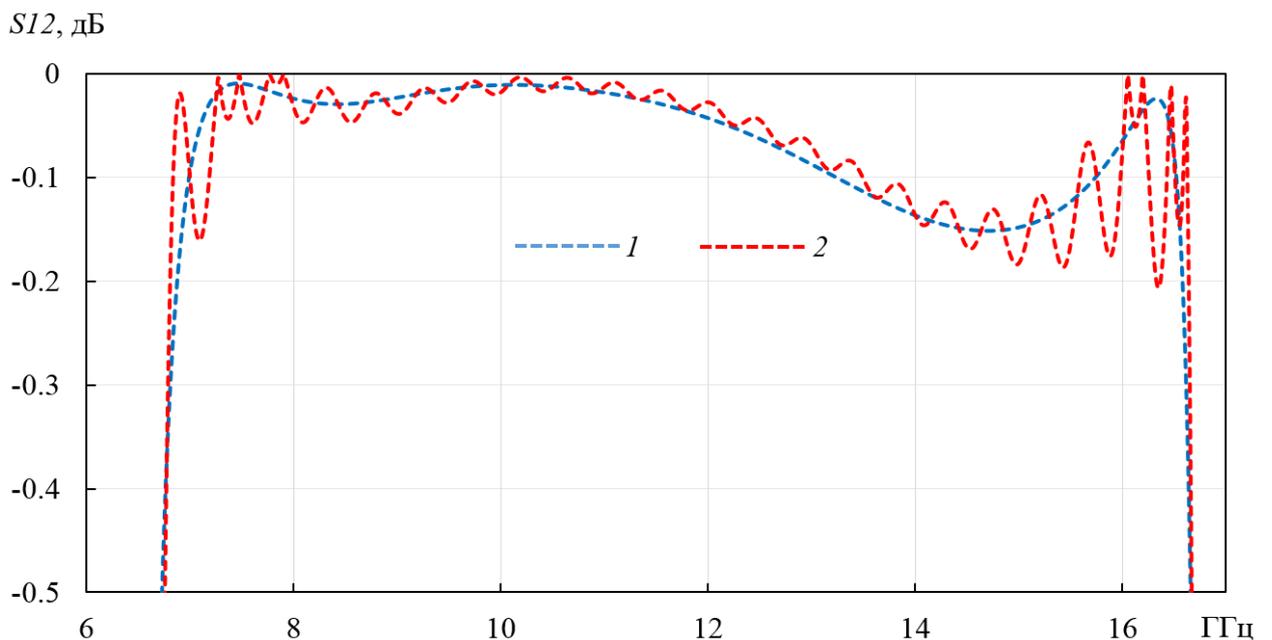


Рис. 2.6. Зависимость от частоты коэффициента возбуждения КВП, рассчитанная с использованием МКЭ (1) и МКРВО (2)

Рассчитанная с использованием МКЭ и МКРВО частотные зависимости коэффициента отражения  $S_{11}$  от входа КВП представлена на рис. 2.5. На рисунке видно, что КО в полосе частот 6.9...16.5 ГГц не превышает уровень -15 дБ, а в

полосе частот 7.2–12.6 ГГц – не превышает уровень – 20 дБ. На рис. 2.6 представлена частотная зависимость коэффициента возбуждения  $S_{12}$ . Видно, что в полосе частот 6.9...16.5 ГГц потери не превышают 0.2 дБ.

Облучатель вместе с возбуждителем показан на рис. 2.7. На рис. 2.8 показаны распределения амплитуды поля в Е и Н плоскости внутри облучателя и в свободном пространстве.

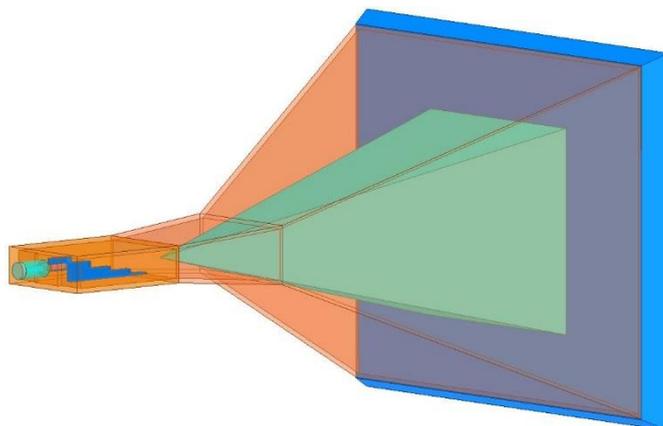
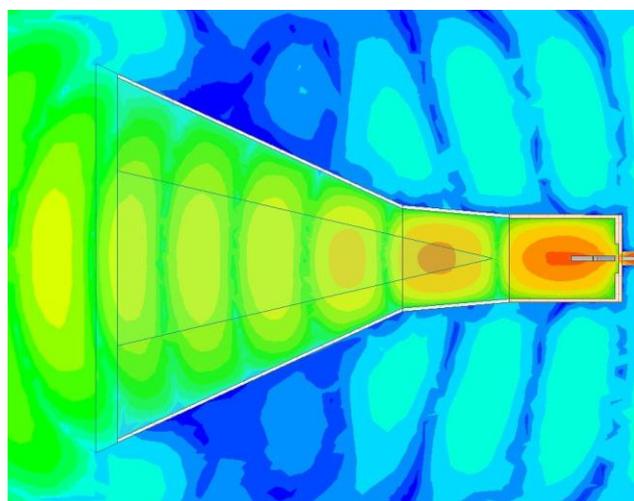
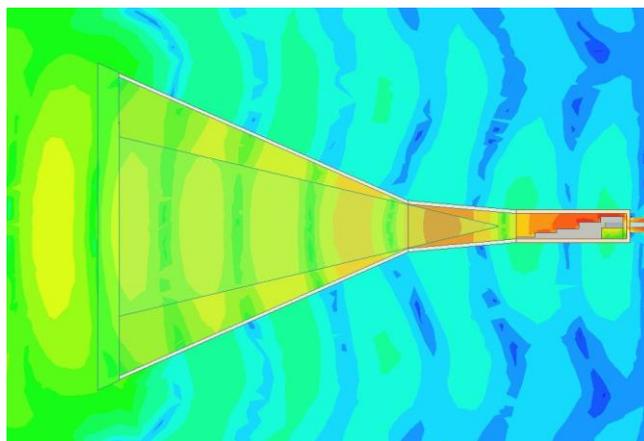


Рис. 2.7. Облучатель с возбуждителем



a)



б)

Рис. 2.8. Распределения амплитуды поля: а) Е- плоскость, б) Н- плоскость

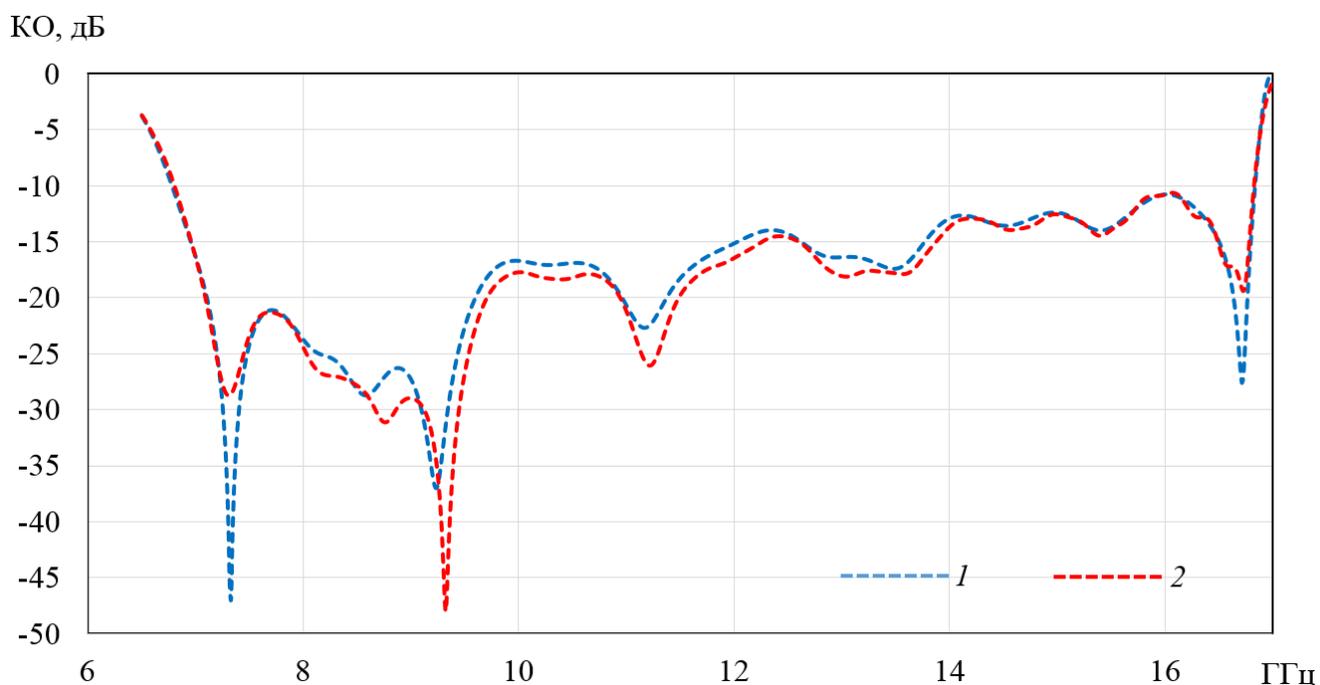
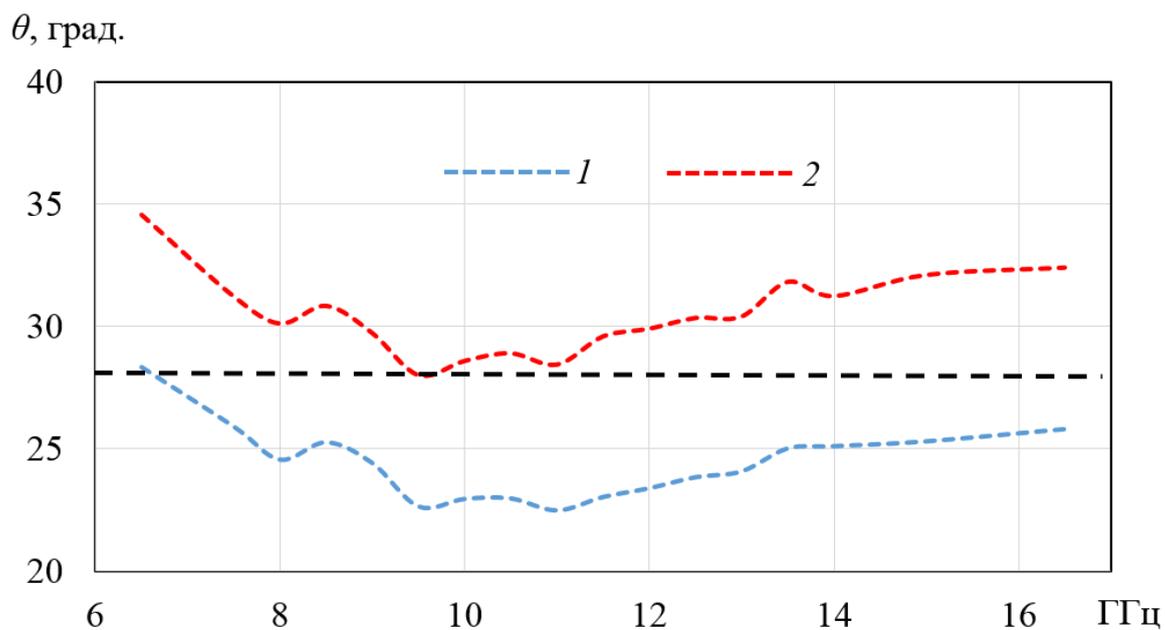
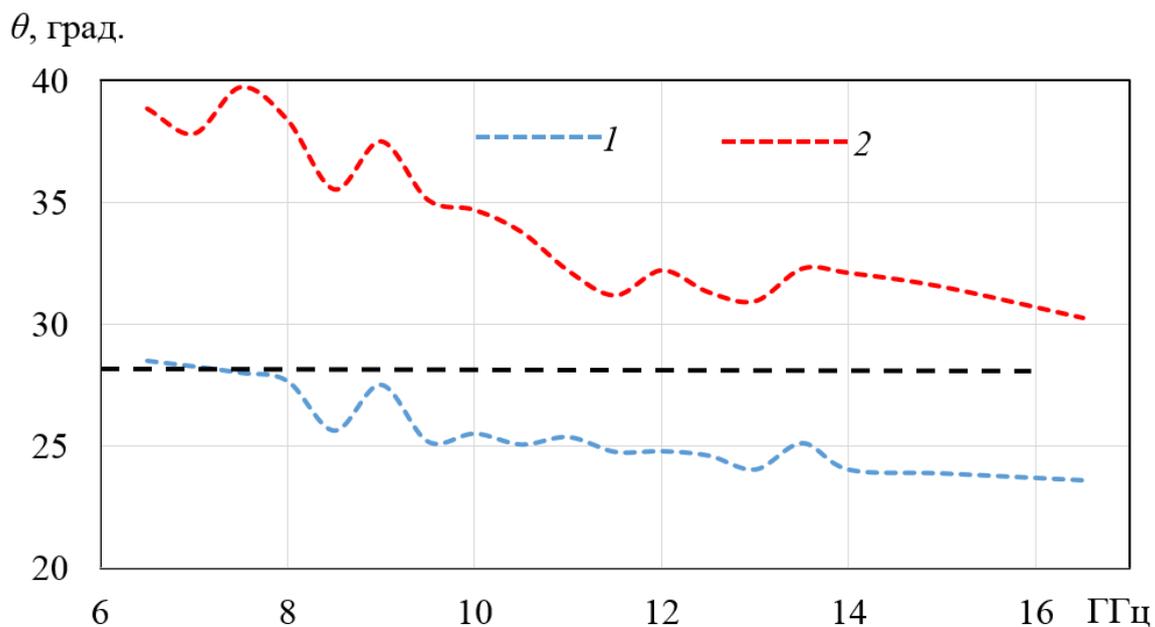


Рис. 2.9. Зависимость от частоты коэффициента отражения облучателя с возбудителем, рассчитанная с использованием МКЭ (1) и МКРВО (2)

На рис. 2.9 представлена частотная зависимость коэффициента отражения от входа КВП с рупором. На рисунке видно, что в полосе частот 6.8 – 16.8 ГГц коэффициент отражения не превышает -10 дБ, а в полосе частот 6.9– 13.9 ГГц – менее -15 дБ.



а)



б)

Рис. 2.10. Зависимость полуширины главного лепестка ДН от частоты по уровню -10 дБ (1) и -15 дБ (2): а) Е плоскость, б) Н плоскость

На рис. 2.10 представлены частотные зависимости полуширины главного лепестка ДН излучателя по уровням -10 и -15 дБ, штриховой линией показан угол  $28^\circ$ . На рисунке видно, что при отклонении от оси облучателя на этот угол

уровень главного лепестка ДН лежит в пределах  $-10\dots-15$  дБ в полосе частот  $6.5\dots16.5$  ГГц.

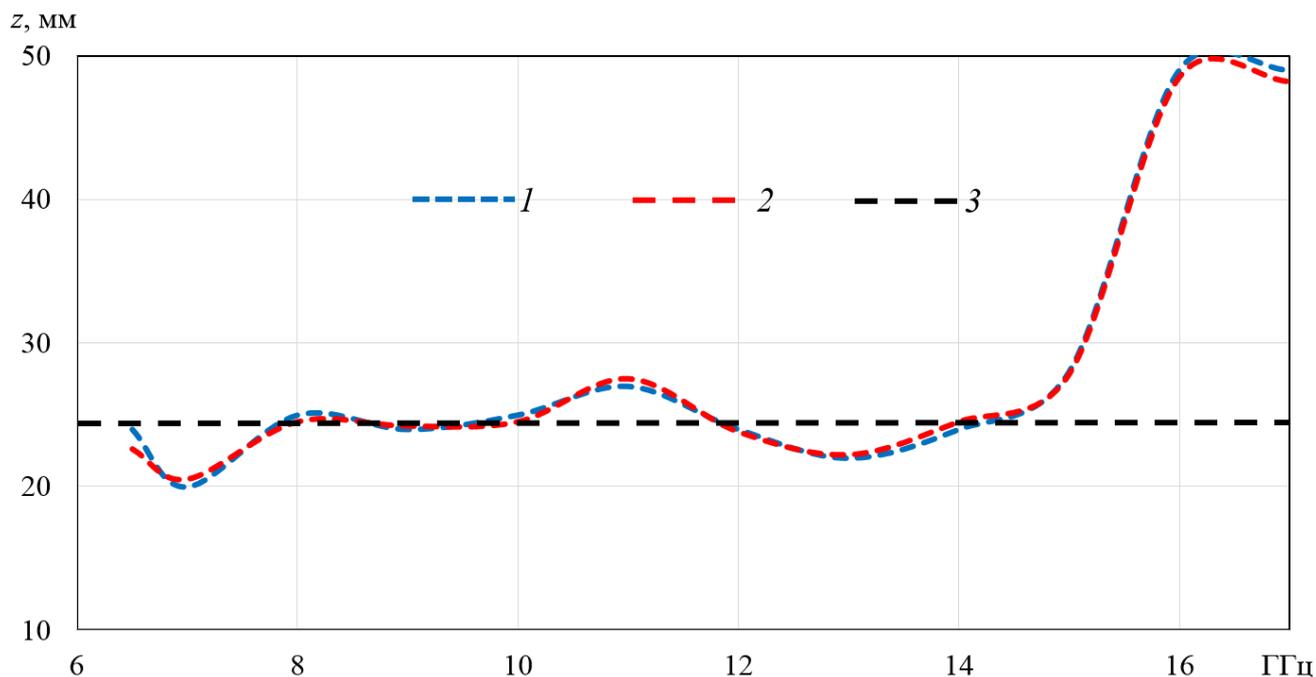


Рис. 2.11. Зависимость от частоты положения фазового центра облучателя, рассчитанная с использованием МКЭ (1), МКРВО (2) и его оптимальное положение (3)

С использованием МКЭ и МКРВО были также исследованы фазовые диаграммы и положение фазового центра в зависимости от частоты. На рис. 2.11 представлена частотная зависимость расстояния фазового центра облучателя от апертуры рупора ( $z$ ). Его оптимальное значение (24 мм) показано на рисунке штриховой линией. Как видно на рисунке, что облучатель обладает стабильным положением фазового центра в полосе  $6.5 - 15$  ГГц.

Далее исследована однополяризационная параболическая офсетная зеркальная антенна с угловым размером  $52^\circ$  и апертурой диаметром 300 мм (рис. 2.12) с облучателем в виде разработанного рупора.

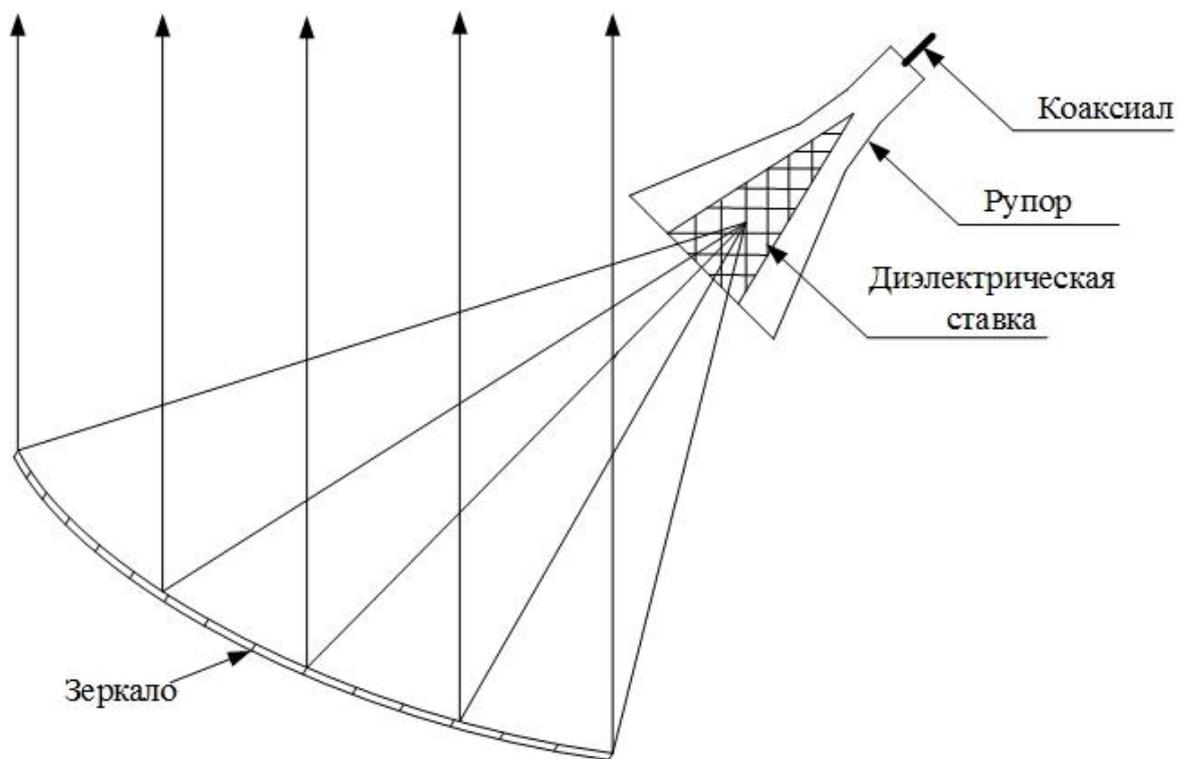
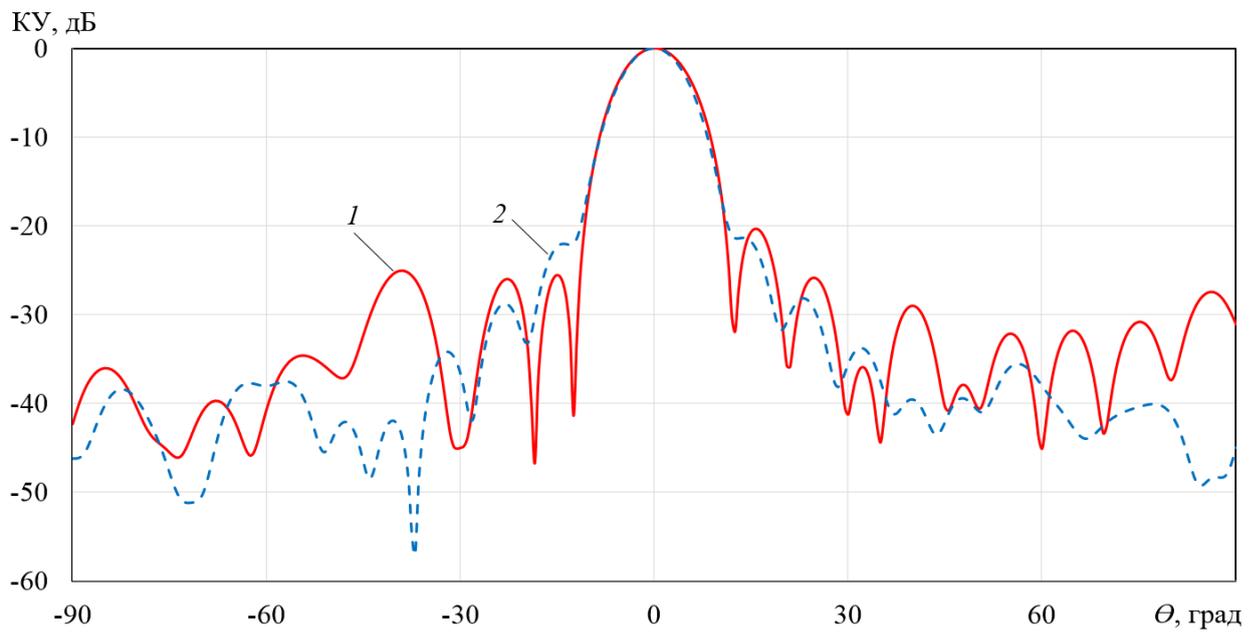
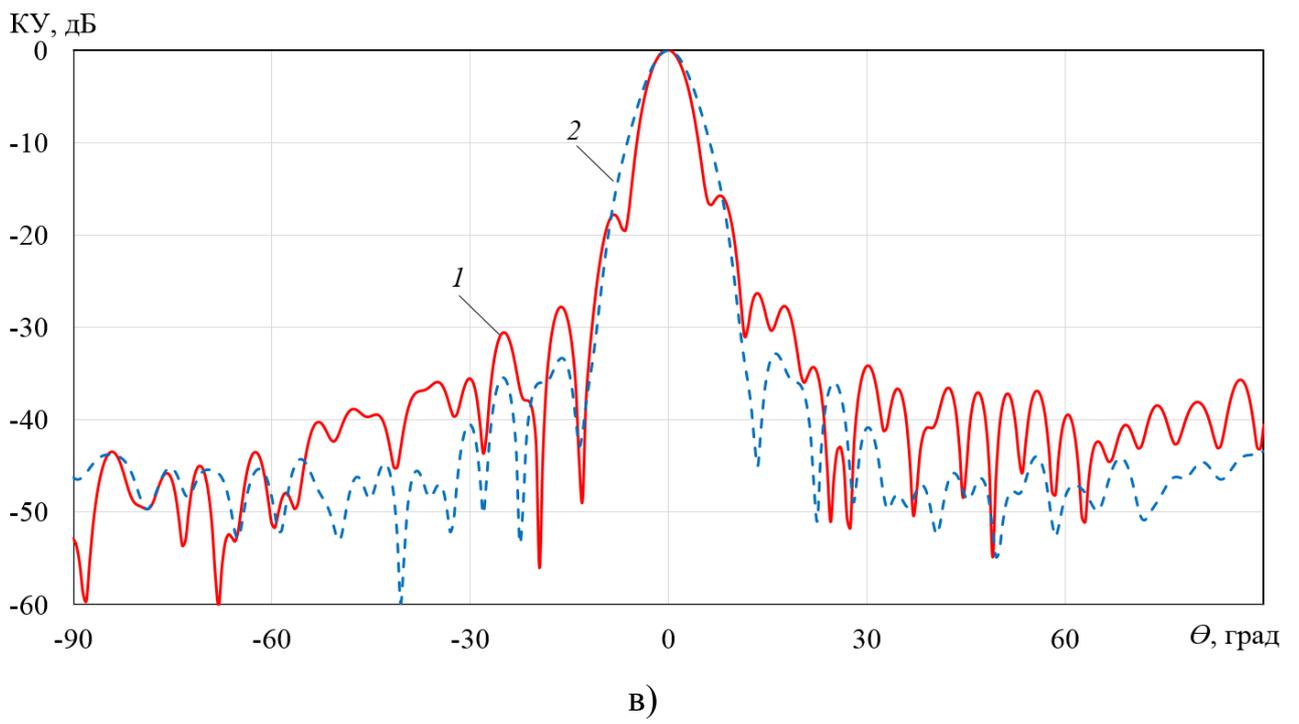
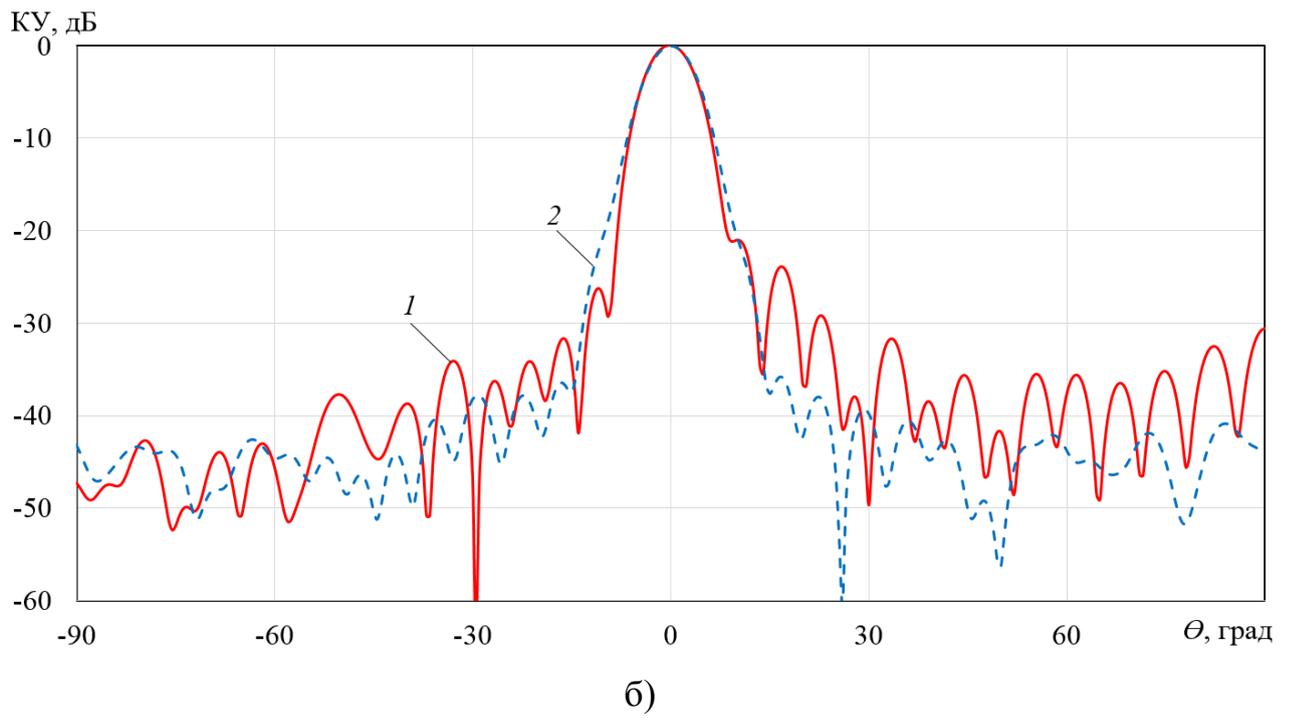


Рис. 2.12. Параболическая офсетная зеркальная антенна



а)



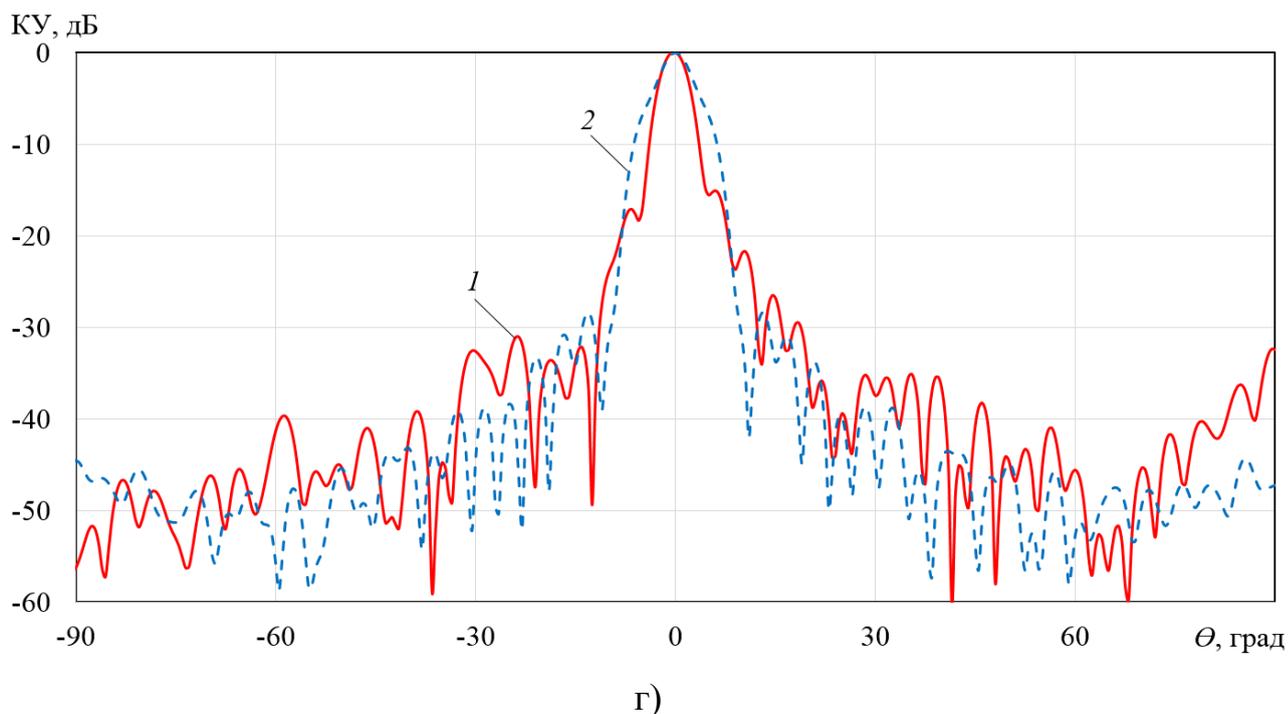


Рис. 2.13. ДН параболической офсетной зеркальной антенны в Н- (1) и Е- (2) плоскости на частотах 7 (а), 10 (б), 13 (в) и 16 ГГц (г)

На рис. 2.13 приведены ДН параболической офсетной зеркальной антенны в Н- и Е-плоскости на частотах 7, 10, 13 и 16 ГГц. В рабочей полосе 6...30 ГГц ширина главного лепестка ДН по уровню -3 дБ лежит в пределах 4.27...10.12 градусов, УБЛ лежит в пределах -20.4...-26.3 дБ.

Рассчитанная с использованием МКЭ и МКРВО частотная зависимость КУ параболической офсетной зеркальной антенны приведена на рис. 2.14. На рисунке видно, что КУ монотонно возрастает с увеличением частоты.

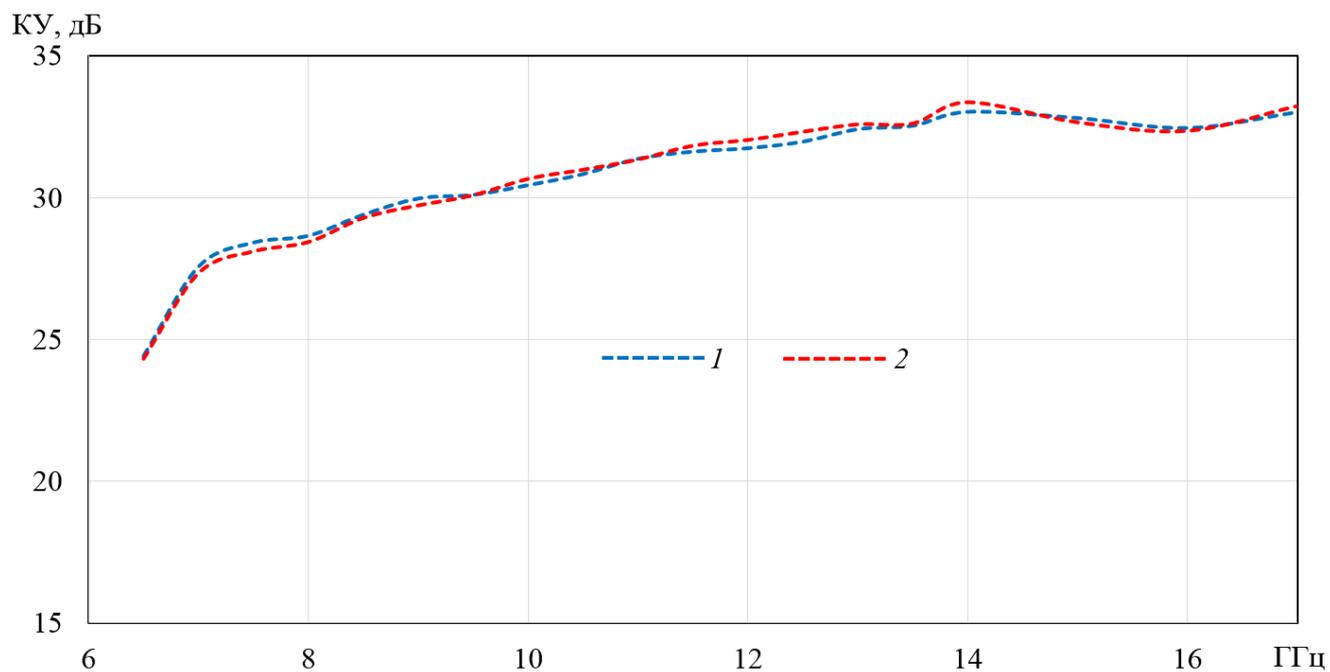


Рис. 2.14. Зависимость от частоты КУ зеркальной антенны, рассчитанная с использованием МКЭ (1), МКРВО (2)

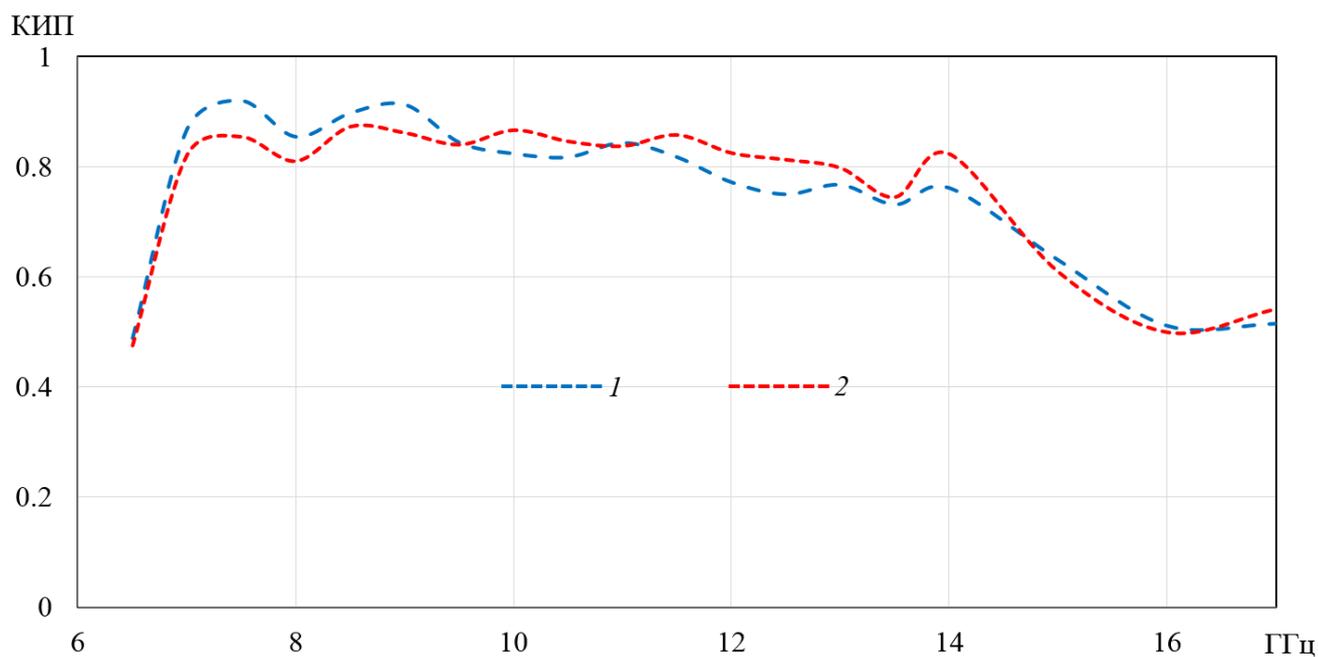


Рис. 2.15. Зависимость от частоты величины КИП зеркальной антенны с использованием МКЭ (1), МКРВО (2)

Соответствующая частотная зависимость величины КИП приведена на рис.

2.15. На рисунке видно, что антенна обеспечивает КИП выше 0.6 в полосе частот 6.5 – 15 ГГц.

На основании полученных результатов можно сделать следующие выводы:

1. Разработанный и оптимизированный облучатель с волноводным входом согласован по уровню -15 дБ в полосе частот 6 - 25 ГГц.

2. Разработанный и оптимизированный облучатель с коаксиальным входом согласован по уровню -15 дБ в полосе частот 6.9 – 16.5 ГГц.

3. Разработанный и оптимизированный облучатель обеспечивает уровень ДН от -10 до -15 дБ при угле отклонения на угол  $26^\circ$  от оси в полосе частот 6.5 – 14.5 ГГц.

4. Разработанный и оптимизированный облучатель обеспечивает величину КИП более 0.6 при облучении офсетного параболического зеркала с угловым размером  $52^\circ$  в полосе частот 6.5 – 16.5 ГГц

Результаты раздела 2.1 опубликованы в работе [60].

## 2.2. ДВУХПОЛЯРИЗАЦИОННАЯ ЗЕРКАЛЬНАЯ АНТЕННАЯ СИСТЕМА

С целью расширения полосы частот двухполяризованного четырехреберного конического рупорного с однородной диэлектрической вставкой рассмотрим рупор с двухслойной конической диэлектрической вставкой (рис. 2.16). Облучатель, как и в работе [22], состоит из двух частей: конического четырехреберного металлического рупора  $1$  длиной  $L_1$  и радиусом апертуры  $c$ , и возбуждителя  $2$  в виде конического четырехреберного рупора с питающим, закороченном на конце круглым волноводом. Внутри рупора  $1$  вдоль его оси расположена двухслойная коническая диэлектрическая вставка  $3$ , которая заходит внутрь возбуждителя и касается четырех металлических ребер  $4$ , расположенных в ортогональных плоскостях. Апертура рупора закрыта диэлектрической пластиной  $5$  радиуса  $c$  и диэлектрической проницаемостью  $\varepsilon_2$ . Двухслойная диэлектрическая вставка состоит из внутреннего конуса с диэлектрической проницаемостью  $\varepsilon_1$  и

радиусом основания  $a$ , и внешнего конуса с диэлектрической проницаемостью  $\varepsilon_2$  и радиусом основания  $b$ .

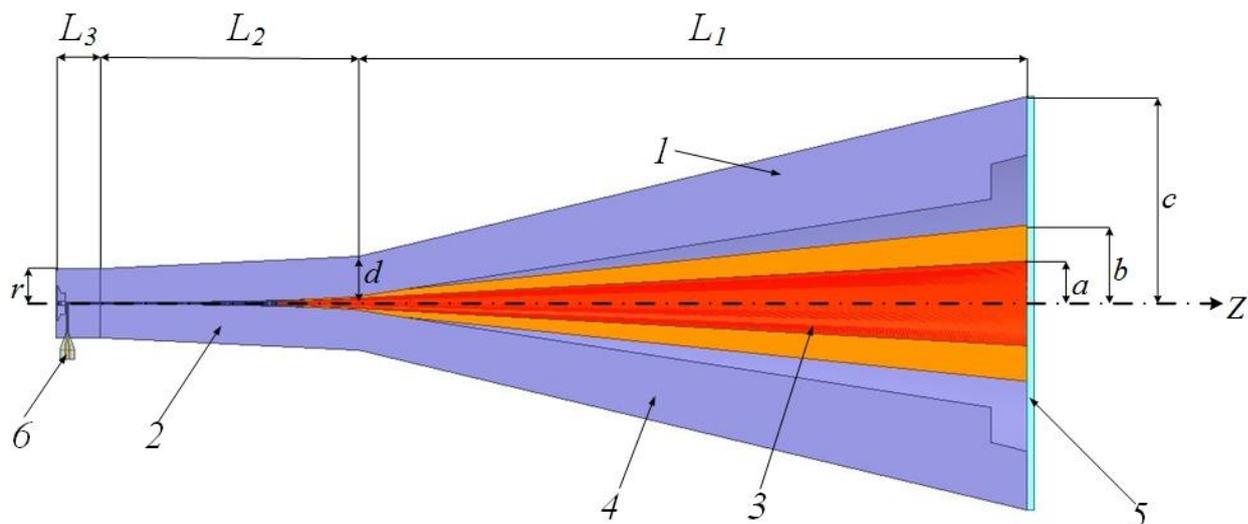


Рис. 2.16. Металлодиэлектрический рупорный облучатель

Внутри рупора  $1$  ребра прямолинейные с прямоугольным вырезом на конце, внутри возбuditеля  $2$  - профиль ребер экспоненциальный:

$$a(z) = c_1 e^{Rz} + c_2, \quad (2.1)$$

где  $c_1 = \frac{a_0 - a_i}{e^{RL_2} - 1}$  и  $c_2 = \frac{a_i e^{RL_2} - a_0}{e^{RL_2} - 1}$ .

Возбудитель  $2$  содержит коническую часть длиной  $L_2$  и выходным диаметром  $d$ , и возбуждающий узел в виде отрезка круглого волновода диаметром  $r$ , длиной  $L_3$  с двумя питающими коаксиальными линиями  $6$  диаметром 1.66 мм, расположенными внутри соседних ребер (рис. 2.17). Внутренние жилы коаксиальных линий диаметром 0.5 мм соединены с противоположными ребрами. Коаксиальные линии через линейные переходы соединены с разъемами (на рисунке не показаны). В отличие от прототипа, к основанию волновода примыкают не треугольные, а прямоугольно-треугольные вырезы и отсутствуют ленты, соединяющие противоположные ребра. Другое отличие – отсутствие нерегулярного диэлектрического конуса между противоположными ребрами, которые усложняют конструкцию изготовления возбuditеля.

