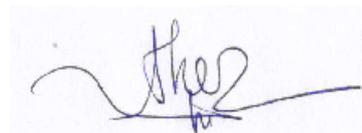


ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ АВТОНОМНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ
УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«МОСКОВСКИЙ ФИЗИКО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ
(НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ)»

На правах рукописи



НГУЕН КОНГ ТХЭ
**ГИБРИДНЫЕ СКАНИРУЮЩИЕ И МНОГОЛУЧЕВЫЕ ЗЕРКАЛЬНЫЕ
АНТЕННЫ НА БАЗЕ ПАРАБОЛИЧЕСКОГО ЦИЛИНДРА**

Специальность 05.12.07 – «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 – 2020

ОГЛАВЛЕНИЕ

| | |
|---|----|
| ВВЕДЕНИЕ | 4 |
| ГЛАВА 1. ШИРОКОПОЛОСНЫЕ ВОЛНОВОДНЫЕ ПЕРЕХОДЫ В Е - ПЛОСКОСТИ..... | 12 |
| 1.1. ПЛАВНЫЙ ВОЛНОВОДНЫЙ ПЕРЕХОД..... | 12 |
| 1.2. ЛИНЕЙНЫЙ ПЕРЕХОД С ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЛИНЗОЙ..... | 19 |
| 1.3 ЛИНЕЙНЫЙ ПЕРЕХОД С МЕТАЛО- ВОЗДУШНОЙ ЛИНЗОЙ..... | 26 |
| ГЛАВА 2. МНОГОКАНАЛЬНЫЕ ВОЛНОВОДНЫЕ ДЕЛИТЕЛИ В Е- ПЛОСКОСТИ..... | 34 |
| 2.1. ТРЕХКАНАЛЬНЫЙ ДЕЛИТЕЛЬ - ОТВЕТВИТЕЛЬ..... | 35 |
| 2.2. ЧЕТЫРЕХКАНАЛЬНЫЙ ДЕЛИТЕЛЬ НА ОСНОВЕ ПЛАВНОГО ПЕРЕХОДА. | 36 |
| 2.3. МНОГОКАНАЛЬНЫЙ ДЕЛИТЕЛЬ НА ОСНОВЕ ЛИНЕЙНОГО ПЕРЕХОДА С ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЛИНЗОЙ. | 39 |
| 2.4. МНОГОКАНАЛЬНЫЙ ДЕЛИТЕЛЬ НА ОСНОВЕ ЛИНЕЙНОГО ПЕРЕХОДА С МЕТАЛО- ВОЗДУШНОЙ ЛИНЗОЙ..... | 40 |
| 2.5. МНОГОКАНАЛЬНЫЕ ДЕЛИТЕЛИ НА ОСНОВЕ Е-СЕКТОРИАЛЬНОГО РУПОРА. | 42 |
| ГЛАВА 3. ЛИНЕЙНАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА В Н- ПЛОСКОСТИ..... | 48 |
| 3.1. СИНТЕЗ И АНАЛИЗ АНТЕННЫ ВЫТЕКАЮЩЕЙ ВОЛНЫ С ИЗЛУЧЕНИЕМ НУЛЕВОЙ ГАРМОНИКИ | 49 |
| 3.2. АНТЕННАЯ РЕШЕТКА ВЫТЕКАЮЩЕЙ ВОЛНЫ С ФИКСИРОВАННЫМ ЛУЧОМ..... | 72 |
| ГЛАВА 4. ГИБРИДНЫЕ И МНОГОЛУЧЕВЫЕ АНТЕННЫ НА ОСНОВЕ ПАРАБОЛИЧЕСКОГО ЦИЛИНДРА | 80 |
| 4.1. МНОГОЛУЧЕВАЯ АНТЕННА | 80 |
| 4.2. ГИБРИДНАЯ АНТЕННА С ОБЛУЧАЮЩЕЙ РЕШЕТКОЙ В Н- ПЛОСКОСТИ..... | 91 |
| 4.3. ГИБРИДНАЯ АНТЕННА С ОБЛУЧАЮЩЕЙ РЕШЕТКОЙ В Е- | |

| | |
|---|-----|
| ПЛОСКОСТИ..... | 96 |
| ЗАКЛЮЧЕНИЕ..... | 104 |
| СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ СОКРАЩЕНИЙ И ОБОЗНАЧЕНИЙ..... | 105 |
| СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ..... | 106 |
| ПРИЛОЖЕНИЕ 1. АКТ О ВНЕДРЕНИИ..... | 110 |

ВВЕДЕНИЕ

АКТУАЛЬНОСТЬ ТЕМЫ ДИССЕРТАЦИОННОГО ИССЛЕДОВАНИЯ

В последнее время возрос интерес к гибридным сканирующим и многолучевым зеркальным антеннам [1]. Этот интерес обусловлен тем, что наряду с традиционными приложениями таких антенн, появляются новые, в частности, для базовых станций систем мобильной связи, наземных бортовых систем космической связи, радио-мониторинга и т.д. Еще одна причина интереса – появление новых технологий изготовления СВЧ элементов и антенн, в частности, SIW технологий. При этом возрастающие требования в приложениях и внутренняя логика развития науки требуют улучшения параметров этого класса антенн, в первую очередь, повышения коэффициента использования поверхности (КИП), расширения полосы частот, а также сектора обзора и числа лучей.

Следует отметить, что схемы гибридной антенны с зеркалом в виде параболического цилиндра или линейной облучающей фазированной антенной решеткой (ФАР), а также многолучевой антенны с планарной диаграммообразующей системой (ДОС) на основе матрицы Батлера или линзы Ротмана хорошо известны [2]. Достоинством таких схем является возможность электрического сканирования (обзора) в одной плоскости при относительно небольшом количестве управляемых элементов или диаграммоформирующих элементов и большом коэффициенте усиления (КУ) антенны. Для обзора в плоскости, ортогональной облучающей линейной ФАР или многолучевой ДОС при этом можно использовать механическое сканирование за счет поворота цилиндрического зеркала [3].

Следует отметить, что использование матриц и волноводных линз с принудительным преломлением приводит к ограничению полосы частот, а в микрополосковом исполнении – к увеличению тепловых потерь, уменьшению коэффициента использования поверхности (КИП) и ограничению пропускаемой мощности. Использование многолучевой ДОС на основе параболического зеркала [4] сильно ограничивает сектор обзора из-за aberrаций,

возникающих при смещении облучателя из фокуса параболы. Поэтому задача разработки и исследования многолучевой антенны с планарной многозеркальной ДОС является актуальной.

Сектор сканирования гибридных антенн и многолучевой диаграммы в схеме с параболическим цилиндром всегда ограничен из-за возрастания перелива энергии (spill-over) мимо зеркала при увеличении этого сектора. Поэтому актуальной является задача разработки гибридной антенны с разреженной облучающей решеткой, что позволяет упростить конструкцию, уменьшить потери и повысить КУ и КИП антенны.

ЦЕЛЬ РАБОТЫ

Целью диссертационной работы является разработка и исследование гибридных антенн с разреженной облучающей решеткой и многолучевых антенн с многозеркальной ДОС на базе параболического цилиндра.

ЗАДАЧИ ИССЛЕДОВАНИЯ

Достижение поставленной цели потребовало решения следующих задач:

- 1) Разработка электродинамических моделей и исследование волноводных переходов в E - плоскости.
- 2) Разработка электродинамических моделей и исследование многоканальных волноводных делителей в E - плоскости с равномерным распределением мощности.
- 3) Развитие методики синтеза антенн вытекающей волны с изучением нулевой пространственной гармоники на базе волновода, интегрированного в подложку.
- 4) Изготовление экспериментального образца и проведение измерений параметров антенны вытекающей волны с равномерным амплитудным распределением излучаемого поля вдоль антенны.
- 5) Разработка разреженных облучающих линейных решеток в E и H плоскости с равномерным распределением амплитуды для гибридной антенны на базе

параболического цилиндра.

6) Синтез и анализ трехзеркальной апланатической планарной ДОС для многолучевой антенны на базе параболического цилиндра.

7) Разработка электродинамических моделей и исследование гибридных и многолучевых зеркальных антенн на базе параболического цилиндра.

НАУЧНАЯ НОВИЗНА

В диссертационной работе получены следующие новые научные результаты:

1) Разработаны, оптимизированы и исследованы плавные волноводные переходы в Е-плоскости с образующими стенок в виде сопряженных дуг окружностей.

2) Разработаны, оптимизированы и исследованы линейные волноводные переходы в Е-плоскости с корректирующей диэлектрической и металло-воздушной линзой.

3) Разработаны, оптимизированы и исследованы широкополосные многоканальные делители на основе Е-секториального рупора.

4) Развита численно-аналитическая и аналитическая методики синтеза антенн вытекающей волны с излучением нулевой пространственной гармоники на базе волновода, интегрированного в подложку.

5) Разработана и исследована линейная антенная решетка с фиксированным лучом в широкой полосе частот на основе антенны вытекающей волны с излучением нулевой пространственной гармоники и волноводной призмой.

6) Синтезирована и исследована трехзеркальная апланатическая планарная ДОС для многолучевой антенны на базе параболического цилиндра.

7) Исследована многолучевая антенна на основе параболического цилиндра с трехзеркальной апланатической планарной ДОС.

8) Исследованы гибридные антенны на основе параболического цилиндра с разреженной линейной облучающей ФАР в Е и Н плоскости.

ПРАКТИЧЕСКАЯ ЗНАЧИМОСТЬ РАБОТЫ

Результаты работы, имеющие практическую значимость:

1. Разработана конструкция и изготовлен экспериментальный образец широкополосной антенны с изучением нулевой пространственной гармоники на базе волновода, интегрированного в подложку.
2. Разработана конструкция широкополосного волноводного перехода с корректирующей диэлектрической линзой.
3. Разработана конструкция широкополосного шестиканального делителя мощности на основе E-секториального рупора.
4. Разработана конструкция гибридной антенны на основе параболического цилиндра с разреженной линейной облучающей решеткой в E плоскости.

ОСНОВНЫЕ ПОЛОЖЕНИЯ, ВЫНОСИМЫЕ НА ЗАЩИТУ

1. КПД гибридной антенны на основе параболического цилиндра с разреженной линейной облучающей решеткой в H плоскости из антенн вытекающей волны с волноводной призмой может достигать 0.8.
2. КПД гибридной антенны на основе параболического цилиндра с разреженной линейной облучающей решеткой в E плоскости с многоканальным делителем мощности может превышать 0.82 в полосе частот более 24%.
3. Сектор обзора многолучевой антенны на основе параболического цилиндра с трехзеркальной апланатической ДОС может превышать 70° при КУ более 35.5 дБ.

Апробация работы. Результаты диссертационной работы докладывались на VI Всероссийской Микроволновой конференции, г. Москва. Ноябрь. 2018.; Международной конференции «2020 Systems of signals generating and processing in the field of on board communications», Moscow. March. 2020. IEEE Conf.#48371.

Личный вклад. В работах, опубликованных в соавторстве, соискателю

принадлежат: разработка волноводных элементов, развитие теории синтеза антенн вытекающей волны с изучением нулевой пространственной гармоник на базе волновода, интегрированного в подложку, разработка и изготовление экспериментального образца антенны вытекающей волны, проведение измерений его параметров (совместно Е.В. Фроловой), построение электродинамических моделей с использованием методов конечных элементов (МКЭ) и конечных разностей во временной области (МКРВО), проведение исследований антенных систем и их элементов.

Структура и объем работы. Диссертация состоит из Введения, четырех глав, Заключения, Списка литературы из 35 наименований, Списка использованных сокращений и обозначений, и Приложения. Основная часть работы изложена на 110 страницах, содержит 121 рисунок.

Краткое содержание работы

В первой главе разработаны и исследованы широкополосные волноводные переходы в Е- плоскости.

В разделе 1.1 разработан волноводный переход в Е- плоскости с образующими криволинейных стенок в виде сопряженных дуг окружностей. С использованием МКЭ проведены исследования частотных характеристик коэффициентов отражения, прохождения и возбуждения высших мод в зависимости от соотношения размеров входного и выходного сечения в Е-плоскости (M) и радиусов кривизны криволинейных стенок (K). Показано, что полоса частот по уровню потерь коэффициента передачи 0.1 дБ с увеличением величины K меняется мало, при этом сдвигаясь в сторону верхних частот. При этом верхняя граница полосы рабочих частот падает с увеличением M , что объясняется резким возрастанием уровня возбуждения высших мод, в первую очередь E_{12} и H_{12} .

В разделе 1.2 исследован линейный волноводный переход в виде Е-секториального рупора с корректирующей диэлектрической линзой. Для коррекции несинфазности поля цилиндрической волны на выходе перехода

использована цилиндрическая плоско-выпуклая диэлектрическая линза из фторопласта с образующей в виде дуги окружности. Проведено исследование средне - квадратической абберации (СКА) эйконала в зависимости от радиуса кривизны образующей линзы на выходе перехода для двух фокальных расстояний. С использованием МКЭ проведены исследования частотных характеристик коэффициентов отражения, прохождения и возбуждения высших мод в переходе с оптимальными параметрами.

В разделе 1.3 рассмотрен линейный волноводный переход в виде E-секториального рупора с корректирующей метало-воздушной линзой, выполненной в виде тороидального изгиба планарного волновода. Проведено исследование СКА эйконала в зависимости от радиуса кривизны направляющей тороида на выходе для двух фокальных расстояний линзы. С использованием МКЭ проведены исследования частотных характеристик коэффициентов отражения, прохождения и возбуждения высших мод в переходе с оптимальными параметрами.

Во второй главе рассмотрены многоканальные волноводные делители с равномерным делением мощности в E- плоскости.

В разделе 2.1 рассмотрен трехканальный делитель-ответвитель. С использованием МКЭ проведено моделирование и оптимизация параметров делителя. Рассмотрены частотные зависимости коэффициента отражения и коэффициента передачи каналов делителя.

В разделе 2.2 рассмотрен четырехканальный делитель на основе плавного перехода, исследованного в разделе 1.1, выход которого поделен на одномодовые сечения. Рассмотрен также второй вариант такого делителя с расположенной внутри перегородкой в виде мениска, ограниченного дугами окружностей. С использованием МКЭ проведены исследования частотных характеристик коэффициентов отражения и передачи двух вариантов делителя.