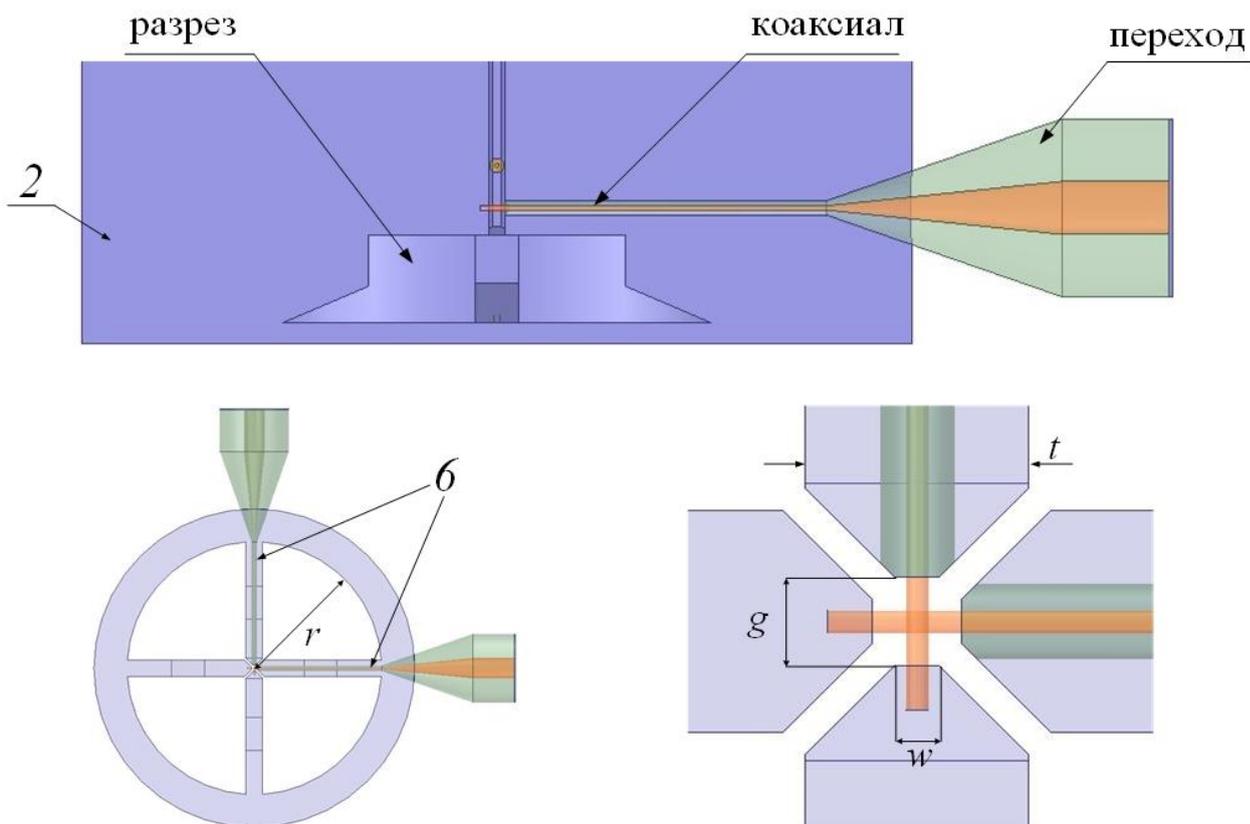


Рис. 2.17. Возбуждающий узел

Образующие ребер имеют прямоугольную форму с кромками в форме равнобедренной трапеции. На концах ребер выполнены пазы с ломаной образующей (рис. 2.17).

Путем электродинамического моделирования с использованием эметодом конечных элементов (МКЭ) в программной среде ANSYS HFSS были исследованы частотные зависимости ширины главного лепестка ДН рупорного облучателя. В процессе моделирования проводилась оптимизация по параметрам для заданной длины облучателя 270 мм с целью максимизации полосы частот, в которой уровень главного лепестка ДН находится в интервале  $-9...-18$  дБ. В результате для угла отклонения от оси  $28^\circ$  были найдены следующие оптимальные значения параметров  $L_1 = 186$  мм,  $L_2 = 72$  мм,  $a = 15.25$  мм,  $b = 28$  мм,  $c = 64$  мм,  $d = 22.3$  мм,  $\varepsilon_1 = 1.4$ ,  $\varepsilon_2 = 1.15$ . ДН облучателя в  $E$ - (а) и в  $H$ - (б) плоскостях на пяти частотах, рассчитанные с использованием МКЭ, представлены на рис. 2.18.

На рисунке видно, что ширина главного лепестка ДН как в Е, так и в Н плоскости меняется от 36 до 60 градусов на уровне -10 дБ.

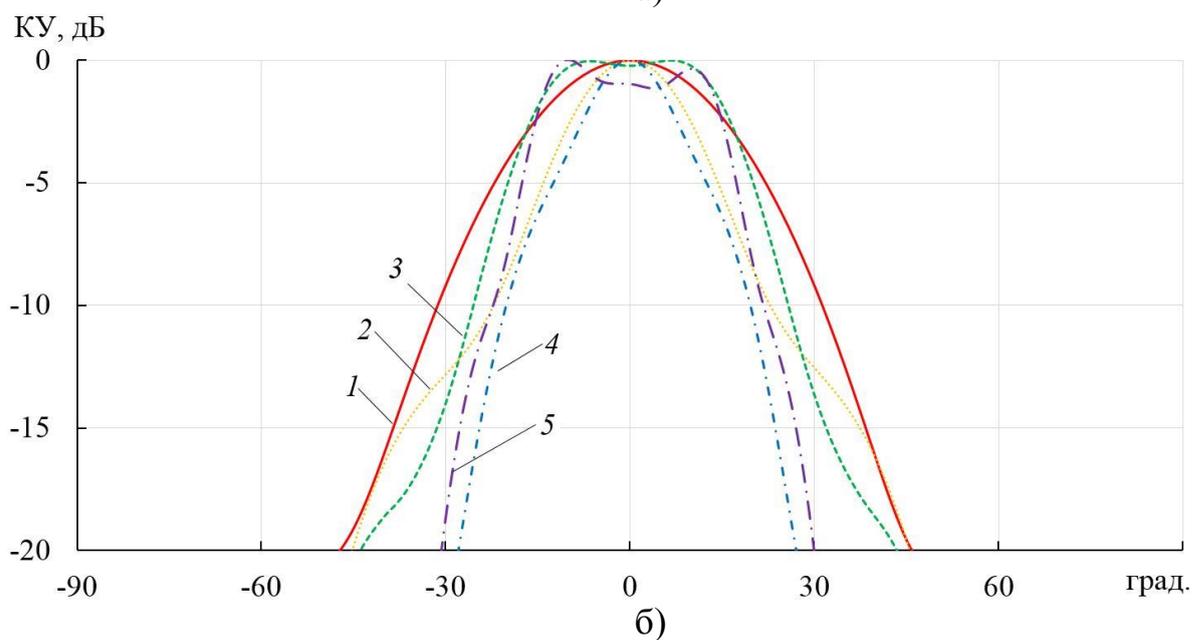
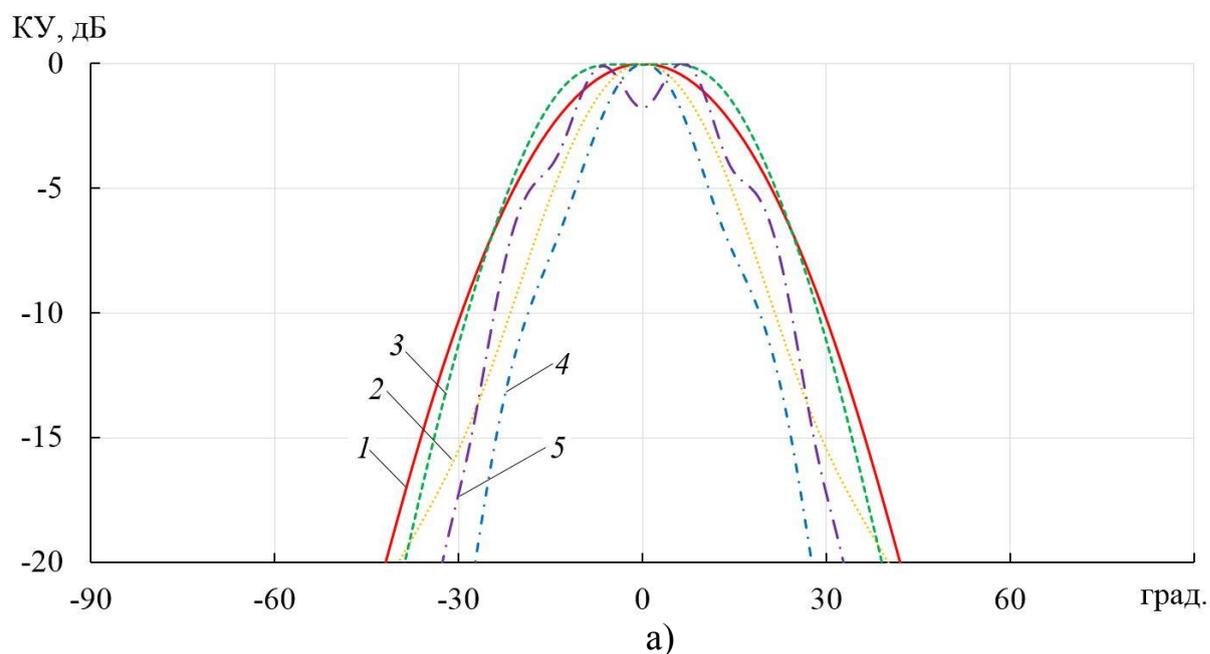


Рис. 2.18. Диаграммы направленности облучателя в Е- (а) и Н- (б) плоскости на частотах 6 (1), 12 (2), 18 (3), 24 (4), 30 (5) ГГц

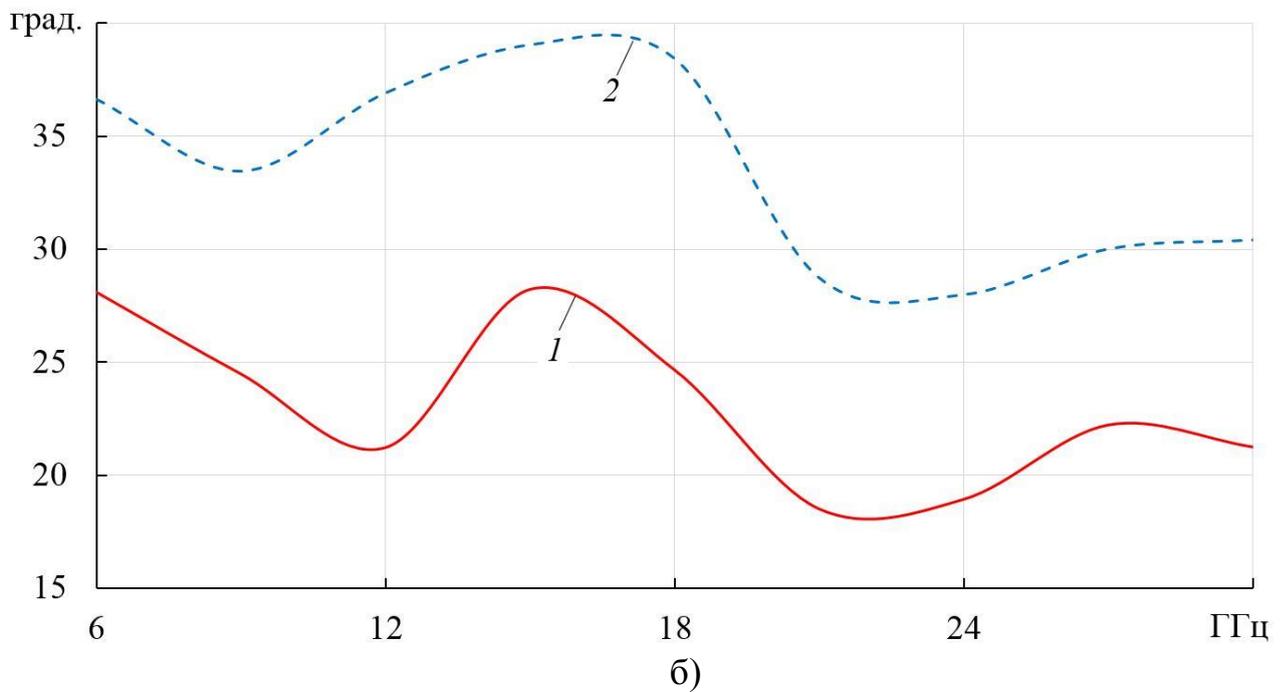
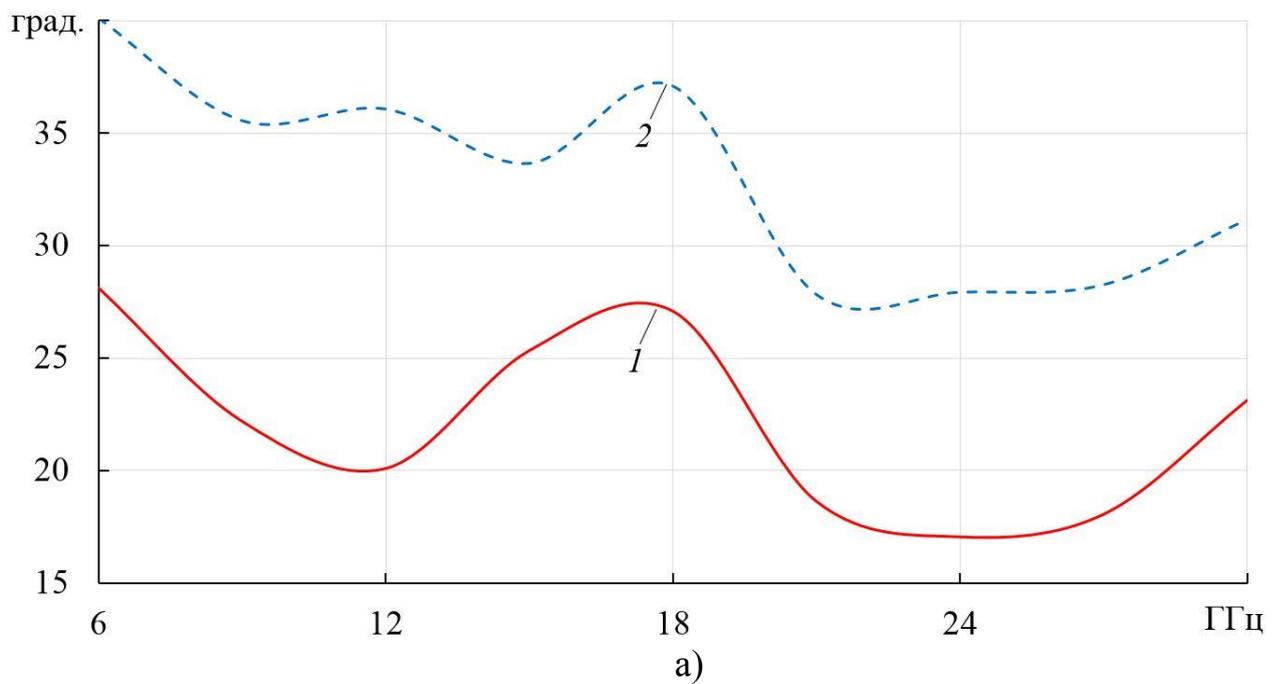


Рис. 2.19. Зависимость полуширины главного лепестка ДН облучателя от частоты по уровню -9 дБ (1) и -18 дБ (2) в Е- (а) и Н-плоскости (б)

На рис. 2.19 представлены частотные зависимости полуширины главного лепестка ДН излучателя по уровням -9 и -18 дБ. На рисунке видно, что в полосе частот 6...30 ГГц при отклонении от оси облучателя на угол  $28^\circ$  уровень главного лепестка ДН находится в пределах -10...-15 дБ.

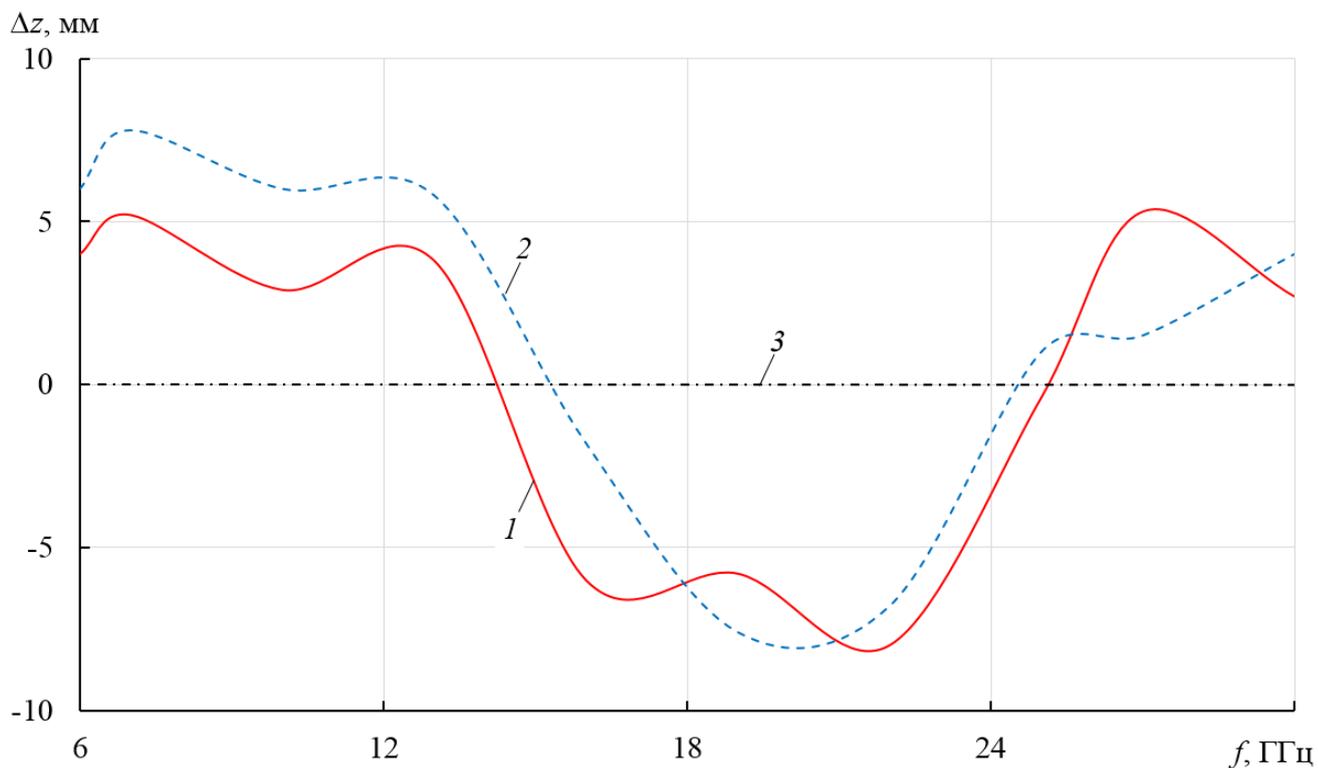
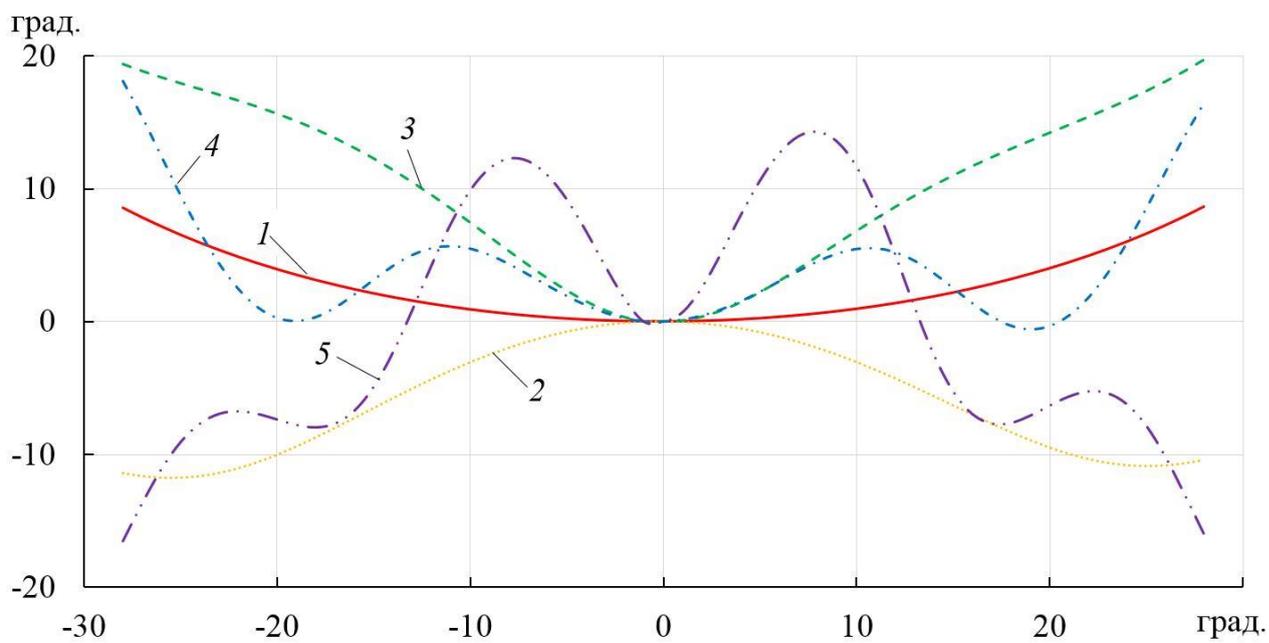
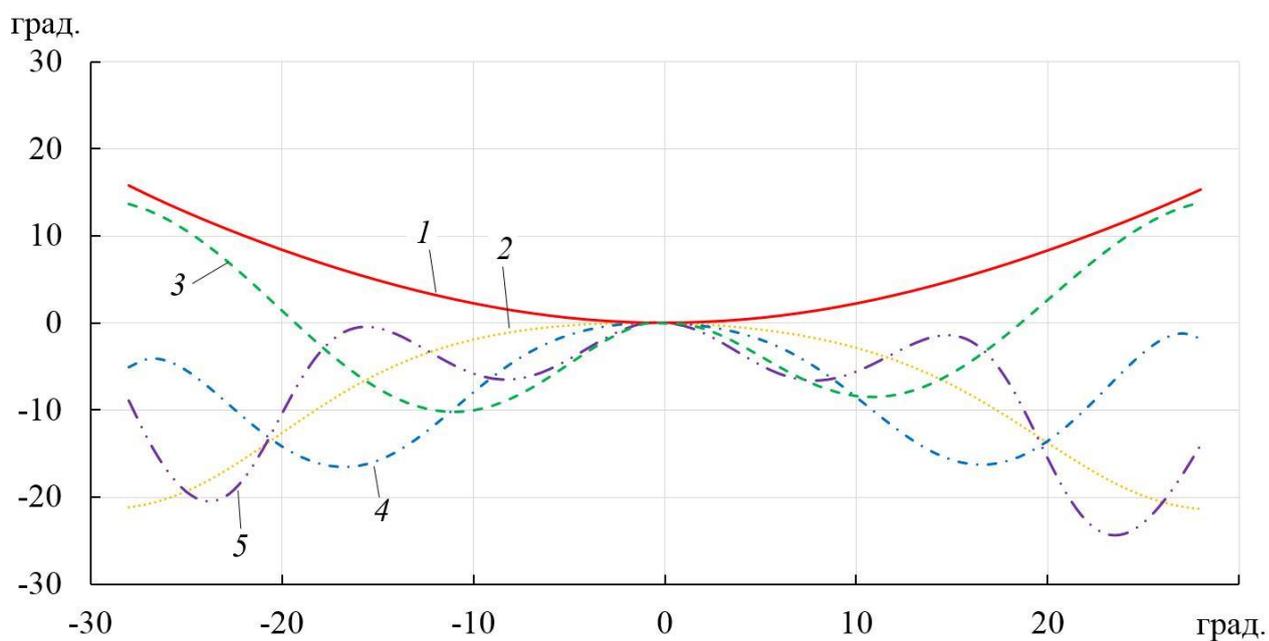


Рис. 2.20. Расстояние фазового центра облучателя от апертуры облучателя в Е- (1) и Н- (2) и плоскости в зависимости от частоты и его оптимальное положение (3)

Далее с использованием МКЭ были исследовано положение фазового центра диаграммы в зависимости от частоты (рис. 2.20). Как видно на рисунке, его среднее положение – в апертуре облучателя ( $z=0$  мм), а разброс положений фазового центра в полосе частот 6...30 ГГц от среднего положения не превышает 8 мм.



а)



б)

Рис. 2.21. Фазовые диаграммы направленности в Е- (а) и Н-плоскости (б) на частотах 6 (1), 12 (2), 18 (3), 24 (4) и 30 ГГц (5)

На рисунке 2.21 приведены рассчитанные с использованием МКЭ на пяти частотах относительно оптимального положения фазового центра фазовые ДН в Е и Н плоскости. Как на рисунке, фазовые искажения ДН в угле  $56^\circ$  не превышают  $25^\circ$ .

Перейдем к задаче максимизации полосы частот, в которой облучатель обеспечивает уровень отражения ниже -10 дБ. В результате были найдены оптимальные значения параметров  $r = 11$ ,  $t = 1$  мм,  $g = 0.4$  мм,  $w = 0.2$  мм,  $a_0 = 40.48$  мм,  $a_i = 0.2$  мм,  $R = 0.04$ .

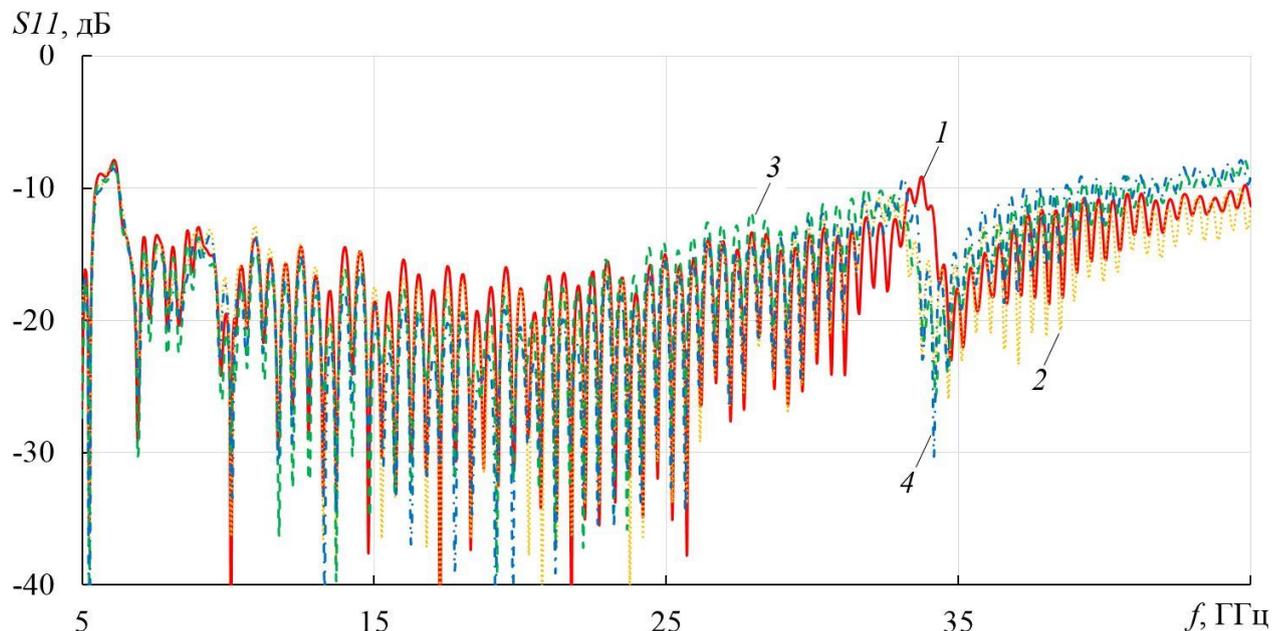


Рис. 2.22. Зависимость от частоты коэффициента отражения ( $S_{11}$ ) входа 1 (1, 2) и 2 (3, 4) облучателя: МКЭ (1, 3), МКРВО (2, 4)

На рис. 2.22 представлена частотная зависимость коэффициента отражения рупорного облучателя, рассчитанная с использованием МКЭ и МКРВО. На рисунке видно, что коэффициент отражения облучателя в полосе 6...40 ГГц не превышает -10 дБ.

На рис. 2.23 представлена частотная зависимость развязки по входу рупорного облучателя, рассчитанная с использованием МКЭ и МКРВО. На рисунке видно, что эта величина в полосе частот 5...49 ГГц не превышает -30 дБ.

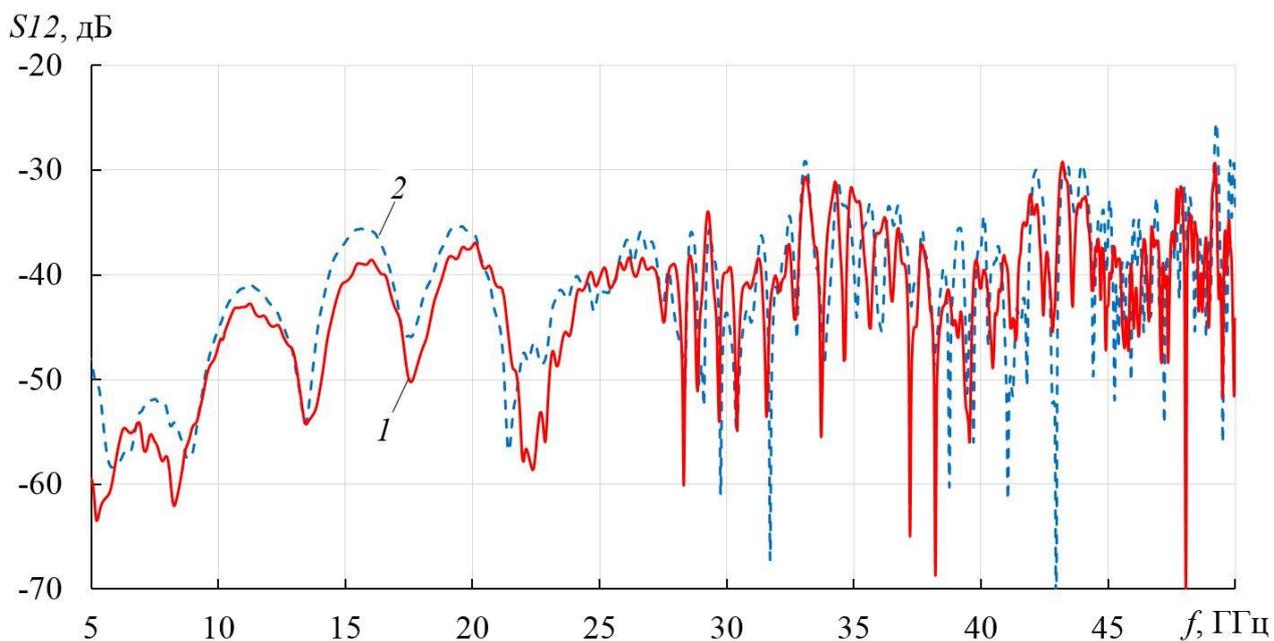


Рис. 2.23. Зависимость от частотны коэффициента развязки по входу ( $S_{12}$ ) облучателя: МКЭ (1), МКРВО (2)

Далее исследована двухполяризационная параболическая офсетная зеркальная антенна с угловым размером  $60^\circ$  и апертурой диаметром 600 мм (рис. 2.24) с облучающей системой в качестве вышерассмотренного облучателя.

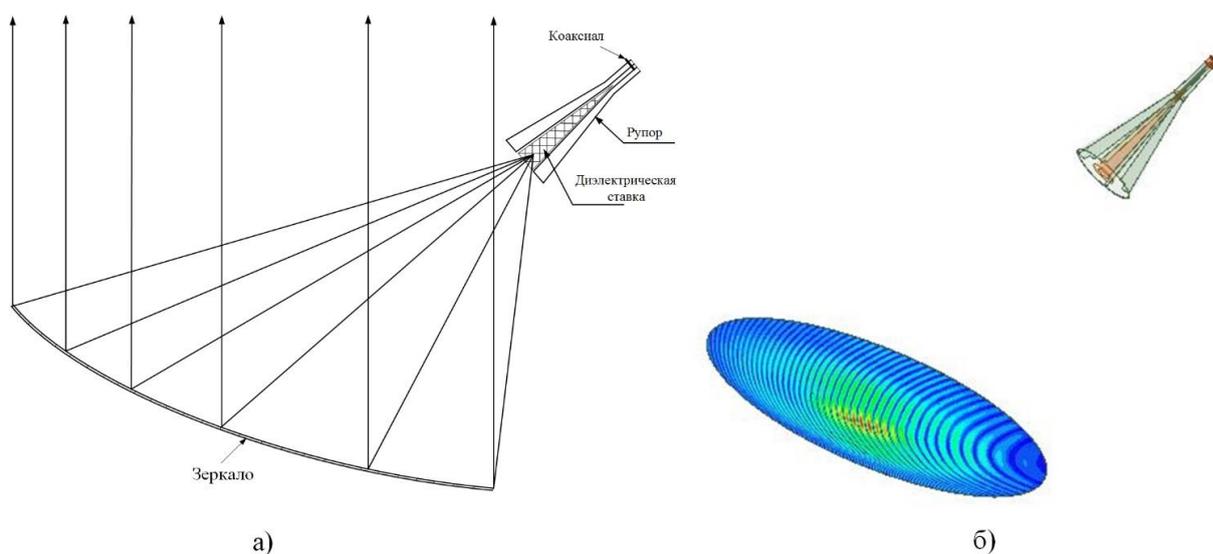
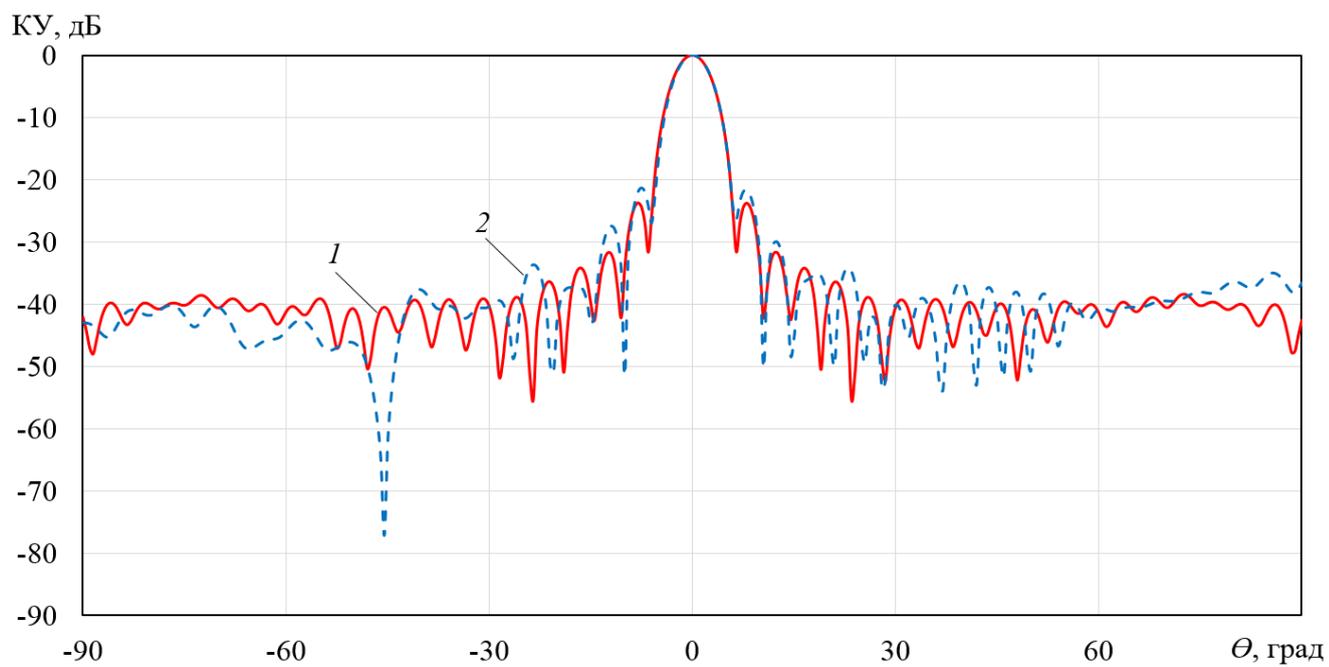
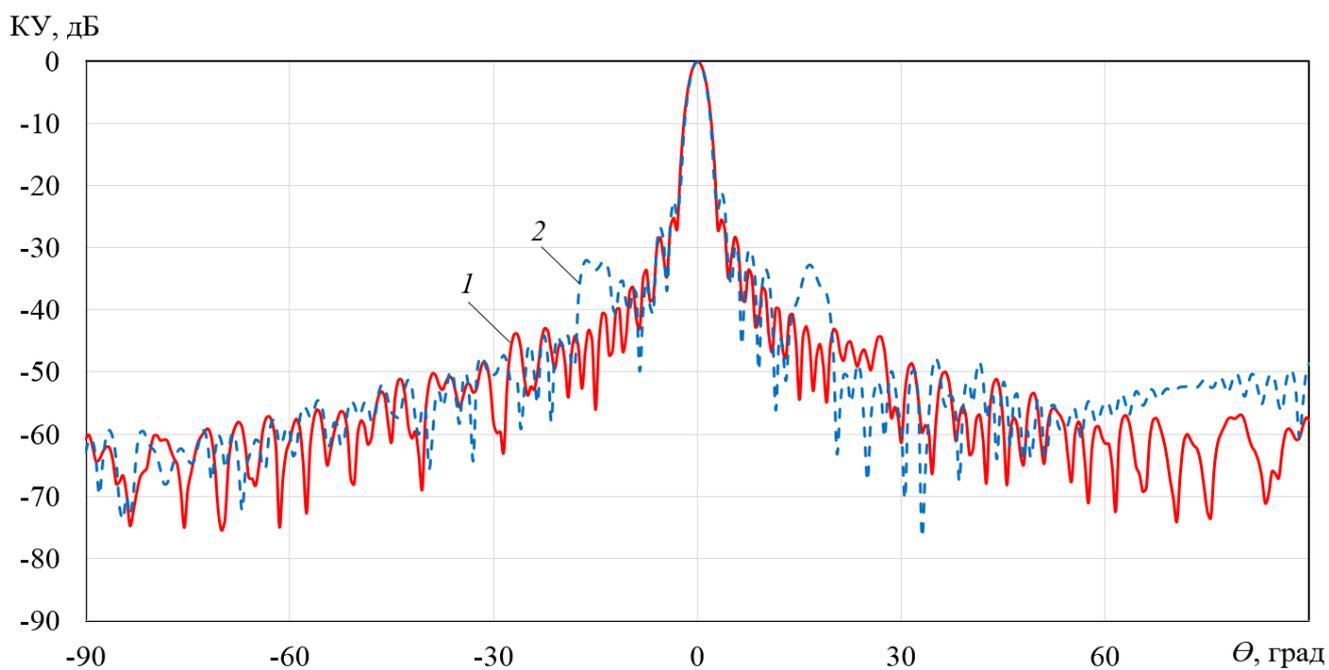


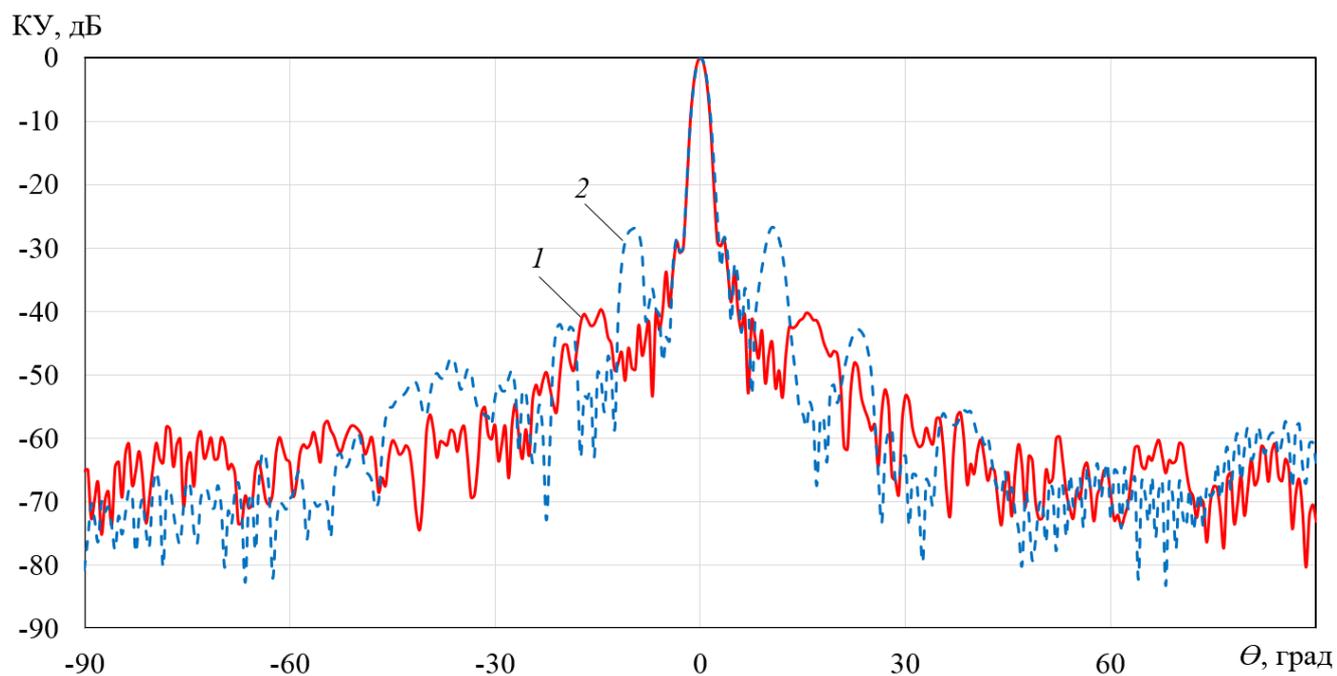
Рис. 2.24. Двухмерная схема (а) и трехмерная модель (б) параболической офсетной зеркальной антенны



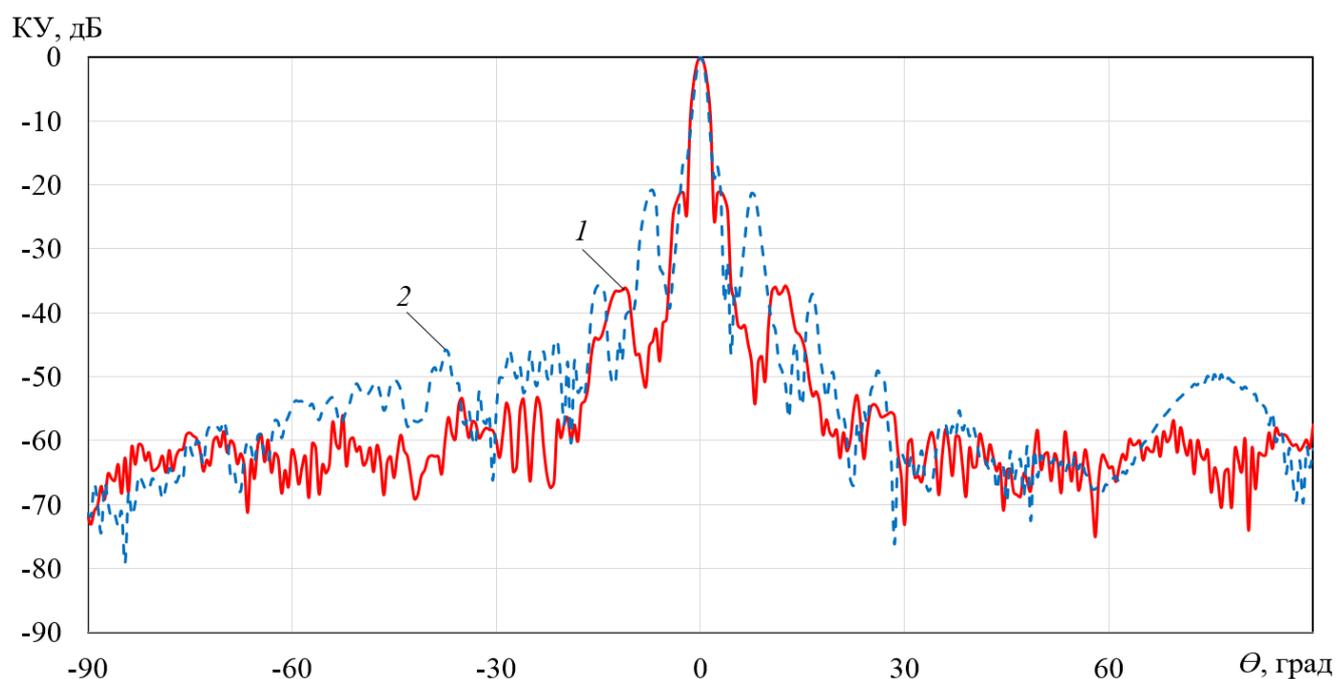
a)



б)



в)



г)

Рис. 2.25. ДН параболической офсетной зеркальной антенны в Н- (1) и Е- (2) плоскости на частотах 7 (а), 15 (б), 23 (в) и 31 ГГц (г)

На рис. 2.25 приведены ДН параболической офсетной зеркальной антенны в

*H*- и *E*-плоскости на частотах 7, 15, 23 и 31 ГГц. На рисунках видно, что с увеличением частот уровень четных боковых лепестков (второго, четвертого, шестого) растет. Это приводит к снижению значения величины КИП. В рабочей полосе 6...30 ГГц ширина ДН на уровне -3 дБ меняется в пределах 1.58...5.04 градусов, уровень первого бокового лепестка лежит в пределах -23.7...-21.3 дБ.

Рассчитанная с использованием МКЭ и МКРВО частотная зависимость КУ и величины КИП двухполяризационной параболической офсетной зеркальной антенны приведена на рис. 2.26.

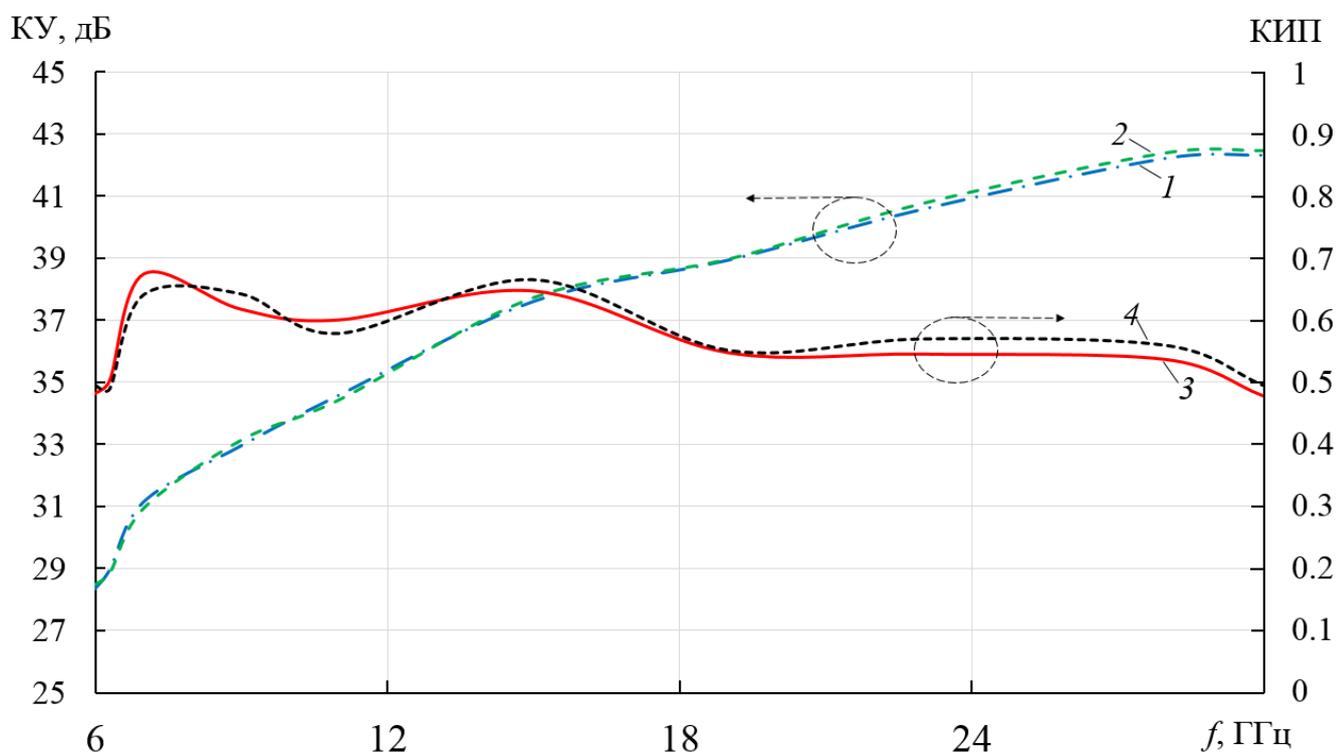


Рис. 2.26. Зависимость от частоты коэффициента усиления (1, 2) и величины КИП (3, 4) зеркальной антенны, рассчитанная с использованием МКЭ (1, 3), МКРВО (2, 4)

На рисунке видно, что КУ антенны монотонно возрастает с увеличением частоты, при этом величина КИП выше 0.5 в полосе частот 6...30 ГГц.

На основании полученных результатов можно сделать следующие выводы:

1. Разработанный и оптимизированный облучатель в полосе частот 6...40 ГГц согласован по уровню -10 дБ при уровне развязки по входу -30 дБ.

2. Разработанный и оптимизированный облучатель обеспечивает на угле  $28^{\circ}$  от оси уровень спада ДН в Е и Н плоскости от -9 до -18 дБ в полосе частот 6...30 ГГц.

3. Разработанный и оптимизированный облучатель обеспечивает величину КИП более 0.5 в полосе частот 6...30 ГГц при облучении офсетного параболического зеркала с угловым размером  $60^{\circ}$ .

Результаты раздела 2.2 опубликованы в работе [61].

### ГЛАВА 3. СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЕ ДВУХПОЛЯРИЗАЦИОННЫЕ ДВУХЗЕРКАЛЬНЫЕ АНТЕННЫЕ СИСТЕМЫ

В работах [19, 20, 23, 24] проведено моделирование апертурного КИП осесимметричных однозеркальных антенн с СШП облучателем. Наибольшая полоса частот (1.5-15.5 ГГц) исследована в работах [19, 20]. Рассчитанная величина апертурного КИП в этой полосе частот не менее 0.43. Максимальная рассчитанная величина апертурного КИП (0.55) получена в работе [24] в полосе частот 6-18 ГГц.

Офсетные однозеркальные с СШП облучателями исследованы в работах [60, 61]. Рассчитанные величины полного КИП в работе [60] выше 0.6 в полосе частот 6.5-15 ГГц, а в работе [61] - выше 0.5 в полосе частот 6-30 ГГц.

В работах [25, 26, 28, 31] проведено моделирование апертурного КИП осесимметричных двухзеркальных антенн с СШП облучателем. Наибольшая полоса частот (8-50 ГГц) исследована в работе [25]. Рассчитанная величина апертурного КИП в этой полосе частот не менее 0.45. Максимальная рассчитанная величина апертурного КИП (0.6) получена в работе [28] в полосе частот 2-14 ГГц.

Офсетные двухзеркальные с СШП облучателями исследованы в работах [13, 17, 21, 25, 27, 29, 30, 32]. Рассчитанные величины апертурного КИП в работе [25, 30] выше 0.6 в полосе частот 8-50 ГГц, 0.35-1.05 ГГц, соответственно. Наибольшая полоса частот (1-20 ГГц) получена в работе [21] при рассчитанном уровне апертурного КИП больше 0.4.

Нужно отметить, что во всех работах по двухзеркальным антеннам приведена величина расчетного апертурного КИП, который не учитывает потери на отражение на входе облучателя, дифракцию и рассеяние на главном и вспомогательном зеркале. Кроме того, в цитированных выше работах

рассмотрены, как правило, антенны с большими электрическими размерами главного зеркала.

Данная глава посвящена разработке и исследованию СШП осесимметричной и офсетной двухполяризационной двухзеркальной антенны.

### 3.1. ОСЕСИММЕТРИЧНАЯ ЗЕРКАЛЬНАЯ АНТЕННАЯ СИСТЕМА

Продольное сечение осесимметричной двухзеркальной антенны с металлодиэлектрической облучающей системой показано на рис. 3.1.

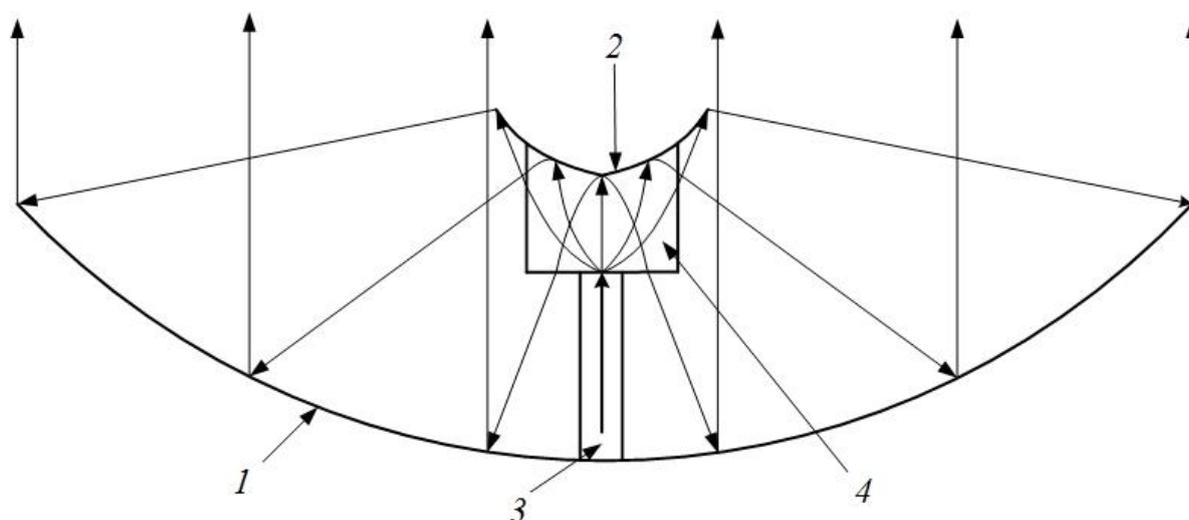


Рис. 3.1. Продольное сечение осесимметричной двухзеркальной антенны

Осесимметричная двухзеркальная антенна содержит главное зеркало (1) диаметром 1000 мм, вспомогательное зеркало (2) и металлодиэлектрическую облучающую систему, которая состоит из металлодиэлектрического волновода (3) и цилиндрической осесимметричной диэлектрической линзы Микаэляна (4).

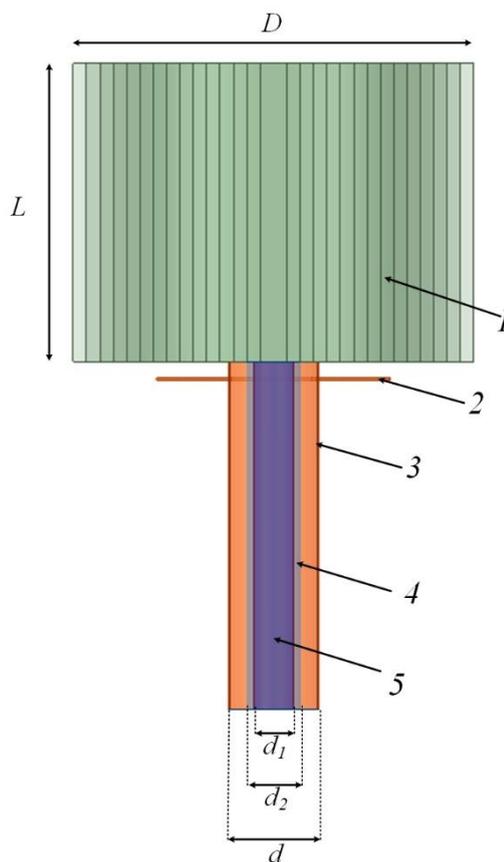


Рис. 3.2. Металлодиэлектрическая облучающая система

Линза Микаэляна (1) диаметром  $D$  и толщиной  $L$  выполнена в виде коаксиальных однородных кольцевых диэлектрических слоев (рис. 3.2) толщиной 4 мм, коэффициент преломления которых меняется от слоя к слою в соответствии с их расстоянием  $r$  до оси по закону [52]

$$n(r) = \frac{n(0)}{\operatorname{ch}\left(\frac{\pi r}{2L}\right)} \quad (3.1)$$

Зависимость диэлектрической проницаемости слоев линзы толщиной  $L = 90$  мм от радиуса, рассчитанная по формуле (3.1) для  $n_0 = n(0) = 1.6$ , приведена на рис. 3.3.

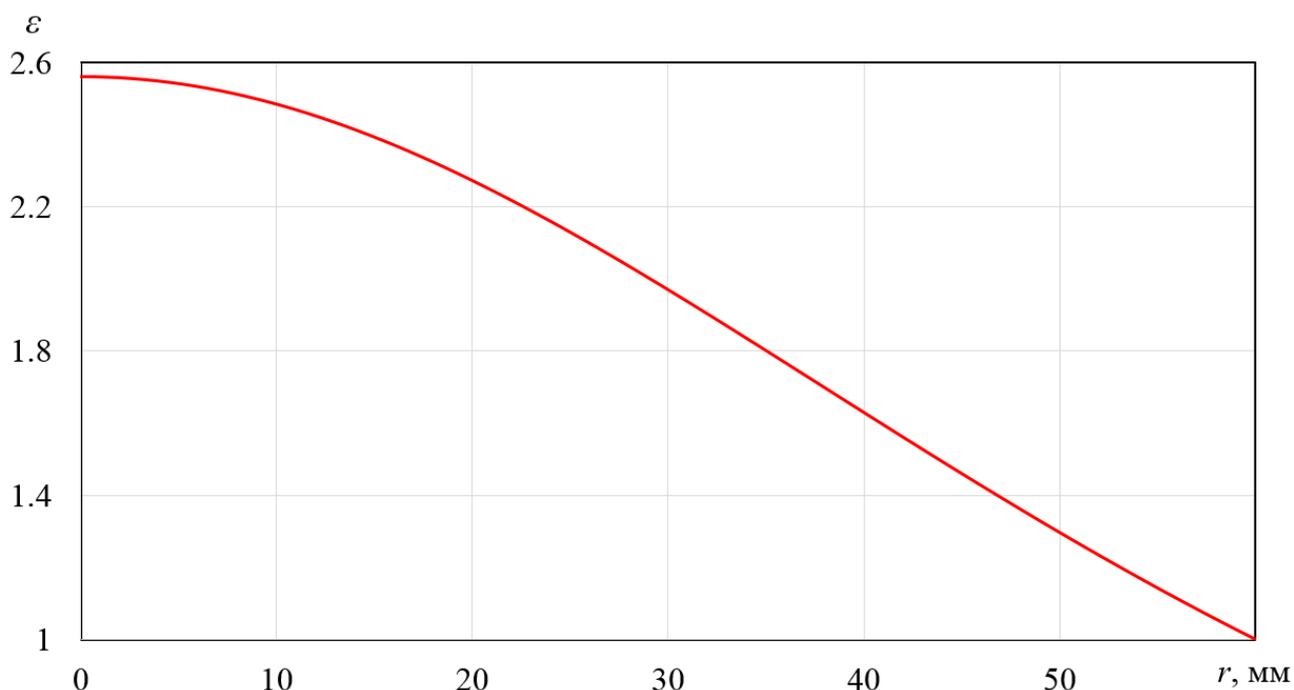


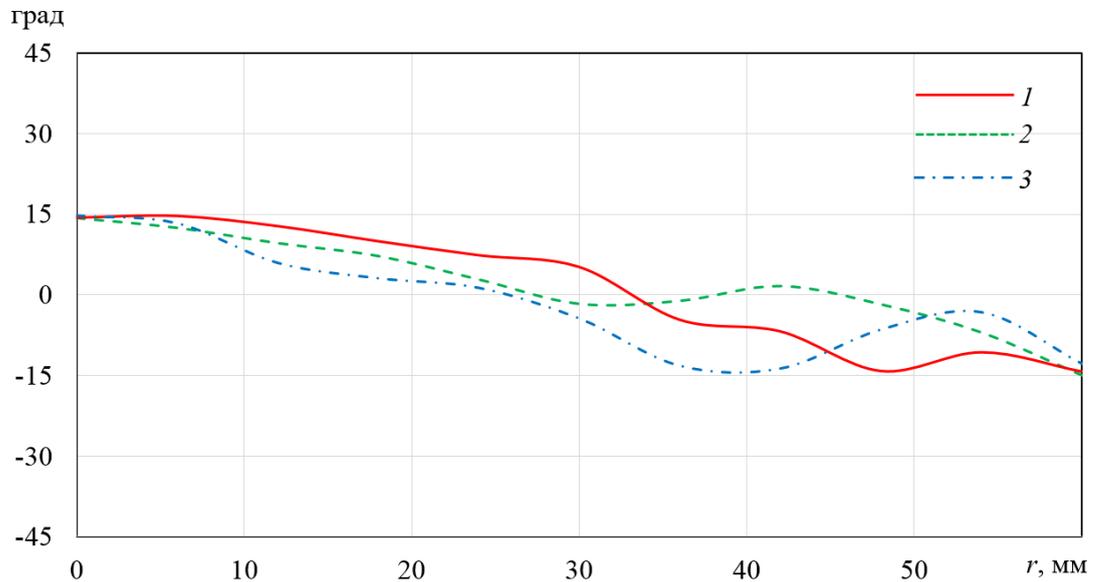
Рис. 3.3. Зависимость диэлектрической проницаемости в линзе от радиуса слоя

Металлодиэлектрический волновод выполнен в виде круглого металлического волновода (3) диаметром  $d$  с фланцем (2) и кольцевой диэлектрической вставкой диэлектрической проницаемостью  $\epsilon_1$  и внешним диаметром  $d_1$  (4), а также соосной цилиндрической вставкой диаметром  $d_2$  с диэлектрической проницаемостью  $\epsilon_2$  (5).

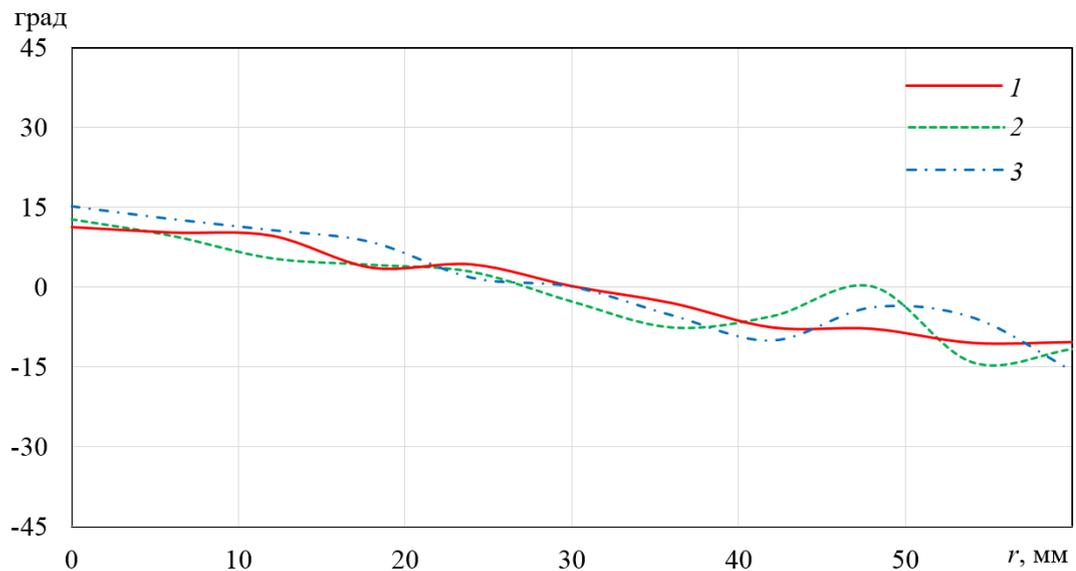
Сферический фронт излучения из открытого конца металлодиэлектрического волновода линза Микаэляна преобразует в плоский фронт. Для уменьшения дифракции на краях вспомогательного зеркала уровень облучения кромок зададим на уровне 15-20 дБ.

Путем электродинамического моделирования с использованием МКЭ в программной среде *ANSYS HFSS* были исследованы частотные зависимости уровня спада поля в апертуре линзы. В процессе исследования проводилась оптимизация параметров металлодиэлектрического волновода с целью максимизации полосы частот, в которой уровень спада поля в апертуре находится в интервале  $-15\dots-20$  дБ. В результате оптимизации были найдены

оптимальные значения параметров линзы:  $d = 26$  мм,  $d_1 = 12$  мм,  $d_2 = 16$  мм,  $\varepsilon_1 = 2.1$ ,  $\varepsilon_2 = 3.9$ , которые обеспечивают заданный уровень спада амплитуды поля и минимизацию разброса фазы поля в апертуре.

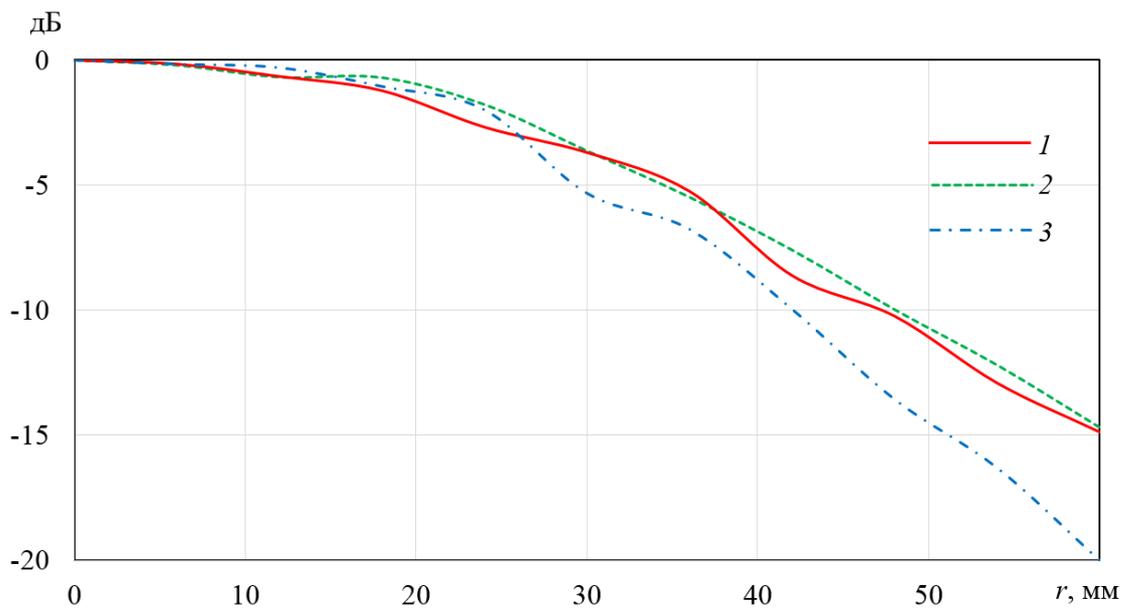


а)

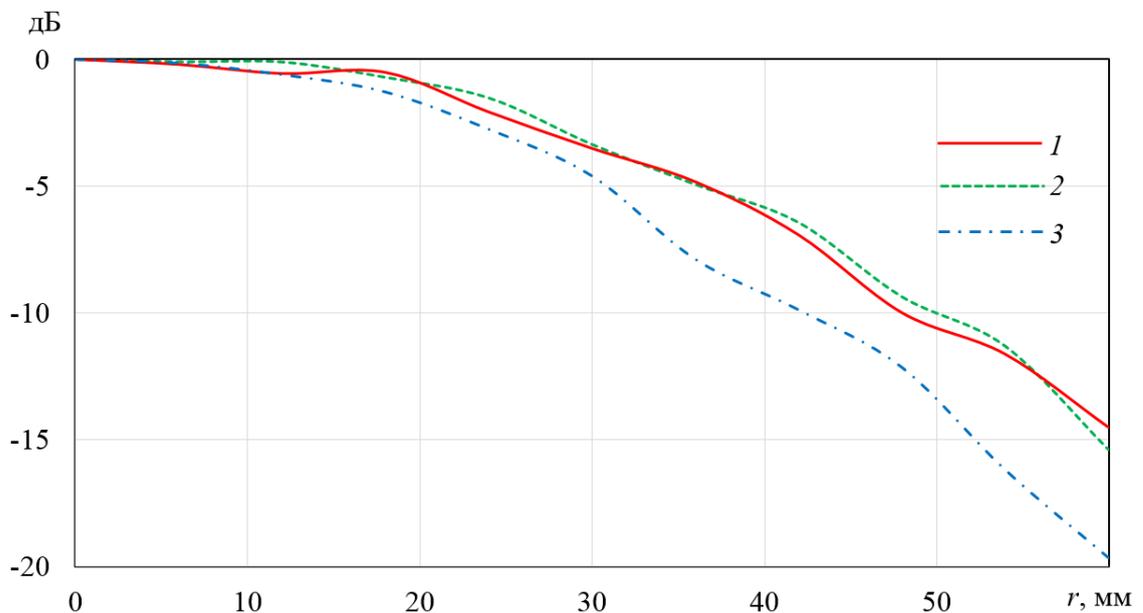


б)

Рис. 3.4. Зависимости фазы в апертуре линзы от радиуса в  $E$  (а) и  $H$  (б) плоскости на частотах 10 (1), 20 (2) и 30 ГГц (3)



а)



б)

Рис. 3.5. Зависимости амплитуды поля в апертуре линзы от радиуса в  $E$  (а) и  $H$  (б) плоскости на частотах 10 (1), 20 (2) и 30 ГГц (3)

На рис. 3.4 и рис. 3.5, соответственно, приведены зависимости фазы и амплитуды в апертуре линзы от радиуса.

На рис. 3.4 видно, что разброс фазы в апертуре линзы на всех трех частотах не превышает 30 градусов.

На рис. 3.5 видно, что уровень спада поля в апертуре линзы меняется в пределах от -15 дБ до -20 дБ.

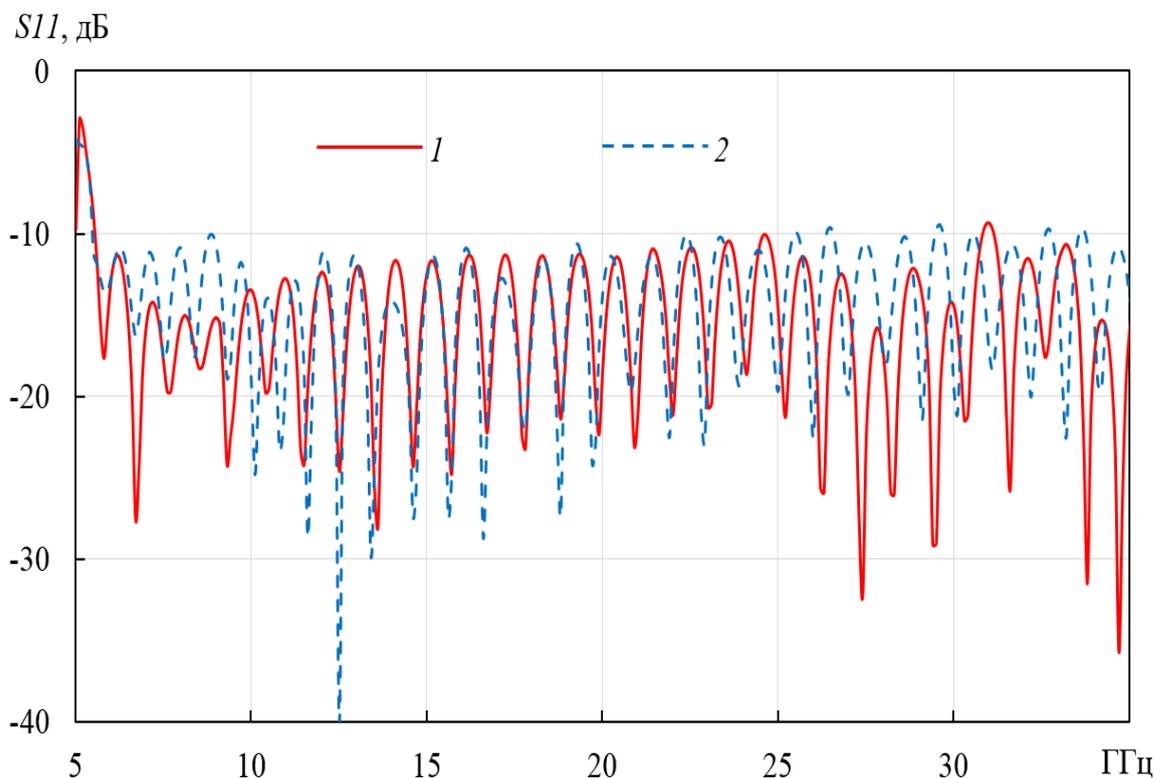


Рис. 3.6. Зависимость от частоты коэффициента отражения  $S_{11}$  облучающей системы, рассчитанная МКЭ (1) и МКРВО (2)

На рис. 3.6 приведена частотная зависимость коэффициента отражения облучающей системы, рассчитанная с использованием МКЭ и МКРВО. На рисунке видно, что данная облучающая система обеспечивает величину КО ниже уровня -9.5 дБ в полосе 5.5 - 35 ГГц.

Далее проведем синтез зеркально-линзовой системы с целью получения максимального КУ и КИП. Прежде всего найдем закон отображения радиальной координаты  $r$  точки на плоском фронте на выходе облучающей системы и координаты  $R$  точки в апертуре главного зеркала. Для синтеза зеркально-линзовой системы с высокими величинами КУ и КИП зададим трапецеидальное амплитудное распределение (рис. 3.7) в апертуре главного зеркала.

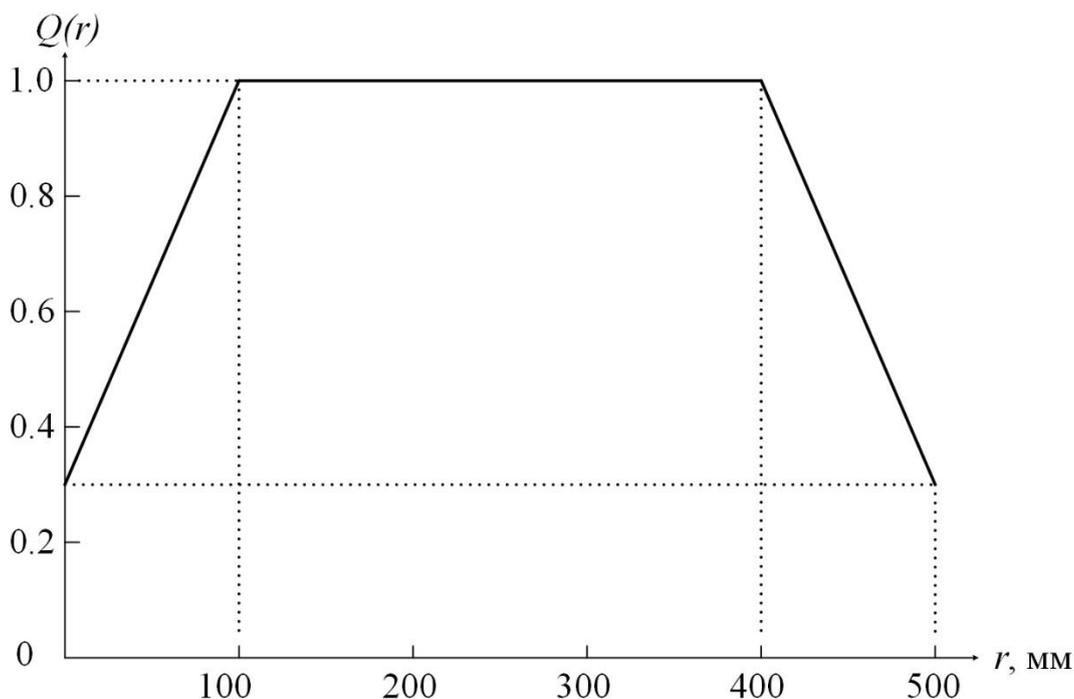


Рис. 3.7. Распределение амплитуды поля в апертуре главного зеркала

Для элементарной лучевой трубки излучения из источника в точке  $O$  закон сохранения потока мощности имеет вид

$$D^2(r)n^2(r)rdr = Q_0Q^2(R)RdR, \quad (3.2)$$

где  $D(r)$  распределение поля в апертуре линзы, а  $Q(R)$  – требуемое распределение поля в раскрыве главного зеркала.

Потребуем, чтобы уровень спадающей требуемой мощности в центре и крае раскрыва главного зеркала составил  $-10$  дБ, при этом спадание амплитуды поля составляет  $0.3$  (рис. 3.7).

Нормировочная постоянная  $Q_0$  может быть найдена путем приравнявая полных потоков мощности

$$Q_0 = \int_0^H D^2(r)rdr / \int_H^{R_M} Q^2(R)RdR, \quad (3.3)$$

где  $H$  – радиус вспомогательного зеркала,  $R_M$  – радиус главного зеркала.

Для любой точки  $r$  из уравнения

$$\int_0^r D^2(r)n^2(r)rdr = Q_0 \int_H^R Q^2(R)RdR \quad (3.4)$$

можно найти закон отображения  $R = M(r)$ , и обратный закон  $r = M^{-1}(R)$ .

Рассмотрим произвольную точку  $A(R,Z)$  на главном зеркале (рис. 3.8).

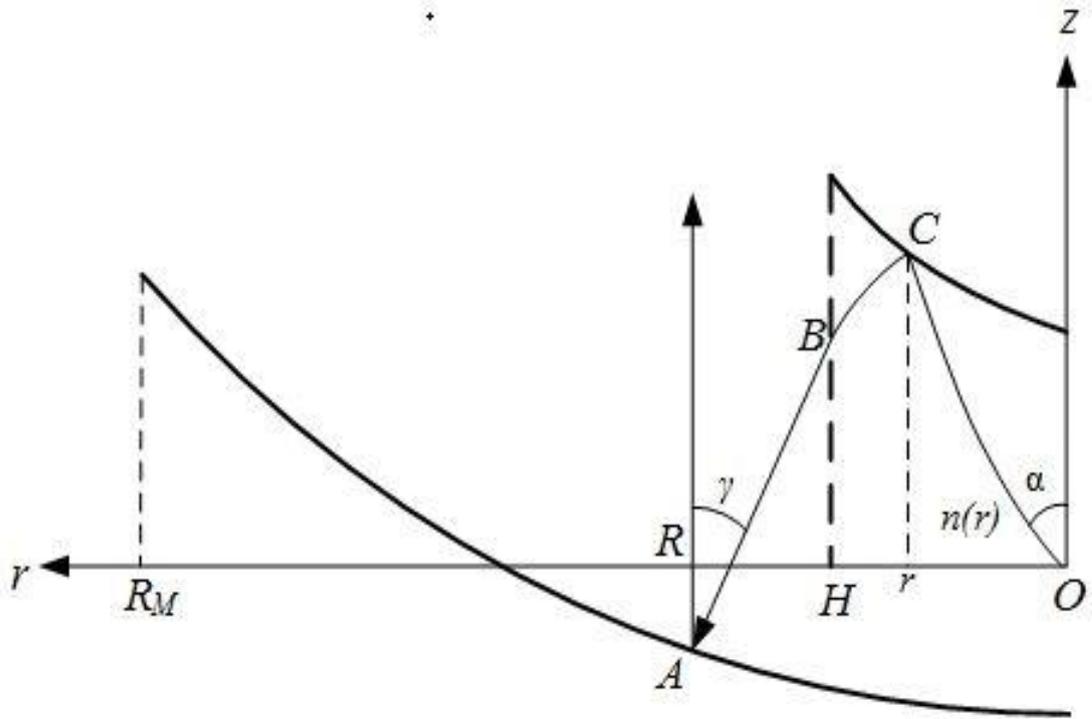


Рис. 3.8. Геометрия луча в двухзеркальной антенне

Из закона отображения точке  $A$  соответствует точка  $r_A$  на выходной поверхности линзы. Уравнение луча внутри линзы, проходящего через точку  $C$  имеет вид

$$z(r) = \int_0^r \frac{adr}{\sqrt{n^2(r) - a^2}}, \quad (3.5)$$

где  $a = n(r_A)$ .

Уравнение луча внутри линзы, проходящего через точку  $B$  (рис. 3.8) имеет вид:

$$z_2(r) = z_B + \int_r^H \frac{a_2 dr}{\sqrt{n^2(r) - a_2^2}}, \quad (3.6)$$

где  $a_2 = n(H) \cos \gamma$ ,  $\gamma$  - угол выхода луча из линзы (рис. 3.8).

Найдем точку пересечения кривых  $C(r_C, z_C)$  кривых  $z(r)$  и  $z_2(r)$ , т.е. корень уравнения

$$z(r) - z_2(r) = 0 \quad (3.7)$$

Эйконал луча, падающего на главное зеркало определяется формулой

$$L(\gamma) = -Z + |AB| + BC + OC, \quad (3.8)$$

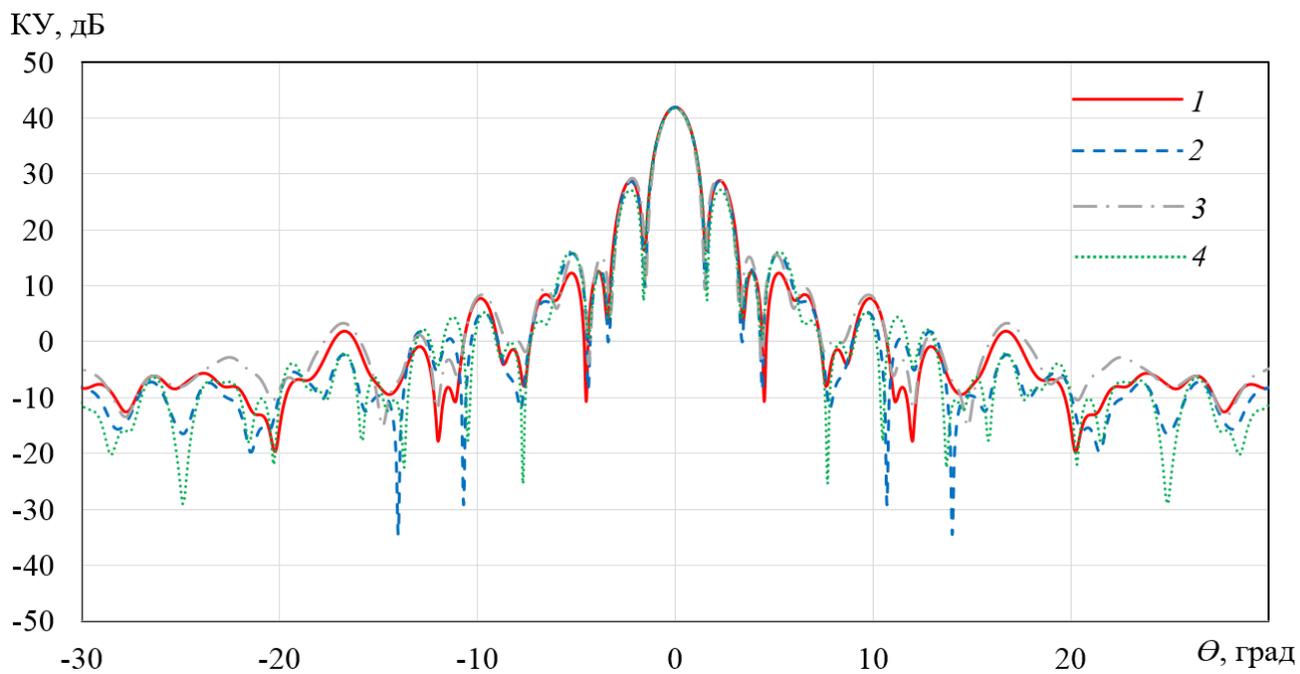
где  $OC = \int_0^{r_C} \sqrt{n^2(r) - a^2} dr + az_C$ ,  $BC = \int_{r_C}^H \sqrt{n^2(r) - a_2^2} dr + a_2(z_C - z_B)$ .

Потребуем, чтобы эйконал любого луча, равен эйконалу центрального луча, т.е.  $L(\gamma) = L_0$ . Из уравнения (3.8) можно найти величину угла  $\gamma$ , которая зависит от координат  $(R, Z)$  точки А на главном зеркале. Из условия равенства углов падения и отражения на главном зеркале следует

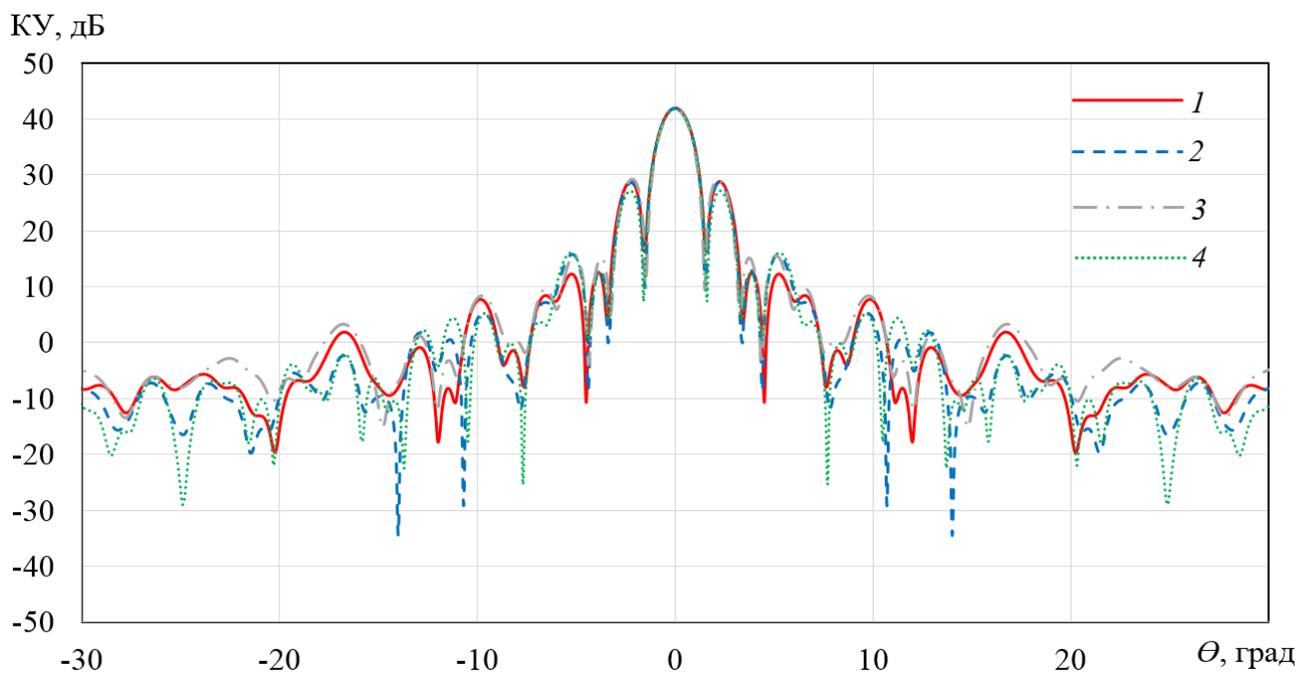
$$\frac{dZ}{dR} = \operatorname{tg} \frac{\gamma}{2} \quad (3.9)$$

В результате решения этого дифференциального уравнения находим образующую главного зеркала, после чего образующая вспомогательного зеркала, т.е. координаты  $(r_C, z_C)$ , определяются из уравнения (3.7).

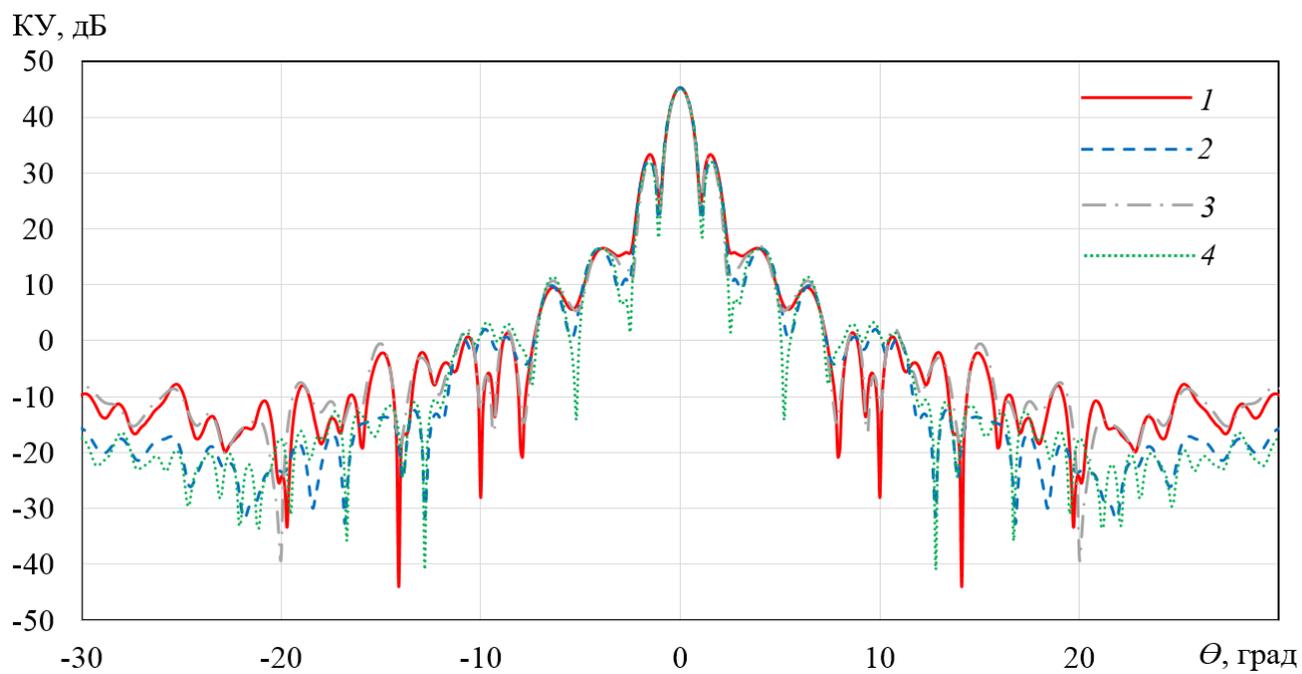
Анализ характеристик осесимметричной двухзеркальной антенны проведен с использованием двух численных методов: МКРВО и ММ. Диаграммы направленности осесимметричной двухзеркальной антенны, рассчитанные двумя методами на четырех частотах представлены на рис. 3.9.