В разделах 2.3, 2.4 исследованы делители на основе линейных переходов с корректирующими диэлектрической и метало-воздушной линзами,

исследованными и оптимизированными в разделах 1.2, 1.3. В результате численного моделирования показано, что частотные характеристики коэффициентов отражения и прохождения сильно изрезаны из-за резонансов на запертых высших модах.

В разделе 2.5 исследованы и оптимизированы шести и восьмиканальные делители на основе E-секториального рупора. С использованием МКЭ проведены исследования зависимости амплитудно- фазового распределения в раскрыве рупора в зависимости от угла раствора, а также частотных характеристик коэффициентов отражения и передачи двух вариантов делителей.

В третьей главе предложен и исследован способ реализации линейной антенны с фиксированным в широкой полосе частот лучом на основе антенны вытекающей волны (АВВ) с излучением нулевой пространственной гармоники и волноводной призмой.

В разделе 3.1 развиты две методики (аналитическая и численно-аналитическая) синтеза АВВ в виде нерегулярного прямоугольного металлического волновода с узкой стенкой в виде мелко-периодической решётки круглых металлических цилиндров с переменными периодом и расстоянием от их осей до другой узкой стенки.

В разделе 3.2 АВВ, синтезированная в разделе 3.1, использована в качестве возбудителя планарной волноводной призмы с принудительным преломлением с целью реализации фиксированной в широкой полосе частот диаграммы направленности (ДН). Призма расположена на расстоянии от АВВ для уменьшения отражения. Далее исследована решетка трех АВВ с призмами, которая возбуждалась трехканальным делителем мощности, исследованным в разделе 2.1. Для случая, когда не требуется широкая полоса рабочих частот, предложен и исследован вариант решетки трех полых призм, которые возбуждались решеткой трех Y - образных элементов в виде двух расположенных под углом АВВ. С использованием МКЭ проведено моделирование ДН двух вариантов антенн и зависимости коэффициента усиления (КУ) и коэффициента

использования поверхности (КИП) от частоты.

В четвертой главе исследуются антенны с зеркалом в виде параболического цилиндра и планарной многолучевой ДОС или линейной облучающей решеткой.

В разделе 4.1 решена задача синтеза и с использованием МКЭ проведено исследование характеристик излучения ДОС многолучевой антенны в виде планарной трехзеркальной системы. Далее проведено исследование зависимости КУ многолучевой антенны на базе параболического цилиндра с трехзеркальной ДОС от частоты и угла сканирования при перемещении облучающего рупора по фокальной кривой.

В разделе 4.2 с использованием МКЭ и МКРВО проведено исследование характеристик гибридной антенны с зеркалом в виде параболического цилиндра с разреженной облучающей решеткой в Н плоскости из четырех АВВ с призмами, разработанных и исследованных в главе 3. Для питания решетки использован оптимизированный четырехканальный делитель в Н- плоскости. Проведены исследования зависимости коэффициента отражения, КУ и КИПа гибридной антенны от частоты.

В разделе 4.3 с использованием МКЭ и МКРВО проведено исследование характеристик излучения гибридной антенны на базе параболического цилиндра с разреженной облучающей решеткой в Е плоскости. Решетка построена с использованием шестиканальных волноводных делителей и плавных переходов, разработанных и исследованных в первых двух главах. Исследован и оптимизирован шестиканальный волноводный делитель с улучшенными параметрами многоканального делителя со стенками из латуни. Проведены исследования зависимости коэффициента отражения, КУ и КИПа гибридной антенны от частоты и угла сканирования.

В Заключении перечислены основные результаты диссертации.

ГЛАВА 1. ШИРОКОПОЛОСНЫЕ ВОЛНОВОДНЫЕ ПЕРЕХОДЫ В Е - ПЛОСКОСТИ

Волноводные переходы с одного сечения на другое широко используются в волноводной технике. Такие переходы применяются в качестве возбудителей многомодовых волноводов, в конструкциях делителей мощности, излучателей, вращающихся волноводных сочленений и т.д. [5 - 7].

Наиболее широко в волноводной технике используются линейные переходы в виде регулярного рупора, как правило, с одномодовым входным сечением. На стыках входного и выходного волновода с рупором при этом возникают отраженные моды. При многомодовом выходном сечении перехода на выходе перехода возбуждаются высшие моды. Оценить потери на отражение и преобразование мод в линейном переходе можно используя как численные [8], так и асимптотические методы [9].

Для уменьшения потерь на отражения и преобразование в высшие моды используются плавные (криволинейные) волноводные переходы в виде нерегулярного рупора [10].

При одномодовом входном сечении основная причина ограничения полосы рабочих частот снизу как линейного, так и плавного перехода – возрастание коэффициента отражения, а сверху – возбуждение высших мод. Высшие моды возникают из-за отличия распределения поля на выходе перехода от поля основной моды регулярного волновода. Это отличие, в первую очередь, определяется несинфазностью поля на выходе перехода.

Данная глава посвящена исследованию и оптимизации параметров перехода прямоугольного волновода в Е – плоскости [11]. Рассматриваются как плавные, так и линейные переходы. Для компенсации несинфазности поля на выходе линейного перехода используется линзовый фазовый корректор. Рассмотрены два вида линз – диэлектрическая и метало-воздушная.

1.1. ПЛАВНЫЙ ВОЛНОВОДНЫЙ ПЕРЕХОД.

Рассмотрим плавный (без скачков и изломов) переход прямоугольного металлического волновода от входного сечения axb_0 на сечение axb_1 . Из технологических соображений ограничимся рассмотрением образующих стенок перехода в виде сопряженных дуг окружностей. Из требования отсутствия изломов на стыках входа и выхода перехода с регулярными прямоугольными волноводами следует, что центры кривизны образующих (O_1 и O_2) лежат в плоскостях стыков (рис.1.1). Из требования гладкого сопряжения дуг окружностей следует, что их угловые размеры (α) равны.

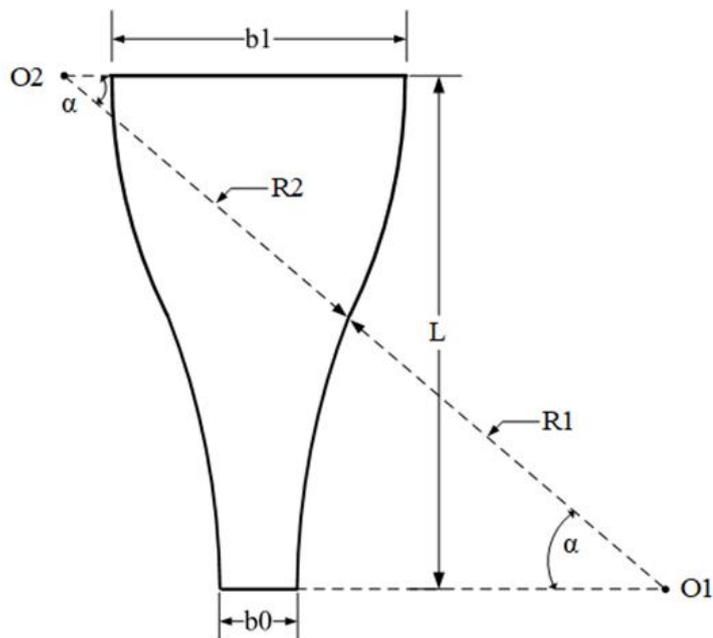


Рис.1.1. Геометрия плавного волноводного перехода в E-плоскости

В процессе исследования и оптимизации параметров волноводного перехода будем искать частотные зависимости коэффициентов отражения и передачи основной моды, а также возбуждения высших мод от соотношения радиусов кривизны R_1 и R_2 дуг окружностей при постоянной величине d/L , где d - разность между размерами на входе и выходе, $d=b_1-b_0$, а L - длина перехода. Из геометрии на рис. 1.1 нетрудно получить $L = (R_1+R_2)\sin\alpha$, $d = 2(R_1+R_2)(1 - \cos\alpha)$. Отсюда следует $d/L = 2\text{tg}(\alpha/2)$, т.е. при постоянной величине d/L величина α также постоянная.

Рассмотрим два варианта перехода при одном и том же входном сечении с размерами $a = 7.2\text{мм}$, $b_0 = 3.4\text{мм}$: 1) $\alpha = 24.5$ градусов ($d/L = 0.43$, $b_1 = 10.2\text{мм}$), 2) $\alpha = 30.4$ градусов ($d/L = 0.54$, $b_1 = 13.6\text{мм}$). Параметром оптимизации в данном случае является соотношение $K = R_1/R_2$.

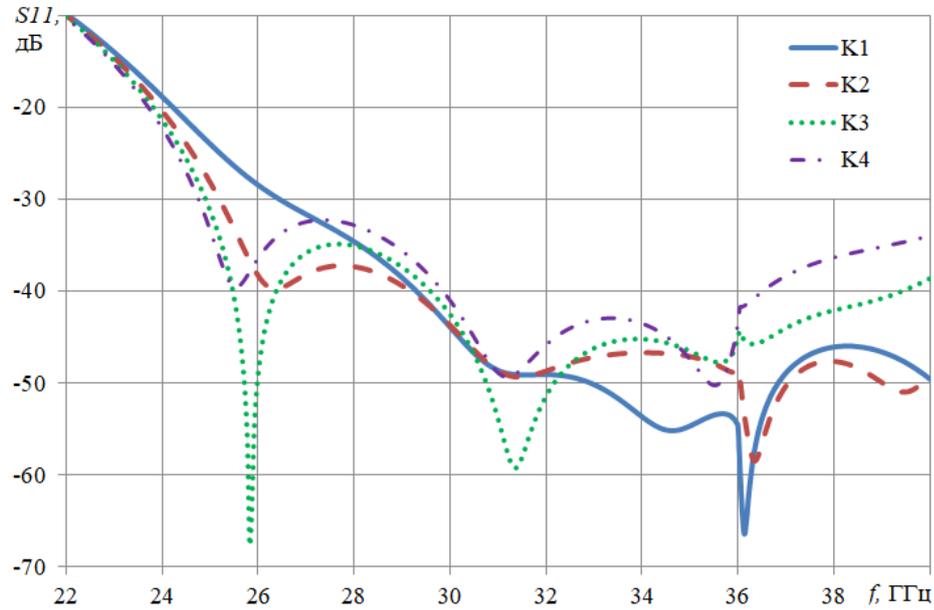


Рис.1.2. Зависимости коэффициента отражения от частоты: сплошная кривая – $K_1 = 0.88$, штриховая – $K_2 = 1.16$, пунктирная – $K_3 = 1.36$ и штрих - пунктирная – $K_4 = 1.6$

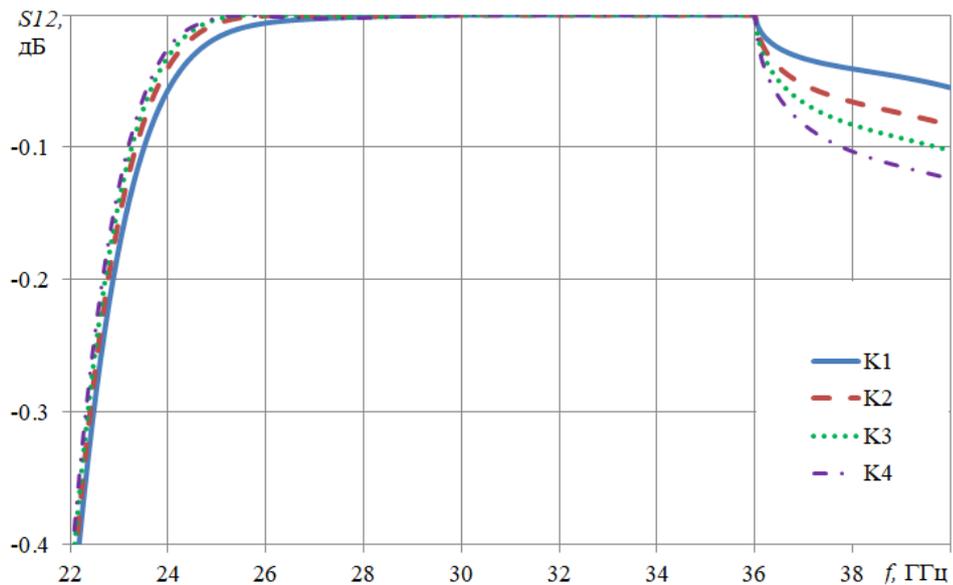


Рис.1.3. Зависимости коэффициента передачи моды H_{10} от частоты: сплошная кривая – $K_1 = 0.88$, штриховая – $K_2 = 1.16$, пунктирная – $K_3 = 1.36$ и штрих - пунктирная – $K_4 = 1.6$

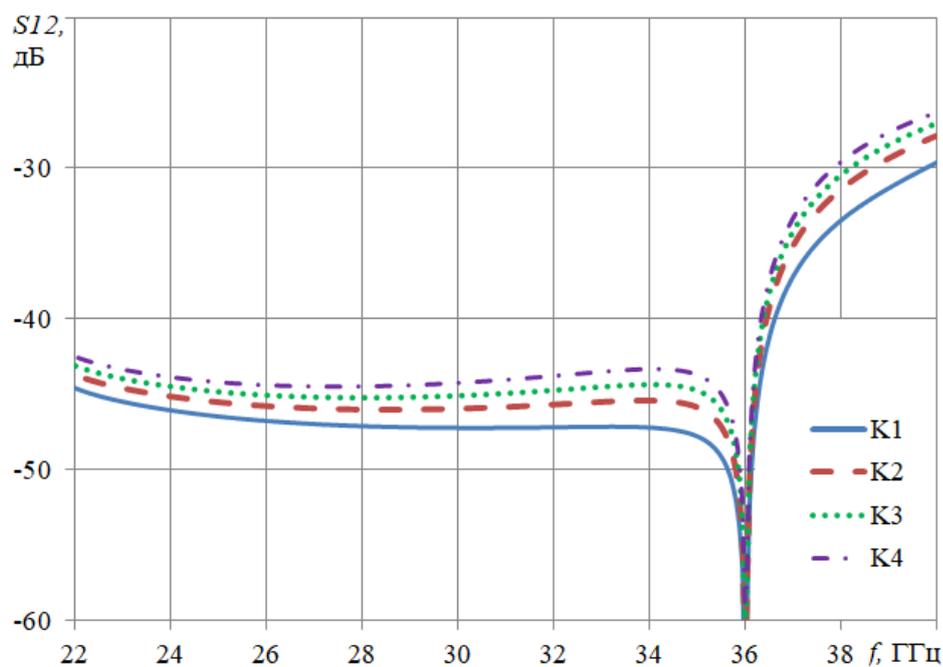


Рис.1.4. Зависимости коэффициента возбуждения моды H_{12} от частоты: сплошная кривая – $K_1=0.88$, штриховая – $K_2=1.16$, пунктирная – $K_3=1.36$ и штрих - пунктирная – $K_4=1.6$

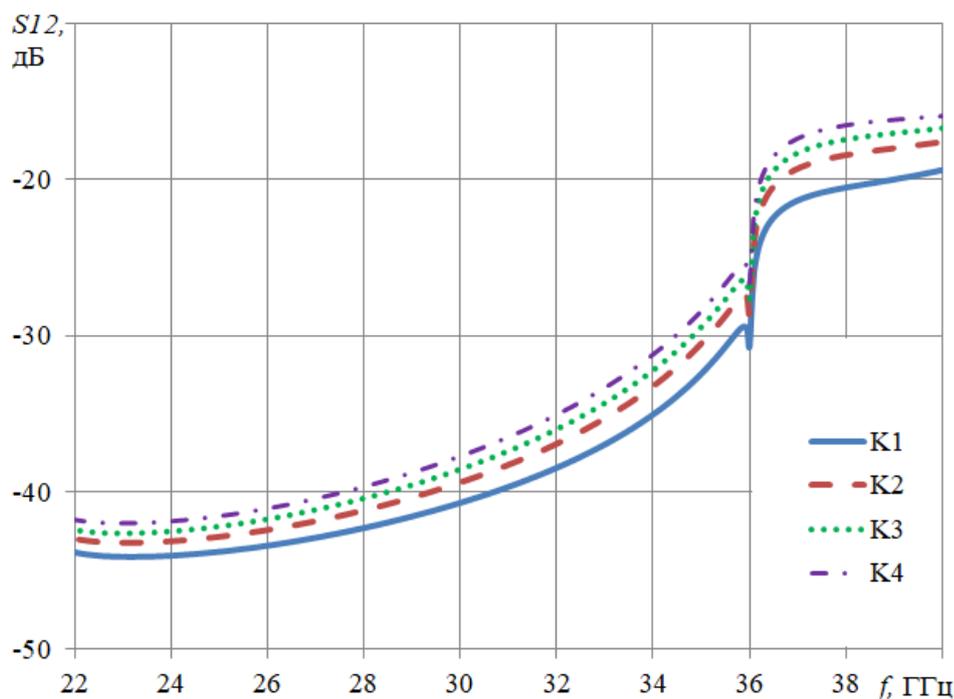


Рис.1.5. Зависимости коэффициента возбуждения моды E_{12} от частоты: сплошная кривая – $K_1=0.88$, штриховая – $K_2=1.16$, пунктирная – $K_3=1.36$ и штрих - пунктирная – $K_4=1.6$

На рис. 1.2 – 1.5 показаны, соответственно, частотные зависимости коэффициента отражения, прохождения и возбуждения мод H_{12} и E_{12} для первого варианта перехода при четырех значениях K , рассчитанные с использованием метода конечных МКЭ.

На рисунках видно, что для всех значений параметра K коэффициент отражения на частотах больше 24 ГГц ниже уровня -20дБ, при этом на низких частотах он слабо зависит от величины K . Чем больше параметр K , тем быстрее с увеличением частоты падает коэффициент передачи и растут коэффициенты возбуждения высших мод. При этом коэффициент передачи близок к 1 (потери менее 0.05 дБ) в полосе частот 24 - 40 ГГц, а коэффициенты возбуждения высших мод резко растут при увеличении частоты больше 36 ГГц (критической частоты мод H_{12} и E_{12} в выходном сечении перехода)

На рис. 1.6 – 1.9 показаны, соответственно, частотные зависимости коэффициента отражения, прохождения и возбуждения мод H_{12} и E_{12} для $\alpha=30.4$ градусов при значениях трех значениях параметра K , рассчитанные с использованием МКЭ.

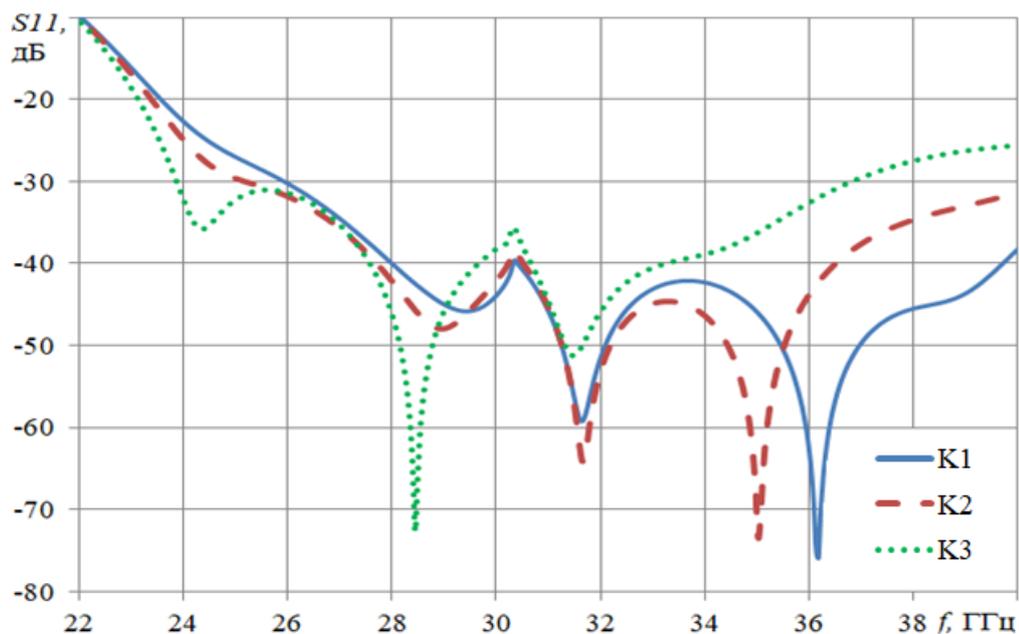


Рис.1.6. Зависимость коэффициента отражения от частоты: сплошная кривая – $K_1=0.88$, штриховая кривая – $K_2=1.01$ и пунктирная кривая – $K_3=1.29$

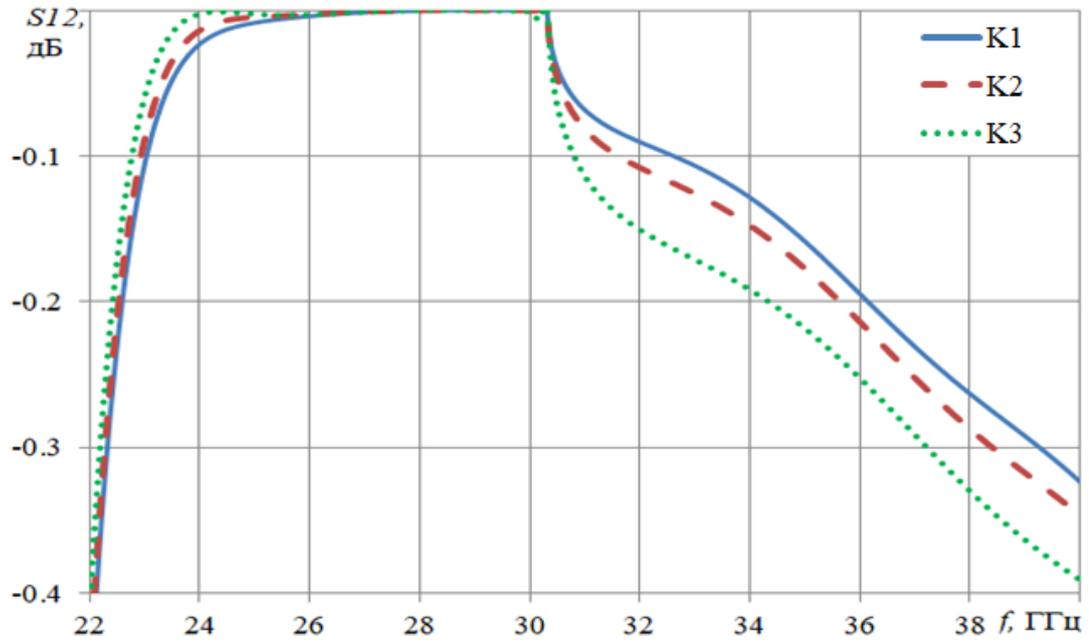


Рис.1.7. Зависимость коэффициента передачи моды N_{10} от частоты: сплошная кривая – $K1=0.88$, штриховая кривая – $K2=1.01$ и пунктирная кривая – $K3=1.29$

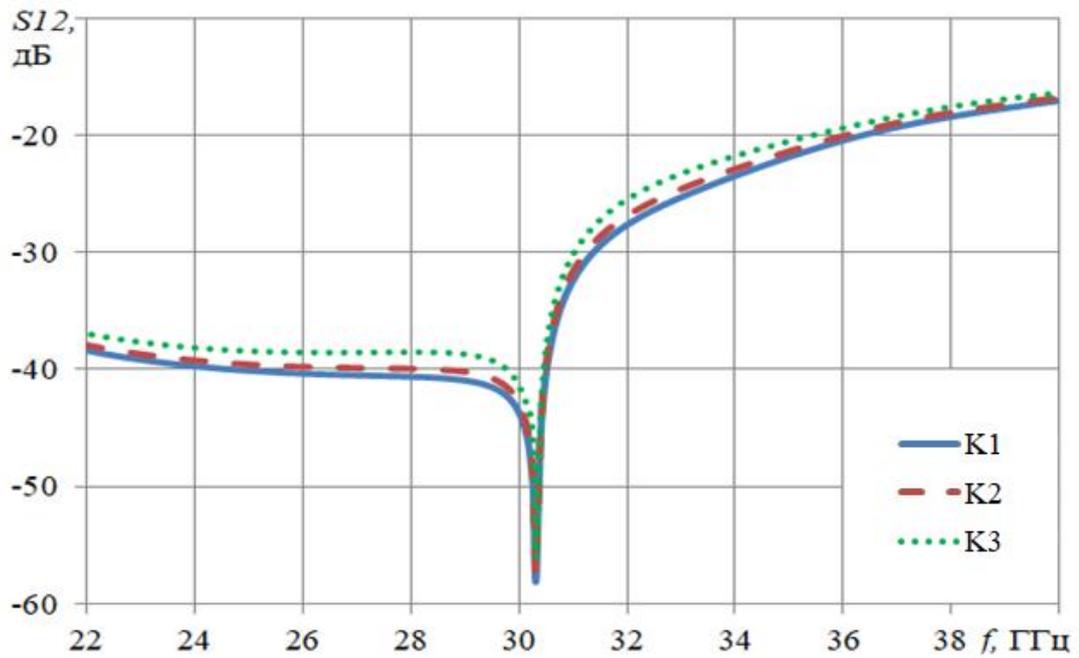


Рис.1.8. Зависимость коэффициента возбуждения моды N_{12} от частоты: сплошная кривая – $K1=0.88$, штриховая кривая – $K2=1.01$ и пунктирная кривая – $K3=1.29$

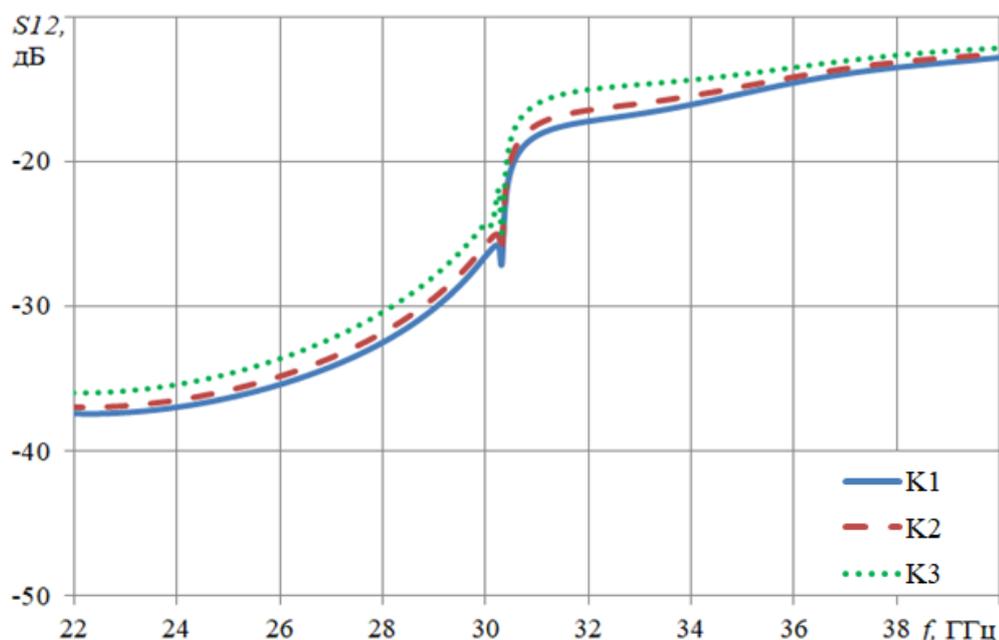


Рис.1.9. Зависимость коэффициента возбуждения моды E_{12} от частоты: сплошная кривая – $K1=0.88$, штриховая кривая – $K2=1.01$ и пунктирная кривая – $K3=1.29$

На рисунках видно, что, как и в первом варианте, чем больше параметр K , тем меньше коэффициент отражения на нижних частотах, а с увеличением частоты быстрее падает коэффициент передачи и растут коэффициенты возбуждения высших мод. Полоса частот, где коэффициент передачи близок к 1 (потери менее 0.05 дБ), равна 9.5 ГГц и практически не зависит от величины параметра K , а коэффициенты возбуждения высших мод резко растут при увеличении частоты больше критической (30.5 ГГц) высших мод. При этом уровень возбуждения моды E_{12} существенно выше, чем моды H_{12} и возбуждение именно этой моды определяет падение коэффициента передачи и верхнюю границу полосы рабочих частот перехода. При этом коэффициент отражения выше уровня -20 дБ на частотах ниже 23.6 ГГц.