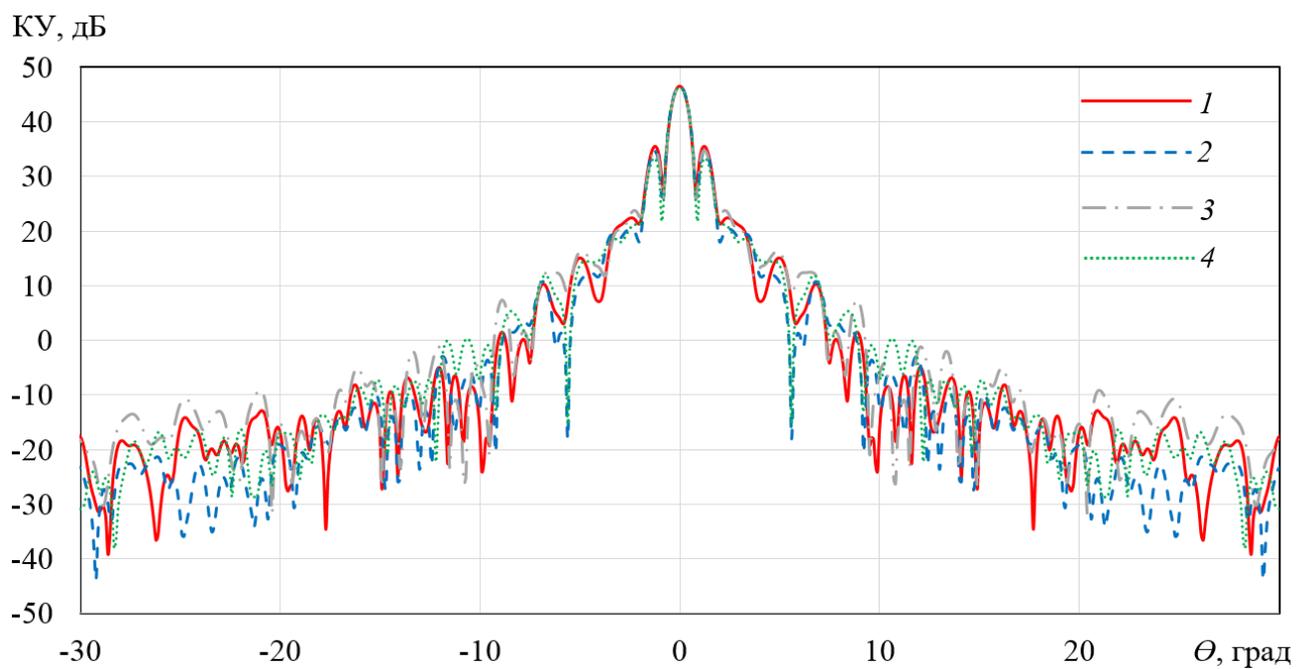
а)



б)



в)



г)

Рис. 3.9. Диаграммы направленности осесимметричной двухзеркальной антенны в  $H$  (1, 3) и  $E$  (2, 4) плоскости на частотах 6 (а), 14 (б), 22 (в) и 30 ГГц (г), рассчитанные с использованием ММ (1, 2) и МКРВО (3, 4)

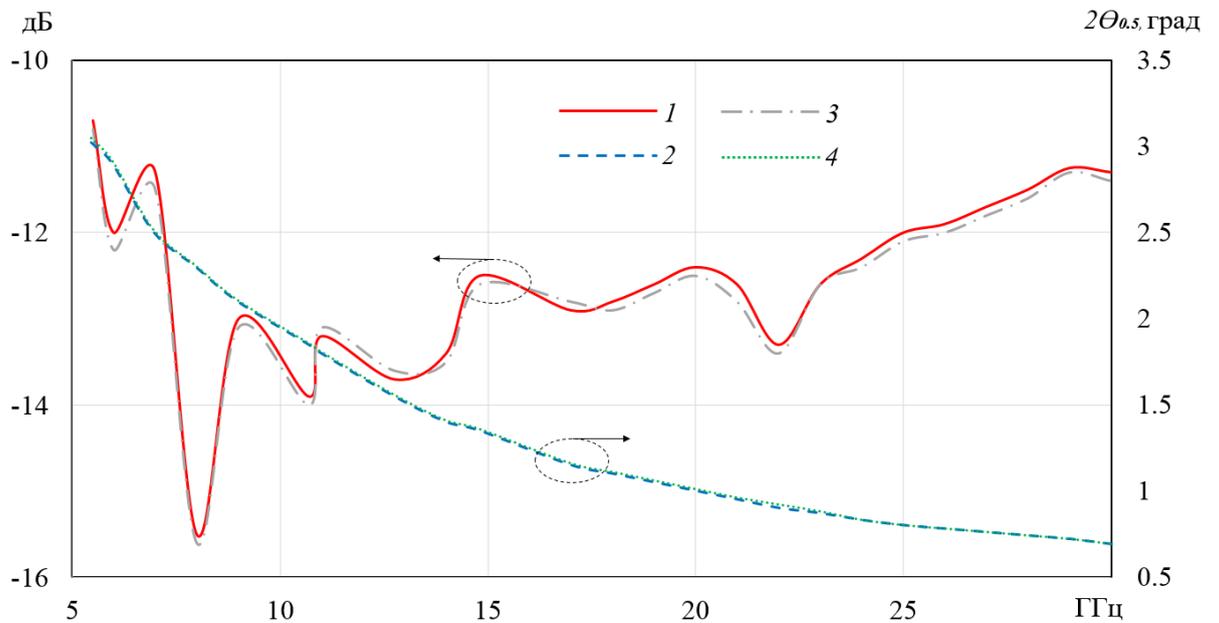


Рис. 3.10. Зависимость от частоты о уровня первого бокового лепестка (1, 3) и ширины главного лепестка ДН (2, 4), рассчитанная с использованием ММ (1, 2) и МКРВО (3, 4)

На рис. 3.10 приведена частотная зависимость максимального уровня бокового излучения и ширины главного лепестка ДН по уровню -3 дБ, рассчитанные с использованием ММ и МКРВО. Видно, что уровень первого бокового лепестка меняется в диапазоне -11...-15.5 дБ.

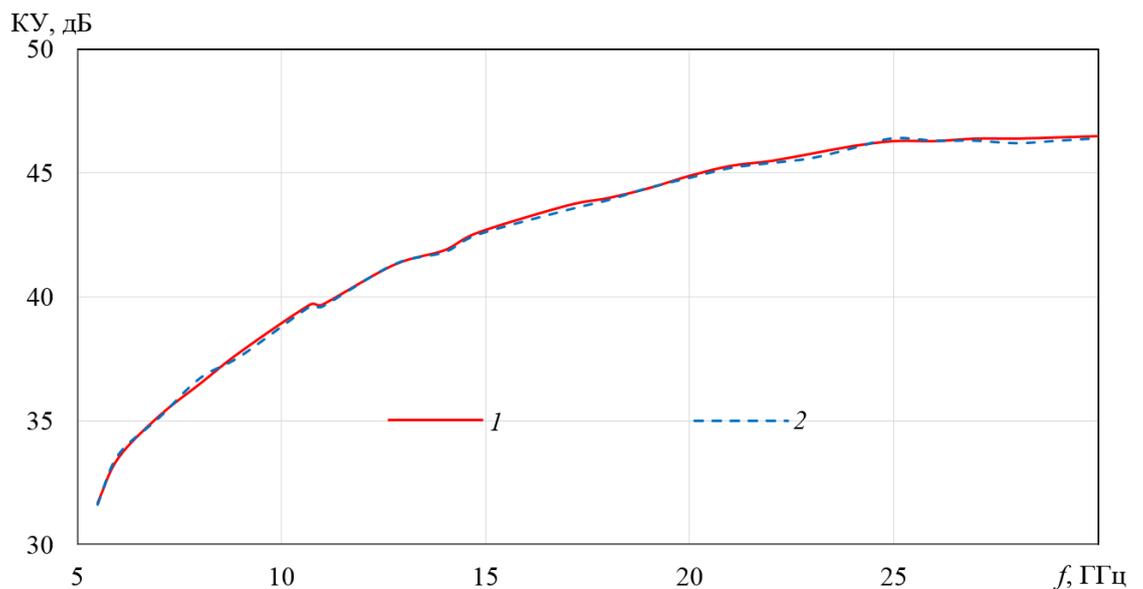


Рис. 3.11. Зависимость от частоты коэффициента усиления (КУ) двухзеркальной антенны, рассчитанная с использованием ММ (1) и МКРВО (2)

На рис. 3.11 приведена частотная зависимость КУ осесимметричной двухзеркальной антенны, рассчитанная с использованием ММ и МКРВО. На рисунке видно, что КУ монотонно растет при увеличении частоты.

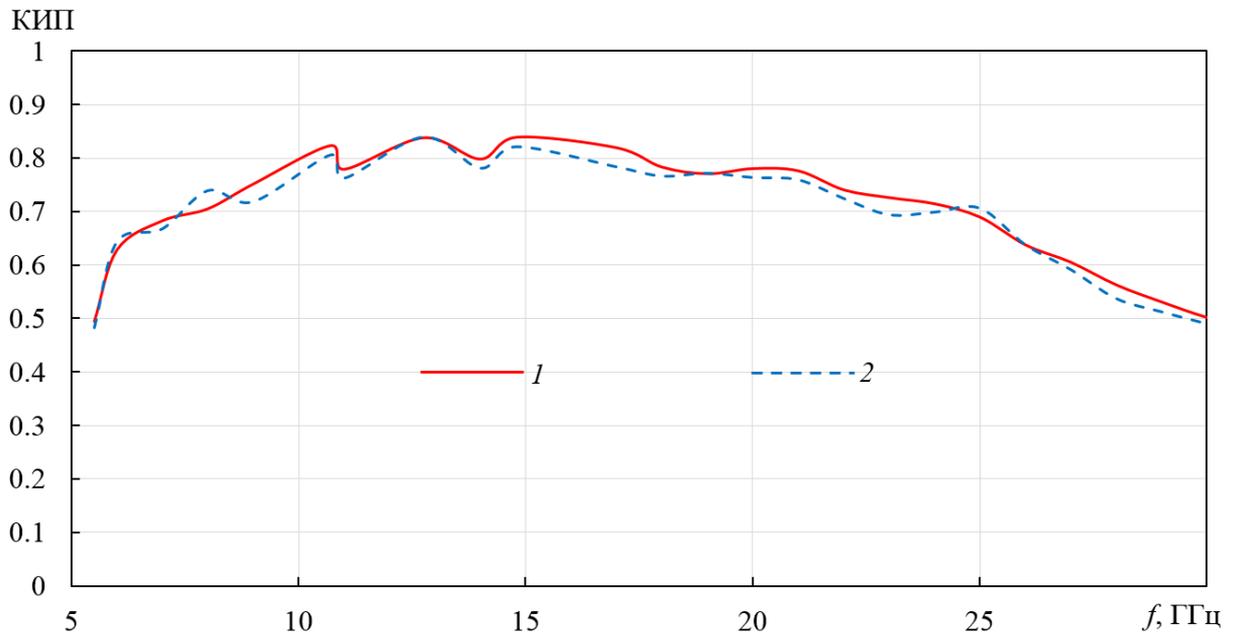


Рис. 3.12. Зависимость от частоты величины КУ осесимметричной двухзеркальной антенной системы, рассчитанная с использованием ММ (1) и МКРВО (2)

На рис. 3.12 приведена частотная зависимость величины КУ осесимметричной двухзеркальной антенны, рассчитанная с использованием ММ и МКРВО. На рисунке видно, что исследованная антенна с оптимизированными параметрами обеспечивает значение величины КУ выше 0.7 в полосе частот 8-25 ГГц и выше 0.5 в полосе частот 6-30 ГГц.

Отметим, что двухзеркальная антенна сохраняет свою эффективность даже при небольшом электрическом размере диаметра вспомогательного зеркала (три длины волны на частоте 6 ГГц).

На основании полученных результатов можно сделать следующие выводы:

1. Разработанная и оптимизированная металлодиэлектрическая облучающая система согласована по уровню -10 дБ в полосе частот 5 - 40 ГГц.

2. Разработанная и оптимизированная двухзеркальная антенна обеспечивает величину КИП более 0.7 в полосе частот 8-25 ГГц и более 0.5 в полосе частот 6-30 ГГц.

Результаты раздела 3.1 опубликованы в работе [62].

### 3.2. ОФСЕТНАЯ ЗЕРКАЛЬНАЯ АНТЕННАЯ СИСТЕМА

Продольное сечение офсетной двухзеркальной антенны с рупорно-линзовой облучающей системой показано на рис. 3.13.

Офсетная двухзеркальная антенна содержит главное параболическое зеркало (1), вспомогательное параболическое зеркало (2) и рупорно-линзовую облучающую систему, которая в первом случае (рис. 3.14а) состоит из осесимметричной диэлектрической линзы (3), расположенной на фокальном расстоянии от фазового центра четырехреберного металлодиэлектрического облучателя (4), а во втором случае (рис. 3.14б) линза расположена в апертуре металлического конического рупора.

Металлодиэлектрический четырехреберный облучатель (рис. 3.14а), как и в работе [61], состоит из двух частей: конического четырехреберного металлического рупора  $I$  длиной  $L_1$  и радиусом апертуры  $d$  с четырьмя ребрами, расстояние между которыми составляет  $c$ , и волновода  $5$  длиной  $L_2$  и радиусом  $d_3$ .

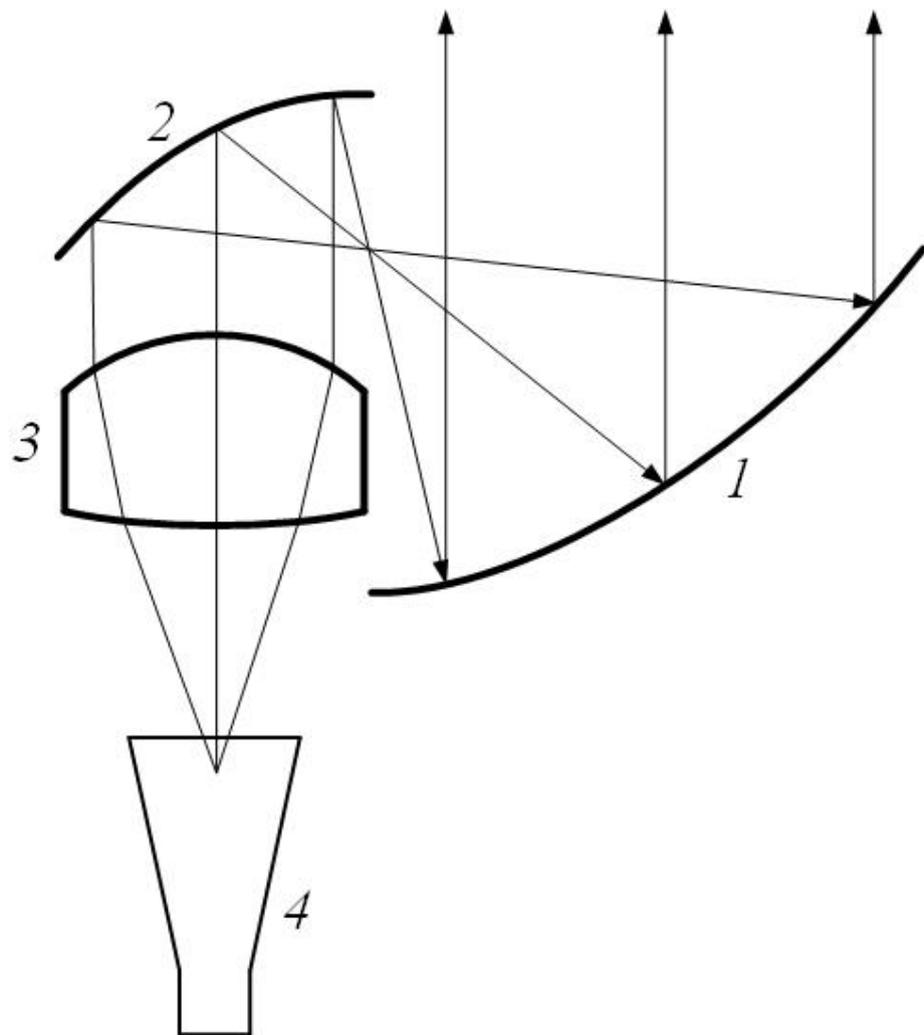


Рис. 3.13. Продольное сечение офсетной двухзеркальной антенны

Внутри рупора  $1$  вдоль его оси расположены конические диэлектрические вставки  $3, 4$ , которые соединены с диэлектрическими соосными цилиндрическими вставками диаметром  $d_1$  и  $d_2$  соответственно, заходящими в волновод. Диэлектрическая проницаемость вставки  $3$  составляет  $\epsilon_1$  и радиус основания  $a$ , а вставка  $4$  с диэлектрической проницаемостью  $\epsilon_2$  и радиусом основания  $b$ .

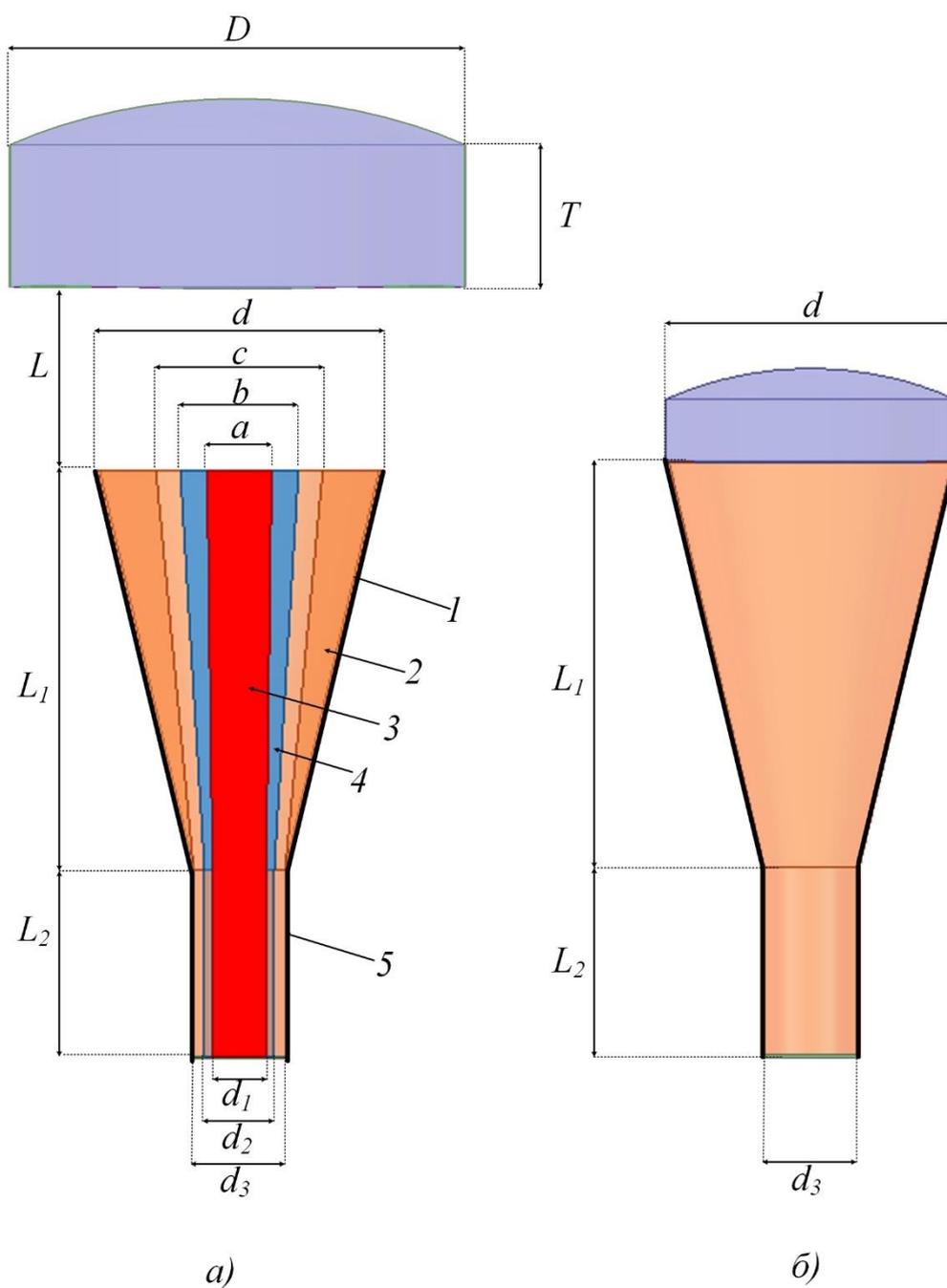


Рис. 3.14. Продольное сечение облучающей системы: линза на расстоянии  $L$  от металло-диэлектрического рупора (а), линза в апертуре металлического рупора (б)

Для получения высоких значений КУ и КИП антенны синтезируем в апертуре главного зеркала трапецидальное амплитудное распределение (рис. 3.15).

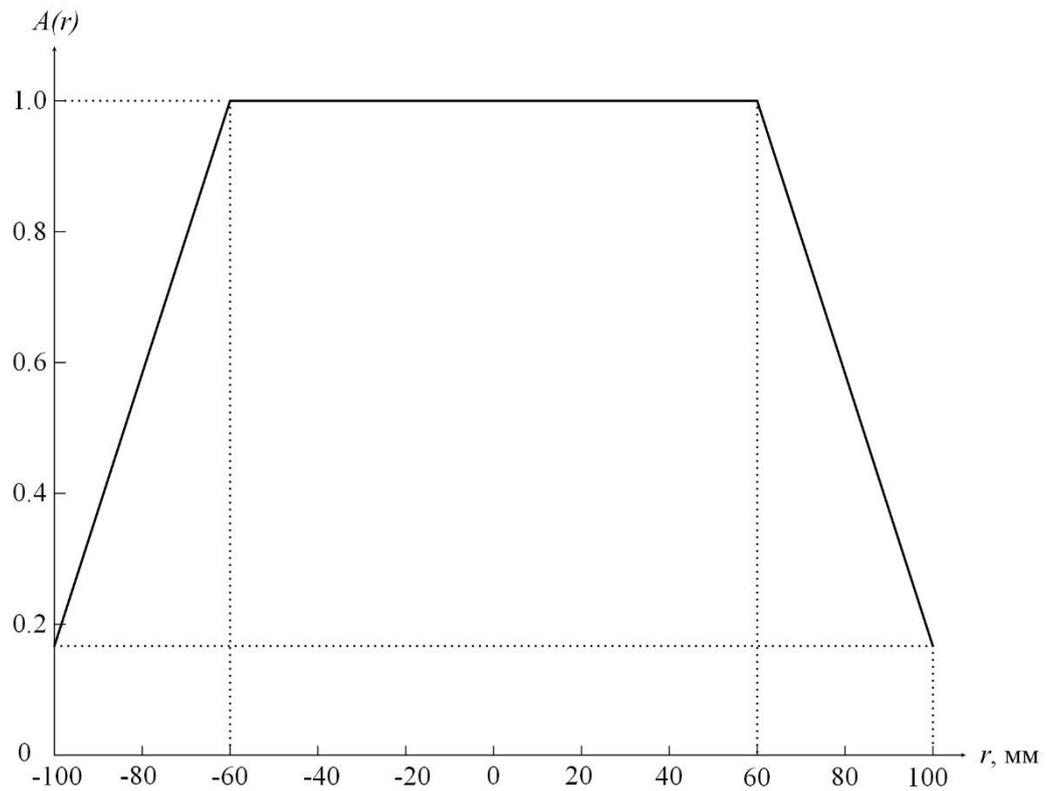


Рис. 3.15. Распределение амплитуды поля в апертуре главного зеркала

Поскольку функция отображения плоских волновых фронтов на входе и выходе системы Мерсенна является линейной, распределение амплитуды поля в апертуре главного зеркала в приближении ГО подобно распределению на выходе облучающей системы. Таким образом, для получения трапецеидального распределения в апертуре главного зеркала необходимо сформировать подобное распределение на выходе облучающей системы. Используем для этого ГО.

Закон сохранения потока мощности в элементарной лучевой трубке имеет вид

$$D^2(\alpha) \sin \alpha d\alpha = CA^2(r) r dr, \quad (3.10)$$

где  $D(\alpha)$  - ДН рупора в первом случае и амплитуда поля рупорной моды в Е-плоскости во втором, а  $A(r)$  – требуемое распределение поля на выходе облучающей системы. Нормировочная постоянная  $C$  может быть найдена путем приравнивая полных потоков мощности

$$C = \int_0^{\alpha_0} D^2(\alpha) \sin \alpha d\alpha \Big/ \int_0^{r_0} A^2(r) r dr, \quad (3.11)$$

где  $\alpha_0$  – угол между лучом проходящим через кромку линзы и осью излучения,  $r_0$  – радиус линзы.

Для уменьшения дифракции на краях вспомогательного зеркала уровень облучения кромок зададим на уровне -15...-20 дБ (рис. 3.15).

Интегрируя уравнение (1), находим функцию отображения  $r(\alpha)$ , приведенную на рис. 3.16.

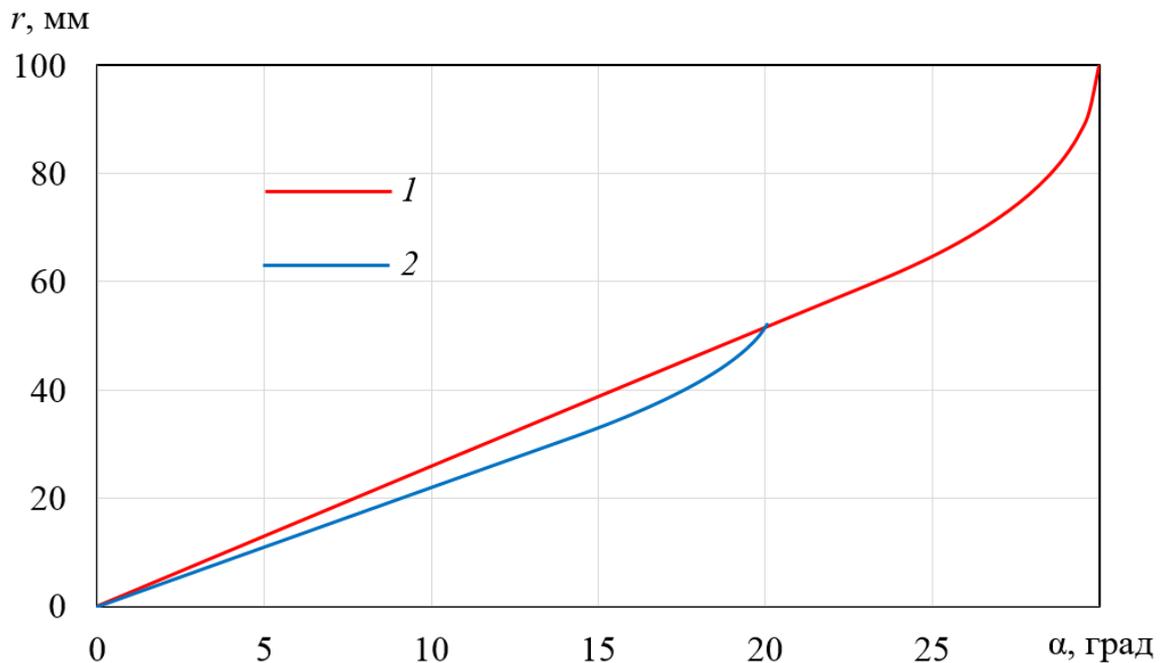


Рис. 3.16. Функция отображения: линза на расстоянии 120 мм от апертуры металло-диэлектрического рупора (1), линза в апертуре металлического рупора (2)

Дифференциальное уравнение относительно функции  $l(\alpha)$ , определяющей первую преломляющую поверхность линзы имеет вид [56]

$$\frac{dl(\alpha)}{d\alpha} = l(\alpha) \frac{\sin \theta}{\cos \theta - 1/n}, \quad (3.12)$$

где 
$$\theta = \alpha + \arccos \frac{S(\alpha)}{\sqrt{K(\alpha)^2 + S(\alpha)^2}} - \arcsin \frac{nK(\alpha)}{\sqrt{K(\alpha)^2 + S(\alpha)^2}},$$

$S(\alpha) = l(\alpha)(\cos \alpha - 1) + T(n - 1), K(\alpha) = r(\alpha) - l(\alpha) \sin \alpha$  (рис. 3.17).

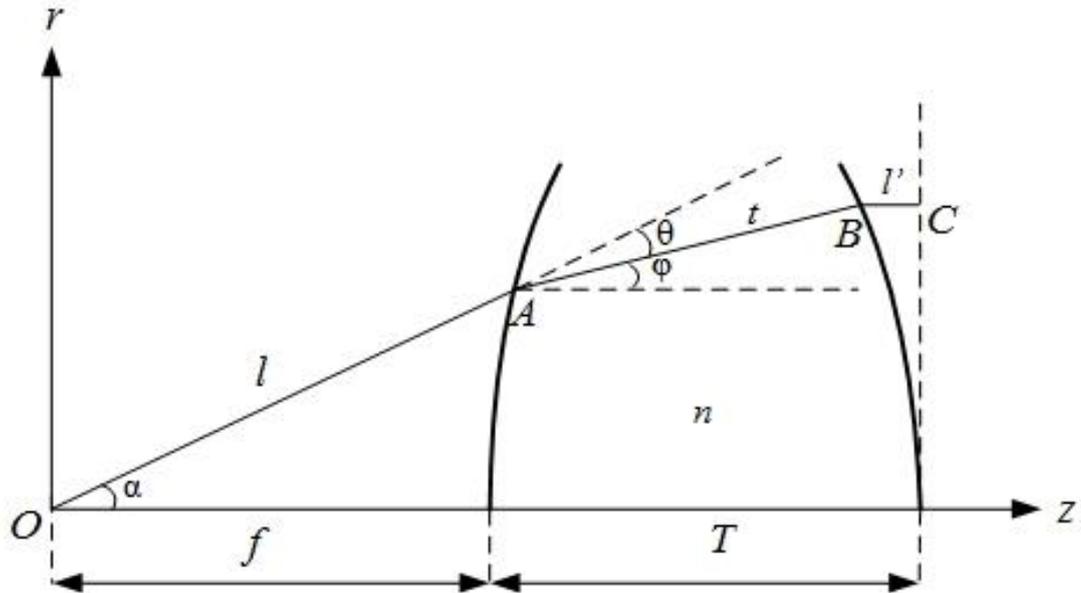


Рис. 3.17. Геометрия луча в рупорно-линзовой облучающей системе

Решая дифференциальное уравнение (3.12) численным методом, находим образующую первой преломляющей поверхности, после чего определяем образующую второй преломляющей поверхности в параметрической форме

$$r(\alpha) = l(\alpha) \sin \alpha + \frac{l(\alpha)(\cos \alpha - 1) + T(n - 1)}{n - \cos(\alpha - \theta)} \sin(\alpha - \theta) \quad (3.13)$$

$$z(\alpha) = \frac{l(\alpha)(n \cos \alpha - \cos(\alpha - \theta)) + T(n - 1) \cos(\alpha - \theta)}{n - \cos(\alpha - \theta)} \quad (3.14)$$

Далее проведем моделирование и оптимизацию параметров облучающей системы. Для исследования влияния диэлектрической проницаемости на характеристики антенны были синтезированы линзы с диэлектрической проницаемостью 2.25, 2.56 и 3.2, расположенные на расстоянии 120 мм от

апертуры рупора и линза с диэлектрической проницаемостью 2.56, расположенная в апертуре металлического рупора.

Далее с использованием МКЭ проведены расчеты распределения поля в продольном сечении синтезированной облучающей системы с линзой диэлектрической проницаемостью 2.56 на частоте 20 ГГц.

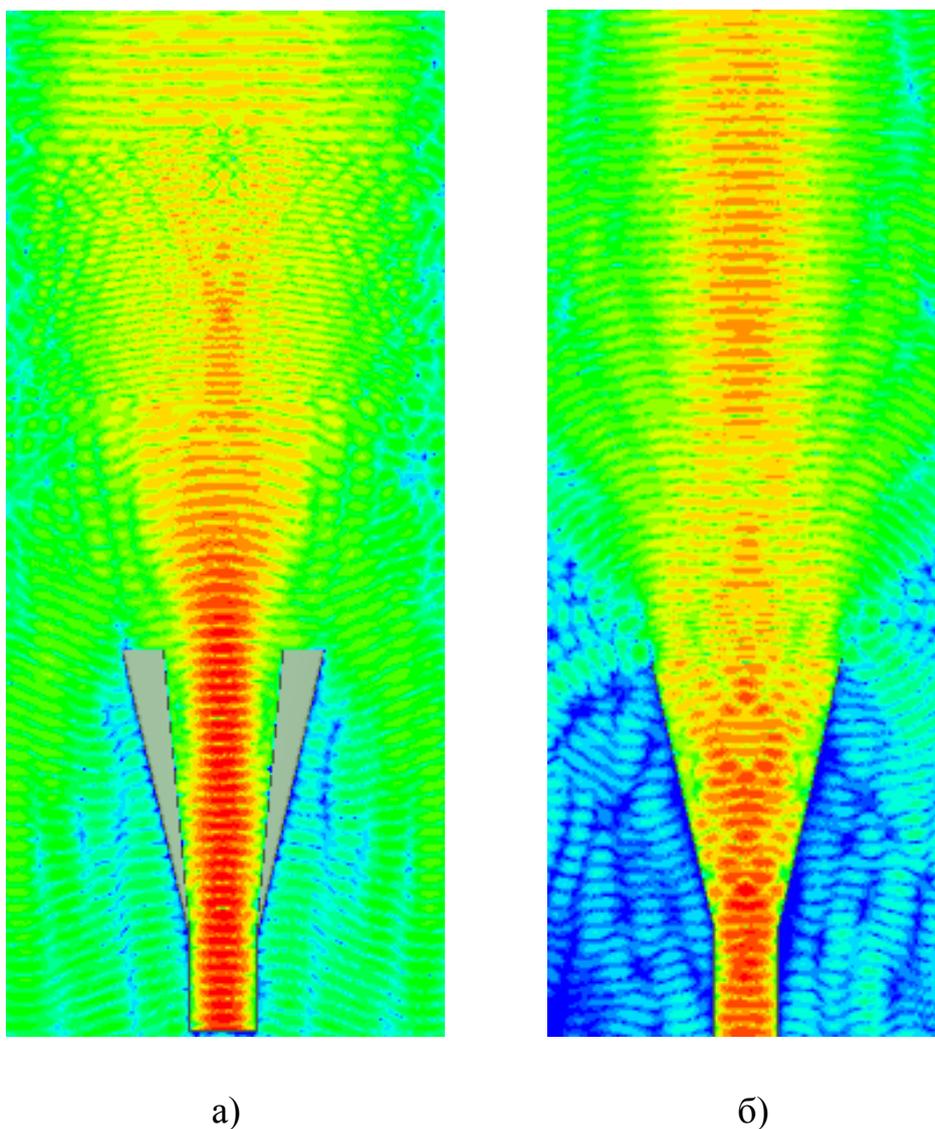


Рис. 3.18. Распределение напряженности электрического поля в продольном сечении облучающей системы: линза на расстоянии 120 мм от апертуры металло-диэлектрического рупора (а) и линза в апертуре металлического рупора (б)

Результаты расчетов приведены на рис. 3.18. На рисунке видно формирование на выходе облучающей системы волны с фронтом, близким к плоскому.

Далее с использованием МКЭ исследованы частотные зависимости уровня спада поля на кромке выходной поверхности облучающей системы с линзой диэлектрической проницаемостью  $\epsilon = 2.25, 2.56$  и  $3.2$ . В процессе исследования проводилась оптимизация параметров металлодиэлектрического облучателя с целью максимизации полосы частот, в которой уровень спада поля в апертуре находится в интервале  $-15 \dots -20$  дБ. В результате оптимизации были найдены оптимальные значения параметров:  $a = 24$  мм,  $b = 44$  мм,  $c = 62$  мм,  $d = 104$  мм,  $d_1 = 20$  мм,  $d_2 = 26$  мм,  $d_3 = 34$  мм,  $\epsilon_1 = 1.18$ ,  $\epsilon_2 = 1.4$ , которые обеспечивают уровень спада амплитуды поля, близкий к заданному, и минимизацию разброса фазы поля.

На рис. 3.19 – 3.21 и рис. 3.22 – 3.24, соответственно, приведены распределения фазы и амплитуды поля на выходной поверхности облучающей системы с линзой диэлектрической проницаемостью  $\epsilon = 2.25, 2.56$  и  $3.2$ , расположенной на расстоянии 120 мм от апертуры металло-диэлектрического рупора.

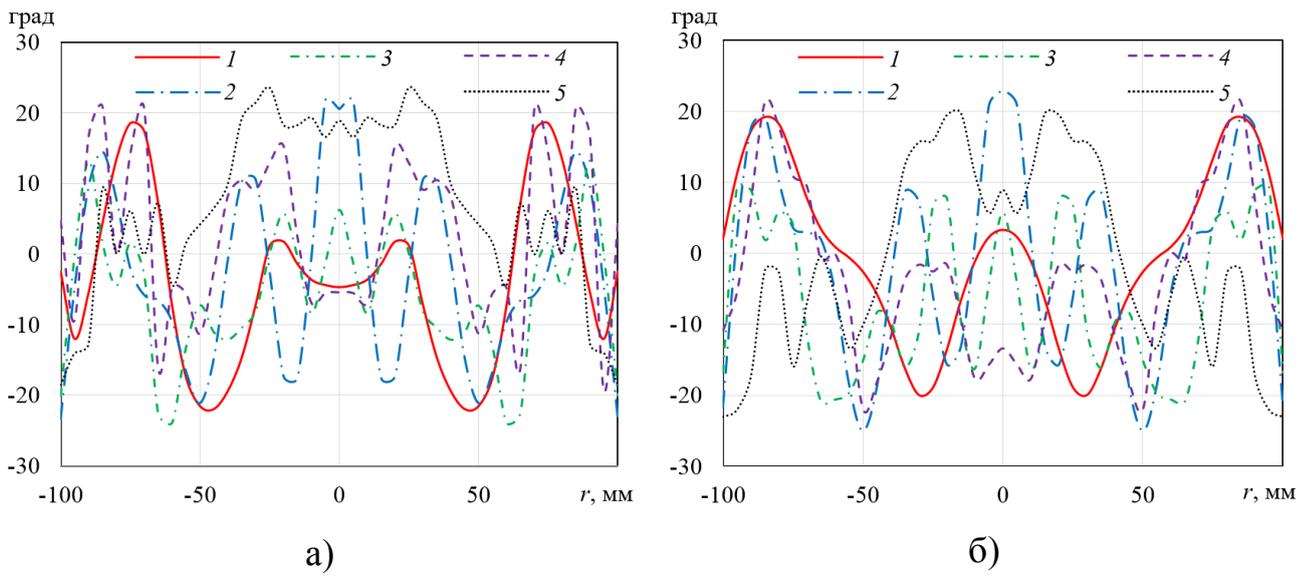


Рис. 3.19. Зависимости фазы от радиуса на выходе облучающей системы с линзой диэлектрической проницаемостью 2.25 в  $H$  (а) и  $E$  (б) плоскости на частотах 6 (1), 12 (2), 18 (3), 24 (4) и 30 ГГц (5)

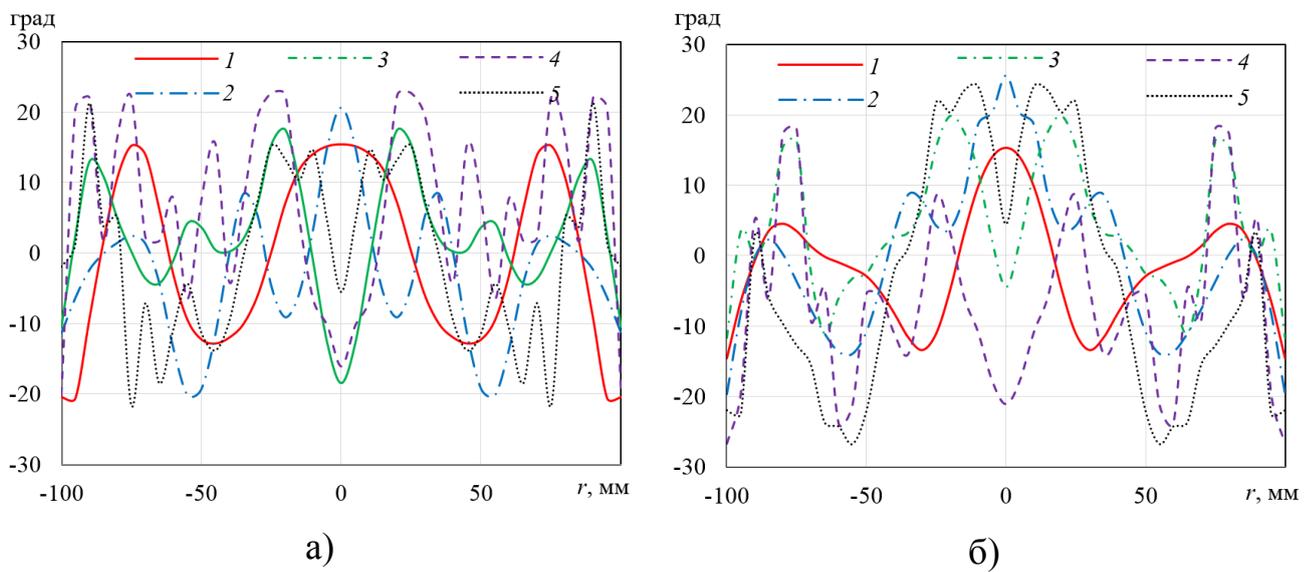


Рис. 3.20. Зависимости фазы от радиуса на выходе облучающей системы с линзой диэлектрической проницаемостью 2.56 от радиуса в  $H$  (а) и  $E$  (б) плоскости на частотах 6 (1), 12 (2), 18 (3), 24 (4) и 30 ГГц (5)

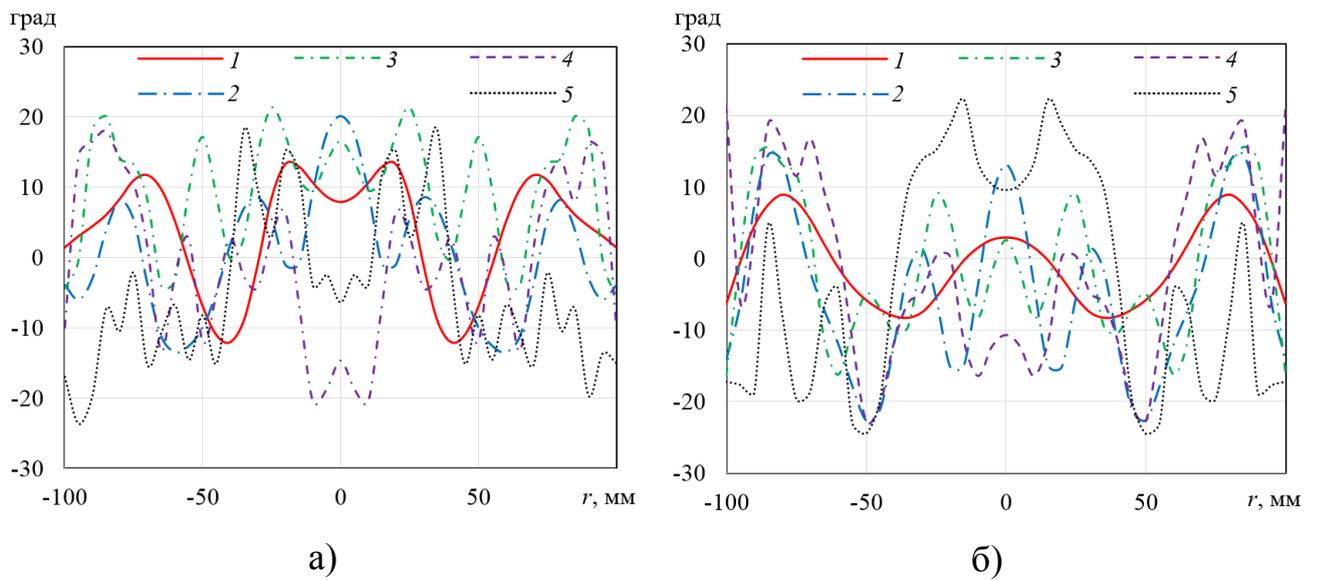


Рис. 3.21. Зависимости фазы от радиуса на выходе облучающей системы с линзой диэлектрической проницаемостью 3.2 от радиуса в  $H$  (а) и  $E$  (б) плоскости на частотах 6 (1), 12 (2), 18 (3), 24 (4) и 30 ГГц (5)