Сравнивая результаты исследования двух вариантов перехода, можно отметить, что увеличение параметра α (выходного размера в E плоскости при заданных входном размере и длине перехода) приводит к существенному сужению рабочей полосы частот (с 50% до 26%), что объясняется, главным образом, уменьшением критической частоты моды E_{12} .

1.2. ЛИНЕЙНЫЙ ПЕРЕХОД С ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЛИНЗОЙ.

Рассмотрим прохождение основной моды через линейный волноводный переход в виде E-секториального рупора. Рупорная мода представляет собой цилиндрическую волну с фазовым центром в начале рупора (точки G пересечения его стенок на рис.1.10).

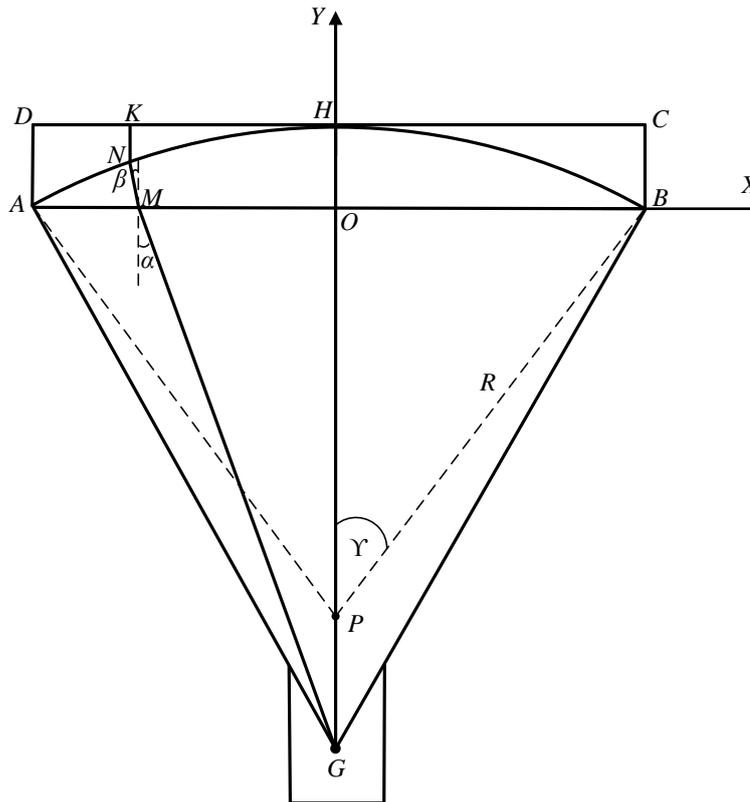


Рис.1.10. Модель линейного перехода с диэлектрической линзой

Для коррекции несинфазности поля цилиндрической волны на выходе перехода используем цилиндрическую диэлектрическую линзу. Проведем исследование aberrаций, ограничиваясь плоско-выпуклой линзой с образующей в виде дуги окружности с центром в точке P (рис.1.10).

Длина эйконала (оптического пути) центрального луча от точки G до выходного сечения перехода определяется формулой:

$$L_0 = F + nt, \quad (1.1)$$

где $F = GO$, $t = OH$, $n = k_2/k_1$, $k_1 = \frac{2\pi}{\lambda_0} \sqrt{1 - (\lambda_0 / 2a)^2}$, $k_2 = \frac{2\pi}{\lambda_0} \sqrt{\varepsilon - (\lambda_0 / 2a)^2}$,

a - размер входного волновода в Н-плоскости, λ_0 - длина волны в вакууме, ε - диэлектрическая проницаемость материала линзы.

Длина эйконала произвольного луча определяется формулой:

$$L = L_1 + nL_2 + L_3 \quad (1.2)$$

где $L_1 = GM$, $L_2 = MN$, $L_3 = NK = y_3 - y_2$, $\alpha = \arctg(x_1/F)$, $L_1 = F/\cos(\alpha)$,

$$L_2 = \sqrt{y_2^2 + (x_2 - x_1)^2}, \quad x_1 = L_1 \sin(\alpha), \quad x_2 = x_3 = x_1 + y_2 \operatorname{tg}(\beta), \quad \beta = \arcsin(\sin(\alpha/n)), \quad y_2 -$$

положительный корень квадратного уравнения:

$$y^2(\operatorname{tg}^2(\beta) + 1) + 2F(\sin \alpha \operatorname{tg} \beta + \cos \gamma)y + F^2(\sin^2 \alpha + \cos^2 \gamma) - R = 0, \quad (1.3)$$

$\gamma = \arcsin(x_m/R)$, R - радиус кривизны поверхности линзы, $R = d + t$, $d = (a^2 - t^2)/2t$.

Плоско-выпуклая линза с образующей в виде дуги окружности не может обеспечить точный плоский фронт (постоянную величину эйконала) на выходе перехода. Отличие от плоского фронта определяет величину aberrации эйконала, равную $L - L_0$. Среднеквадратическую aberrацию (СКА) эйконала будем находить по формуле:

$$\sigma = \sqrt{\sum_{i=1}^N (L_i - L_0)^2 / N} \quad (1.4)$$

где L_i - эйконал луча с номером i от источника до выходного сечения перехода; L_0 - эйконал центрального луча; $N = 100$ - число учтенных лучей. Будем искать оптимальную величину радиуса кривизны линзы R , обеспечивающую минимум СКА для каждого из двух значений параметра F .

На рис. 1.11 показаны зависимости СКА от радиуса кривизны линзы из фторопласта ($\varepsilon = 2.08$) с апертурой $2x_m = 28$ мм при $F = 31$ мм и $F = 34$ мм. На рисунке хорошо видны минимумы СКА. В результате, для $F = 31$ мм получаем оптимальную величину $R = 24.4$ мм ($t = 4.42$ мм), а для $F = 34$ мм - $R = 26.6$ мм ($t = 3.98$ мм).

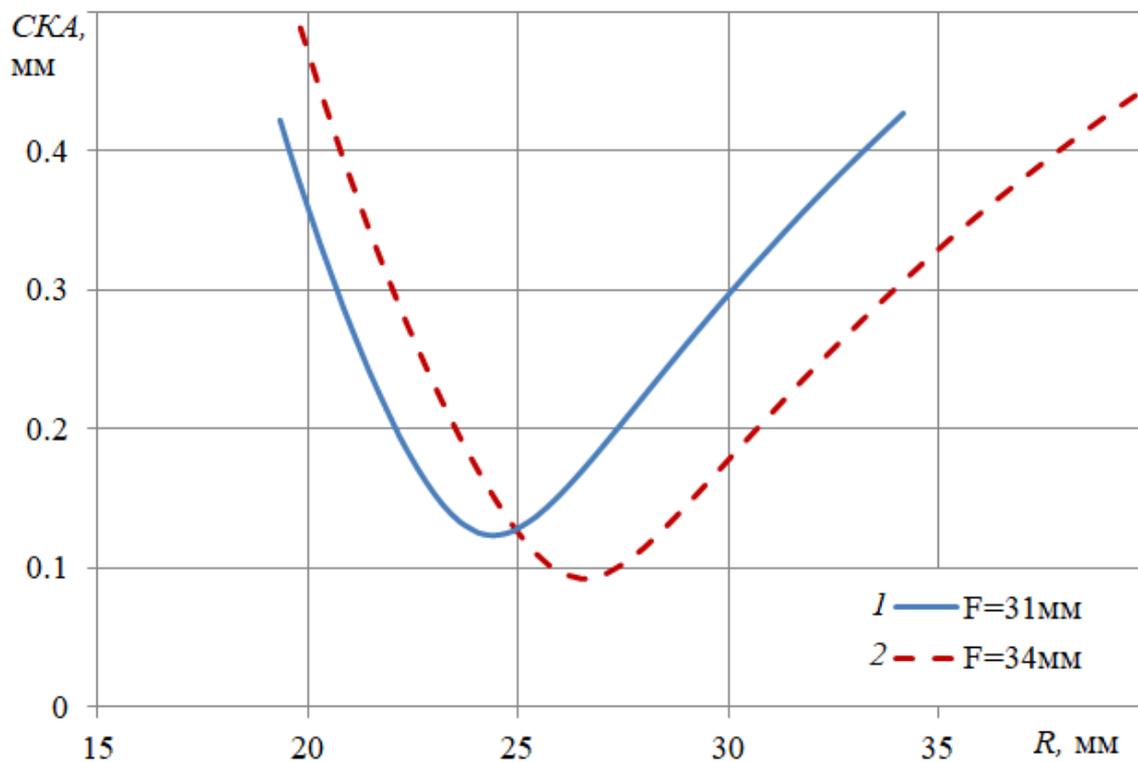


Рис.1.11. Зависимость среднеквадратической aberrации от радиуса кривизны линзы

Как видно на рис.1.11, величина СКА при оптимальных параметрах линзы достаточно мала, однако введение линзы в конструкцию перехода приводит к дополнительным потерям на отражение (кроме отражения от стыка входного волновода и перехода, при этом отражение от стыка с выходным волноводам существенно меньше [9]). Для уменьшения потерь от стыка на входе рассмотрим конструкцию перехода со сглаженными дугами окружностей стыком входного волновода (1) со входом Е-секториального рупора (2), а для уменьшения отражения от поверхностей диэлектрической линзы (4) введем в конструкцию согласующие диэлектрические выступы (3) и (5) толщиной t_1 и высотой h (рис.1.12).

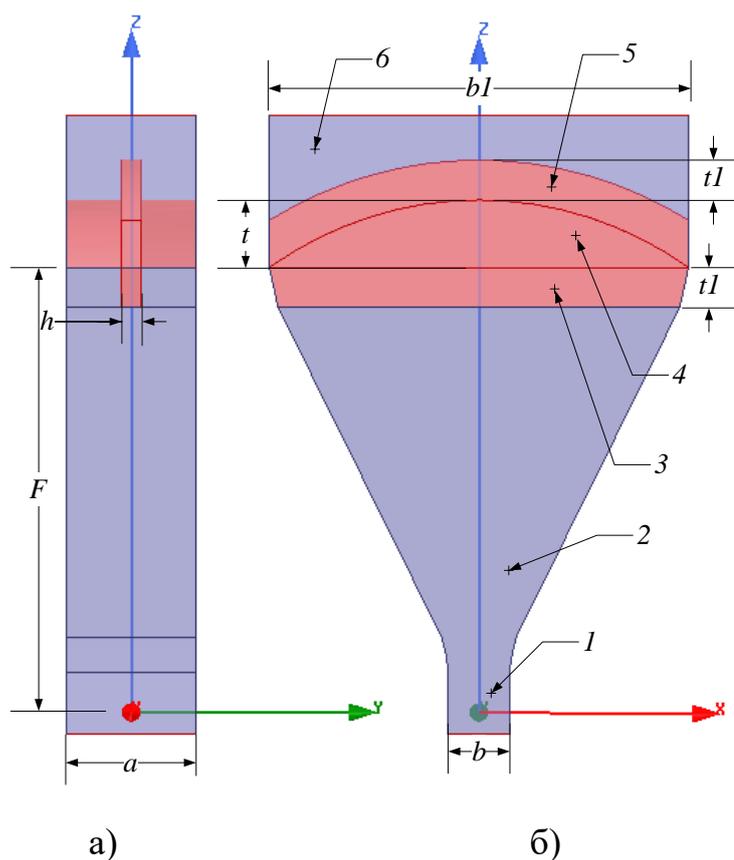


Рис.1.12. Переход с диэлектрической линзой: а) продольное сечение в H-плоскости и б) продольное сечение в E-плоскости

Проведем исследование частотных зависимостей коэффициентов отражения и передачи основной моды, а также возбуждения высших мод на выходе перехода с использованием МКЭ. На основе полученных численных результатов проведем анализ характеристик и оптимизацию параметров перехода с размерами входного сечения $a=7.2$ мм, $b=3.4$ мм, выходного сечения $a=7.2$ мм, $b_1=28$ мм, найденными выше оптимальными значениями параметра R и переменными параметрами h и t_1 . В качестве начального приближения используем величину t_1 , равную четверти длины волны в частично - заполненном диэлектриком волноводе $h = a/2$. В результате, получаем $t_1 = 2.4$ мм, при этом для $F=31$ мм оптимальная величина $h=1.35$ мм, а для $F=34$ мм - $h=1.3$ мм.

На рис. 1.13, 1.14, соответственно, показаны зависимости коэффициента отражения и прохождения перехода для двух вариантов набора параметров.

Зависимости коэффициентов возбуждения мод E_{12} , E_{14} , H_{12} и H_{14} от частоты в тех же обозначениях показаны, соответственно, на рис.1.15 – 1.18.

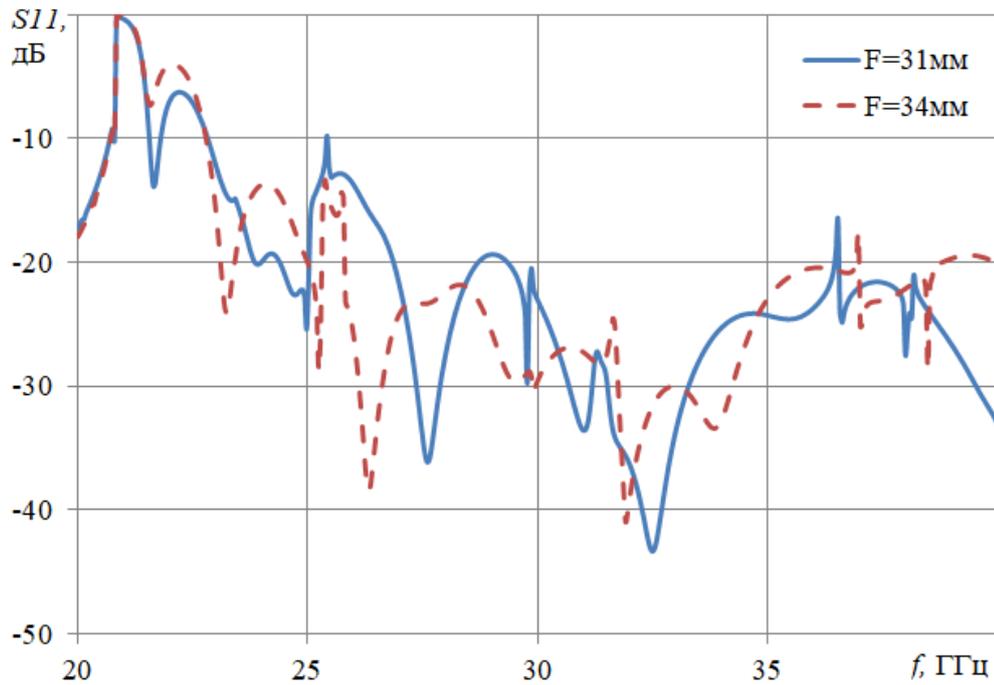


Рис.1.13. Зависимость коэффициента отражения от частоты: сплошная кривая - $F=31$ мм, штриховая кривая - $F=34$ мм

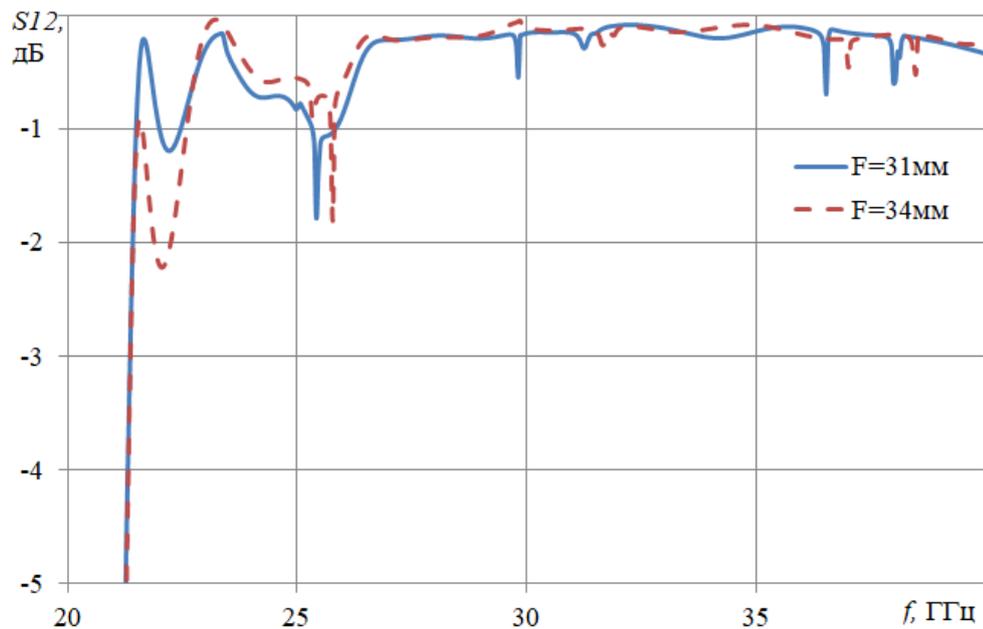


Рис.1.14. Зависимость коэффициента передачи от частоты: сплошная кривая - $F=31$ мм, штриховая кривая - $F=34$ мм.

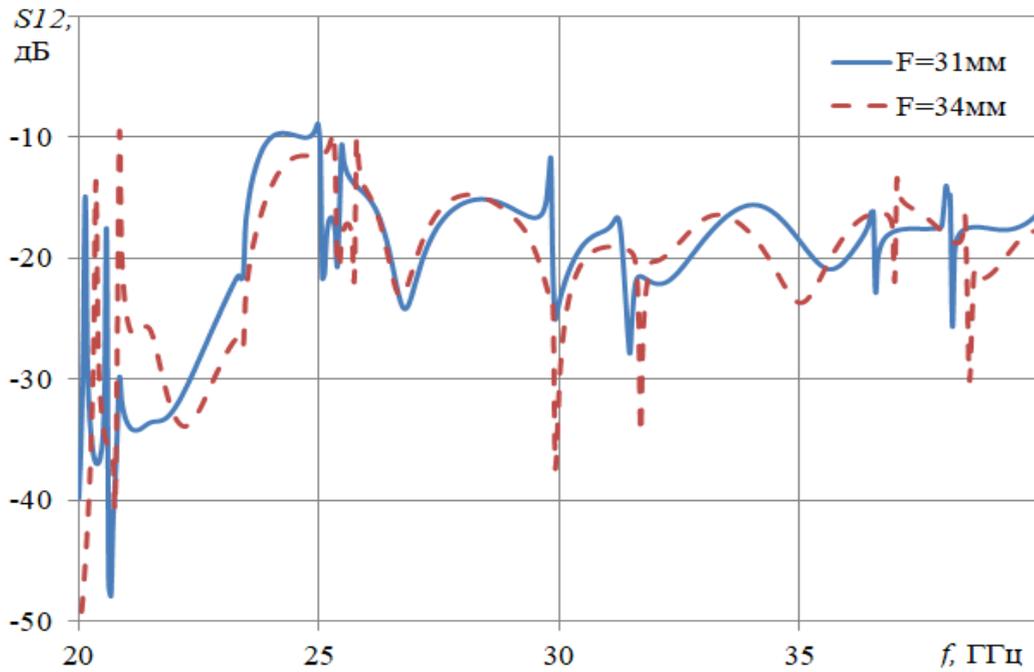


Рис.1.15. Зависимость коэффициента возбуждения моды E_{12} от частоты: сплошная кривая - $F=31$ мм, штриховая кривая - $F=34$ мм.

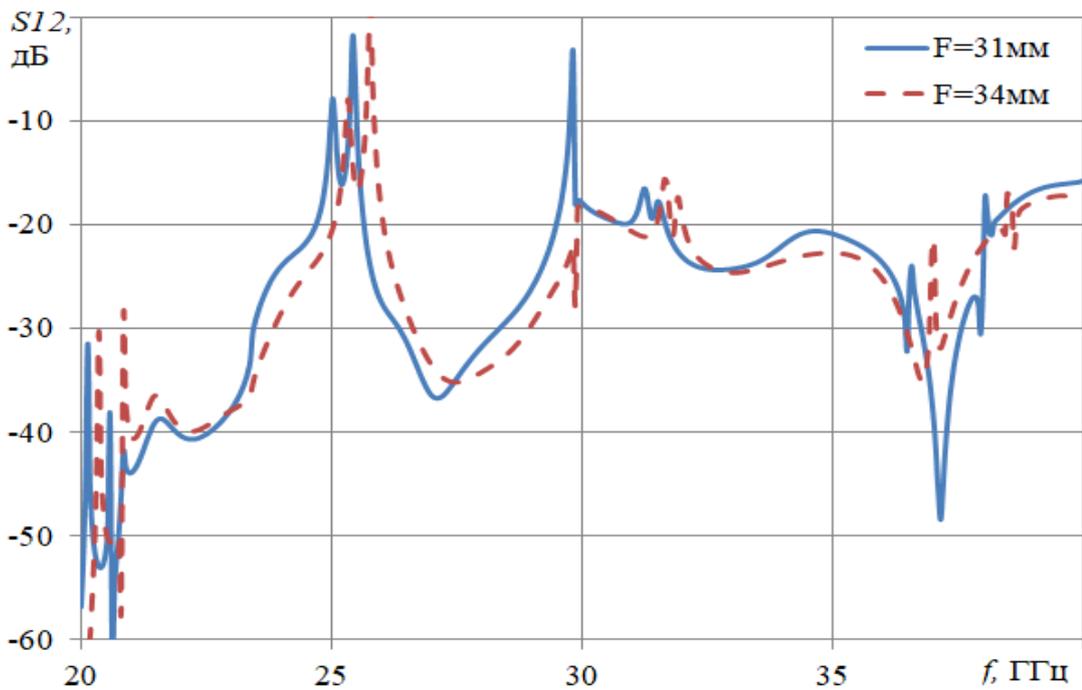


Рис.1.16. Зависимость коэффициента возбуждения моды E_{14} от частоты: сплошная кривая - $F=31$ мм, штриховая кривая - $F=34$ мм.

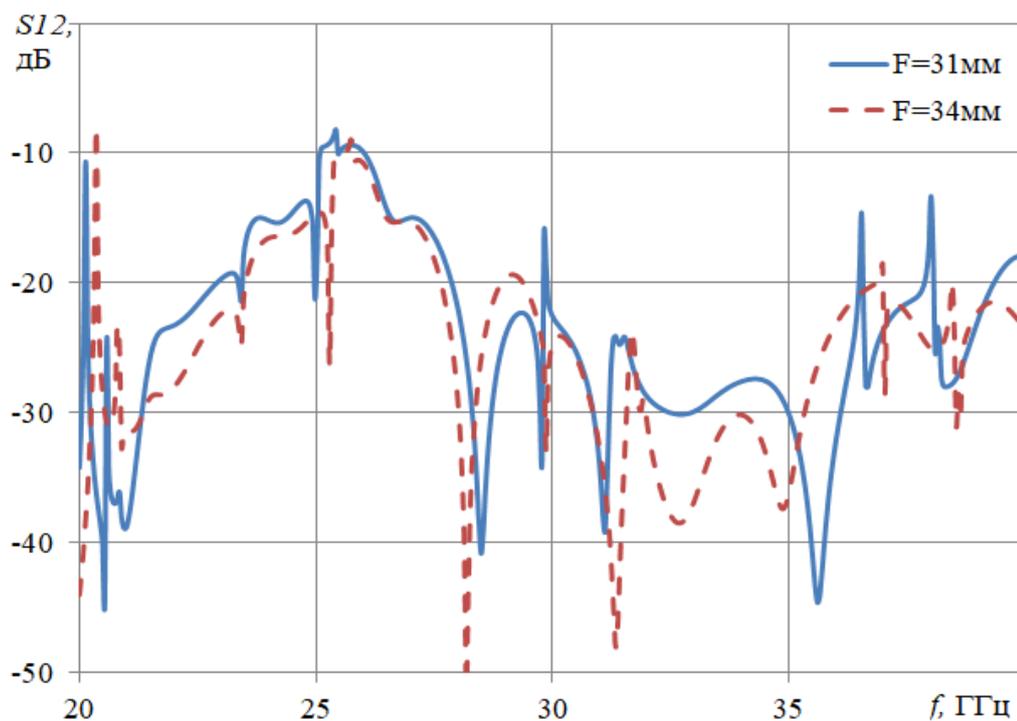


Рис.1.17. Зависимость коэффициента возбуждения моды H_{12} от частоты: сплошная кривая - $F=31$ мм, штриховая кривая - $F=34$ мм.

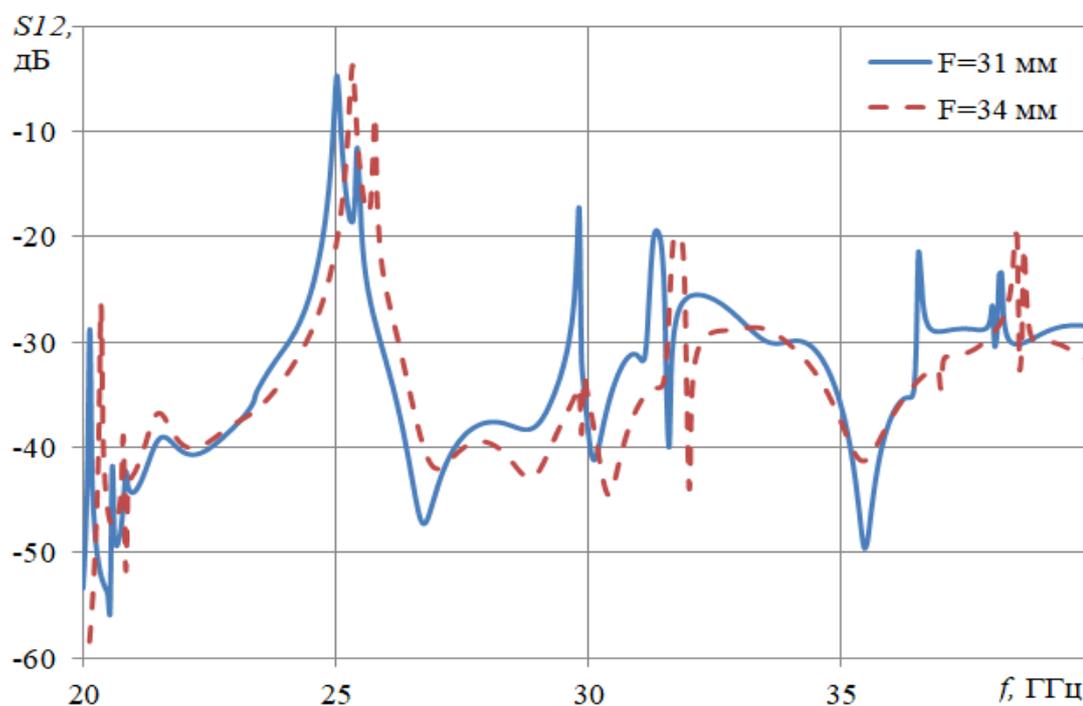


Рис.1.18. Зависимость коэффициента возбуждения моды H_{14} от частоты: сплошная кривая - $F=31$ мм, штриховая кривая - $F=34$ мм.

Как видно на рис.1.13 - рис.1.18, частотные характеристики коэффициентов отражения и прохождения сильно изрезаны, что объясняется большим количеством резонансов, связанных с критическими частотами высших мод. При $F = 34$ изрезанность частотной характеристики коэффициента прохождения существенно меньше, чем при $F = 31$, а полоса частот по уровню коэффициента прохождения 0.2 дБ составляет около 37% (27 – 37 ГГц).