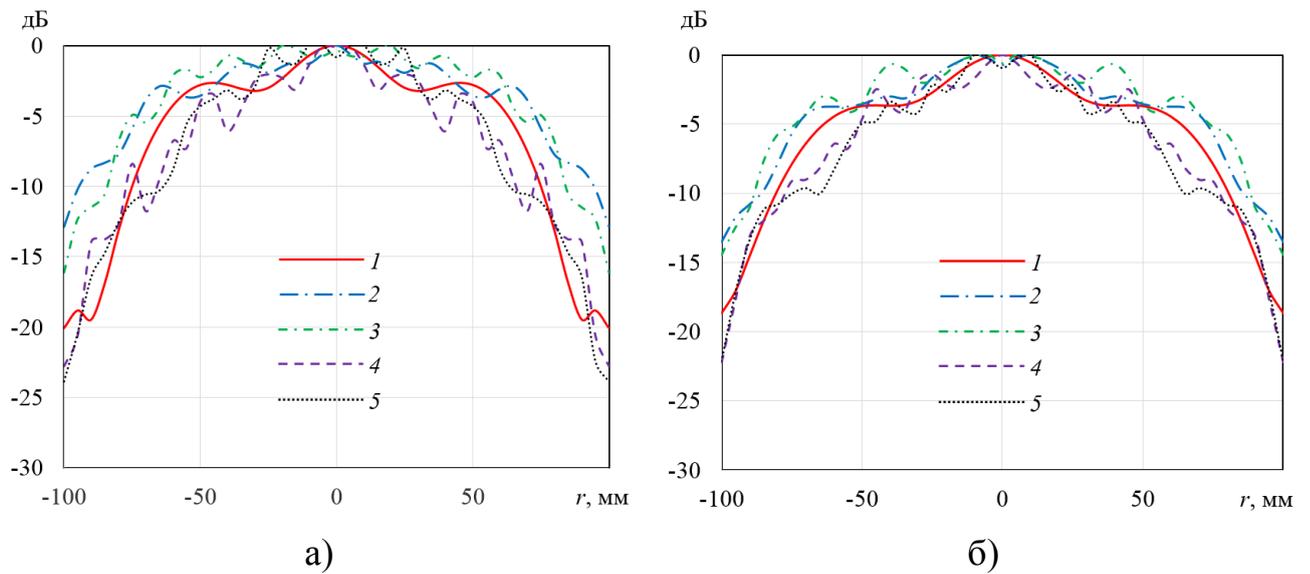


Рис. 3.22. Зависимости амплитуды поля от радиуса на выходе облучающей системы с линзой диэлектрической проницаемостью 2.25 от радиуса в  $H$  (а) и  $E$  (б) плоскости на частотах 6 (1), 12 (2), 18 (3), 24 (4) и 30 ГГц (5)

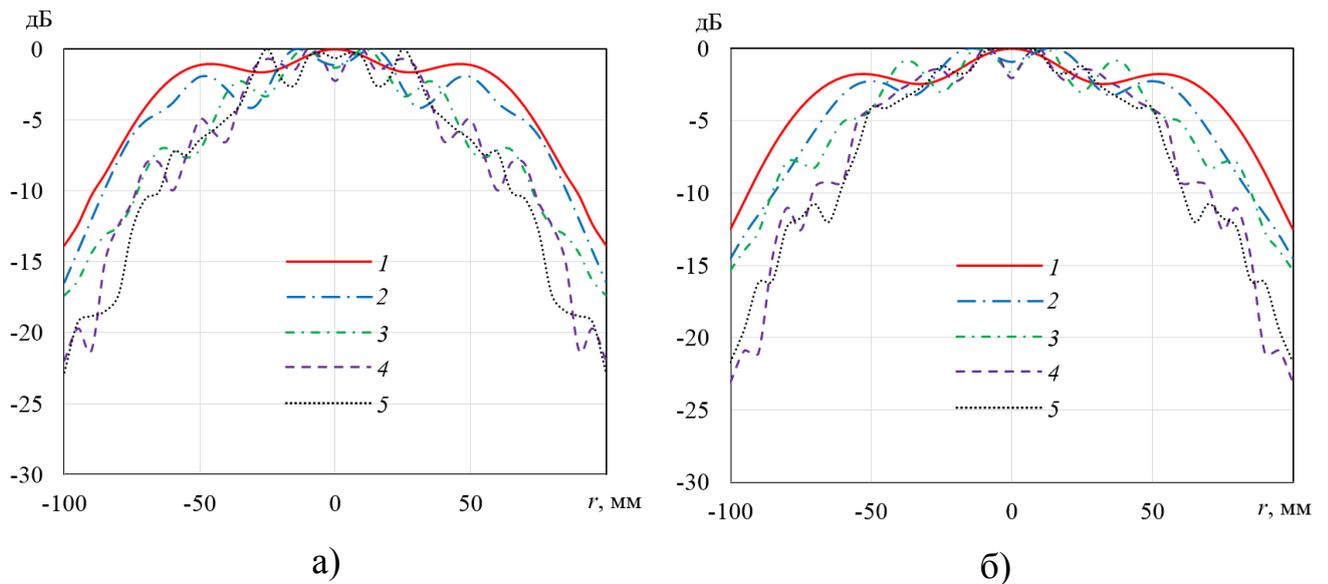


Рис. 3.23. Зависимости амплитуды поля от радиуса на выходе облучающей системы с линзой диэлектрической проницаемостью 2.56 от радиуса в  $H$  (а) и  $E$  (б) плоскости на частотах 6 (1), 12 (2), 18 (3), 24 (4) и 30 ГГц (5)

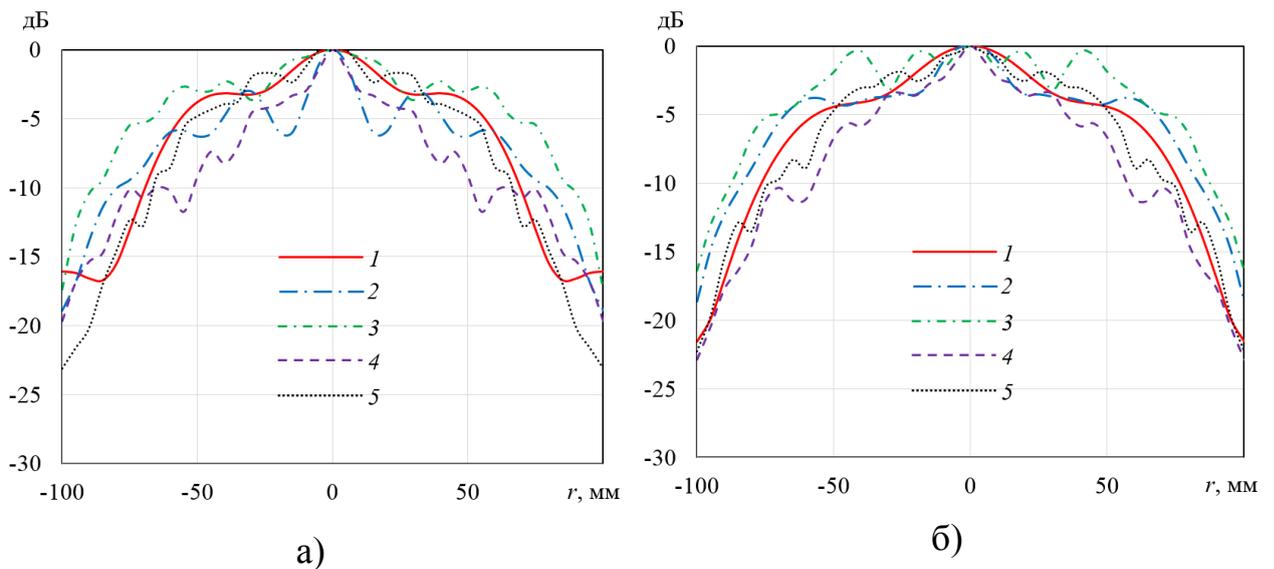


Рис. 3.24. Зависимости амплитуды поля от радиуса на выходе облучающей системы с линзой диэлектрической проницаемостью 3.2 от радиуса в  $H$  (а) и  $E$  (б) плоскости на частотах 6 (1), 12 (2), 18 (3), 24 (4) и 30 ГГц (5)

На рис. 3.25 и рис. 3.26, соответственно, приведены фазовое и амплитудное распределения на выходе облучающей системы с линзой диэлектрической

проницаемостью 2.56, расположенной в апертуре металлического рупора диаметром 104 мм.

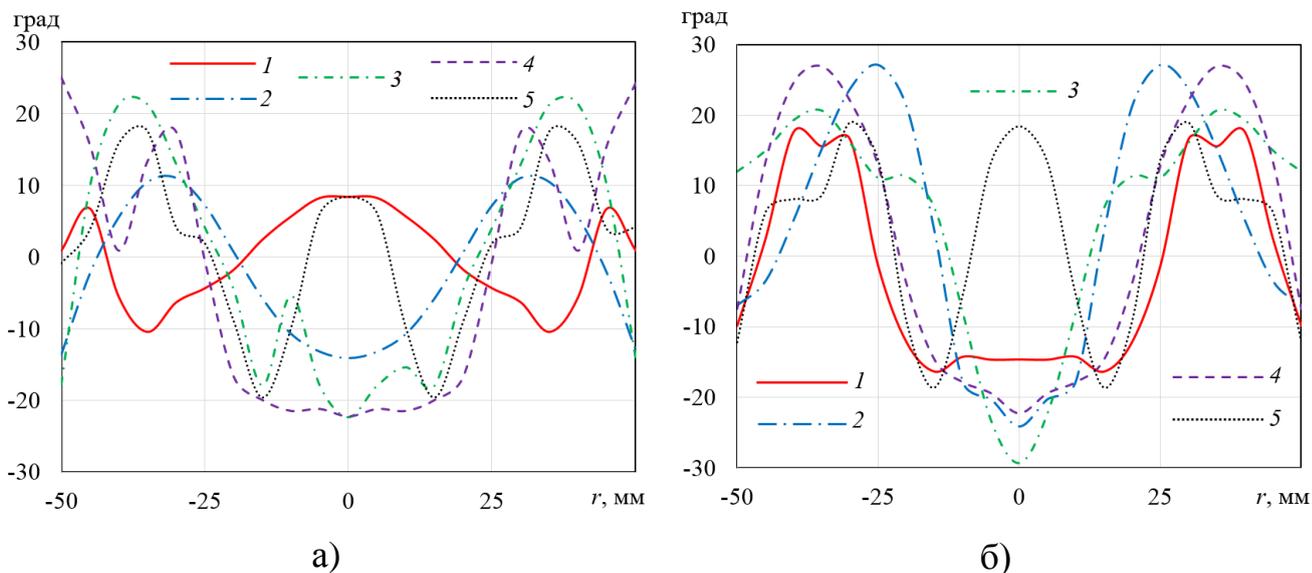


Рис.3.25. Фазовое распределение в  $H$  (а) и  $E$  (б) плоскости на частотах 6 (1), 12 (2), 18 (3), 24 (4) и 30 ГГц (5)

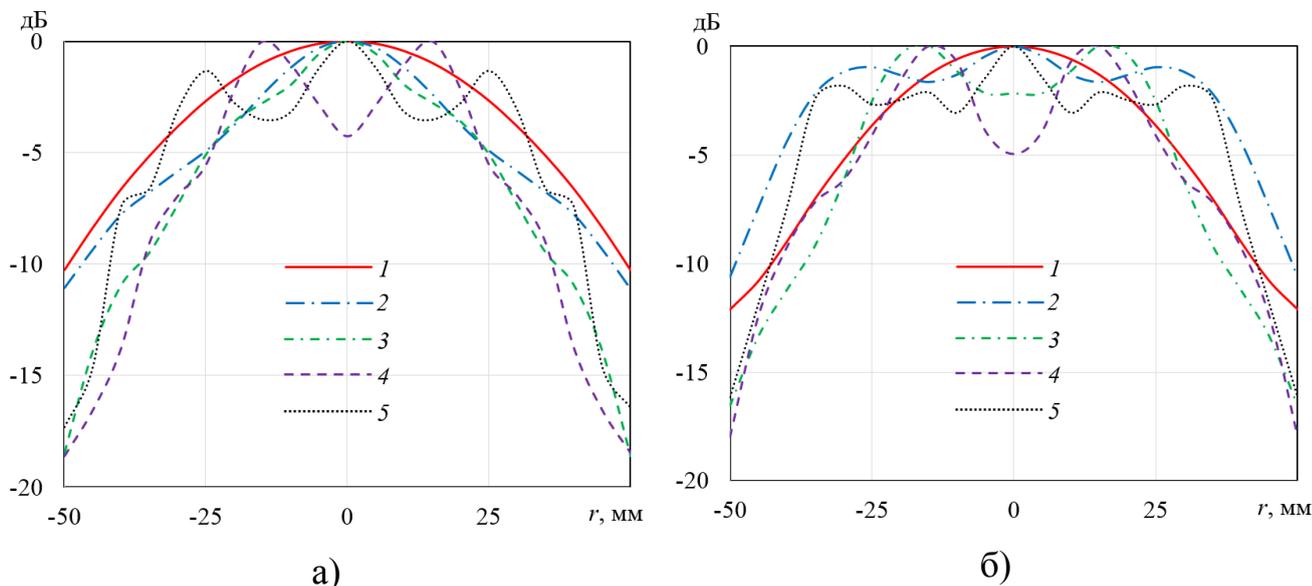
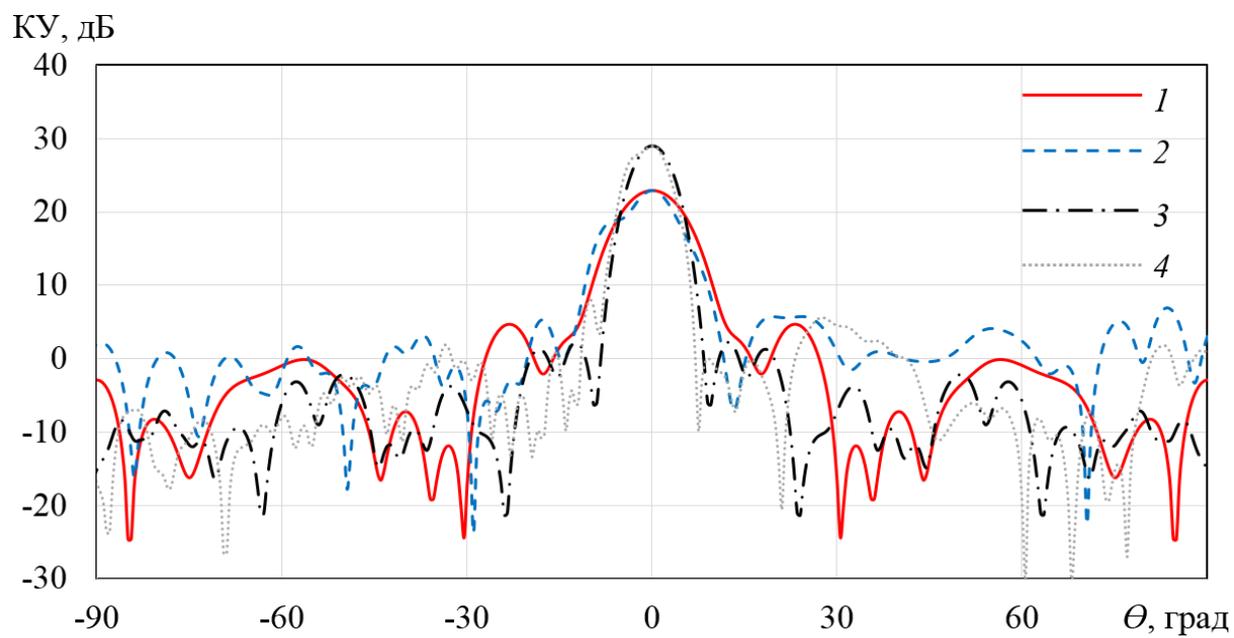


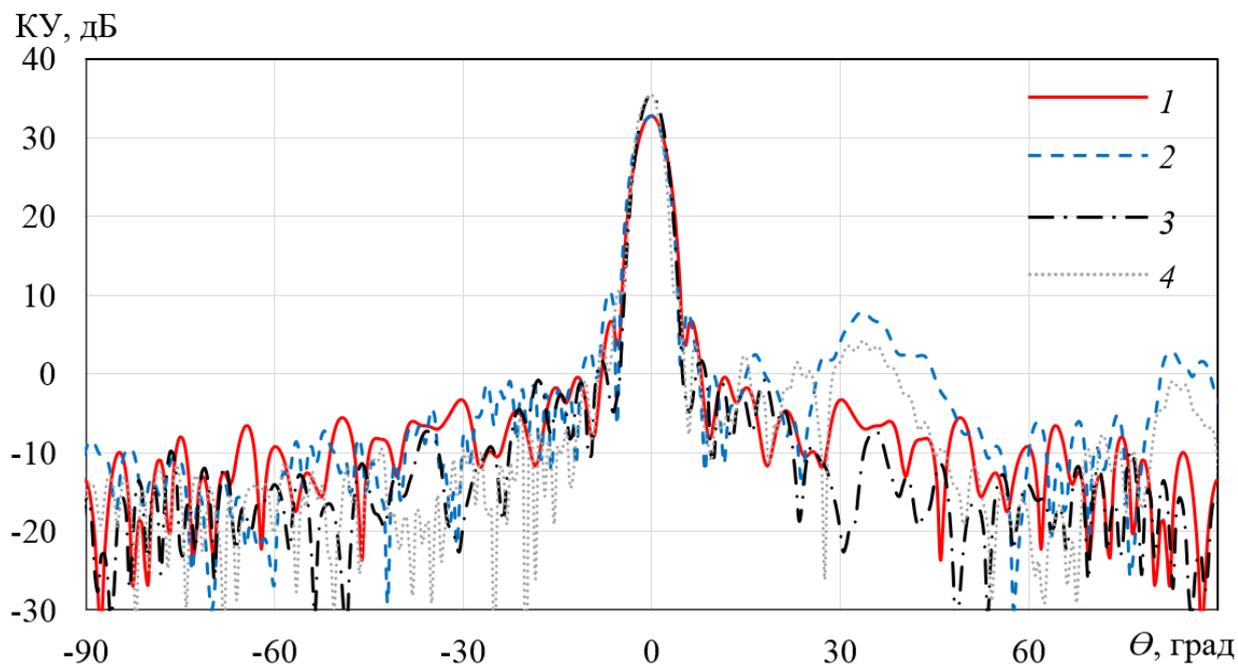
Рис.3.26. Амплитудное распределение в  $H$  (а) и  $E$  (б) плоскости на частотах 6 (1), 12 (2), 18 (3), 24 (4) и 30 ГГц (5)

На рис. 3.19-3.21 и рис. 3.25 видно, что разброс фазы на всех частотах не превышает 50 градусов. На рис. 3.22-3.24 и рис. 3.26 видно, что полученное распределение амплитуды поля близко к заданному (трапецеидальному).

Анализ характеристик офсетной двухзеркальной антенны был проведен с использованием ММ.



а)



б)

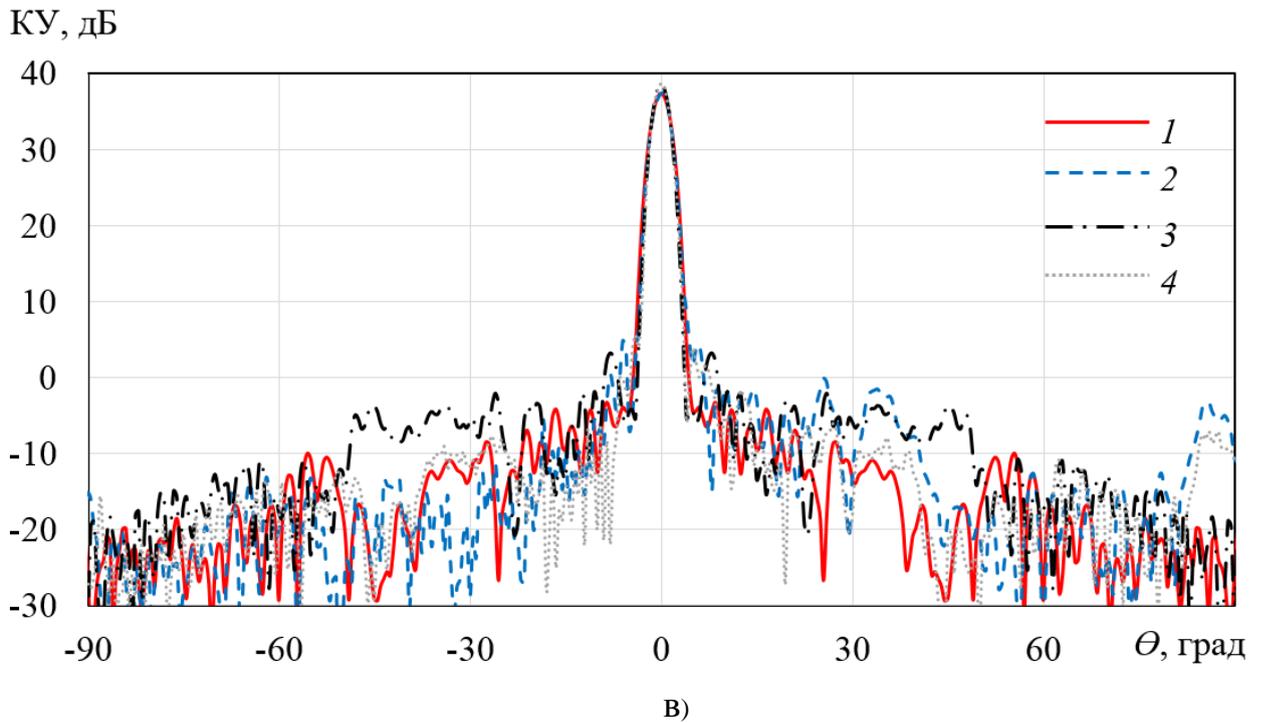


Рис. 3.27. Диаграммы направленности офсетной двухзеркальной антенны в  $H$  (1,3) и  $E$  (2,4) плоскости на частотах: а) 6 (1, 2), 12 ГГц (3, 4), б) 18 (1, 2), 24 ГГц (3, 4), в) 30 (1, 2), 36 ГГц (3, 4)

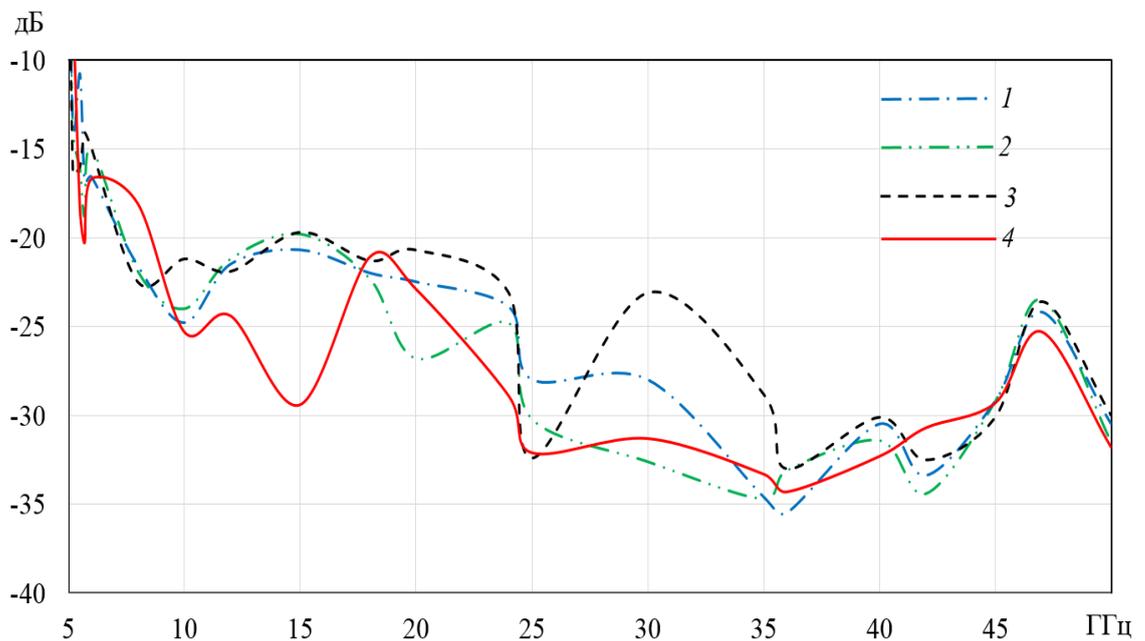


Рис. 3.28. Зависимость от частоты уровня боковых лепестков ДН двухзеркальной антенной системы с диэлектрической проницаемостью линзы 2.25 (1), 2.56 (2), 3.2 (3) и линзой в апертуре рупора (4)

Диаграммы направленности офсетной двухзеркальной антенны диаметром главного зеркала 300 мм с рупорно-линзовой облучающей системой диаметром 200 мм и диэлектрической проницаемостью линзы  $\epsilon = 2.56$  на шести частотах представлены на рис. 3.27.

На рис. 3.28 приведена частотная зависимость УБЛ, рассчитанные с использованием ММ. Видно, что УБЛ с увеличением частоты падает, при этом выше 5.3 ГГц для антенны с линзой в апертуре рупора УБЛ ниже -17 дБ.

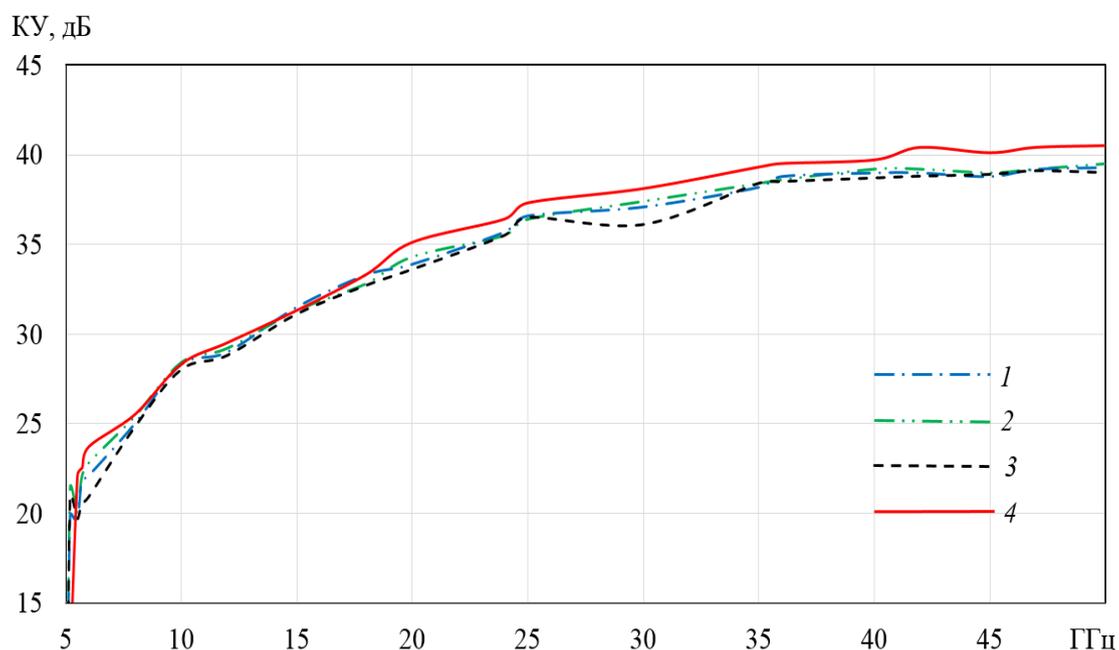


Рис. 3.29. Зависимость от частоты КУ двухзеркальной антенной системы с линзой диэлектрической проницаемостью 2.25 (1), 2.56 (2), 3.2 (3) и линзой в апертуре рупора (4)

На рис. 3.29 приведена частотная зависимость КУ двухзеркальной антенны, рассчитанная с использованием ММ. На рисунке видно, что КУ монотонно растет при увеличении частоты.

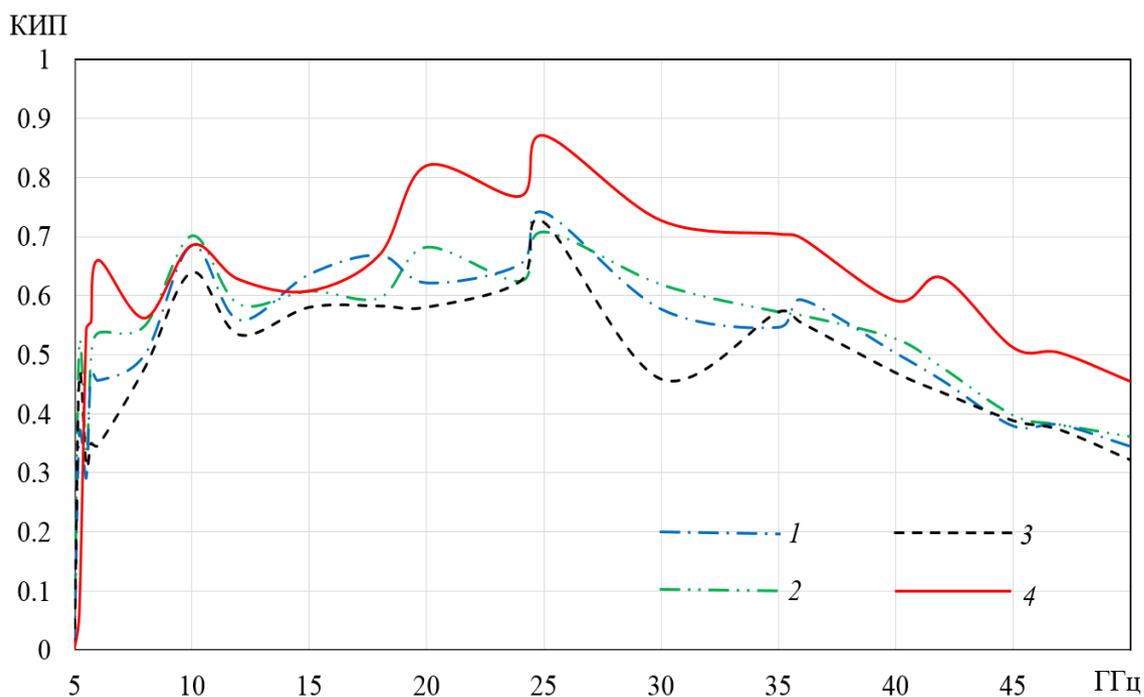


Рис. 3.30. Зависимость от частоты величины КИП двухзеркальной антенной системы с рупорно-линзовой облучающей системой и диэлектрической проницаемостью линзы 2.25 (1), 2.56 (2), 3.2 (3) и линзой в апертуре рупора (4)

На рис. 3.30 приведена частотная зависимость величины КИП двухзеркальной антенны. На рисунке видно, что облучающая система с линзой в апертуре металлического рупора обеспечивают наибольшую минимальную величину КИП (0.5) в полосе частот 5.3 - 47 ГГц (9:1).

На основании полученных результатов можно сделать следующие выводы:

1. Разработанная и оптимизированная офсетная двухзеркальная антенна обеспечивает величину полного КИП более 0.5 в полосе частот 5.3 - 47 ГГц (9:1).
2. Уровень боковых лепестков офсетной двухзеркальной антенны ниже -17 дБ в полосе частот 5.3 - 47 ГГц (9:1).

Результаты раздела 3.2 опубликованы в работе [63].

## ГЛАВА 4. СВЕРХШИРОКОПОЛОСНАЯ СИНФАЗНАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА С СИСТЕМОЙ ПИТАНИЯ

В последнее время отмечается повышенный интерес к построению сверхширокополосных (СШП) антенн и, в частности, сверхдиапазонных антенных решеток [36-50]. Сверхдиапазонные антенные решетки (СДАР) – это новый класс СШП антенных решеток (с полосой частот более 10:1), т.е. перекрывающих более одного диапазона волн. Такие антенные решетки могут найти применение в перспективных многофункциональных многодиапазонных системах радиолокации, радиомониторинга и связи.

Технические решения в области двумерно-периодических СДАР основаны на применении в качестве излучающего элемента щелевых [38, 41, 42, 46, 47], поликонических [1] и ТЕМ рупоров с металлизацией межрупорного пространства [36, 39, 40, 43-45, 48-50]. При этом проведены исследования как плоских [38-49, 51], так и цилиндрических решеток [36, 37, 50].

В работе [51] исследованы бесконечные синфазные решетки с различными типами элементов и законами изменения волнового сопротивления и показано, что их согласование полностью определяется законом изменения волнового сопротивления и не зависит от конструкции элемента решетки. При этом элемент с линейным изменением волнового сопротивления, который практически реализуется в случае классического (регулярного) ТЕМ рупора, обеспечивает наихудшее согласование, а наилучшее согласование обеспечивает элемент с изменением волнового сопротивления по закону Клопфенштейна.

Следует также отметить, что в цитируемых работах, за исключением [48-50], рассмотрены СДАР без делителей мощности, что позволяет обеспечить их функционирование только в цифровом варианте. При этом исследовались решетки только с плоскими экранами, а в работах [48, 49] исследовалась модель 64- элементной решетки в виде 32- элементной решетки (8x4) над идеально проводящей плоскостью.

Данная глава посвящена исследованию плоских СДАР с элементами в виде щелевых рупоров, оптимальным законом изменения волнового сопротивления и двумя вариантами построения экрана, в т.ч. исследование

- влияния на согласование размера периода решетки по двум координатам,
- влияния на согласование входного и выходного сопротивления, а также длины элемента решетки,
- влияния на согласование решеток типа питающей линии,
- влияния на согласование решеток двух типов экрана,
- характеристик излучения конечных решеток,
- разработка и моделирование делителя мощности на 64 канала,
- исследование характеристик согласования и излучения 64 элементной решетки с делителем.

#### 4.1. БЕСКОНЕЧНЫЕ АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ

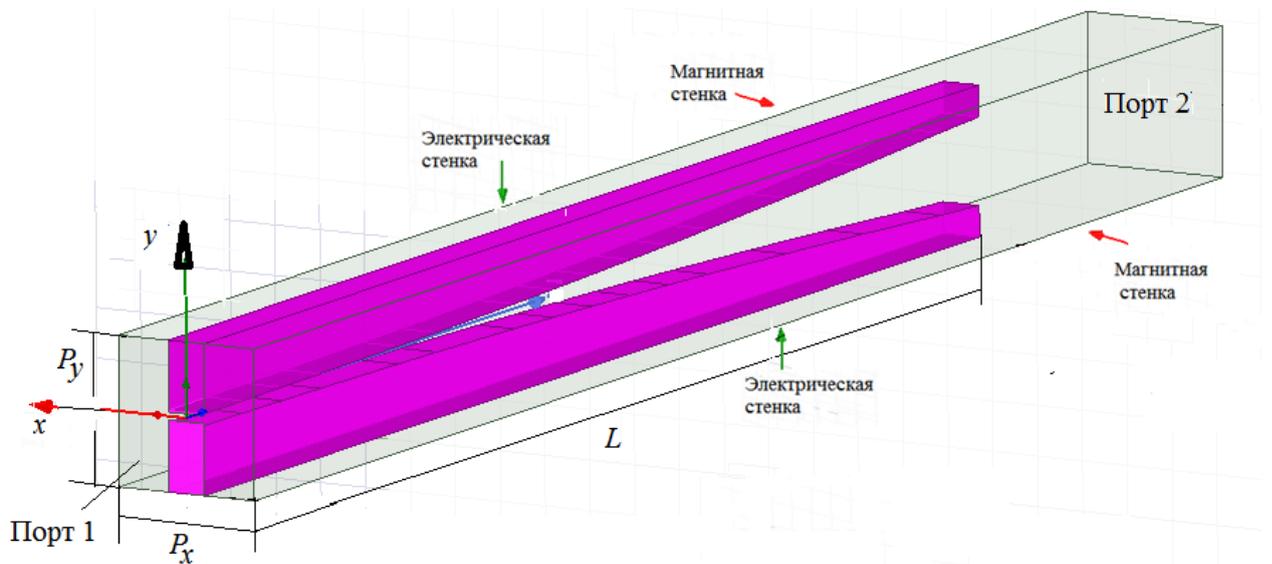
Выберем элемент решетки в виде щелевого рупора, достоинством которого является неизменный размер по одной из координат, а затем проведем синтез геометрии рупора в соответствии с процедурой описанной в [51]. Закон изменения импеданса  $Z$  от продольной координаты рупора  $z$  выбираем в виде закона Клопфенштейна, обеспечивающий наибольшую ширину полосы согласования по заданному уровню коэффициента отражения (КО):

$$\ln[Z(z)] = 0,5 \ln(Z_1 Z_2) + \frac{Z_2 - Z_1}{(Z_2 + Z_1) \operatorname{ch}(A)} \left[ A \int_0^z \frac{I_1(A\sqrt{1-t^2})}{\sqrt{1-t^2}} dt + U(z) + U(z-L) \right], \quad (4.1)$$

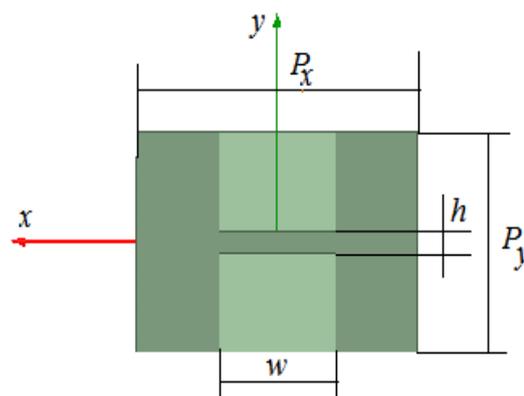
где  $Z_1, Z_2$  - импеданс на входе и выходе элемента бесконечной решетки,  $L$  – длина элемента,  $I_1$  – модифицированная функция Бесселя 1-ого порядка,  $U(x)$  – функция Хевисайда, а параметр  $A$  выбирается из условия максимально допустимого коэффициента отражения в полосе частот. В случае задания этого уровня равным -10 дБ  $A=1.59$ .

Для определения геометрии ТЕМ рупора по зависимости его импеданса от

продольной координаты воспользуемся результатами работы [40], где эта связь найдена с использованием численного моделирования методом Галеркина. Отметим, что в общем случае каждому значению импеданса соответствует континуум значений взаимосвязанных параметров – ширины проводников  $w(z)$  и величины зазора между ними  $h(z)$ , т.е. каждому значению импеданса соответствует бесконечное число вариантов геометрии рупора. В исследуемом варианте щелевого рупора ширина проводника остается постоянной ( $w(z)=w(0)$ ), а величина щели  $h(z)$  меняется вдоль элемента.



(а)



(б)

Рис. 4.1. Канал Флоке для синфазной решетки щелевых рупоров: изометрия (а) и сечение (б)

Расчет КО бесконечной решетки проведем путем электродинамического моделирования с использованием МКЭ. В синфазном режиме возбуждения решетки из элементов с двумя плоскостями симметрии анализ бесконечной антенной решетки сводится к анализу одного периода (канала Флоке), на границах которого установлены электрические и магнитные стенки (рис. 4.1). Порт канала Флоке в данном случае является моделью полубесконечной щелевой линии, образованной проводниками прямоугольного сечения.

Для элемента длиной  $L=150$  мм проведем исследование зависимости согласования решетки от периода, выходного импеданса и импеданса питающей линии. Рассмотрим следующие варианты:

- 1) Период  $15 \times 15$  мм, входное сопротивление питающей линии  $100$  Ом, волновое сопротивление в канале Флоке от точки  $z=0$  до точки  $z=150$  меняется от  $100$  до  $376$  Ом;
- 2) Период  $10 \times 15$  мм, входное сопротивление питающей линии  $100$  Ом, волновое сопротивление в канале Флоке от точки  $z=0$  до точки  $z=150$  меняется от  $100$  до  $251$  Ом;
- 3) Период  $15 \times 15$  мм, входное сопротивление питающей линии  $50$  Ом, волновое сопротивление в канале Флоке от точки  $z=0$  до точки  $z=150$  меняется от  $50$  до  $376$  Ом;
- 4) Период  $10 \times 15$  мм, входное сопротивление питающей линии  $50$  Ом, волновое сопротивление в канале Флоке от точки  $z=0$  до точки  $z=150$  меняется от  $50$  до  $251$  Ом.

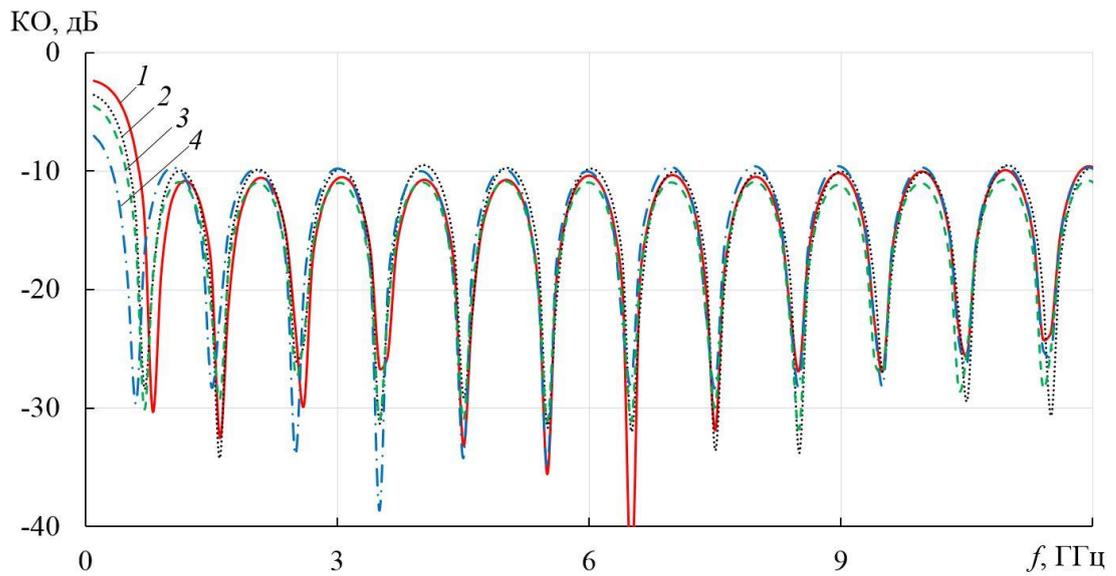


Рис. 4.2. Зависимость от частоты зависимости коэффициента отражения бесконечных решеток (модель рис. 1): период 15мм x 15мм (1, 3) и 10мм x 15мм (2, 4) с входным сопротивлением элемента 50 Ом (1, 2) и 100 Ом (3, 4)

Результаты расчета, представленные на рис. 4.2, подтверждают очевидные соображения, что для заданной длины рупора наименьшая нижняя частота согласования (0.31 ГГц) обеспечивается при перепаде волнового сопротивления от 100 до 251 Ом, а наибольшая (0.62 ГГц) - при перепаде от 50 до 376 Ом.

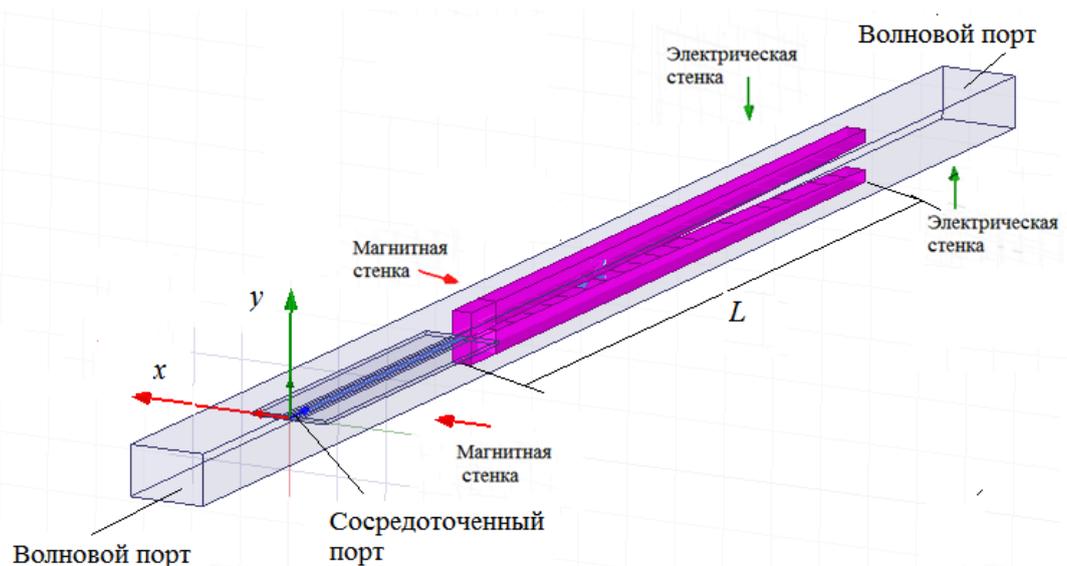


Рис. 4.3. Модель бесконечной решетки, возбуждение сосредоточенным портом

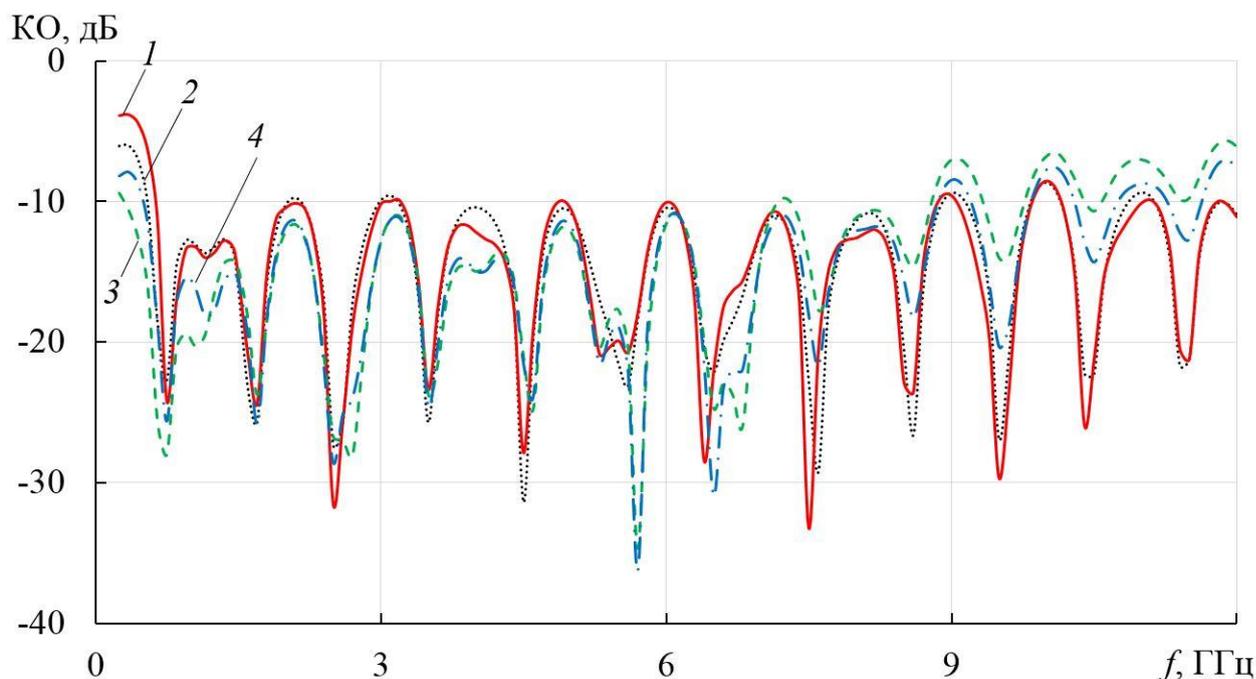


Рис. 4.4. Зависимость от частоты коэффициента отражения бесконечных решеток: период 15мм x 15мм (1, 3) и 10мм x 15мм (2, 4) с входным сопротивлением элемента 50 Ом (1, 2) и 100 Ом (3, 4)

Для исследования влияния на согласование решетки типа питающей линии рассмотрим возбуждение канала Флоке двухпроводной полосковой линией. Электродинамическая модель в этом случае содержит два волновых порта на концах канала Флоке и один сосредоточенный порт, расположенный между двумя проводниками полосковой линии (рис. 4.3). Выберем ширину полосковой линии в соответствии с необходимым волновым сопротивлением и найдем частотные характеристик КО для перечисленных выше вариантов бесконечной решетки (рис. 4.4).