1.3. ЛИНЕЙНЫЙ ПЕРЕХОД С МЕТАЛО- ВОЗДУШНОЙ ЛИНЗОЙ

В данном разделе проведем исследование линейного волноводного перехода, в котором функцию корректора фазы выполняет метало- воздушная линза (рис. 1.19). Конструкция перехода содержит регулярный участок входного волновода (1) сечением axb , рупор (2) со сглаженным стыком с входным волноводом и с расширяющейся металлической стенкой (3) длиной F и толщиной $t=0.4$ мм, закругленной на конце в двух плоскостях с радиусом закругления в плоскости стенки R и в ортогональной плоскости - $t/2$, тороидальное зеркало (4) с радиусом направляющей $R + a/2$, радиусом образующей $a + t/2$, плавно сопряженное с другой расширяющейся стенкой рупора 2. Боковые стенки (5) рупора 2, пересекаются с боковыми стенками (6), ограничивающими тороидальное зеркало 3 и выходной волновод (7) сечением axb_1 , при этом одна (ортогональная) стенка выходного волновода является общей со стенкой 3 рупора, а другая плавно (без скачков) сопрягается с тороидальным зеркалом 4.

Поскольку направляющая тороидального зеркала является окружностью, а не параболой, метало – воздушная линза не может обеспечить идеальный плоский фазовый фронт. Будем искать aberrации цилиндрической волны, прошедшей через линзу с размером 28 мм в Е-плоскости, заменяя линзу цилиндрическим зеркалом с образующей в виде дуги окружности радиусом, равным $R + a/2$ (рис.1.20).

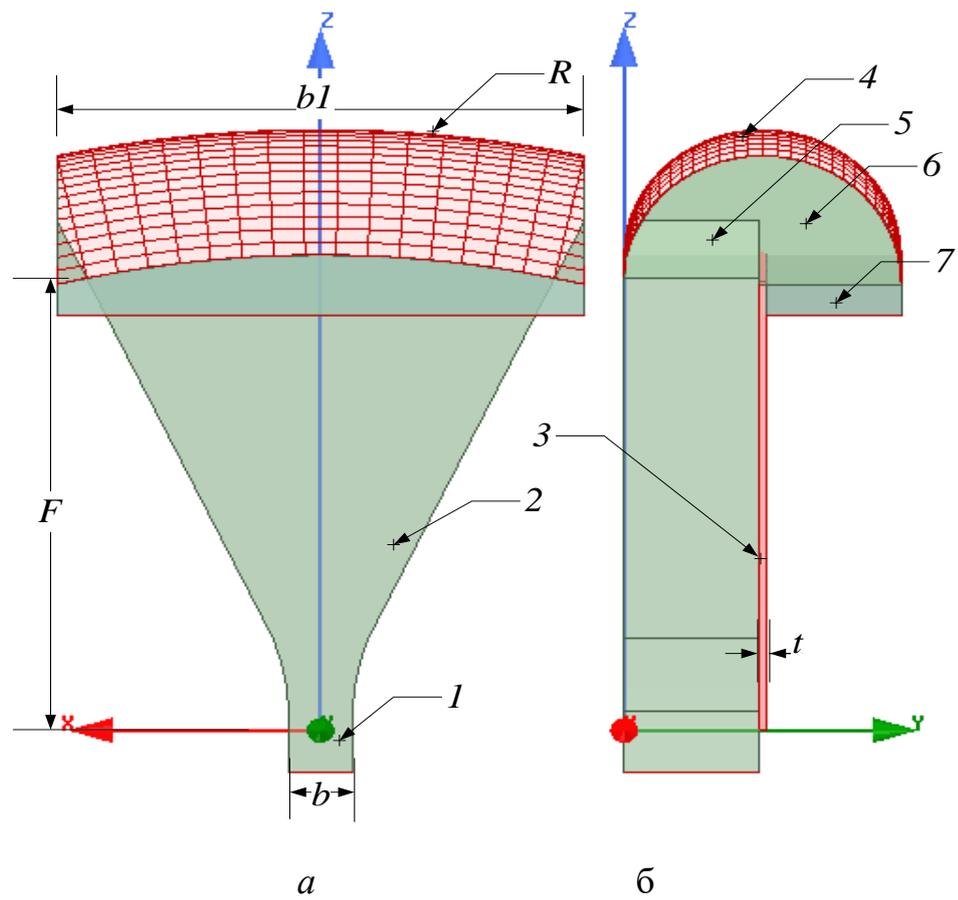


Рис.1.19. Линейный переход с метало - воздушной линзой: а) вид в Е- плоскости
 б) вид в Н- плоскости

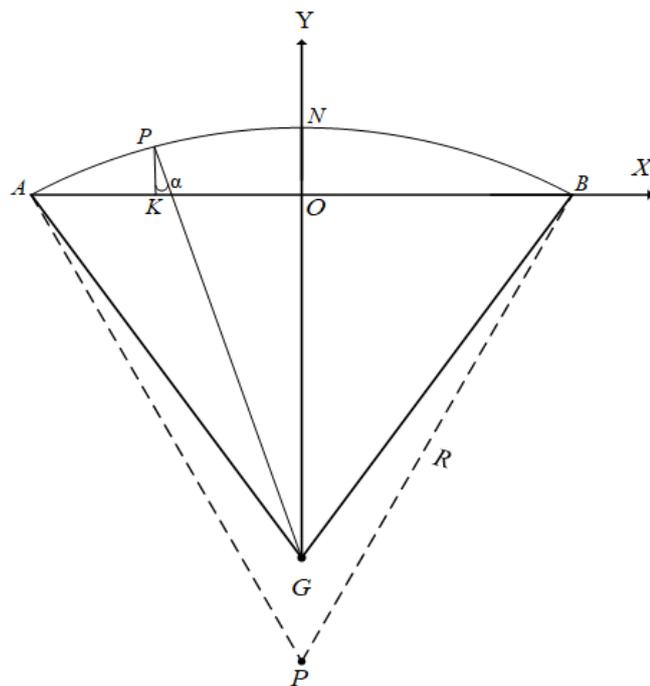


Рис.1.20. Модель перехода с метало-воздушной линзой

Аберрация эйконала поля, отраженного зеркалом, определяется формулой $L_i - L_0$, где $L_0 = F + a$ – длина центрального луча, $L_i = L_1 + L_2$ – длина луча с номером i , $L_1 = \sqrt{x^2 + (F + y^2)}$ и $L_2 = y$, (x, y) – декартовы координаты точки пересечения луча с зеркалом (рис.1.21). Величину СКА будем вычислять по формуле (4).

На рисунке 1.21 показаны зависимости СКА от радиуса кривизны R линзы при двух длинах рупора: $F = 26.7$ мм и $F = 30$ мм. На рисунке видно, что для каждой величины F существует оптимальная величина R , обеспечивающая минимум СКА.

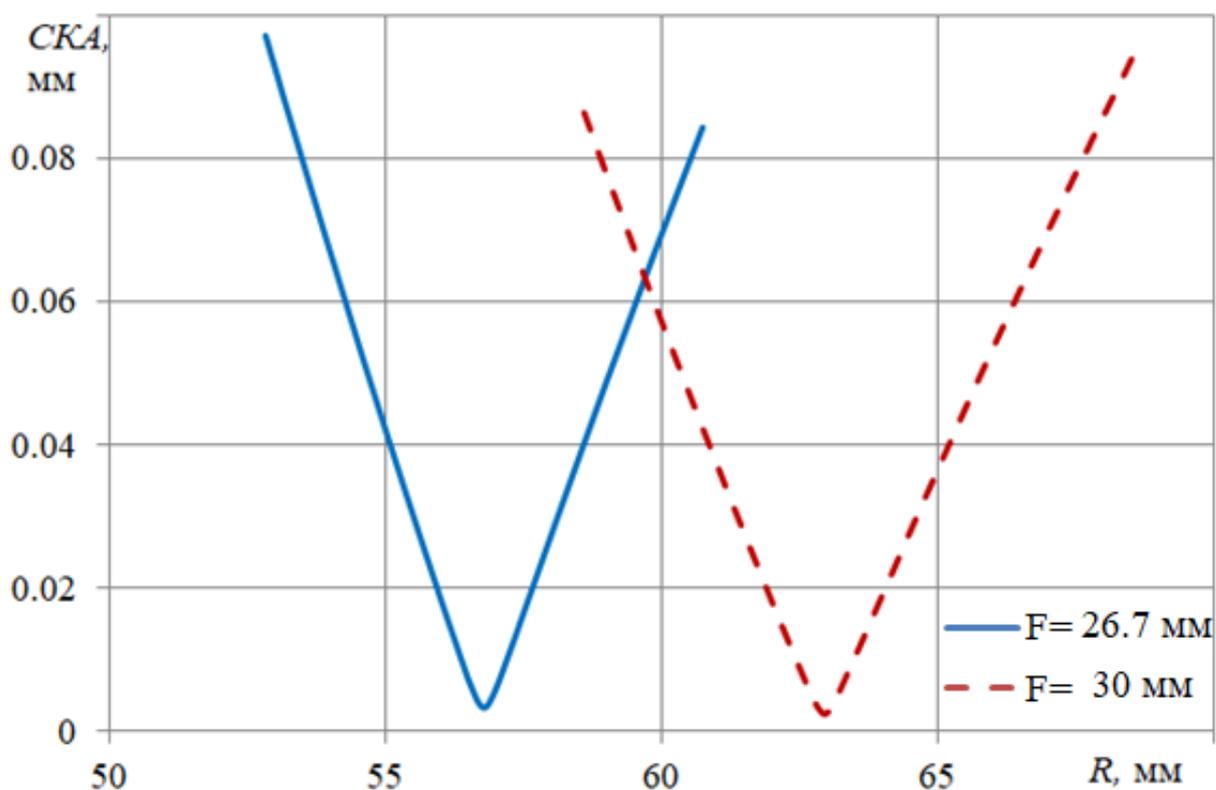


Рис.1.21. Зависимость среднеквадратической аберрации (СКА) от радиуса линзы

Как видно на рис.1.21, величина минимумов СКА существенно меньше аналогичных величин для перехода с диэлектрической линзой (рис. 12), хотя длины переходов в последнем случае больше.

На рис. 1.22, 1.23 показаны зависимости от частоты, соответственно, коэффициентов отражения и прохождения моды H_{10} для двух вариантов перехода с найденными оптимальными величинами R .

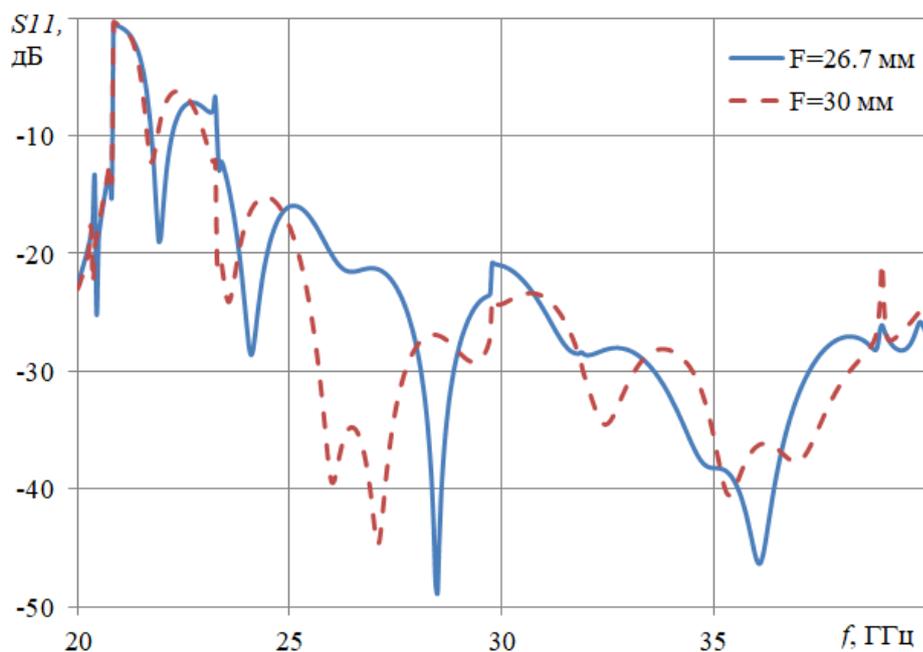


Рис.1.22. Зависимость коэффициента отражения от частоты: сплошная кривая - $F=26.7$ мм, штриховая кривая - $F=30$ мм

На рис. 24 - 27 в тех же обозначениях показаны зависимости коэффициента возбуждения высших E_{12} , E_{14} , H_{12} и H_{14} от частоты.

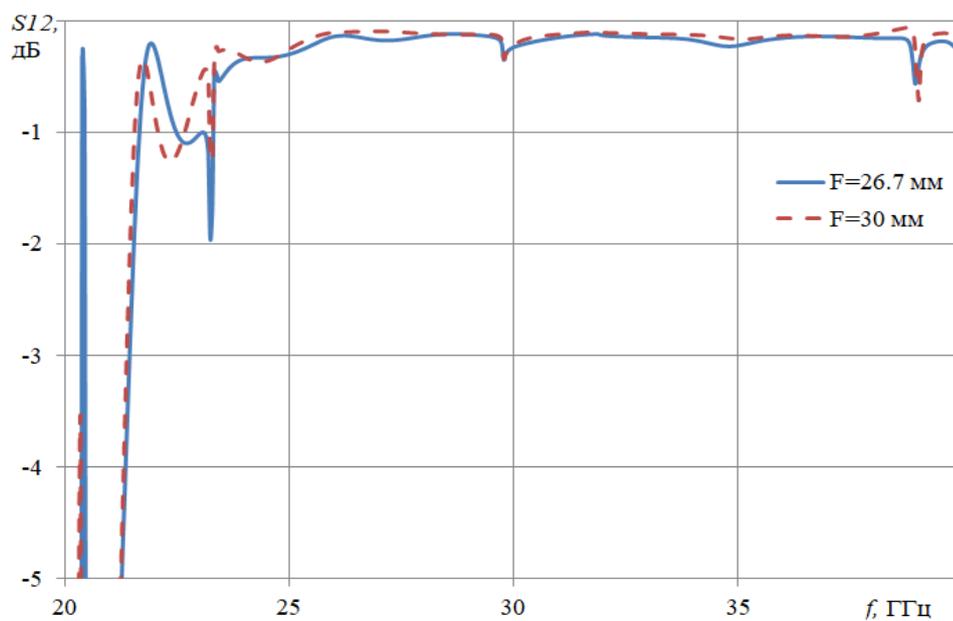


Рис.1.23. Зависимость коэффициента передачи моды H_{10} от частоты: сплошная кривая - $F=26.7$ мм, штриховая кривая - $F=30$ мм

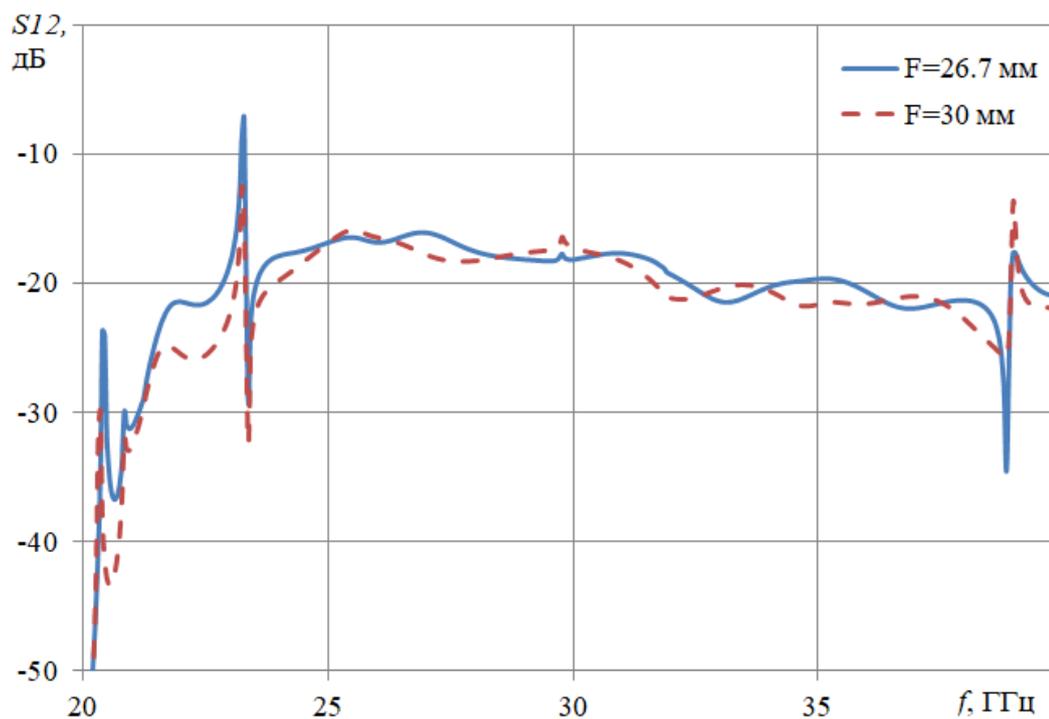


Рис.1.24. Зависимость коэффициента возбуждения моды E_{12} от частоты: сплошная кривая - $F=26.7$ мм, штриховая кривая - $F=30$ мм

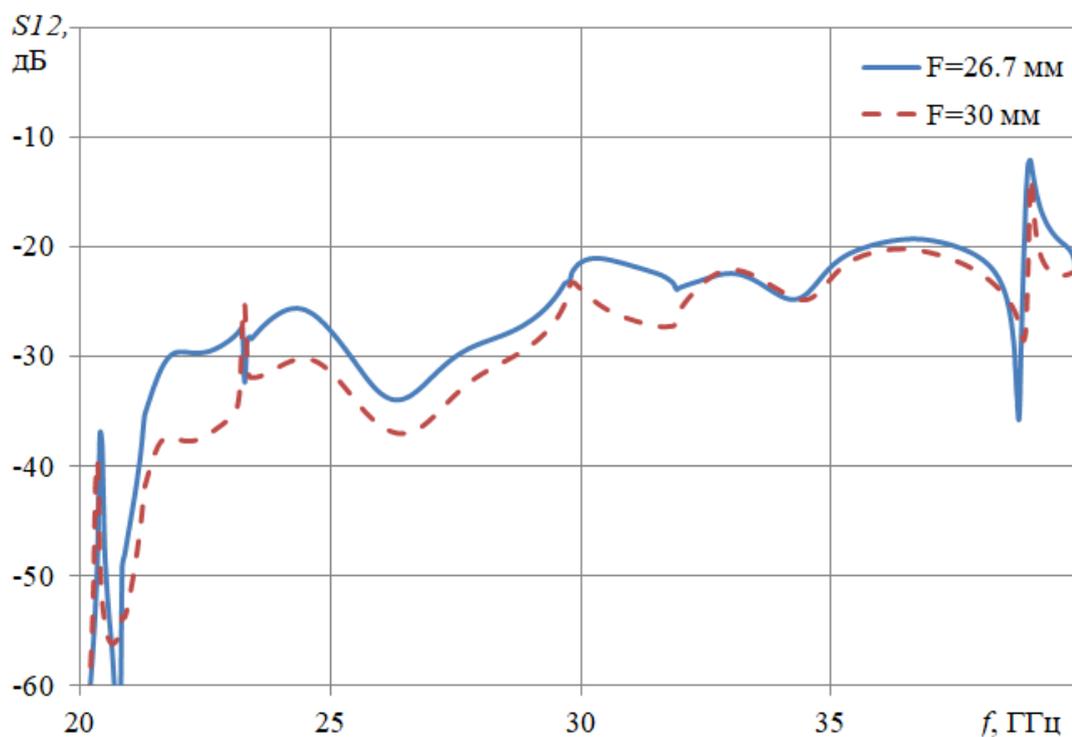


Рис.1.25. Зависимость коэффициента возбуждения моды E_{14} от частоты: сплошная кривая - $F=26.7$ мм, штриховая кривая - $F=30$ мм

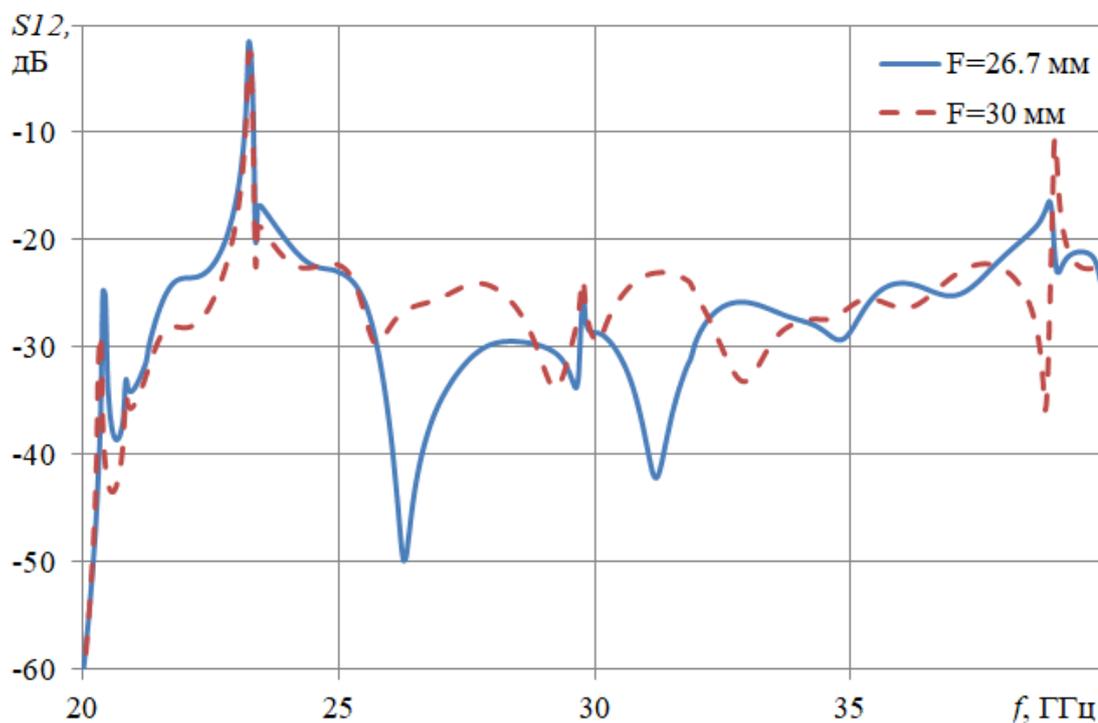


Рис.1.26. Зависимость коэффициента возбуждения моды H_{12} от частоты: сплошная кривая - $F=26.7$ мм, штриховая кривая - $F=30$ мм

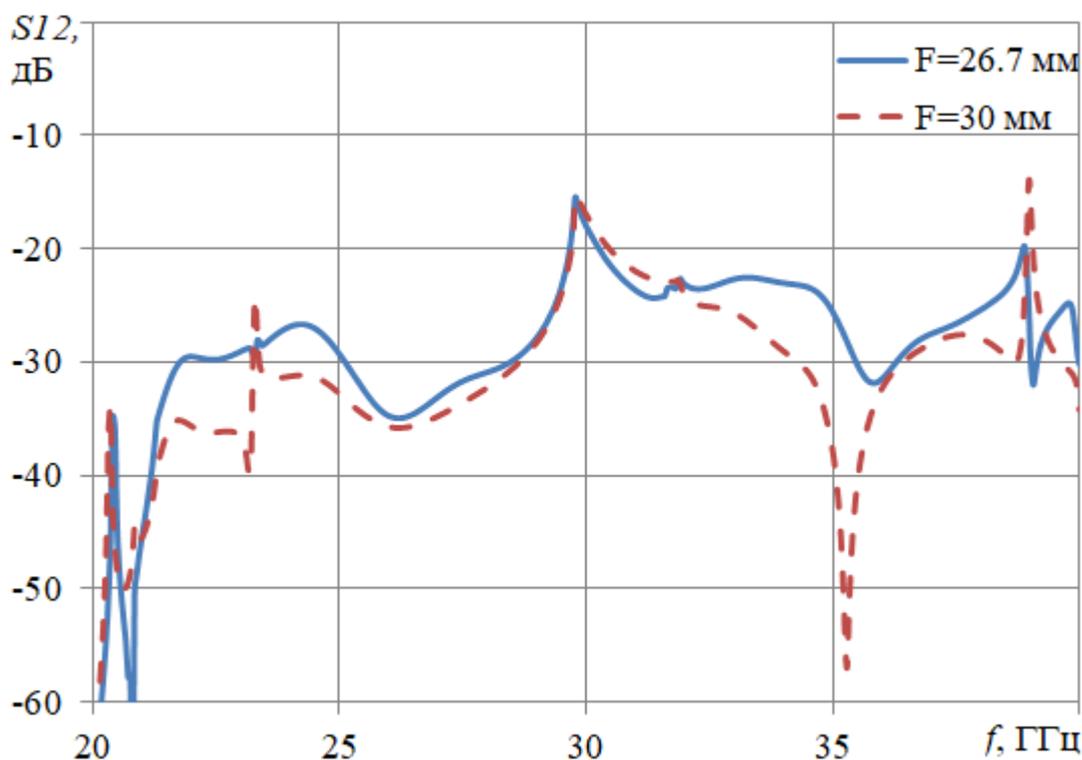


Рис.1.27. Зависимость коэффициента возбуждения моды H_{14} от частоты: сплошная кривая - $F=26.7$ мм, штриховая кривая - $F=30$ мм

Как видно на рис.1.22 – рис.1.27, изрезанность частотных характеристик перехода с метало- воздушной линзой немного меньше, чем с диэлектрической, коэффициент отражения ниже уровня -20 дБ на частотах выше 25-26 ГГц в зависимости от величины F , а верхняя частота полосы рабочих частот по уровню коэффициента прохождения -0.2 дБ примерно равна 38 ГГц. Относительная полоса рабочих частот перехода с метало- воздушной линзой – более 37%.

На основании полученных результатов можно сделать следующие выводы:

1. Наиболее широкую относительную полосу рабочих частот обеспечивает плавный переход при расширении размера волновода в E - плоскости в 2-3 раза, однако эта полоса быстро падает с увеличением величины расширения.
2. Линейный переход с метало- воздушной линзой обеспечивает меньшие фазовые aberrации на выходе, чем переход с диэлектрической линзой, однако их полосы

рабочих частот близки и при более чем в 3-4 раза расширения размера в Е-плоскости превышают полосу частот плавного перехода.

3. Верхняя граница полосы рабочих частот всех типов переходов определяется возрастанием амплитуды возбужденных высших мод, в первую очередь, моды E_{12} и H_{12} .

ГЛАВА 2. МНОГОКАНАЛЬНЫЕ ВОЛНОВОДНЫЕ ДЕЛИТЕЛИ В Е-ПЛОСКОСТИ

Многоканальные волноводные делители с равномерным распределением мощности на выходах широко используются при построении антенных решеток с высоким коэффициентом использования поверхности (КИП). В связи с этим исследованию волноводных делителей посвящено большое количество работ. Основным интерес в последнее время связан с разработкой и исследованием Н-плоскостных волноводных делителей, что объясняется возможностью использования SIW технологии для их изготовления [12-17]. Однако, когда возникает необходимость создания Е-плоскостных линейных волноводных решеток, возникает, соответственно, задача создания многоканального волноводного делителя мощности в Е-плоскости. Широкополосный делитель такого типа может быть реализован при использовании Т-образного двухканального делителя и корпоративной многоэтажной схемы [2]. Однако при увеличении числа выходов делителя и соответствующего увеличению числа этажей корпоративной схемы из-за взаимодействия между этажами растут потери и появляются резонансы частотной характеристики коэффициента отражения, что, в свою очередь, приводит к сужению полосы рабочих частот.

Другой путь построения многоканального волноводного делителя мощности заключается в использовании параллельной схемы. В работе [18] предложен и исследован такой делитель мощности в Е-плоскости с четырьмя выходами. Однако только два выхода являются рабочими, а два других (с поглощающими нагрузками) используются для увеличения развязки в режиме суммирования мощности.

Многоканальный волноводный делитель с равномерным делением мощности также может быть построен на основе волноводного перехода в Е-плоскости или Е-секториального рупора. При этом, как правило, возникает задача выравнивания распределения мощности между выходами, которая в [19] решается введением в конструкцию делителя поглощающих пластин. Однако

такой способ приводит к увеличению тепловых потерь делителя и уменьшению пропускаемой мощности.

В данной главе исследуются возможности построения многоканальных E-плоскостных волноводных делителей, в которых равномерность распределения мощности обеспечивается за счет оптимальной геометрии делителя [20].