Полученные характеристики в области низких частот близки к результатам для возбуждения щелевой линией (для перепада волнового сопротивления от 100 до 251 Ом нижняя частота согласования 0.3 ГГц, а для перепада от 50 до 376 Ом - 0.6 ГГц). В области высоких частот отмечаем рост КО, что объясняется частотной зависимостью стыка полосковой линии с щелевым рупором.

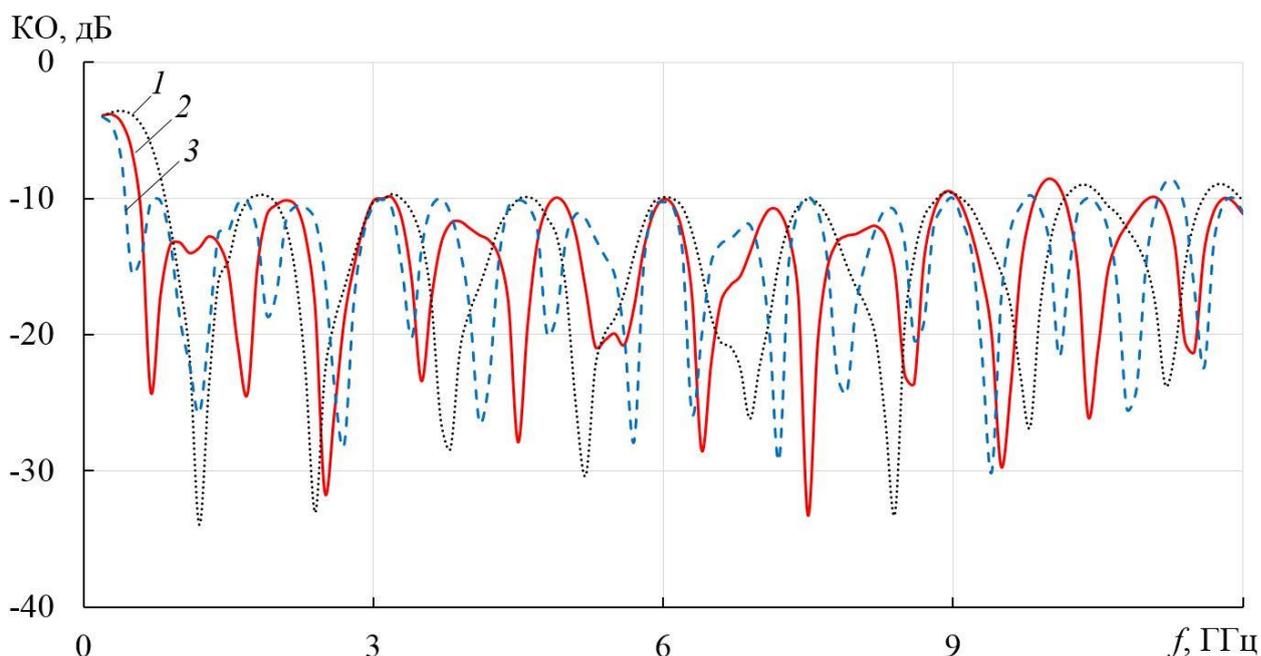
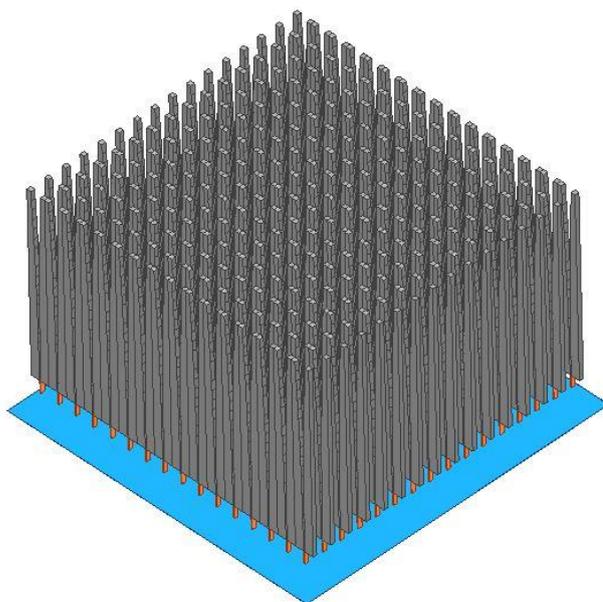


Рис. 4.5. Зависимости от частоты зависимость коэффициента отражения бесконечной решетки для  $L=100(1)$ ,  $150(2)$ ,  $200(3)$  мм

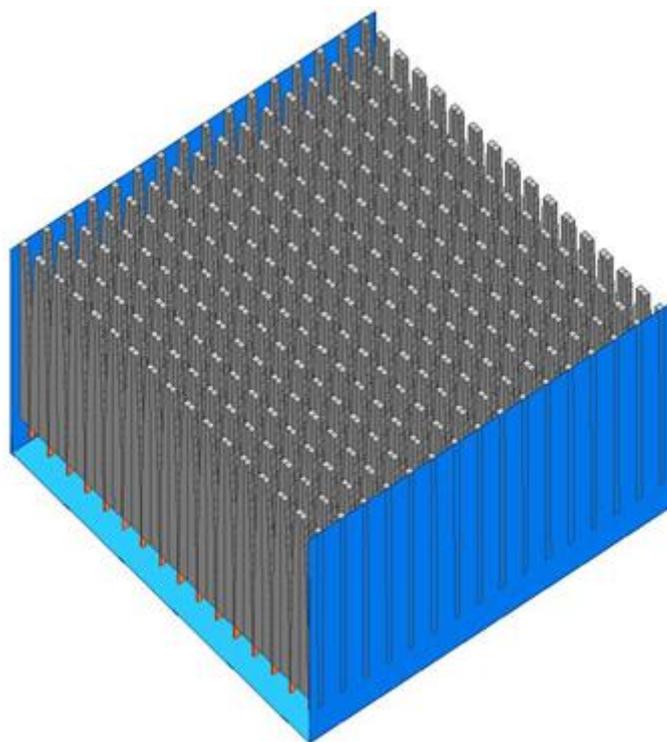
На рис. 4.5 представлены частотные зависимости КО бесконечной решетки в случае возбуждения сосредоточенным портом. Зависимости показывают, что согласование в нижней части диапазона зависит от длины элемента. Были исследованы элементы с входным сопротивлением элемента 50 Ом, периодом 15мм x 15мм и длинами  $L=100$ , 150 и 200 мм, при этом нижняя частота согласования составляет соответственно 0.91, 0.6 и 0.48 ГГц. Таким образом для бесконечной решетки возрастание длины элемента приводит к расширению частотного диапазона за счет снижения нижней рабочей частоты.

Перейдем к анализу решеток из 64, 144 и 256 элементов с плоским и П-образным экраном (рис. 4.6), каждая из которых возбуждается идеальным синфазным делителем мощности с полосковыми выходами.

Частотные зависимости КО на входе делителя мощности для решеток из 64, 144 и 256 элементов с периодом 15x15 мм и входным волновым сопротивлением 50 Ом с плоским и П-образными экранами представлены на рис. 4.7.

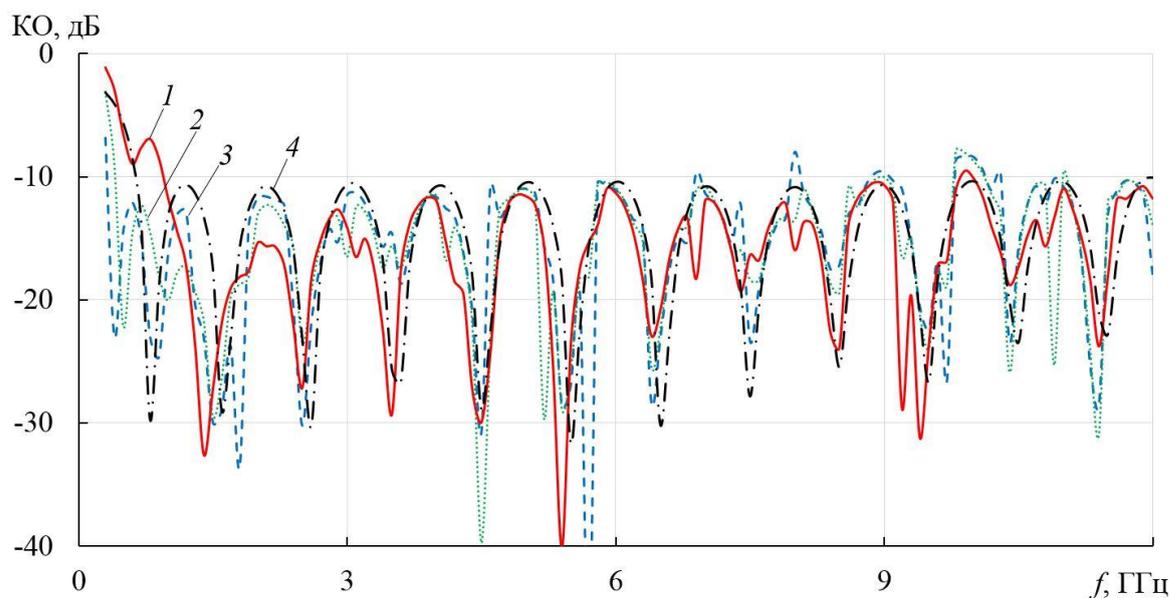


(а)

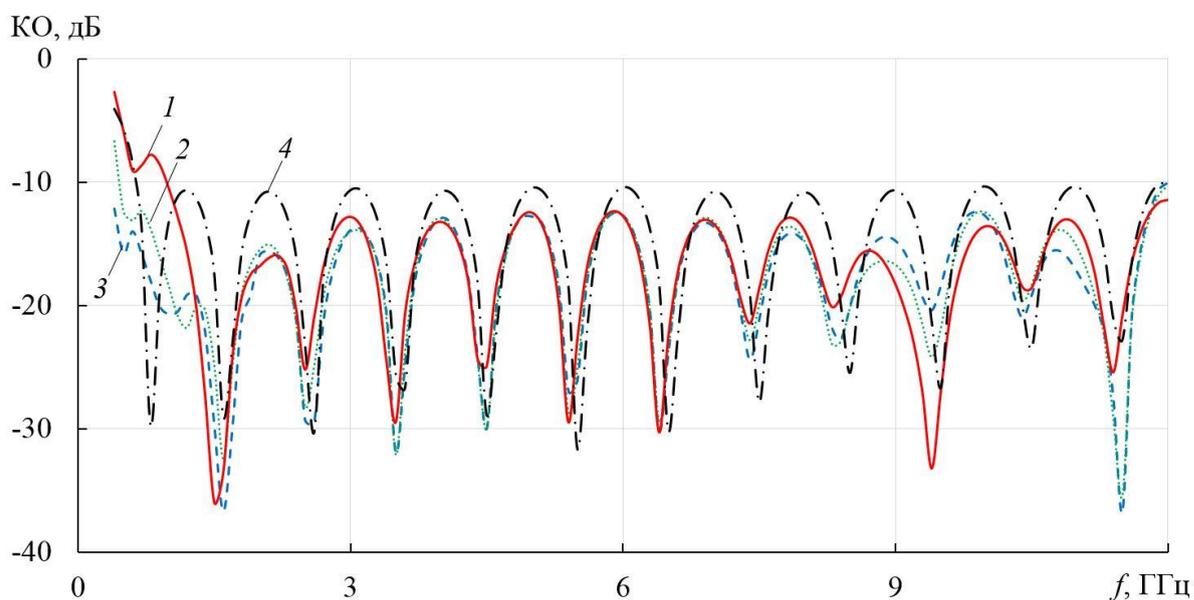


(б)

Рис. 4.6. 256-элементная синфазная антенная решетка: а) с плоским экраном, б) с П-образным экраном



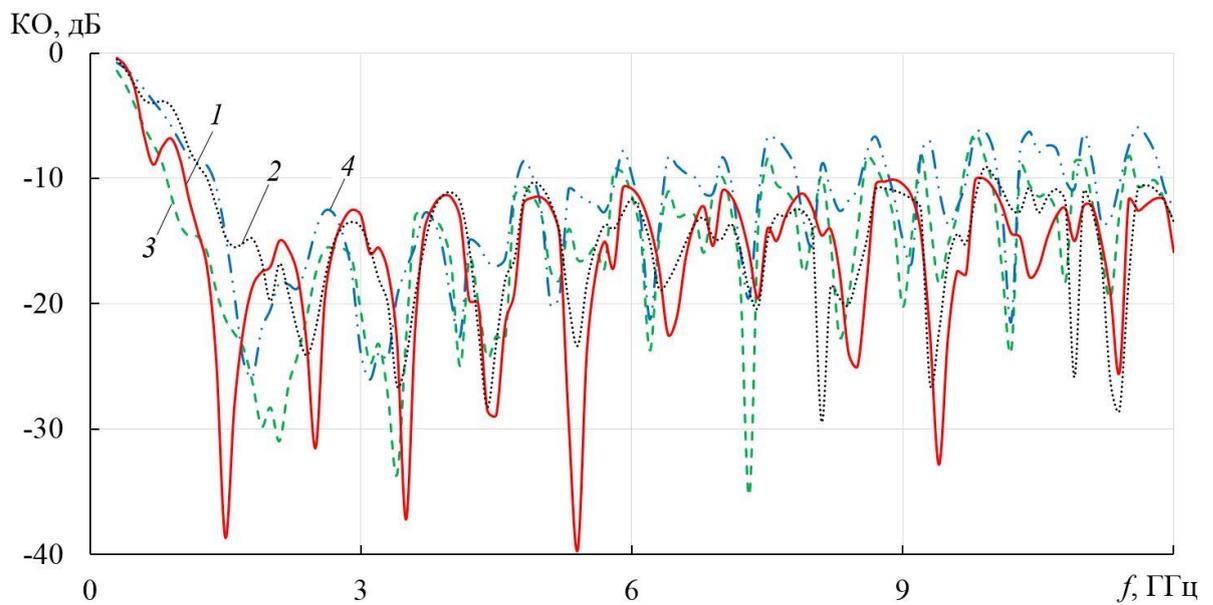
(а)



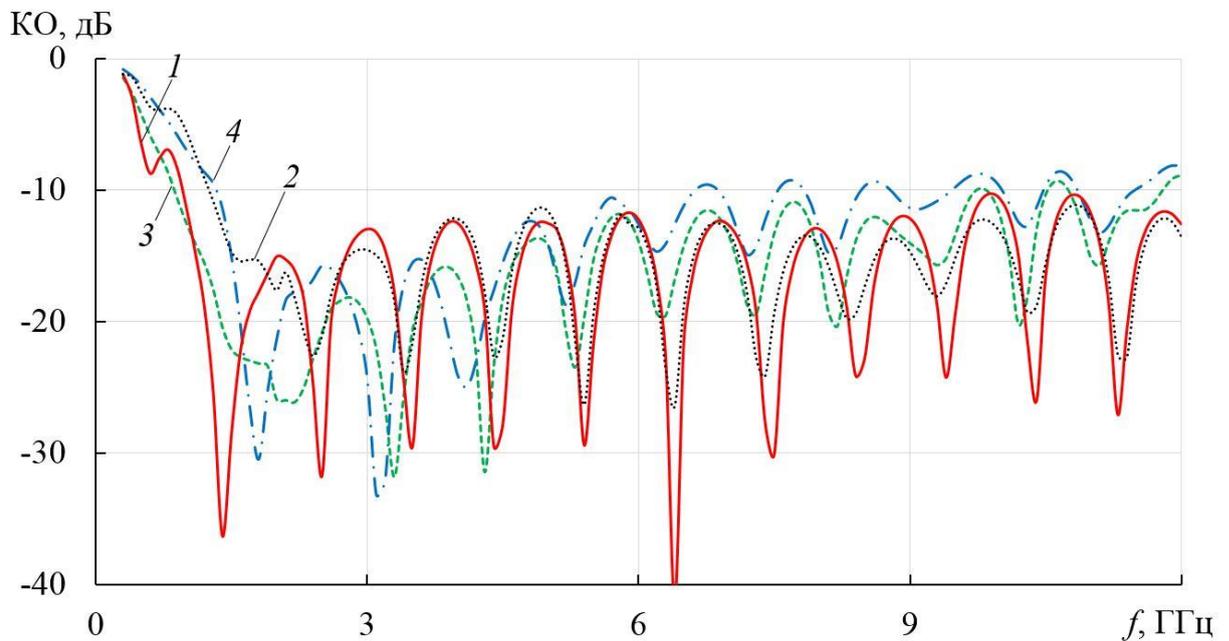
(б)

Рис. 4.7. Зависимость коэффициента отражения от частоты 64 (1), 144 (2), 256 (3) -элементных решеток и бесконечной решетки (4) с периодом 15x15 мм: а) с плоским экраном, б) с П-образным экраном

На рисунке видно, что в нижняя частота согласования 64-элементной решетки выше, а у 128 и 256-элементных решеток – ниже, чем у бесконечной. При этом максимумы КО в полосе согласования (до 12 ГГц) у конечных решеток меньше, чем у бесконечной.



(а)

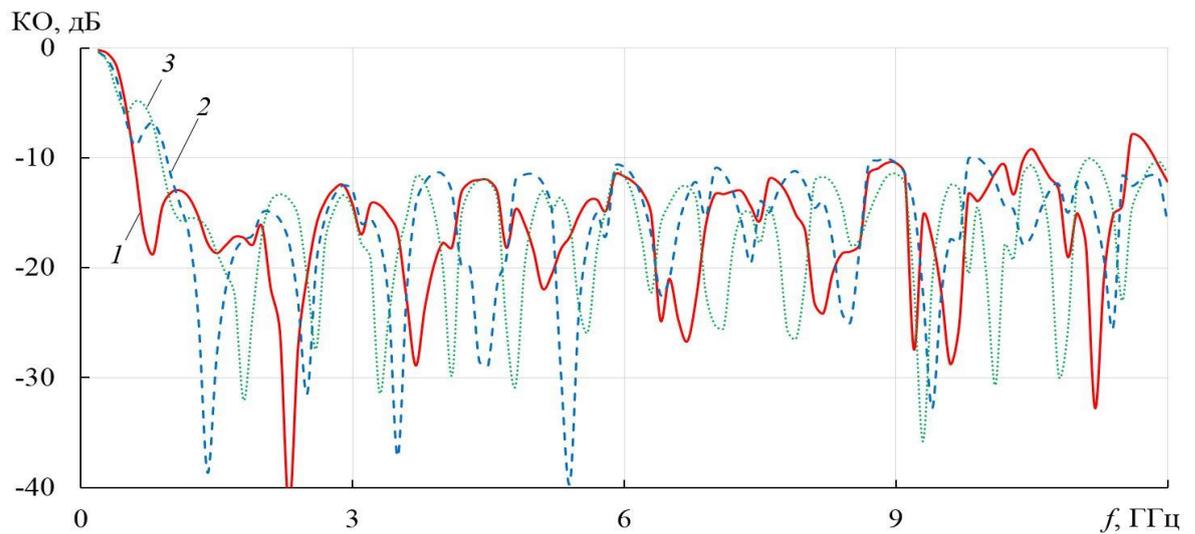


(б)

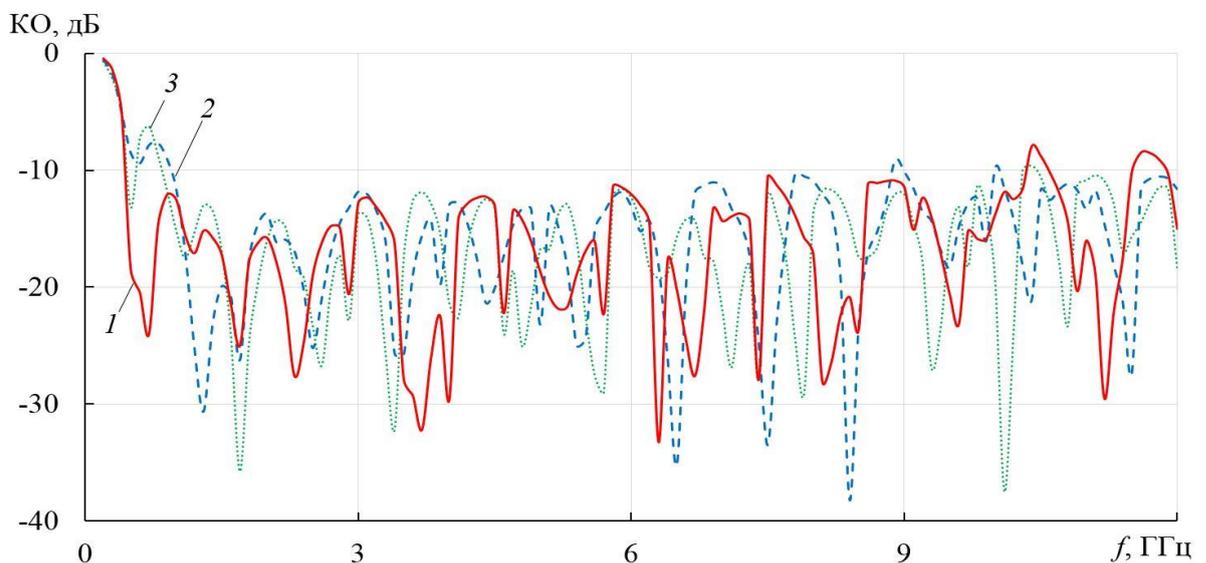
Рис. 4.8. Зависимость коэффициента отражения от частоты 64-элементных решеток: период 15мм x 15мм (1, 3) и 10мм x 15мм (2, 4) со входным сопротивлением элемента 50 Ом (1, 2) и 100 Ом (3, 4): а) – с плоским экраном, б) с П-образным экраном

На рис. 4.8 представлены частотные зависимости КО 64-элементных решеток со плоским и П-образным экранами.

На рисунке видно, что в отличие от бесконечных, 64-элементные решетки с периодом 15x15 мм имеют существенно меньшую нижнюю частоту (0.85 и 0.92 ГГц для кривых 3 и 1 соответственно), чем у решеток с периодом 10 x15 мм (1.24 и 1.33 ГГц для кривых 2 и 4) вне зависимости от входного сопротивления. Далее рассматриваем СДАР только с периодом 15x15 мм.



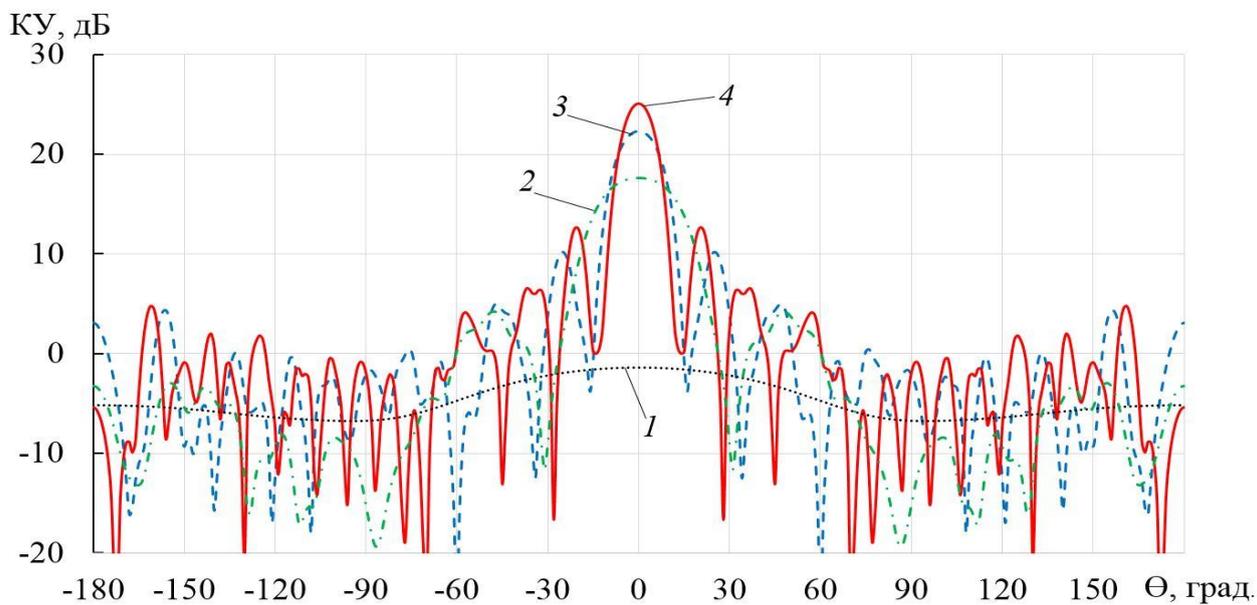
а)



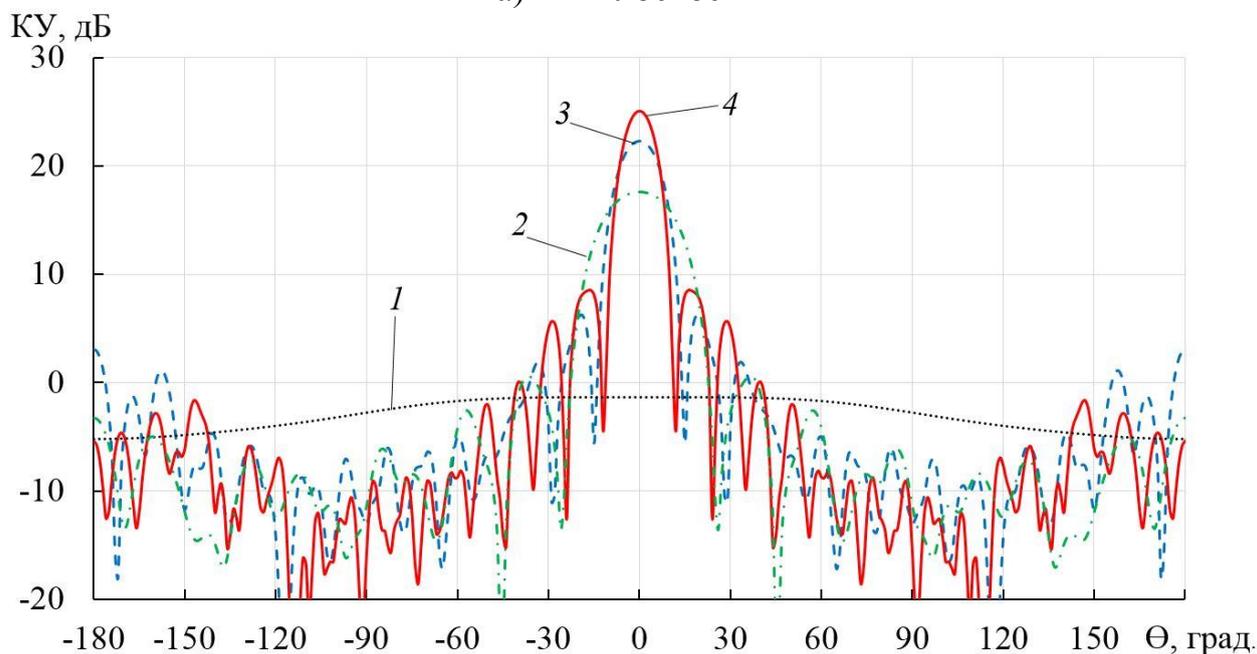
б)

Рис. 4.9. Зависимость коэффициента отражения от частоты 64-элементных решеток с периодом 15мм x 15мм и длиной элемента 100 мм (1), 150 мм (2) 200 мм (3): а) с плоским экраном, б) с П-образным экраном

На рисунке 4.9 видно, что 64-элементные решетки с длиной элемента 100 мм имеют существенно меньшую нижнюю частоту (0.51 ГГц для кривой 1), чем у решеток с длиной 150 мм и 200 мм (0.84 и 0.94 ГГц для кривых 2 и 3 соответственно). Далее рассматриваем СДАР только с длиной элемента 100 мм.

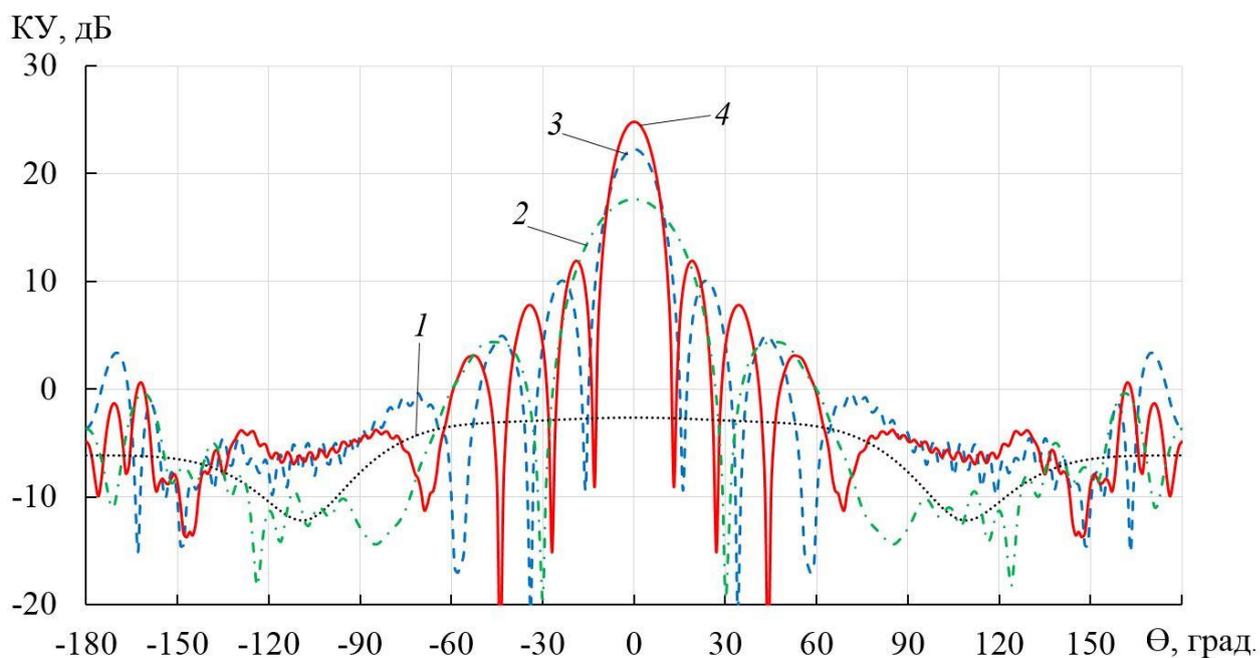


а) Е – плоскость

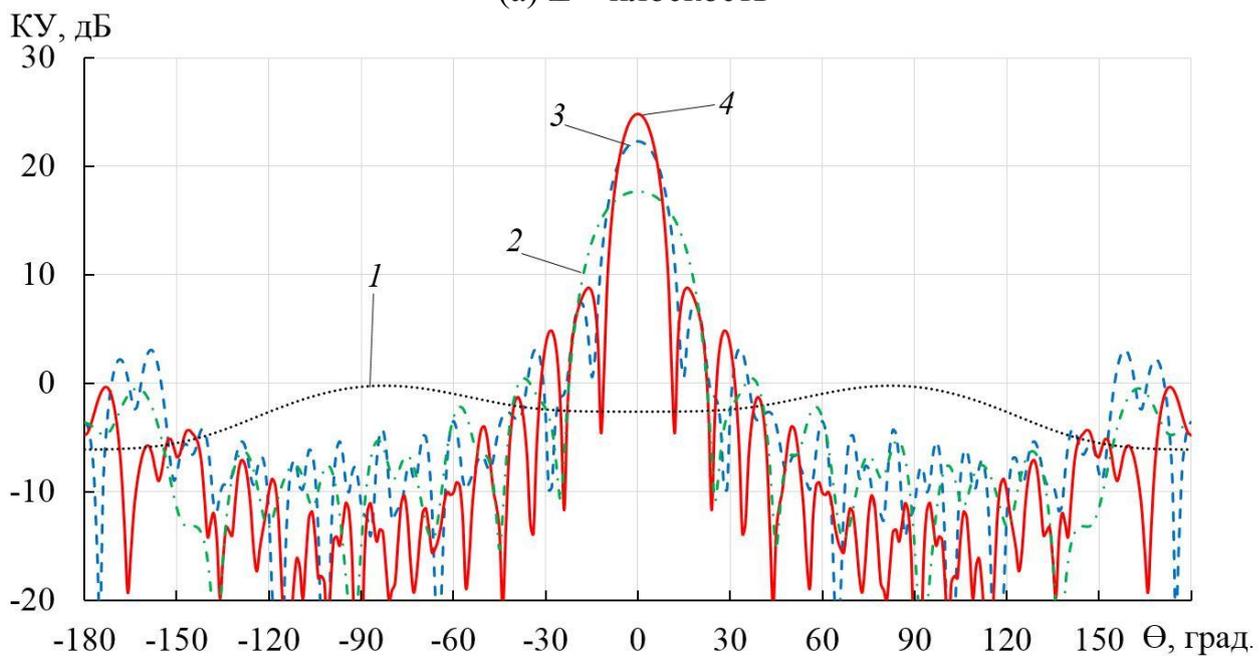


б) Н – плоскость

Рис. 4.10. Диаграммы направленности 64-элементной синфазной решетки с плоским экраном



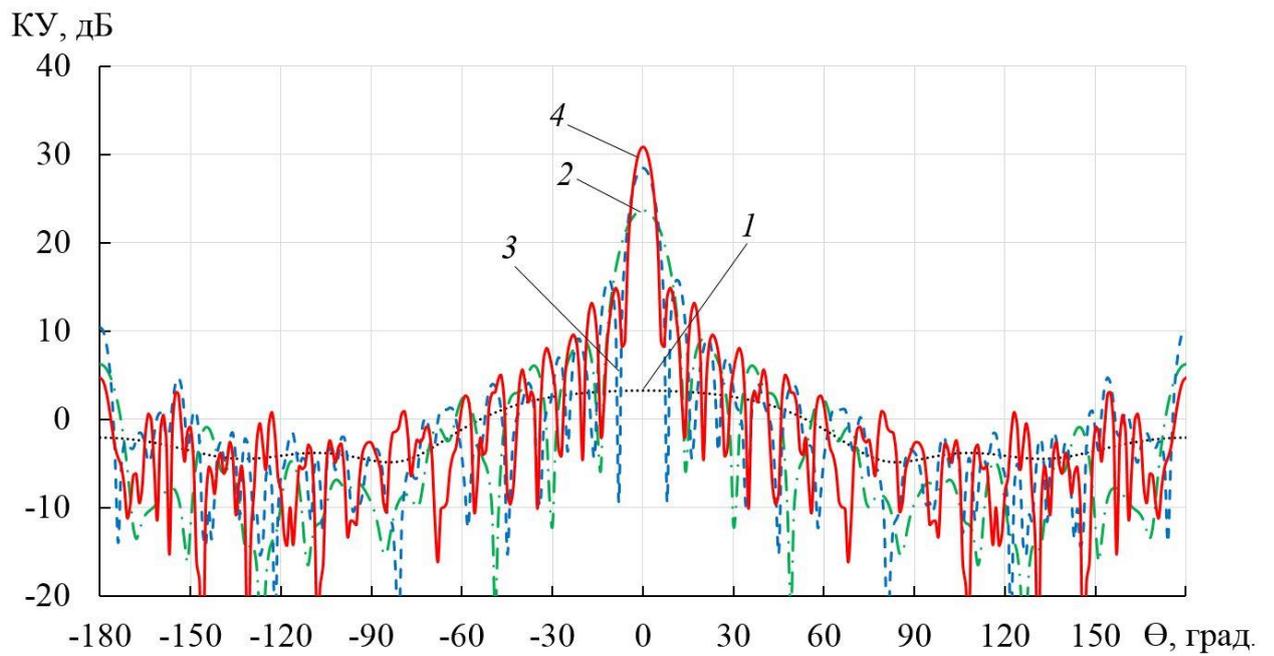
(а) Е – плоскость



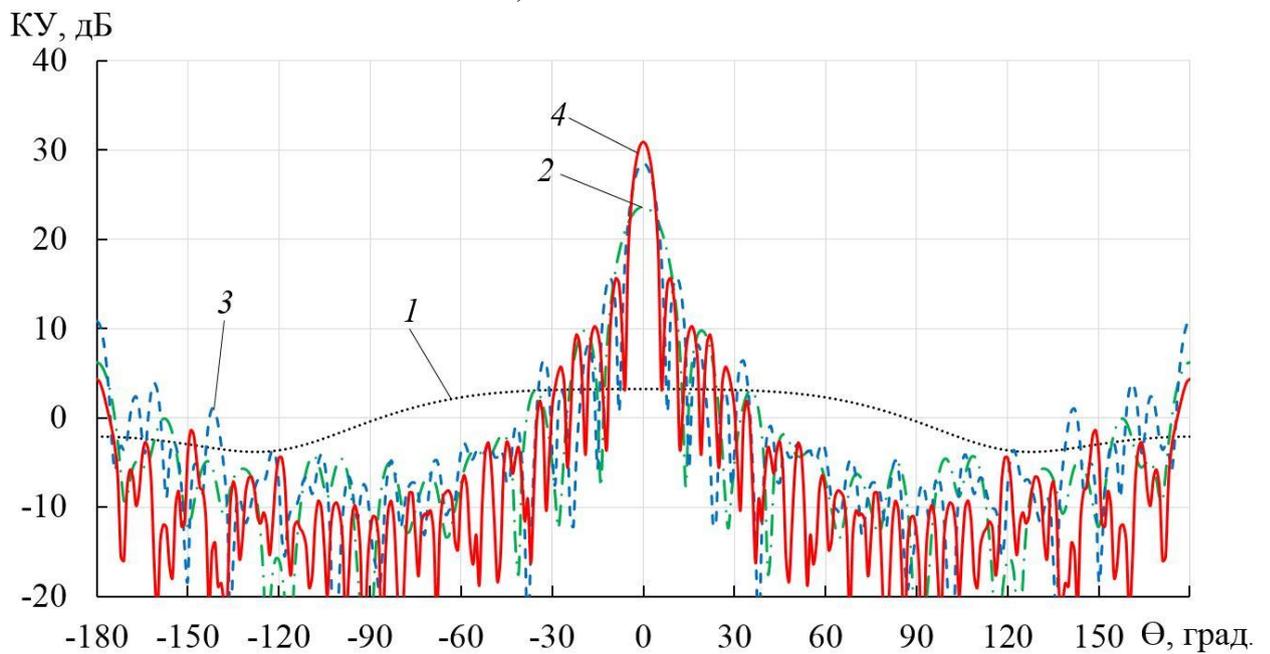
(б) Н – плоскость

Рис. 4.11. Диаграммы направленности 64-элементной синфазной решетки с П-образным экраном

Диаграммы направленности 64 элементной решетки с плоским и П-образным экранами на частотах 0,5, 5, 9, 11 ГГц представлены на рис. 4.10, 4.11 соответственно 1, 2, 3 и 4, период 15x15 мм и длина элемента 100 мм.

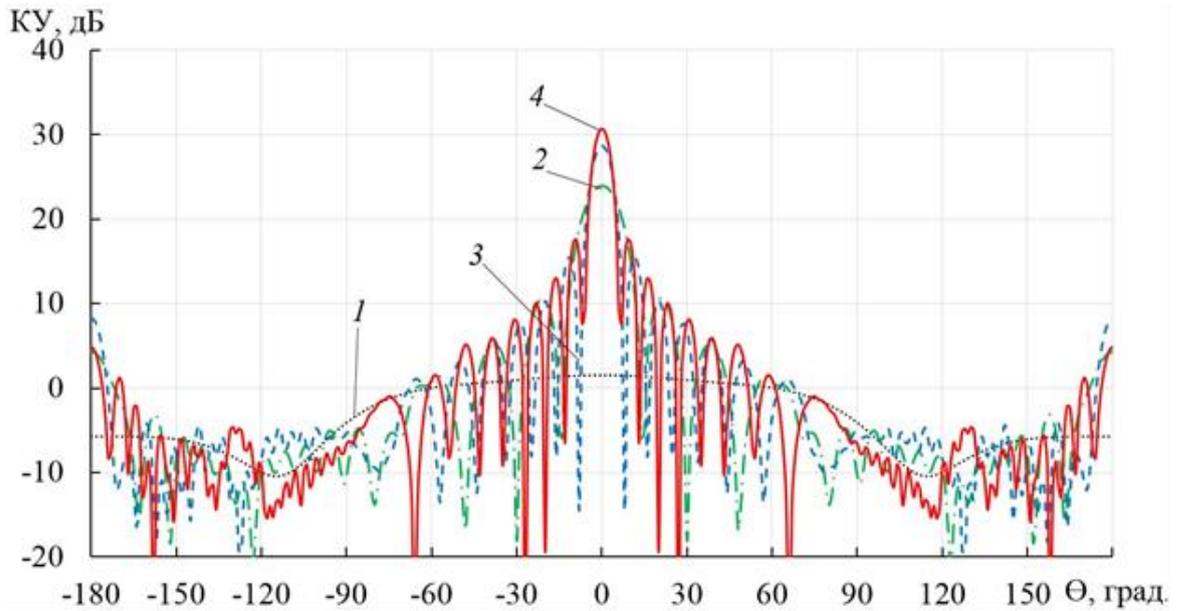


а) Е – плоскость

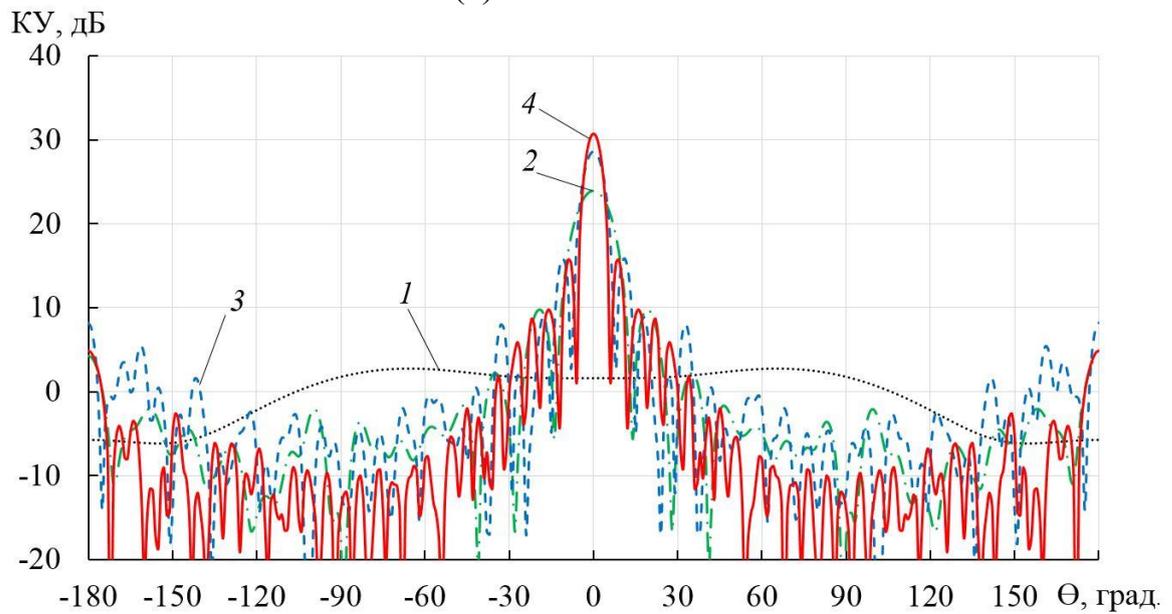


(б) Н – плоскость

Рис. 4.12. Диаграммы направленности 256-элементной синфазной решетки с плоским экраном



(а) Е - плоскость



(б) Н – плоскость

Рис. 4.13. Диаграммы направленности 256-элементной синфазной решетки с П-образным экраном

Диаграммы направленности 256 элементной решетки с плоским и П-образным экранами на частотах 0,5, 5, 9, 11 ГГц представлены на рис. 4.12, 4.13 соответственно кривым 1, 2, 3 и 4, период 15x15 мм и длина элемента 100 мм.

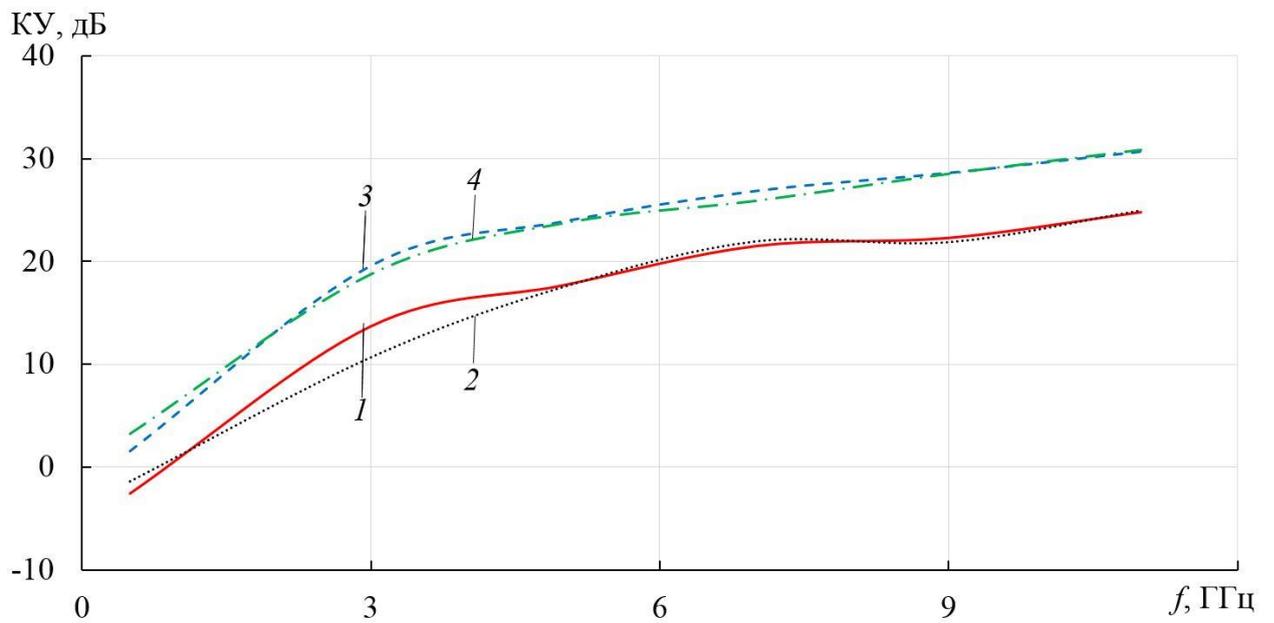


Рис. 4.14. Зависимости коэффициента усиления 64 (1, 2) и 256 (3, 4) элементной синфазной решетки с П-образным экраном (1, 3) и плоским экраном (2, 4) от частоты

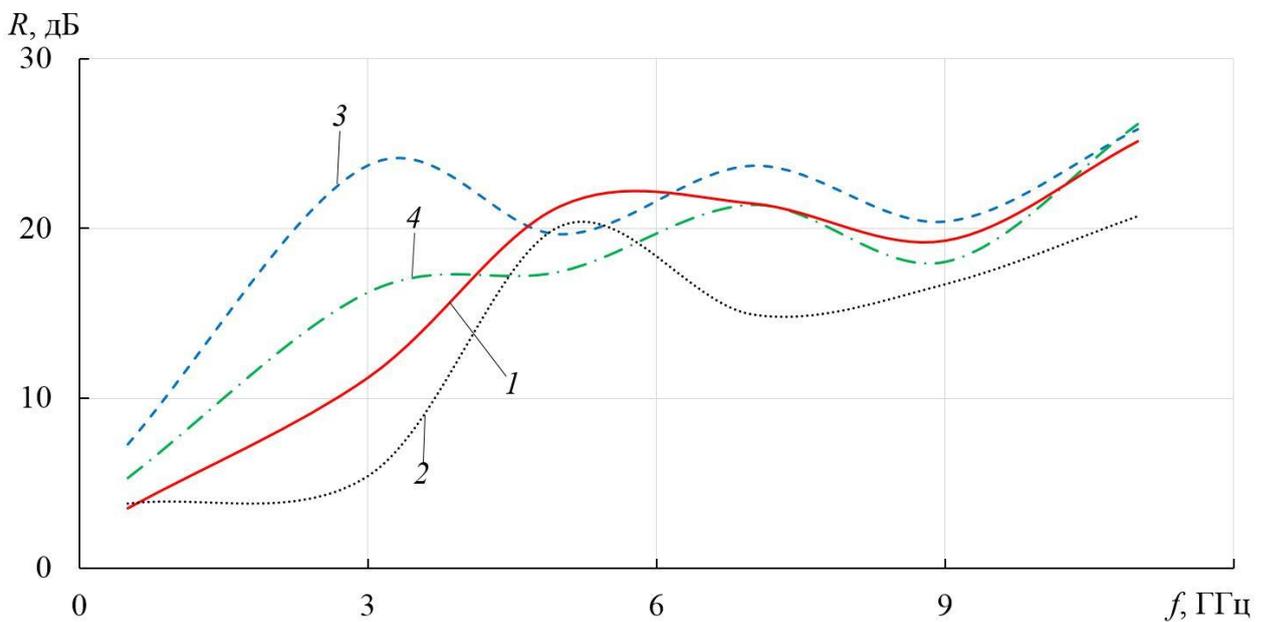


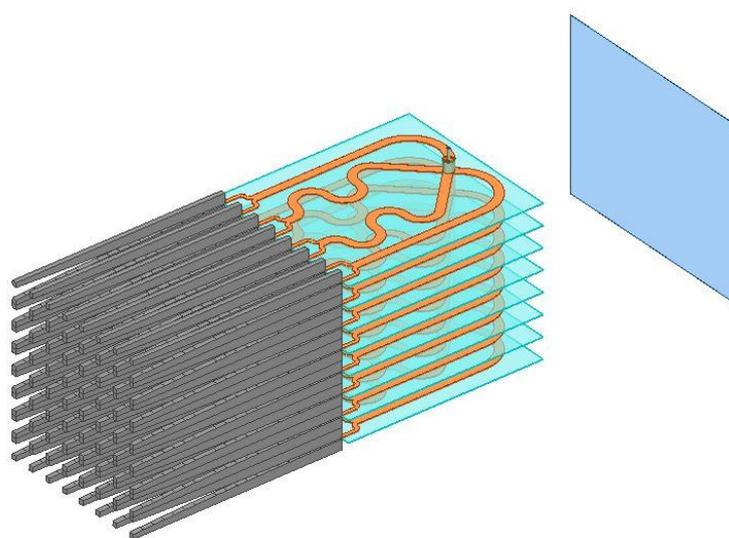
Рис. 4.15. Зависимости отношения излучения вперед-назад 64 (1, 2) и 256 (3, 4) элементной синфазной решетки с П-образным экраном (1, 3) и плоским экраном (2, 4) от частоты

Частотные зависимости КУ и отношения вперед назад (R) для 64- и 256-

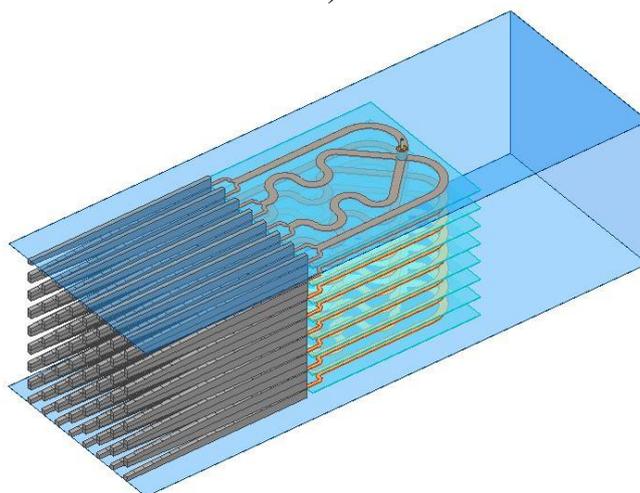
элементной синфазной решеток с плоским экраном и с П-образным экраном представлены на рис. 4.14, 4.15.

На рис. 4.15 видно, что уровень отношения излучения вперед/назад для решетки с П-образным экраном выше, чем для варианта с плоским экраном.

С учетом полученных результатов для дальнейших исследований выбираем решетку из 64-х ( $8 \times 8$ ) щелевых рупоров с системой питания и следующими параметрами: входной импеданс  $Z_{вх} = 50$  Ом,  $W = 3.95$  мм,  $h = 0.767$  мм,  $L = 100$  мм,  $P_x = 15$  мм,  $P_y = 15$  мм.



а)



б)

Рис. 4.16. Антенная решетка с делителем а) плоский экран, б) П-образный экран

Общий вид решетки с системой питания показан на рис. 4.16. Позади решетки на расстоянии 263 мм от входа *ТЕМ*-рупоров расположен плоский металлический экран размером 135x135 мм (рис. 16а) или П-образный экран с габаритными размерами 135x135x363 мм (рис. 4.16б).

#### 4.2. СИСТЕМА ПИТАНИЯ НА ОСНОВЕ КОАКСИАЛЬНЫХ И ПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЙ

Системы питания как и в [48-50] состоит из двух частей (рис. 4.16). Первая из них представляет собой делитель мощности в *E*- плоскости на коаксиальной линии, вторая – в *H*- плоскости - на полосковой линии.

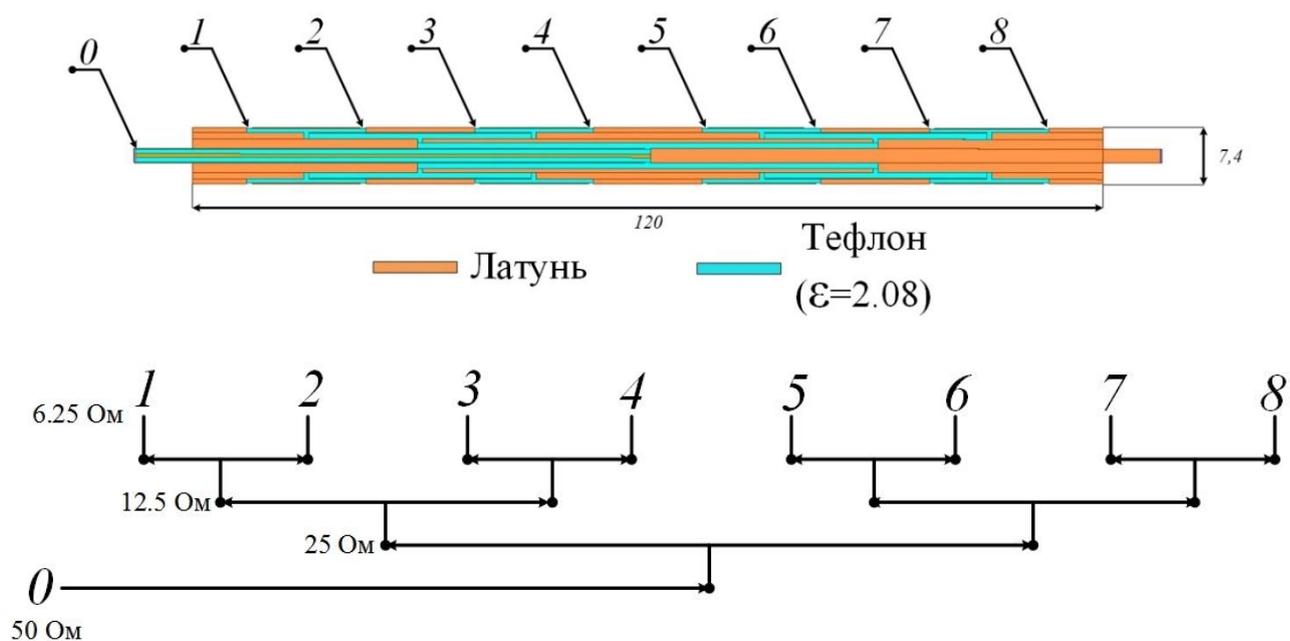


Рис. 4.17. Коаксиальный делитель мощности

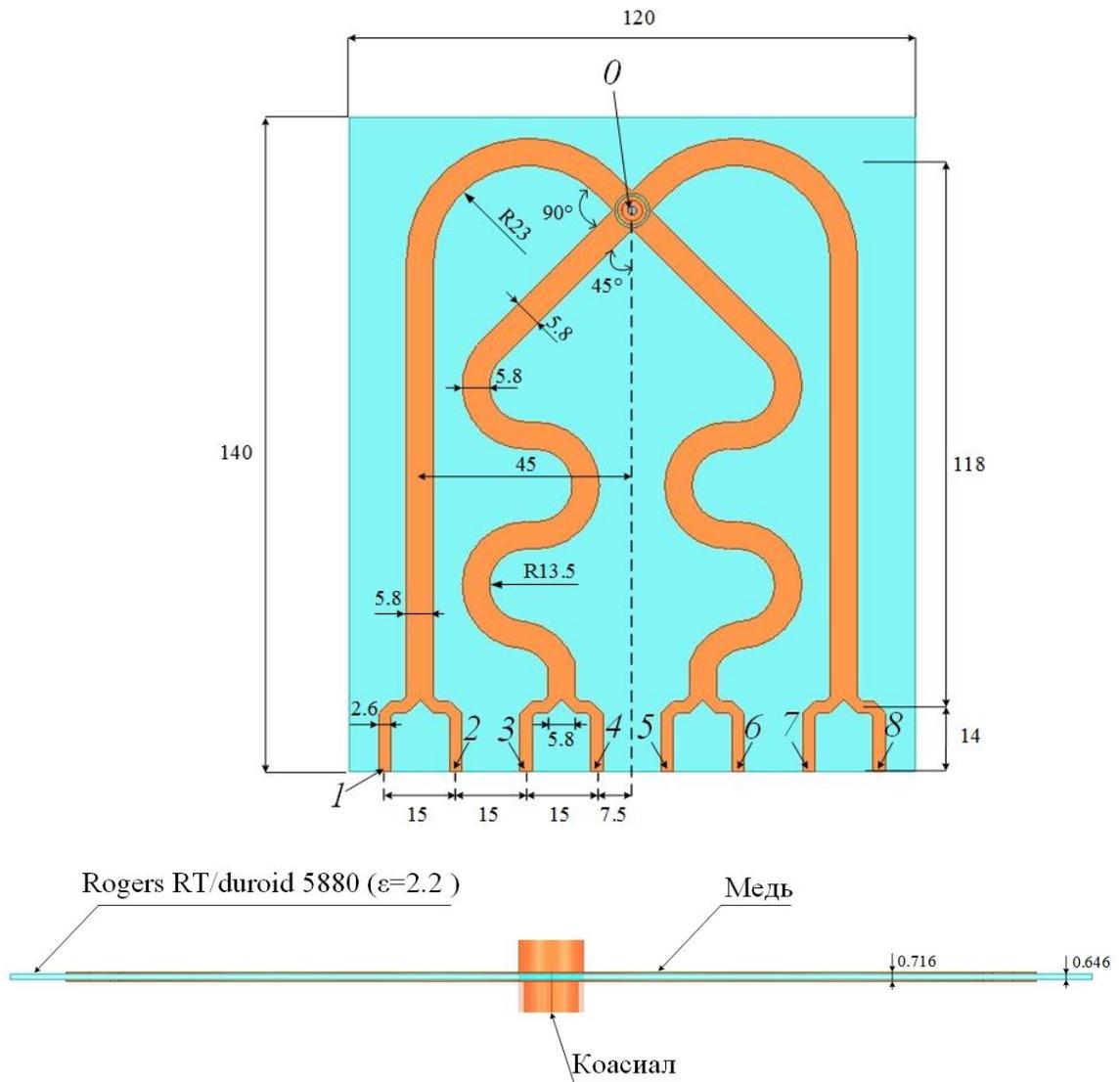


Рис. 4.18. Полосковой делитель мощности

Продольное сечение и схема восьмиканального делителя мощности на коаксиальной линии приведено на рис. 4.17. Последовательный делитель мощности имеет вход ( $O$ ) с волновым сопротивлением 50 Ом, восемь выходов ( $I-8$ ) с волновыми сопротивлениями 6.25 Ом и обеспечивают равномерное синфазное деление мощности на выходе. Каждый выход делителя мощности на коаксиальной линии соединен с входом восьмиканального параллельного делителя мощности на симметричной двухпроводной полосковой линии. Восьмиканальный делитель мощности на симметричной двухпроводной

полосковой линии со входом  $0$  с волновым сопротивлением  $6.25 \text{ Ом}$  и восемью выходами ( $1-8$ ) с волновыми сопротивлениями  $50 \text{ Ом}$  также обеспечивает равномерное синфазное деление мощности на выходе (рис. 4.18). В итоге система питания со входом волновым сопротивлением  $50 \text{ Ом}$  имеет  $64$  выхода с волновым сопротивлением  $50 \text{ Ом}$ .

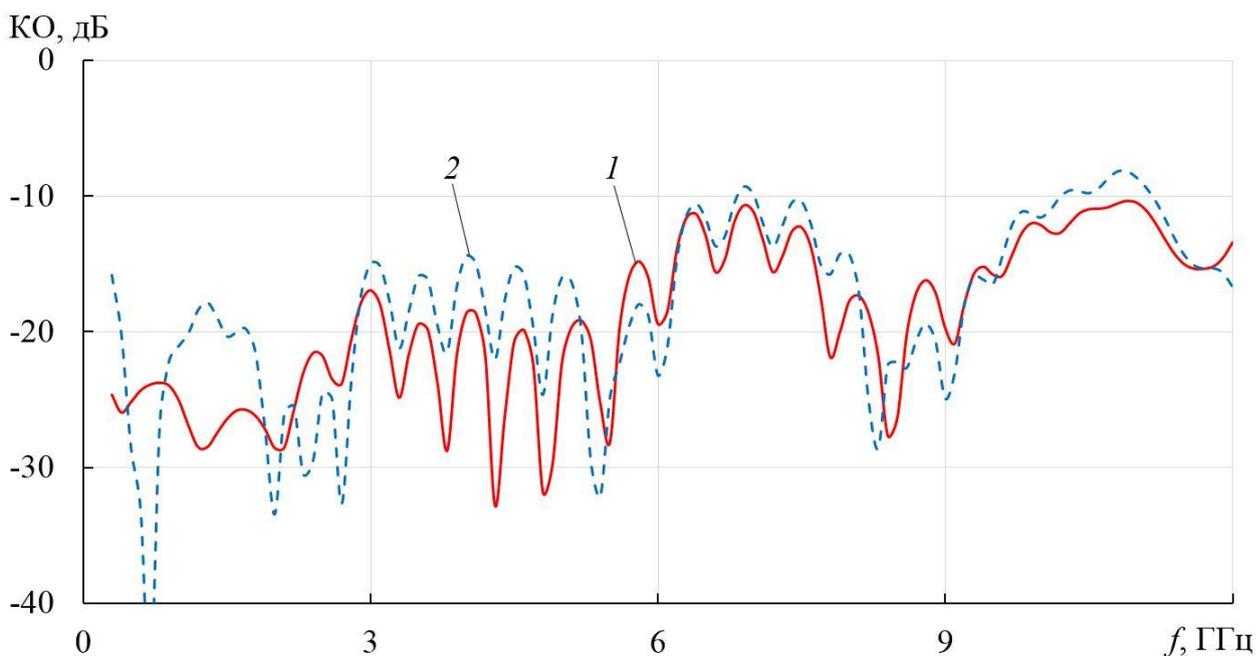
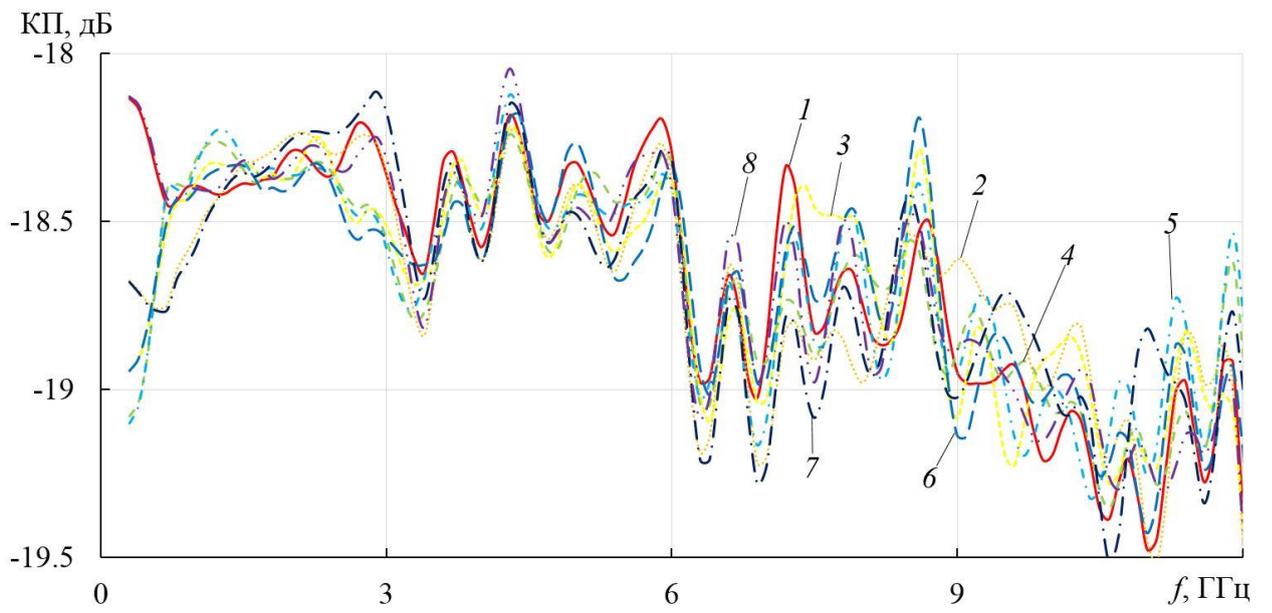
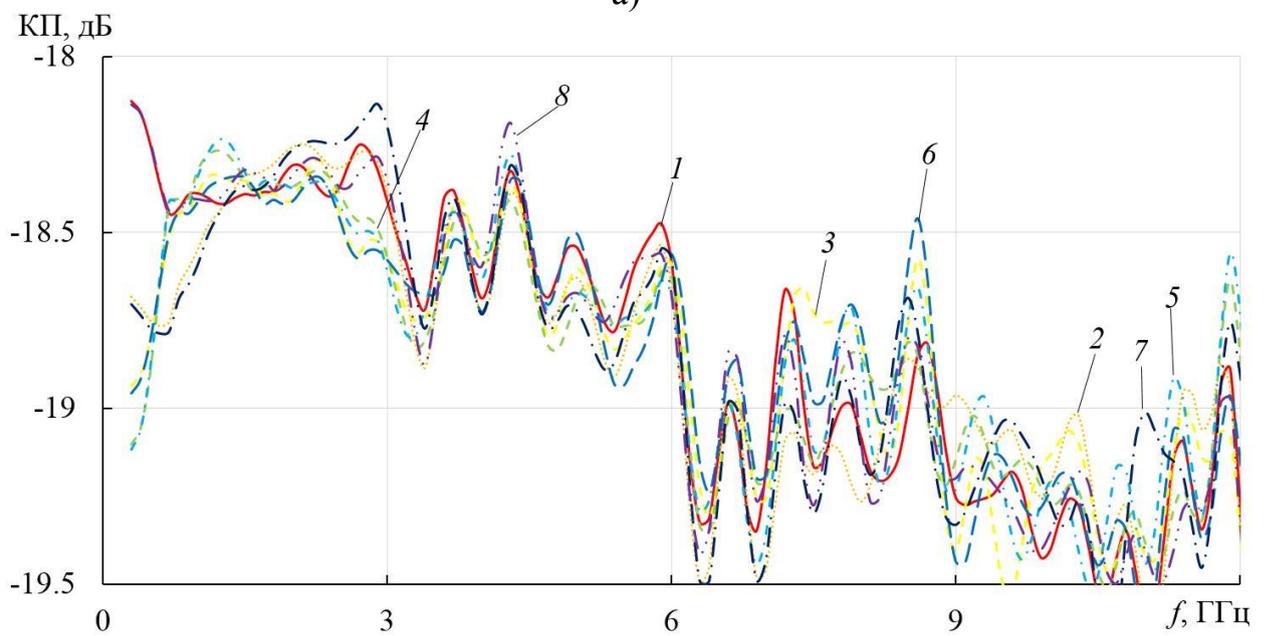


Рис. 4.19. Зависимость от частоты коэффициента отражения делителя:  
МКЭ (1), МКРВО (2)

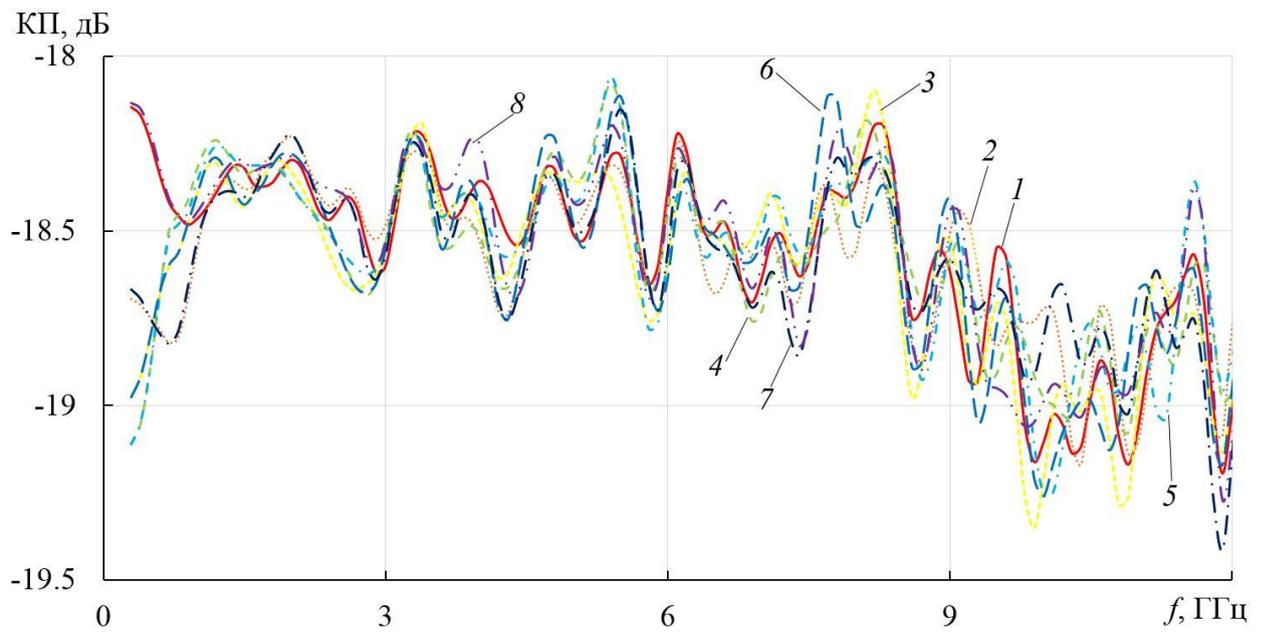
Результаты расчета частотной зависимости КО на входе системы питания с использованием МКЭ и МКРВО показаны на рис. 4.19. Видно, что КО в диапазоне частот до  $12 \text{ ГГц}$  не превосходит  $-10 \text{ дБ}$ .



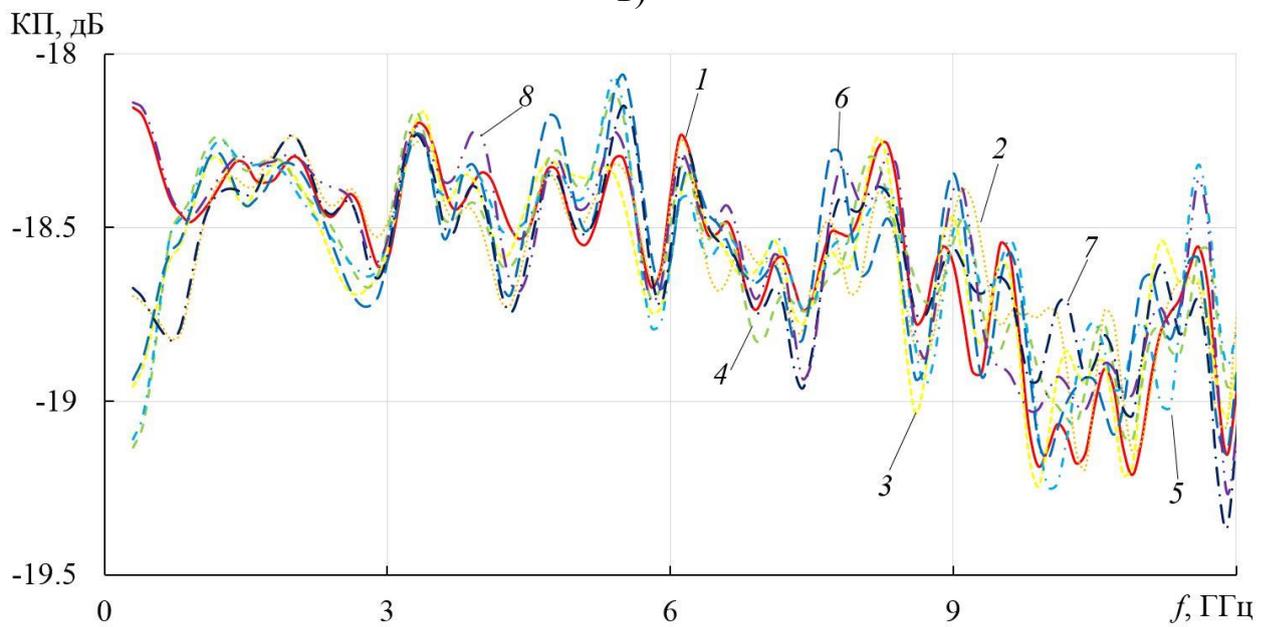
a)



б)

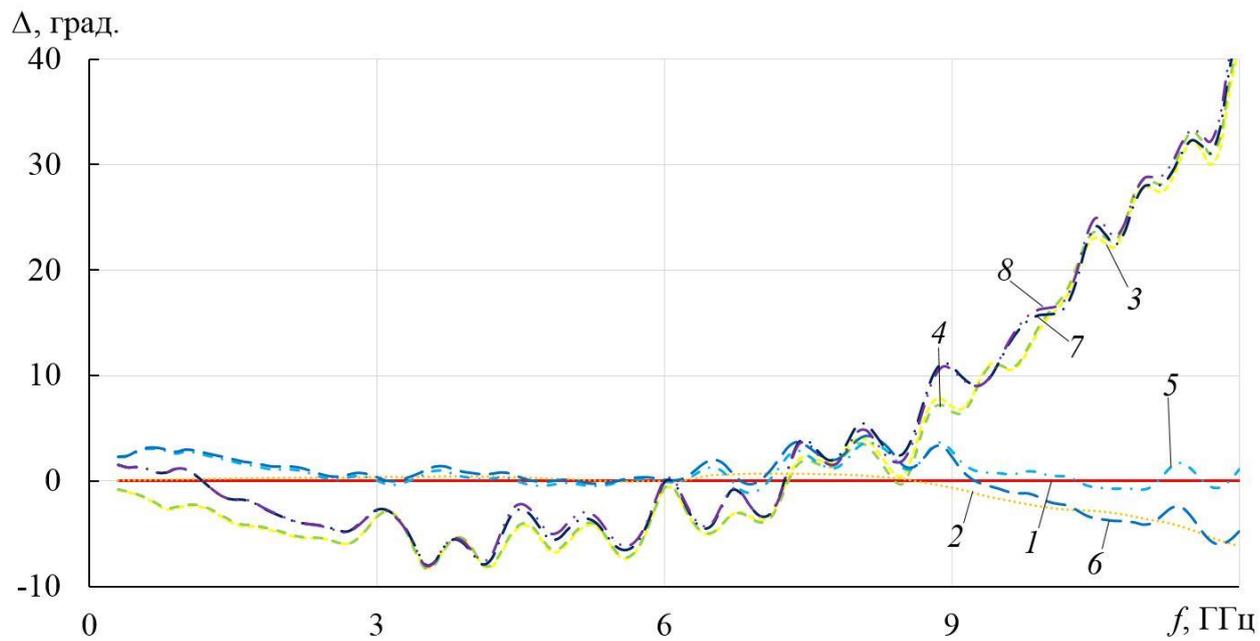


в)

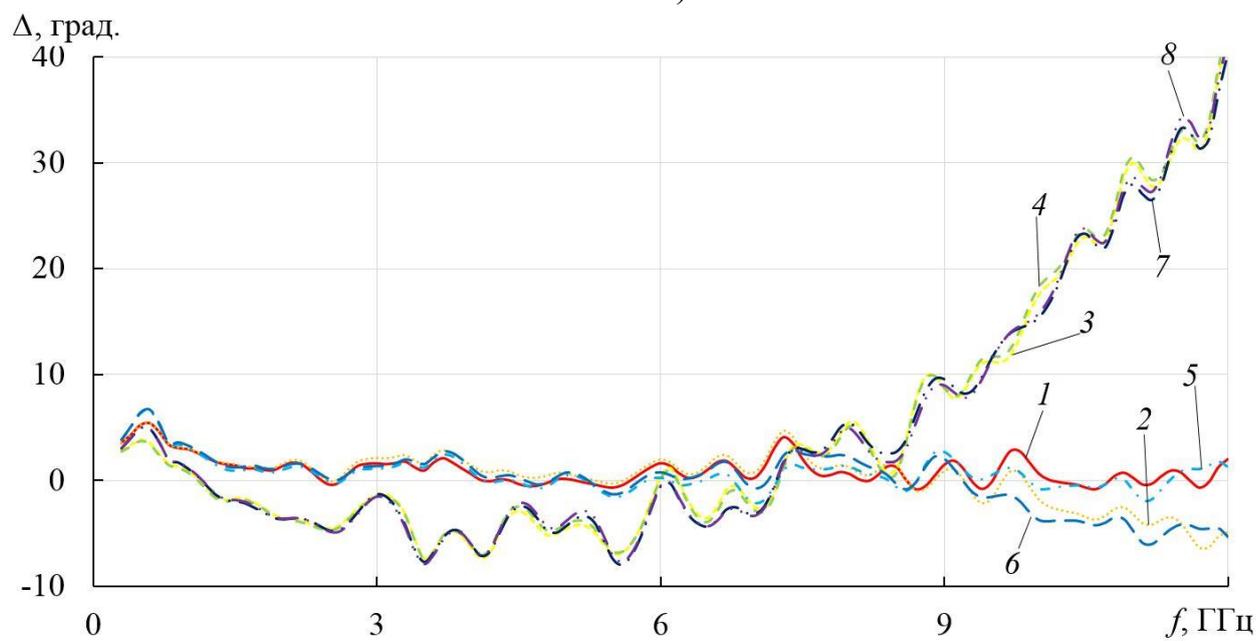


г)

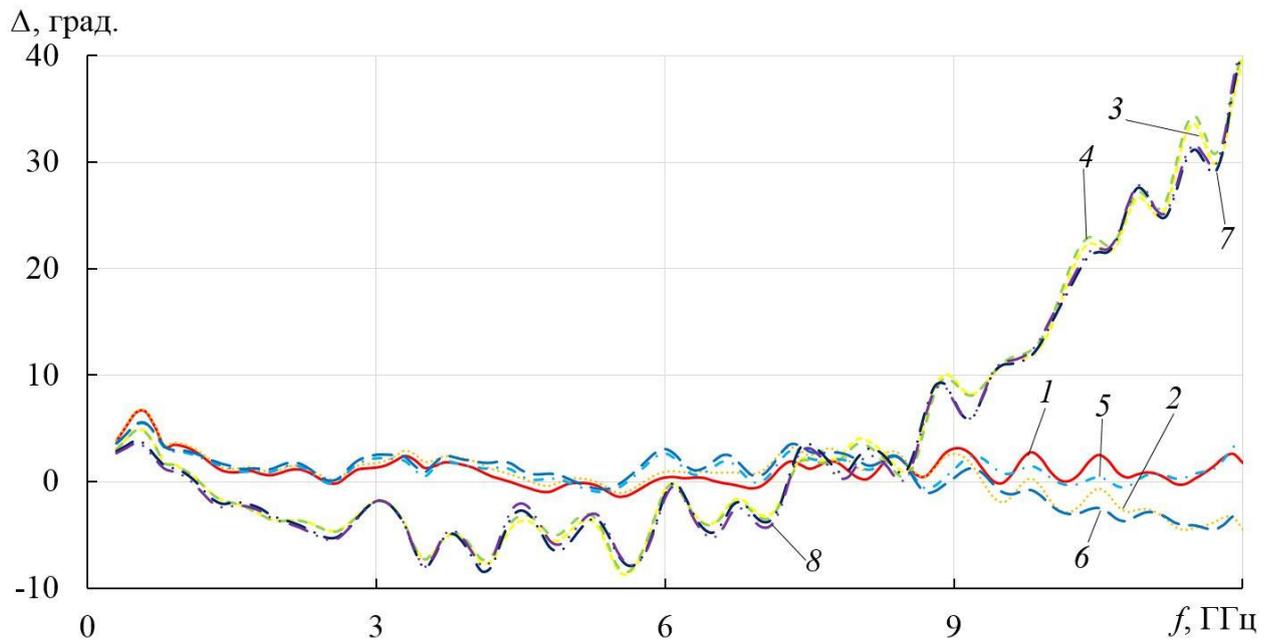
Рис. 4.20. Зависимости коэффициента передачи делителя мощности от частоты: выходы 1-8 (а), выходы 9-16 (б), выходы 17-24 (в), выходы 25-32 (г), выходы 1, 9, 17, 25 (1), выходы 2, 10, 18, 26 (2), выходы 3, 11, 19, 27 (3), выходы 4, 12, 20, 28 (4), выходы 5, 13, 21, 29 (5), выходы 6, 14, 22, 30 (6), выходы 7, 15, 23, 31 (7), выходы 8, 16, 24, 32 (8)



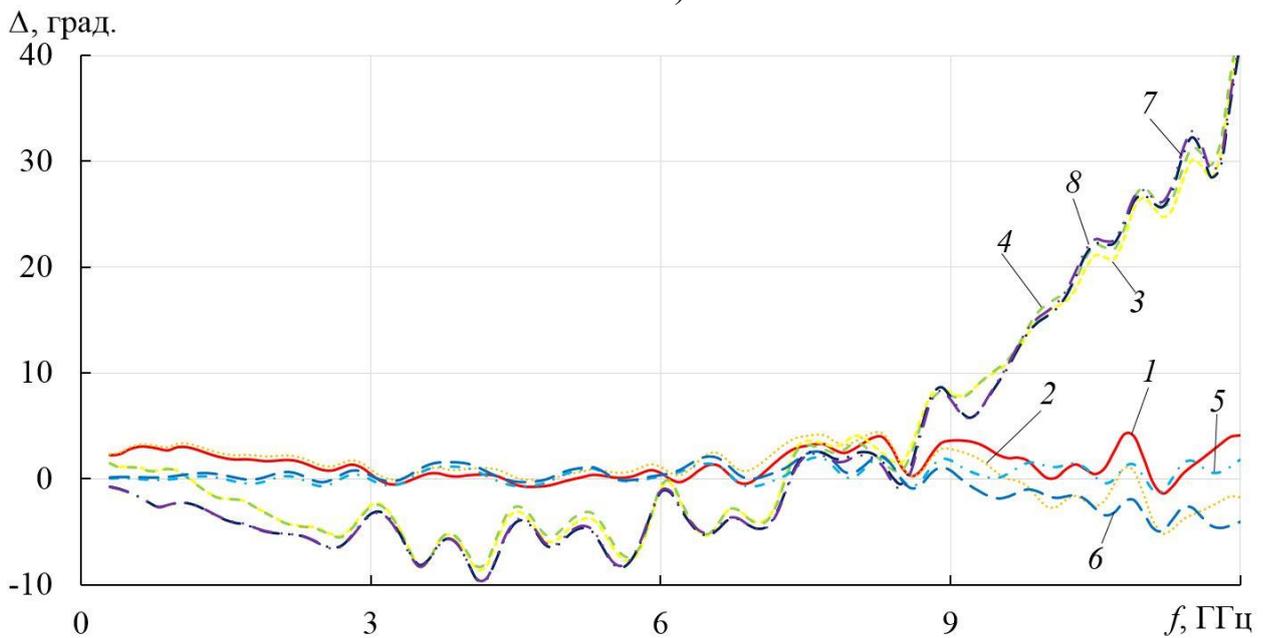
a)



б)



в)



г)

Рис. 4.21. Зависимости фаз коэффициентов передачи делителя от частоты: выход 1-7 (а), выход 9-16 (б), выход 17-24 (в), выход 25-32 (г), выходы 1, 9, 17, 25 (1), выходы 2, 10, 18, 26 (2), выходы 3, 11, 19, 27 (3), выходы 4, 12, 20, 28 (4), выходы 5, 13, 21, 29 (5), выходы 6, 14, 22, 30 (6), выходы 7, 15, 23, 31 (7), выходы 8, 16, 24, 32 (8)

В результате численного моделирования были также найдены частотные зависимости модулей коэффициентов передачи (КП) (рис. 4.20) и фаз (рис. 4.21) на 64 выходах системы питания (рис. 4.22).

На рис. 4.20 видно, что величина КП на всех выходах падает с частотой (в области нижних частот составляет около -18.5 дБ, а в области верхних частот - 19.0 дБ).

Величина фазы (рис. 4.21) на части выходов растет в верхней части диапазона частот, оставаясь в пределах  $30^\circ$ .

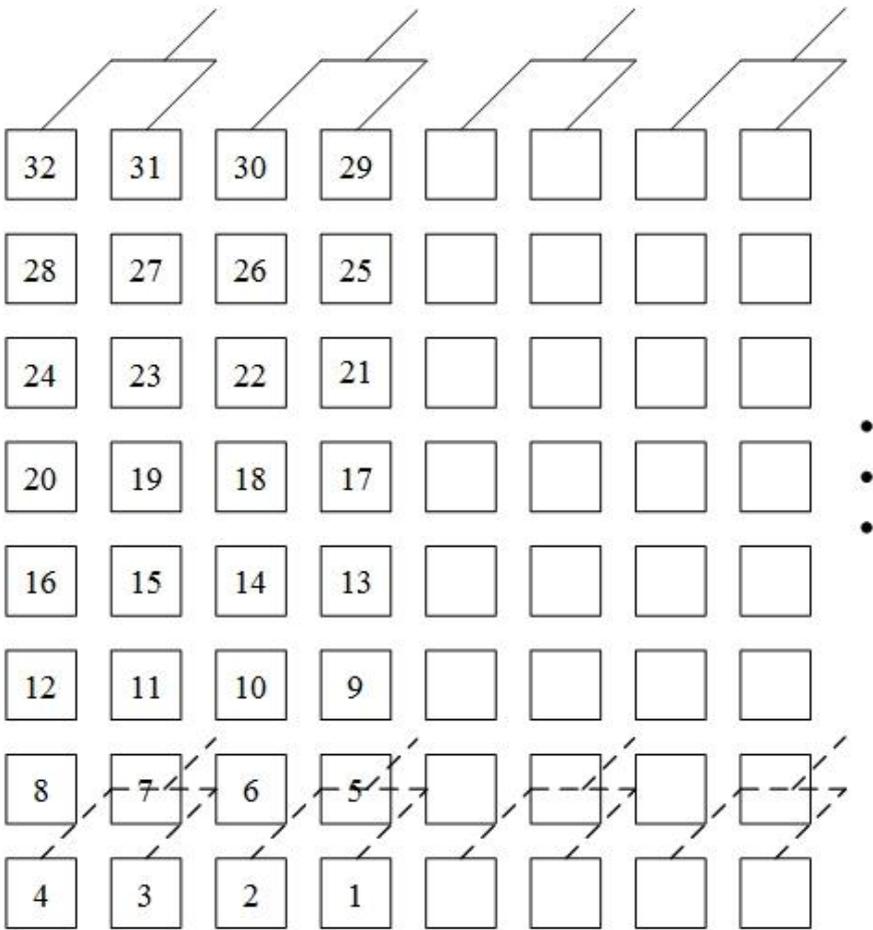


Рис. 4.22. Схема выходов системы питания

### 4.3. ХАРАКТЕРИСТИКИ КОНЕЧНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

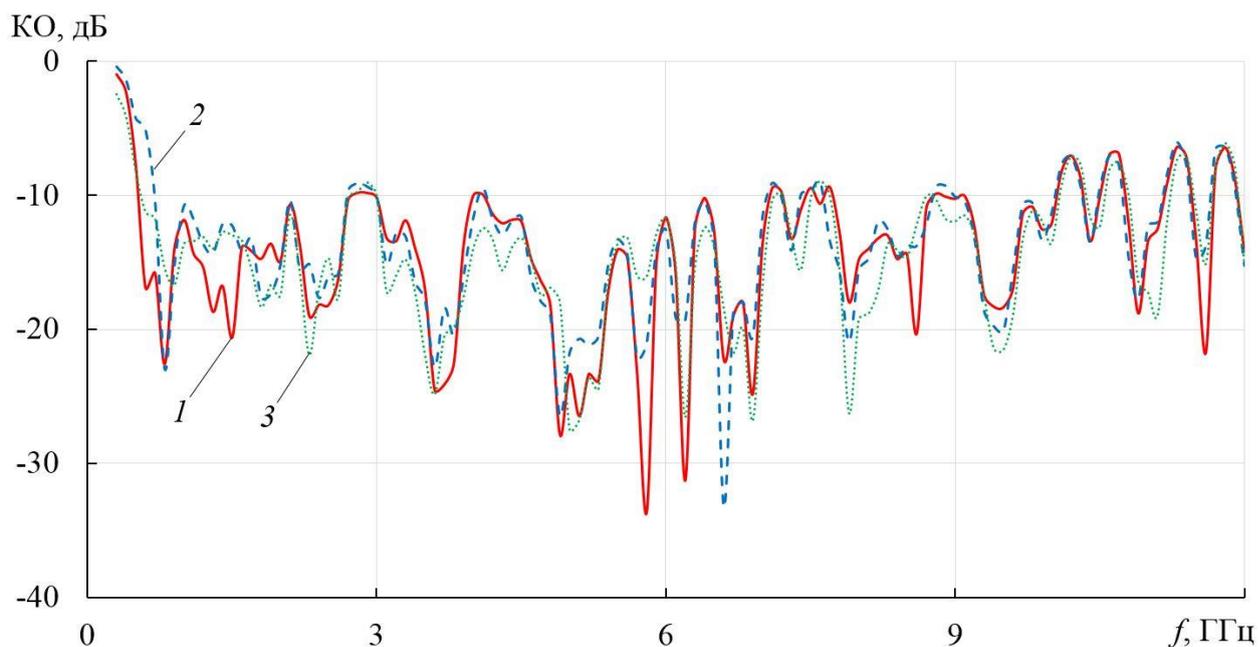


Рис. 4.23. Зависимость коэффициента отражения решетки с делителем и П-образным экраном (1), плоским экраном (2) и без экрана (3) от частоты

Численное исследование характеристик антенной решетки с системой питания проведено с использованием МКЭ. На рис. 4.23 представлены зависимости КО синфазной антенной решетки от частоты. Рассмотрены варианты с П-образным экраном размером 135x135x363 мм, с плоским экраном размером 135x135 мм и без экрана.

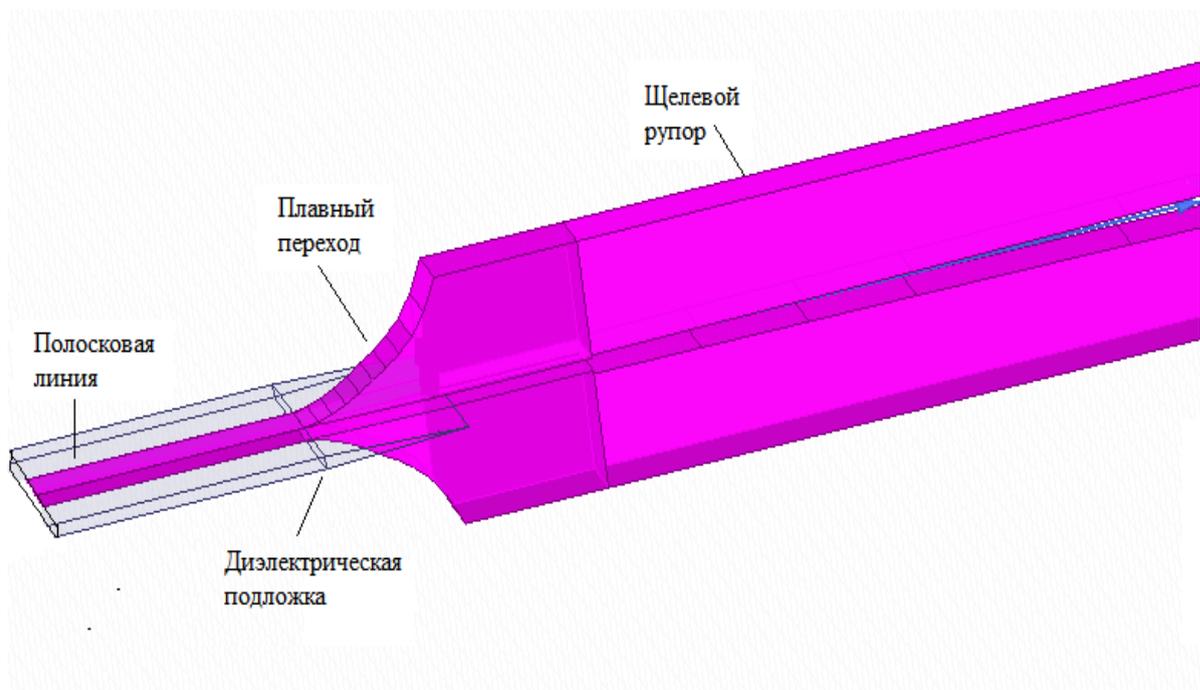


Рис. 4.24. Плавный переход от полосковой линии к щелевому рупору

Видно, что решетка с П-образным экраном согласована по уровню -10 дБ в полосе 0.51...10.3 ГГц как и решетка без экрана. Таким образом, наличие П-образного экрана не приводит к ухудшению согласования. При этом КО на частотах выше 10.3 ГГц превышает уровень -10 дБ. Источником этого является стык между делителем и щелевыми рупорами. Поэтому для улучшения согласования решетки в этой области частот был синтезирован плавный переход от полосковой линии к щелевому рупору, причем толщина диэлектрической подложки в переходе уменьшается до нуля по линейному закону (рис. 4.24), а геометрические параметры перехода выбраны таким образом, чтобы погонный импеданс оставался постоянным и равным 50 Ом по всей длине перехода (10 мм).

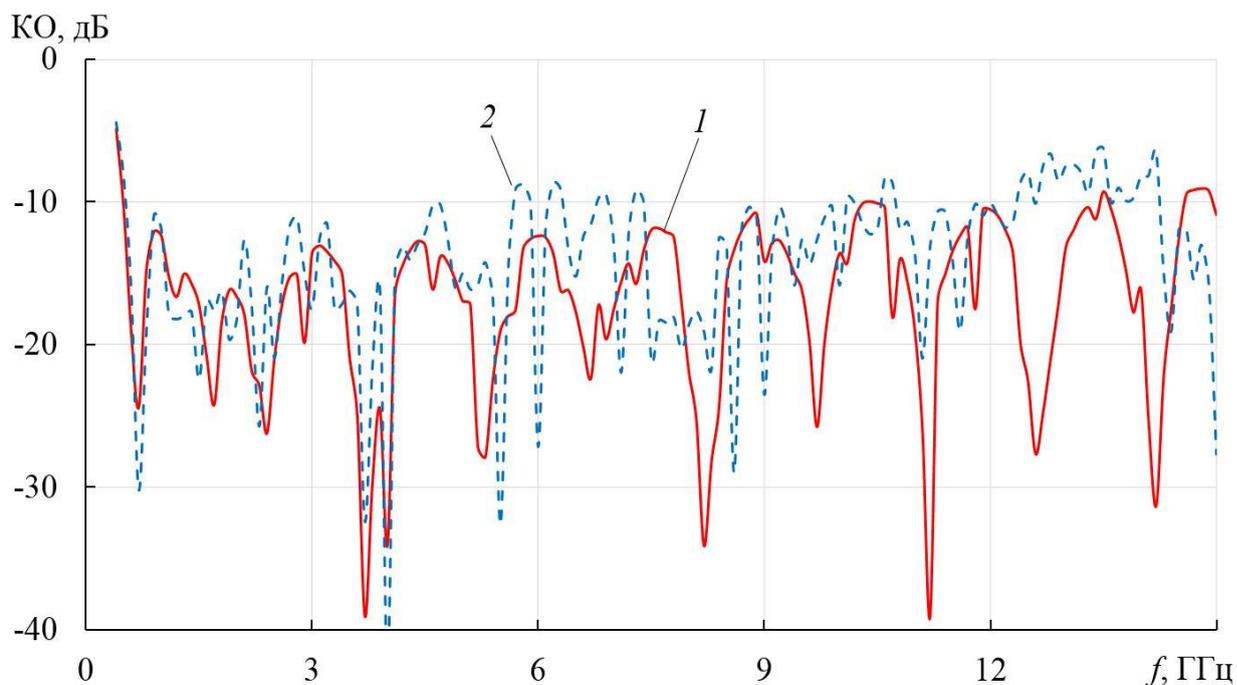
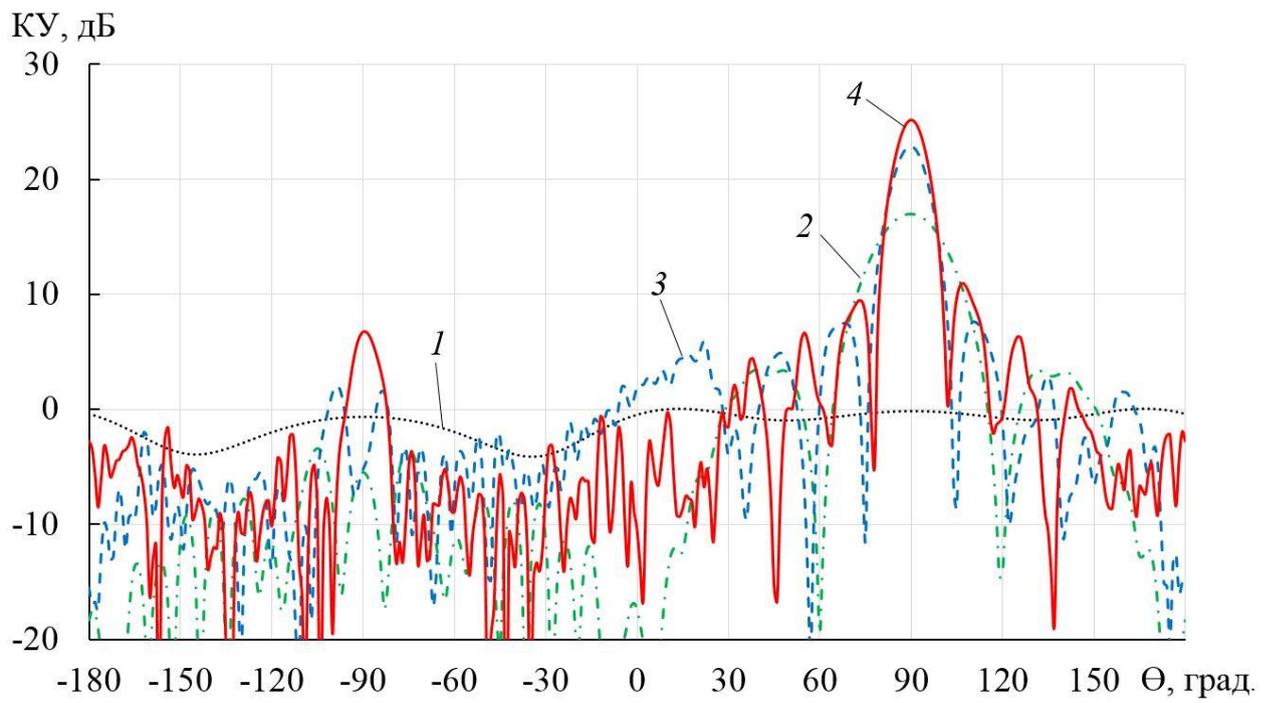
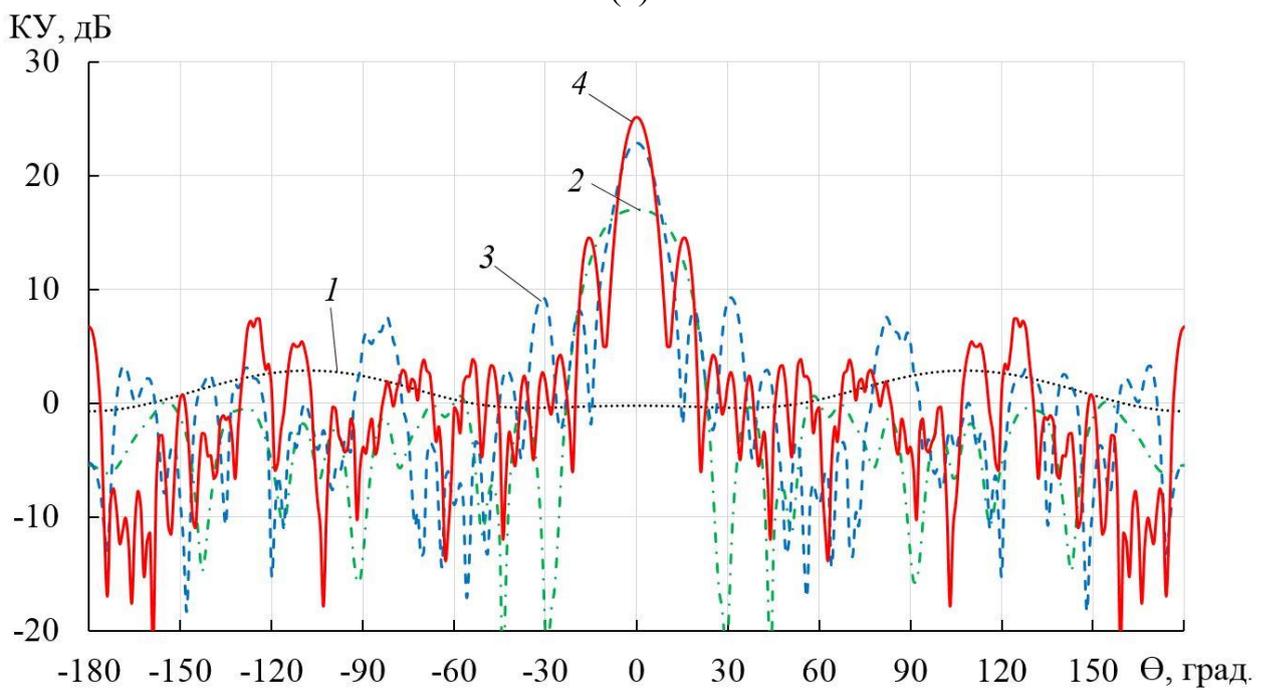


Рис. 4.25. Зависимость коэффициента отражения решетки с П-образным экраном и плавными переходами от частоты: без делителя (1), с делителем (2)

На рис. 4.25 приведена рассчитанная с использованием МКЭ частотная зависимость коэффициента отражения решетки с П-образным экраном и плавными переходами от полосковых линий к щелевым рупорам без делителя мощности (1) и с делителем мощности (2). Как видно на рисунке, наличие плавных переходов улучшает согласование на частотах 10.3-14.5 решетки без делителя мощности, однако в решетке с делителем мощности улучшения не происходит.



(а)



(б)

Рис. 4.26. ДН синфазной антенной решетки с П-образным экраном на частотах: 0.5 (1), 5 (2), 9 (3) и 11 (4) ГГц, (а) - Е- плоскость, (б) - Н- плоскость

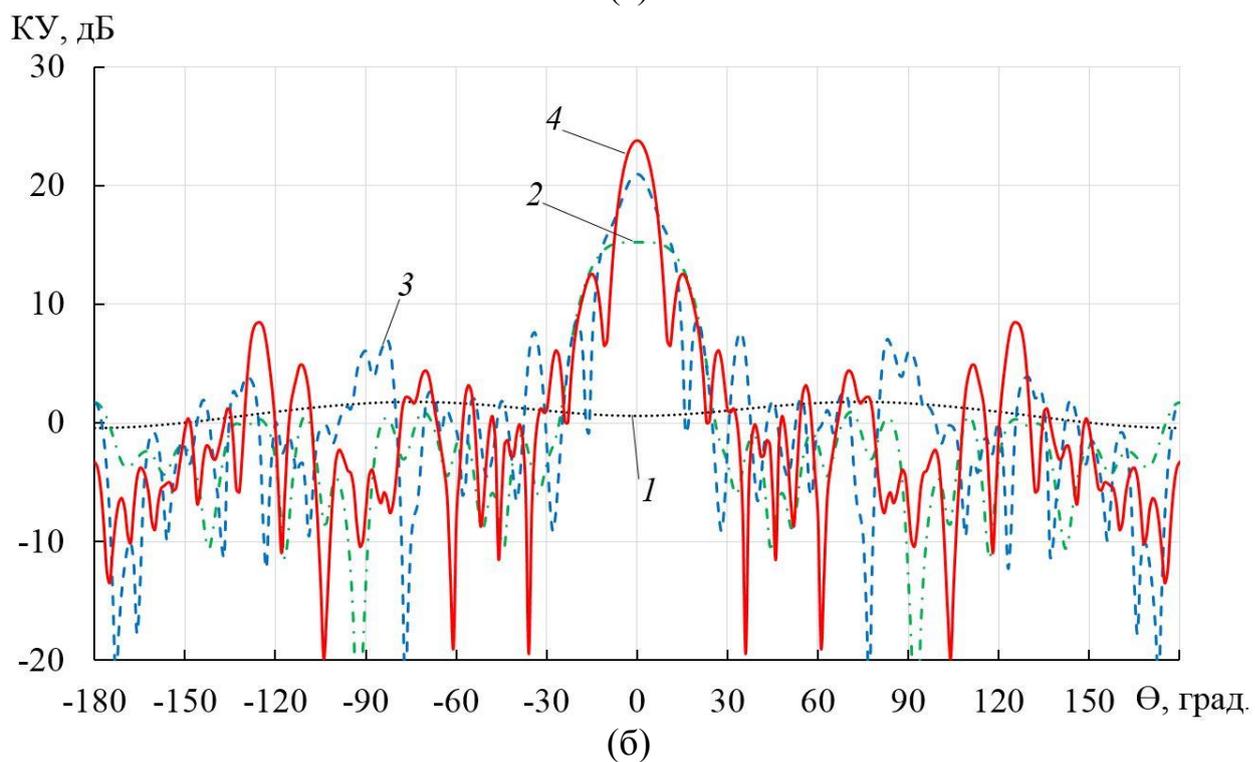
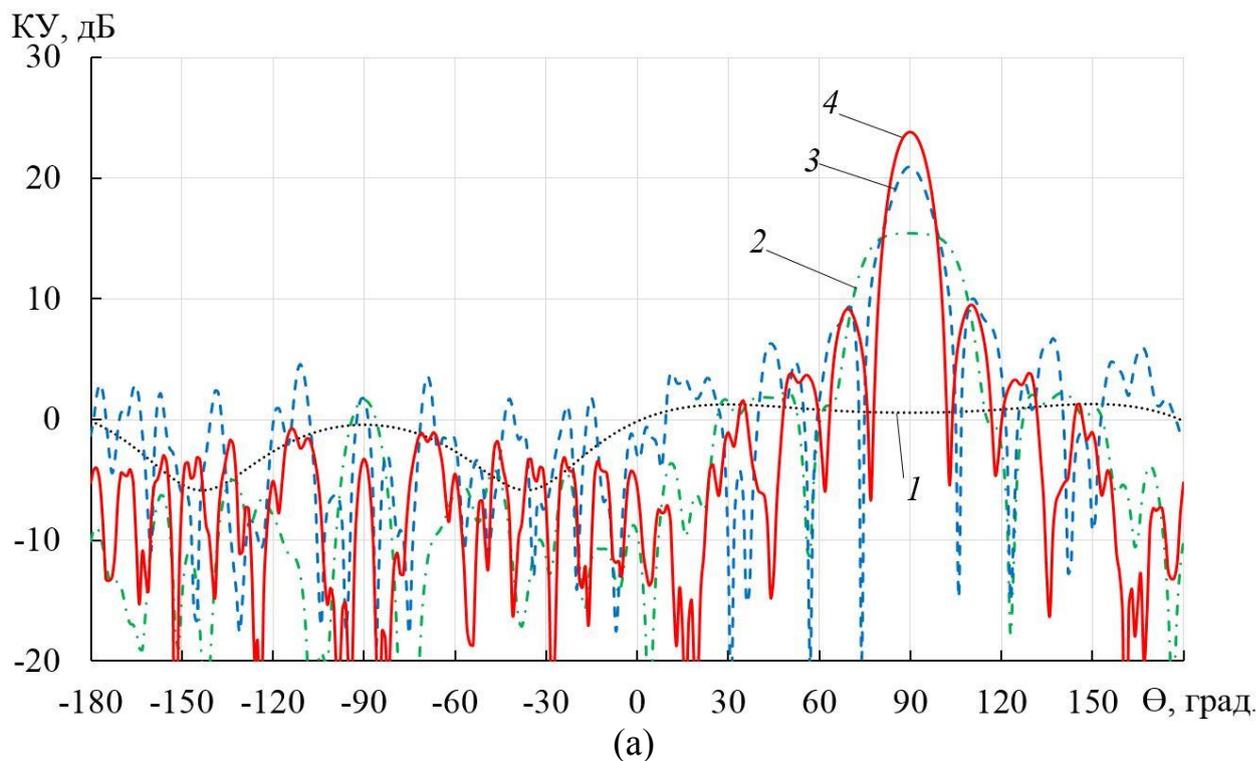


Рис. 4.27. ДН синфазной антенной решетки с плоским экраном на частотах: 0.5 (1), 5 (2), 9 (3) и 11 (4) ГГц, (а) - Е- плоскость, (б) - Н- плоскость

На рис. 4.26, 4.27 показаны ДН синфазной антенной решетки без плавных переходов с П-образным и плоским экраном, соответственно.

На рисунках видно, что боковые лепестки ДН в Н-плоскости больше, чем в Е-плоскости.

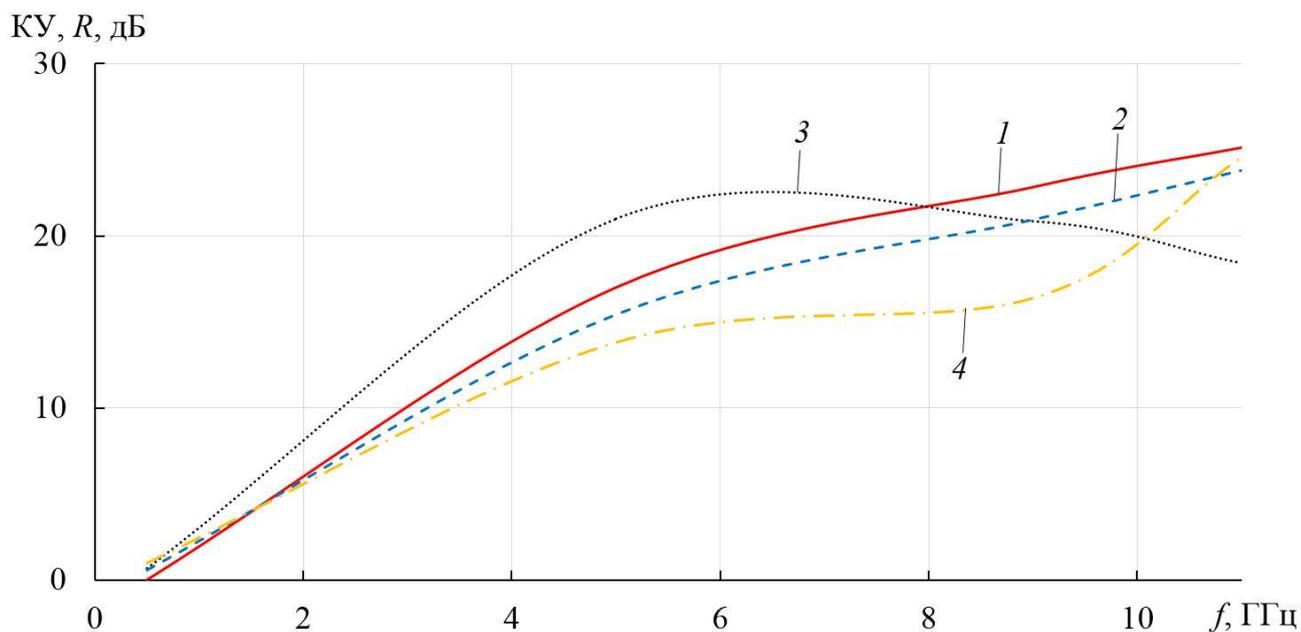


Рис. 4.28. Зависимости коэффициента усиления (1, 2) и отношения излучения вперед-назад (3, 4) 64-элементной синфазной антенной решетки с П-образным (1, 3) и плоским экраном (2, 4) от частоты

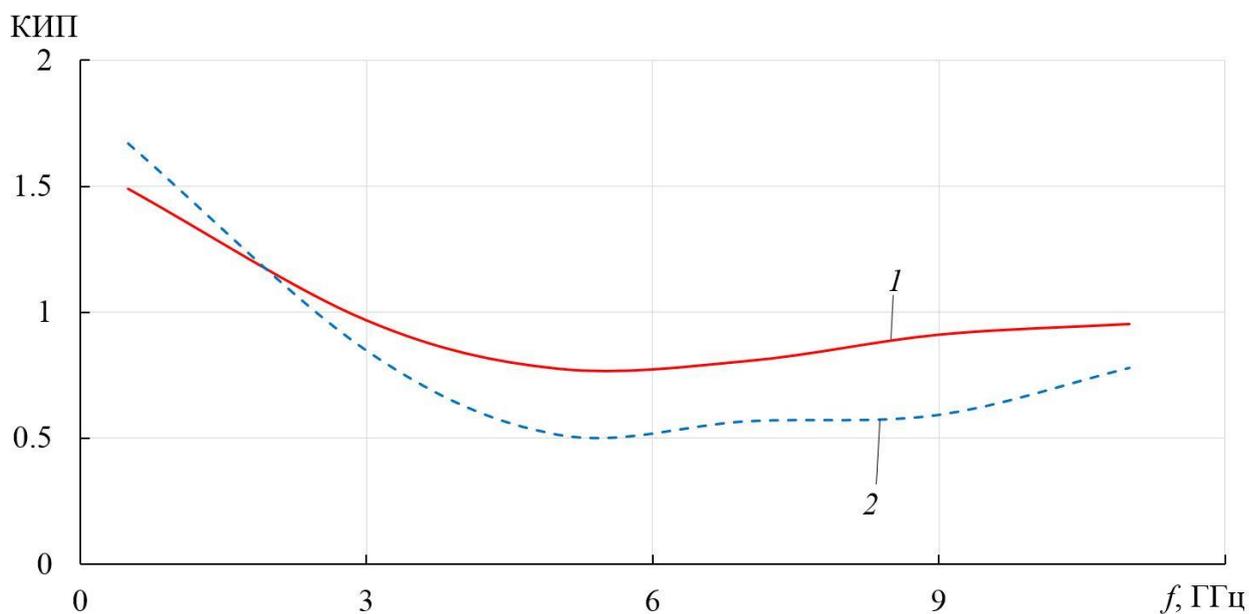


Рис. 4.29. Зависимости коэффициента использования поверхности 64-элементной синфазной антенной решетки с П-образным (1) и плоским экраном (2)

от частоты

На рис. 4.28 представлена частотная зависимость КУ и отношение излучения вперед-назад ( $R$ ). Видно, что отношение вперед-назад для решетки с П-образным экраном выше, чем для варианта с плоским экраном за исключением области верхних частот, где они близки.

На рис. 4.29 представлена частотная зависимость КИП синфазной решетки с разными типами экрана. На рисунке видно, что КИП у решетки с П-образными экраном выше, чем у решетки с плоским экраном.

На основании полученных в работе результатов, можно сделать следующие выводы:

1. Методика синтеза с использованием бесконечной модели и закона Клопфенштейна позволяет синтезировать конечные СДАР с параметрами, близкими к оптимальным.

2. Зависимости нижней частоты согласования от соотношения периодов решетки и длины элемента у небольших СДАР (8x8) не совпадают с аналогичными зависимостями бесконечных и больших решеток (12x12 и более).

3. Синтезированная СДАР 8x8 элементов с системой питания обеспечивает полосу согласования по уровню -10 дБ более 20:1.

Использование экрана П-образной формы позволяет увеличить отношение излучения вперед-назад по сравнению с плоским экраном того же поперечного сечения.

Результаты главы опубликованы в работах [64, 65].

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе получены следующие основные результаты:

1. Разработана, оптимизирована и с использованием численного моделирования исследована поликоническая антенна с однородной диэлектрической линзой. В полосе частот более 44:1 антенна обеспечивает КО ниже -10 дБ и эффективность излучения не менее 0.8.

2. Разработана, оптимизирована и с использованием численного моделирования исследована поликоническая антенна с градиентной диэлектрической линзой Микаэляна. В полосе частот 40:1 антенна обеспечивает КО ниже -10 дБ и обеспечивает эффективность излучения не менее 0.5. Изготовлен макет антенны и проведено его экспериментальное исследование, которое подтвердило результаты моделирования.

3. Разработана и с использованием численного моделирования исследована однополяризационная офсетная однозеркальная антенная система с облучателем простой конструкции в виде пирамидального рупора с диэлектрической вставкой. Антенна обеспечивает КИП более 0.6 в полосе частот 2.5:1.

4. Разработана и с использованием численного моделирования исследована двухполяризационная офсетная однозеркальная антенная система с облучателем в виде четырехреберного круглого рупора с двухслойной диэлектрической вставкой. Антенна обеспечивает КИП более 0.5 в полосе частот 5:1.

5. Разработана и с использованием численного моделирования исследована двухполяризационная осесимметричная двухзеркальная антенная система с облучателем на основе линзы Микаэляна и величиной КИП более 0.5 в полосе частот 5:1.

6. Разработана и с использованием численного моделирования исследована двухполяризационная офсетная двухзеркальная антенная система с рупорно-линзовым облучателем и величиной КИП более 0.5 в полосе частот 9:1.

7. Разработана и исследована синфазная антенная решетка с системой питания и величиной КИП более 0.8 в полосе частот более 20:1.

Основные результаты диссертации опубликованы в работах [57-65].

## **СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ СОКРАЩЕНИЙ И ОБОЗНАЧЕНИЙ**

ДН– диаграмма направленности

КВП – коаксиально-волноводный переход

КИП– коэффициент использования поверхности

КУ– коэффициент усиления

КО – коэффициент отражения

МКЭ – метод конечных элементов

МКРВО – метод конечных разностей во временной области

ММ – метод моментов

СШП – сверхширокополосный

СДАР – сверхдиапазонная антенная решетка

УБЛ – уровень боковых лепестков

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Калошин В.А., Мартынов Е.С., Скородумова Е.А. Исследование характеристик поликонической антенны в широкой полосе частот // РЭ. 2011. Т. 56. № 9. С.1094.
2. Marcel D. Blech, Arndt T. Ott, Thomas F. Eibert. A Two Octave Bandwidth Dielectric Loaded Biconical Antenna with High Sidelobe Suppression// 2009 3rd European Conference on Antennas and Propagation. Berlin, Germany. 2009. P. 1006-1010.
3. Titan Z., Sievert B., Eube M., et al. Rotationally Symmetric Lens Antenna with Biconical Feed for Broadband Measurement Applications // 52thEurop. Microwave Conf. (EuMC). Milan, Italy. 2022. P. 612.
4. Dubrovka F.F., Piltyay S., Movchan M., Zakharchuk I. Ultrawideband Compact Lightweight Biconical Antenna with Capability of Various Polarization Reception for Modern UAV Applications // IEEE Trans. Antennas Propag. 2023. V. 71. № 4. P. 2922.
5. Zhang Zhi-Yi, Leung Kwok Wa, Lu Kai. Wideband and High Gain Omnidirectional Biconical Antenna for Millimeter-Wave Applications // IEEE Trans. Antennas Propag. 2023. V. 71. № 1. P.58.
6. Uskov G.K., Smuseva K.V., Seregina E.A., et al. Biconical Antenna with Anisotropic Dielectric Lens for the Antenna Pattern Side Lobes Reduction // IEEE 8th All-Russian Microwave Conference (RMC). Moscow, Russia. 2022. P.191.
7. А Калошин В.А., Нгуен К.З. Исследование коллинеарных сверхширокополосных антенных решеток из цилиндрических и поликонических элементов // Антенны. 2016. № 2. С. 34-41.
8. Калошин В.А., Нгуен К.З. Сверхдиапазонные излучатели и антенные решетки на основе биконических рупоров // Антенны. 2016. № 8. С. 69 – 76.
9. В. А. Калошин, К. З. Нгуен. Сверхширокополосная всенаправленная в магнитной плоскости линейная решетка печатных диполей. Журнал

<http://jre.cplire.ru/jre/may17/13/text.pdf>

10. Alan J.F., Peter T.H., James D.K., John S.S. et al. Ultrawideband VHF/UHF Dipole Array Antenna // 2010 IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology. Waltham, USA. 2010. P. 79-82.

11. Alan J.F., Peter T.H., Joe P., Matthew C., et al. Ultrawideband cavity-backed resistively loaded planar dipole array for ground penetrating radar. 2013 IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology. Waltham, USA. 2013. P. 117-123.

12. Alan J.F., Peter T.H., Leonard I.P., David M.B. Ultrawideband Time-delay Steered UHF Dipole Linear Array Antenna. 2013 IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology. Waltham, USA. 2010. P. 731-737.

13. Ahmed A., Sander W., William I. Design and measurements of dual-polarized wideband constant-beamwidth quadruple-ridged flared horn // 2011 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation. Spokane, USA. 2011. P. 1135-1138.

14. Ahmed A., Sander W. Ultrawideband square and circular quad-ridge horns with near-constant beamwidth // 2012 IEEE International Conference on Ultra-Wideband. Syracuse, USA. 2012. P. 518-522.

15. Bekir S., Mustafa S., Ahmet T. The Design of a High Gain Dual-Polarized Quad-Ridged Circular Horn Antenna for Wideband EMC Test Applications // 2018 ACES JOURNAL, V. 33. № 9.

16. Bin D., Jian Y., Jens D. 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. Antennas Propag. 2019. V. 67. № 1. P. 585-590.

17. Yue M., Chan H.S., Feng P. et al. A 10:1 bandwidth cryogenic quadruple ridged flared horn design for reflector antennas in radio astronomy // 2020 IEEE Access. V. 8. P. 81101-81115.

18. Dunning A., Bowen M., Bourne M. et al. An ultra-wideband dielectrically loaded quad-ridged feed horn for radio astronomy // 2015 IEEE-APS Conference on Antennas and Propagation for Wireless Communications. Turin, Italy. 2015. P. 787-790.
19. Jonas F., Mirolav P., Simon O. et al. BRAND: Ultra-wideband feed development for the European VLBI network - A dielectrically loaded decade bandwidth quad-ridge flared horn // 2018 12th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2018). London, England. P. 1-5.
20. Jonas F., Miroslav P. Dielectrically loaded quad-ridge flared horn for beamwidth control over decade bandwidth optimization, manufacture, and measurement // IEEE Trans. Antennas Propag. 2020. V. 68. № 1. P. 207-216.
21. Jonas F., Jian J., Alexander W.P. et al. Beyond decade ultrawideband quad ridge flared horn with dielectric load from 1 to 20 GHz // IEEE Trans. Antennas Propag. 2023. V. 71. № 3. P. 2110-2125.
22. Калошин В.А., Фам В.Ч. Сверхширополосный металлодиэлектрический рупорный облучатель // Радиотехника и электроника. 2021. Т. 66. № 7. С. 649-653.
23. Dirk I.L. de Villiers, Fahmi Mokhupuki and Brandt Klopper. Low-Cost Frequency Variation Models of Quad-Ridge Flared Horn Reflector Feed Antennas // 2018 IEEE MTT-S International Conference on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization (NEMO). Reykjavik, Iceland. 2018. P. 1-4.
24. Fan Yang, Dong Li, Biao Du, et al. Development of a 6-18GHz Quad-Ridged Flared Horn // 2018 IEEE Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation (APCAP). P. 108-109. Auckland, New Zealand.
25. Jun Shi, Sander Weinreb, Weiye Zhong, et al. Quadruple-Ridged Flared Horn Operating from 8 to 50 GHz // IEEE Trans. Antennas Propag. 2017. V. AP-65. № 12. P. 7322.

26. Tercero F., Garcia-Perez O., Serna J.M., et al. Optimization of the Quad-Ridged Horn for the geodetic VGOS station of the Yebes observatory // 2018 12th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2018). London, England. 2018. P. 1-5.
27. Andrea Martellosio, Marco Pasian, Remi Rayet, et al. Wideband Cryogenic Receiver for Very Long Baseline Interferometry Applications // 2018 IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. V. 17. № 2. P. 275.
28. Oscar Garcia-Perez, Felix Tercero, Alejandro Baldominos, et al. A Modular Approach for the Design of Quadruple Ridged Flared Horn Antenna Feeds // 2024 IEEE Access. V. 12. P. 69642.
29. Theunis S. Beukman, Petrie Meyer, Ivashina Marianna V., et al. Modal-Based Design of a Wideband Quadruple-Ridged Flared Horn Antenna // IEEE Trans. Antennas Propag. 2016. V. AP-64. № 5. P. 1615 - 1626.
30. Jonas Flygare, Bhushan Billade, Magnus Dahlgren, et al. Beam pattern measurement on offset Gregorian reflector mounted with a wideband room temperature receiver for the Square Kilometre Array // 2018 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting. Boston, USA. 2018. P. 1759-1760.
31. Jonas Flygare, Bin Dong, Jian Yang, et al. Wideband single pixel feed system over 4.6–24 GHz for the Square Kilometre Array // 2019 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA). P. Granada, Spain. 2019. P. 630 – 635.
32. Jonas Flygare, Adriaan Peens-Hough, Leif Helldner, et al. Sensitivity simulation and measurement of the SKA Band 1 wideband feed package on MeerKAT // 2019 13th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP). Krakow, Poland. 2019. P. 1-5.

33. Nuri Celik, Yip Loon Lee, Hyoung-sun Youn, Magdy F.I. An ultrawideband cylindrical long-slot antenna with hybrid EBG/Ferrite ground plane. 2011 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI). Spokane, USA. 2011. P. 3297-3300.
34. John T.L., Dorsey W.M., Kohn A.V. Modular All-Metal Ultrawideband Cylindrical Array for Multifunction Operation // IEEE Trans. Antennas Propag. 2022. V. 70. № 10. P. 9175-9183.
35. Калошин В.А., Ле Н.Т. Исследование характеристик сканирования в  $H$  –плоскости сверхширокополосных цилиндрических антенных решеток биконических элементов // РЭ. 2019. Т. 64. № 5. С. 447-454.
36. Калошин В.А., Ле Н.Т. Фролова Е.В. Сверхдиапазонная цилиндрическая антенная решетка  $TEM$ - рупоров // Журнал радиоэлектроники. 2020. № 4. <http://jre.cplire.ru/jre/apr20/2/text.pdf>
37. Дупленкова М.Д., Калиничев В.И., Калошин В.А. Сверхширокополосная цилиндрическая антенная решетка на основе поликонических излучателей // Журнал радиоэлектроники. 2015. № 11. <http://jre.cplire.ru/jre/nov15/13/text.pdf>
38. Kindt R.W., Pickles W.R. Ultrawideband all-metal flared-notch array radiator // IEEE Trans. Antennas Propag. 2010. V. 58. № 11. pp. 3568–3575.
39. Калошин В.А., Нгуен К.З. Исследование характеристик СШП плоских двумерно-периодических решеток  $TEM$ - рупоров // Журнал радиоэлектроники. 2017. № 5. <http://jre.cplire.ru/jre/may17/14/text.pdf>
40. Банков С.Е., Калошин В.А., Нгуен К.З. К теории сверхширокополосных антенных решеток из  $TEM$ – рупоров // Радиотехника и электроника. 2018. Т. 63. № 7. С. 702.
41. Rick W. Kindt and John T. Logan. Benchmarking Ultrawideband Phased Antenna Arrays: striving for clearer and more informative reporting practices // IEEE Antennas and Propagation Magazine. 2018. Vol.60. № 3. pp. 34-47.

42. John T. Logan, Rick W. Kindt, and Marinos N. Vouvakis. Low cross-polarization Vivaldi arrays // IEEE Trans. Antennas Propag. 2018. V. 66. № 4. pp. 1827-1837.
43. Банков С.Е., Калошин В.А., Ле Н.Т. Исследование характеристик двумерной сканирующей решетки *ТЕМ*-рупоров с металлизацией межрупорного пространства // Радиотехника и электроника. 2018. V. 63. № 12. С. 1263.
44. Калошин В.А., Ле Н.Т. Двумерно – периодическая двухполяризационная сверхдиапазонная антенная решетка // VI Всероссийская Микроволновая конференция. Доклады. М. ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН. Ноябрь 2018. С. 194.
45. Kaloshin V.A., Le N.T. Over wave region antenna arrays: Radiation and scattering characteristics // Proc. of Int. Conf. «2019 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW)», Divnomorskoe, Krasnodar Region, Russia. June 2019. P. 32. Publisher: IEEE. DOI 10.1109/RSEMW.2019.8792733
46. Калошин В.А., Ле Н.Т. Двумерно – периодическая двухполяризационная сверхдиапазонная антенная решетка // Радиотехника и электроника. 2019. V. 64. № 11. С.1126 – 1137.
47. Rick W. Kindt and John T. Logan. Dual-Polarized Metal-Flare Sliced Notch Antenna Array // IEEE Trans. Antennas Propag. 2020. V.68. №. 4. P. 2666.
48. В. А. Калошин, Н. Т. Ле. Двумерно-периодическая сверхдиапазонная антенная решетка *ТЕМ*-рупоров с системой питания 2020 г. // Радиотехника и электроника. 2020. V. 65. № 10. С.979 – 986.
49. Калошин В.А., Ле Н.Т. Исследование плоской двумерно – периодической сверхдиапазонной антенной решетки с системой питания // Журнал радиоэлектроники. 2020. № 3. <http://jre.cplire.ru/jre/mar20/8/text.pdf>.
50. Дупленкова М.Д., Калошин В.А. Исследование сверхдиапазонной цилиндрической фазированной антенной решетки// РЭ. 2021. Т.66. № 12. С. 1165–

1171. DOI: 10.31857/S0033849421120068

51. Дупленкова М.Д., Калошин В.А. Плоская синфазная решетка нерегулярных ТЕМ-рупоров с металлизацией межрупорного пространства// РЭ. 2022. Т.67. № 7. С.645-650. DOI: 10.31857/S0033849422070099.

52. Зелкин Е.Г., Петрова Р.А. Линзовые антенны. М.: Сов. Радио. 1974.

53. Калошин В. А. Планарная анизотропная линза Микаэляна на основе EBG-структуры // ДАН. 2016. Т. 470. № 2. С.253.

54. Рытов С. М. Электромагнитные свойства мелкослоистой среды. ЖЭТФ. 1955. Т.2. № 3. С.605.

55. Ye Jinyu, Zhang Haozhe, Chu Ran, and others. Analysis of a New Method to Design a Coaxial-to-Rectangular Waveguide Transition// 2019 International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium - China (ACES). Nanjing, China. 2019. Vol. 1. P.1-2.

56. Head A.K. // Proc. Phys. Soc. 1959. V. L24. № 6. P. 731.

57. Калошин В.А., Нгуен Т.Т. Сверхдиапазонная поликоническая антенна с диэлектрической линзой. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2025. № 2. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2025.2.16>

58. Калошин В.А., Нгуен Т.Т. Сверхдиапазонная поликоническая антенна с градиентной диэлектрической линзой // Радиотехника и электроника. 2025. Т. 70. № 1. С.12-18.

59. Калошин В.А., Нгуен Тхе Тхань. Сверхдиапазонная поликоническая антенна с градиентной диэлектрической линзой. Труды X Международной конференции “Инжиниринг и телекоммуникации – En&T 2023”. г. Москва. 22-23 ноября 2023. С. 202-209.

60. Калошин В.А., Тхань Нгуен Тхе. Сверхширополосный металлодиэлектрический облучатель на основе пирамидального рупора. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2023. № 4. <https://doi.org/10.30898/1684->

61. Калошин В.А., Нгуен Т.Т. Двухполяризационный сверхширокополосный металлодиэлектрический облучатель. Радиотехника и электроника. 2024. Т. 69. № 10. с. 954–959.

62. Венецкий А.С., Калошин В.А., Нгуен Тхе Тхань. Сверхширокополосная двухзеркальная антенна с металлодиэлектрической облучающей системой // Журнал радиоэлектроники.– 2025. – № 3. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2025.3.16>

63. Калошин В.А., Нгуен Тхе Тхань. Сверхширокополосная офсетная двухзеркальная антенна с рупорно-линзовой облучающей системой // Журнал радиоэлектроники.– 2025. – № 4. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2025.4.1>

64. Дупленкова М.Д., Калошин В.А., Нгуен Тхе Тхань. Сверхдиапазонная синфазная антенная решетка. Труды XI Международной конференции “Инжиниринг и телекоммуникации – En&T 2024”. г. Москва. 20-21 ноября 2024. С. 55-61.

65. Дупленкова М.Д., Калошин В.А., Нгуен Тхе Тхань. Исследование плоской синфазной двумерно-периодической сверхдиапазонной антенной решетки щелевых рупоров // Радиотехника и электроника. 2025. Т. 70. № 2. С.17-29.