2.1. ТРЕХКАНАЛЬНЫЙ ДЕЛИТЕЛЬ - ОТВЕТВИТЕЛЬ.

Общий вид трехканального делителя мощности в E-плоскости и его продольное сечение показаны на рис.2.1а, б, соответственно. Входное сечение волновода 23x10 мм.

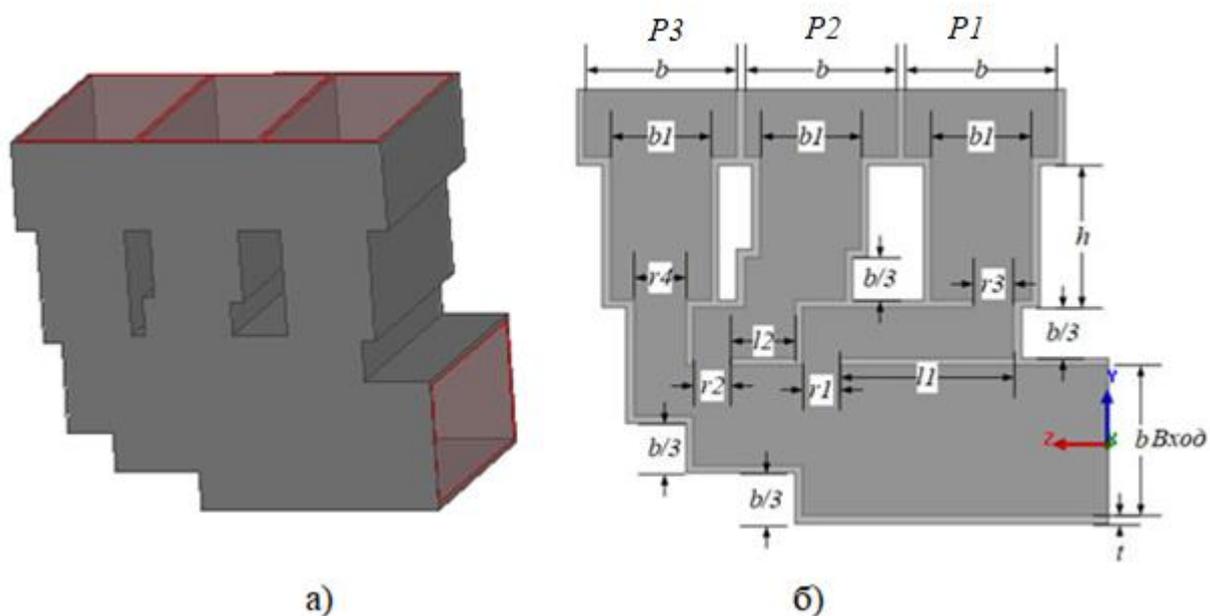


Рис.2.1 Трехканальный делитель мощности.

Парметры оптимизации по критериям ширины полосы согласования, равномерности распределения мощности и фазы в каналах делителя показаны на рис.2.1б. В результате оптимизации были получены следующие параметры геометрии делителя: $t=0.5$ мм, $b=10$ мм, $b1= 2b/3$, $l1=11.38$ мм, $l2=4.2$ мм, $r1=r2=2.45$ мм, $r3=2.73$ мм и $r4=3.83$ мм. На рис. 2.2 показаны частотные зависимости коэффициента отражения (кривая 1) и передачи в первый (от входа), второй и третий канал (кривые 2, 3, 4 соответственно). На рисунке видно,

что коэффициент отражения в полосе частот от 8.8 до 11 ГГц менее -20 дБ, причем в этой полосе разница в коэффициентах передачи в каналах менее 0.25 дБ. По уровню отражения -15 дБ полоса частот составит более 2.5 ГГц.

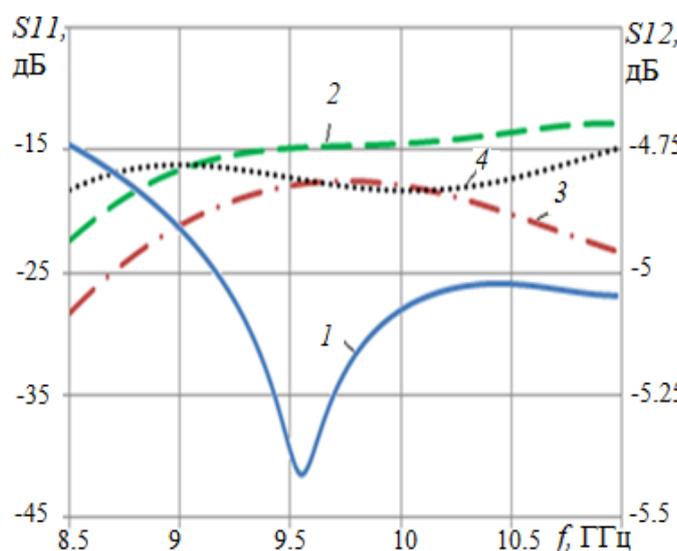


Рис.2.2. Частотные зависимости коэффициентов отражения и передачи трехканального делителя.

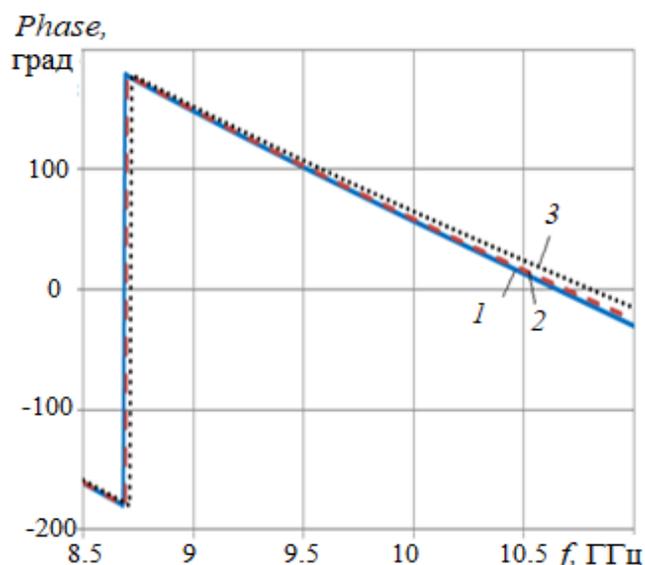


Рис.2.3. Частотные зависимости фазы на выходах трехканального делителя.

На рис. 2.3 кривыми 1, 2, 3 показаны зависимости фазы в трёх выходных каналах делителя от частоты. На рисунке видно, что в диапазоне частот 8.5 - 11 ГГц фазы каналов отличаются менее чем на 15 градусов. Таким образом, рабочая полоса частот делителя составляет 8.8 – 11 ГГц (22 %).

2.2. ЧЕТЫРЕХКАНАЛЬНЫЙ ДЕЛИТЕЛЬ НА ОСНОВЕ ПЛАВНОГО ПЕРЕХОДА.

Если разделить выходное сечение плавного волноводного перехода на одинаковые одномодовые сечения, то мы получим многоканальный делитель мощности. Если на выходе перехода при этом отсутствуют возбужденные высшие моды, мы имеем равномерное синфазное распределение мощности на выходах такого делителя.

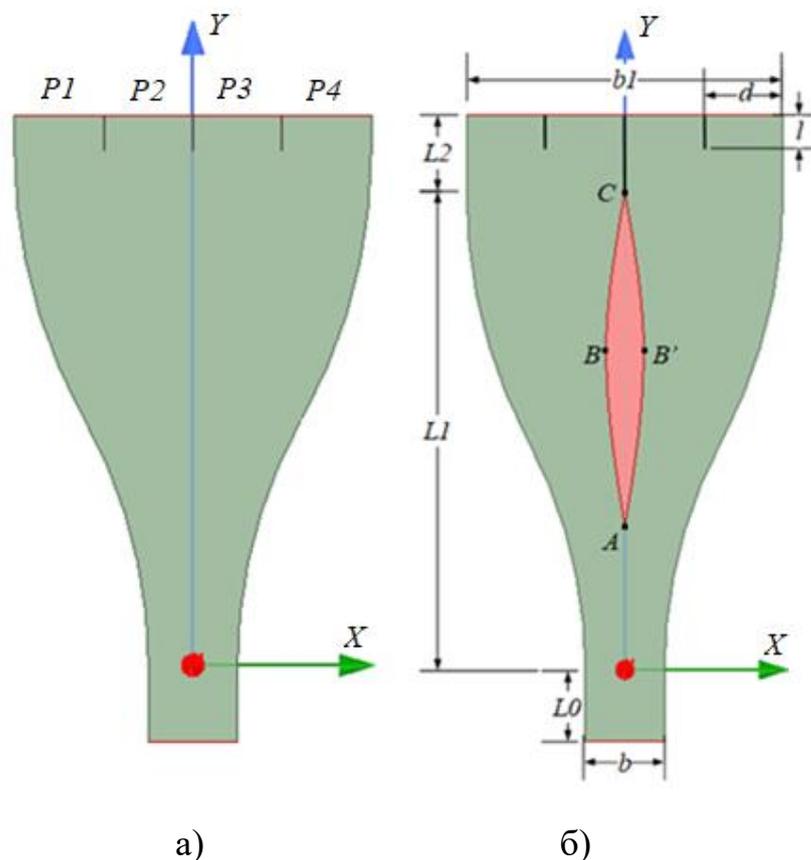


Рис.2.4. Делитель мощности на основе плавного перехода в Е-плоскости

На рис. 2.4 представлены два варианта делителя на основе плавного перехода в Е-плоскости одномодового прямоугольного волновода на повышенное сечение. Образующие криволинейных стенок перехода являются сопряженными дугами окружностей. В качестве параметров использованы параметры перехода, оптимизированного в главе 1: $b=3.4$ мм, $b1=13.6$ мм, $L0=3$ мм, $L1=20$ мм, $L2=3.3$ мм, $d=b=3.4$ мм, $l=1.4$ мм. Второй вариант делителя (рис.2.4б) отличается наличием менисковой перегородки, образованной дугами окружностей, которая разделяет переход на две части. Длина криволинейной части перегородки $AC = 12$ мм, максимальная толщина $BB' = 1.6$ мм, расстояние от входа – 6 мм.

На рис.2.5 представлены зависимости коэффициентов отражения делителей от частоты. Номер кривой соответствует номеру варианта делителя.

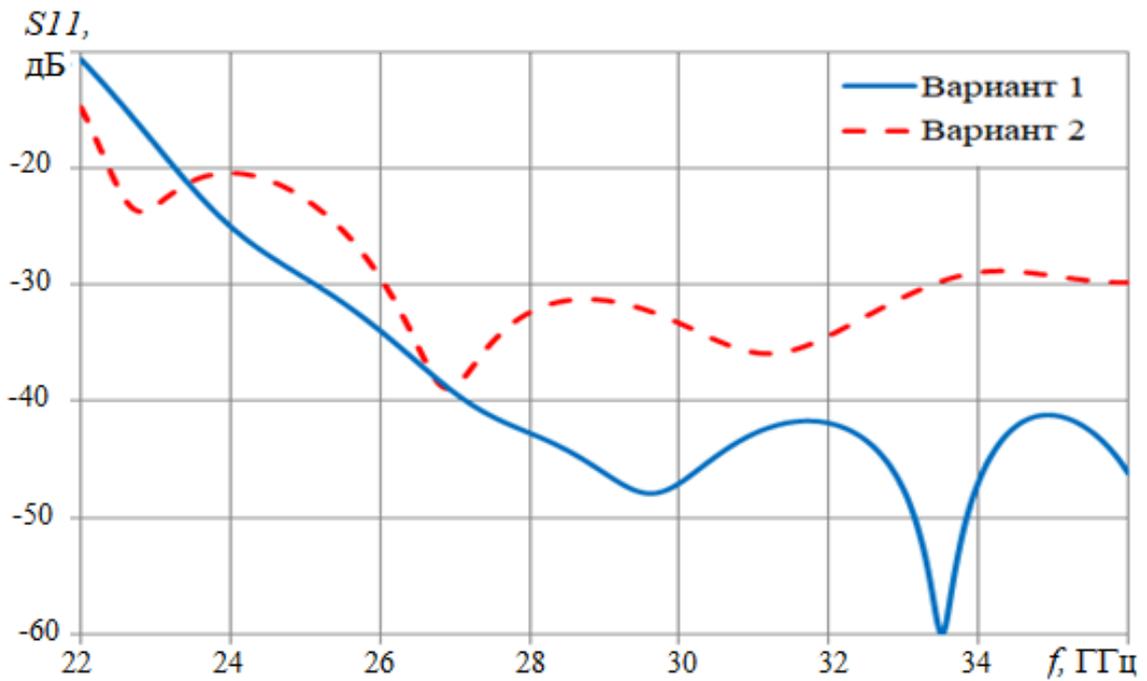


Рис.2.5. Зависимость коэффициента отражения от частоты.

На рис.2.6 показаны зависимости модуля, а на рис. 2.7 фазы коэффициента передачи делителя от частоты.

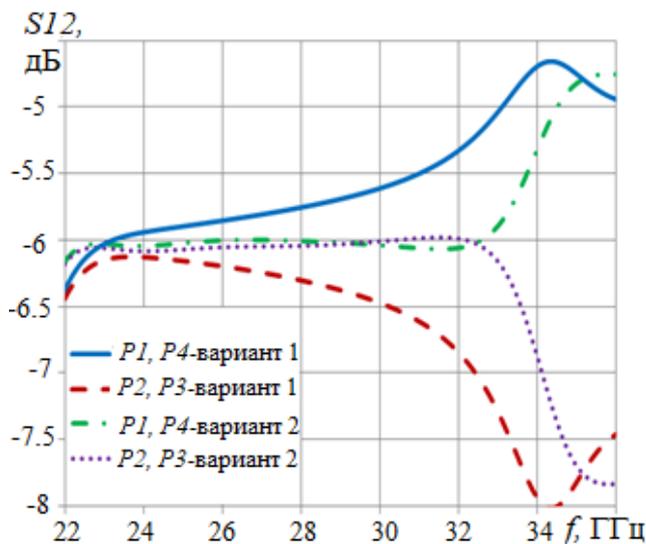


Рис.2.6. Зависимость модуля коэффициента передачи от частоты:

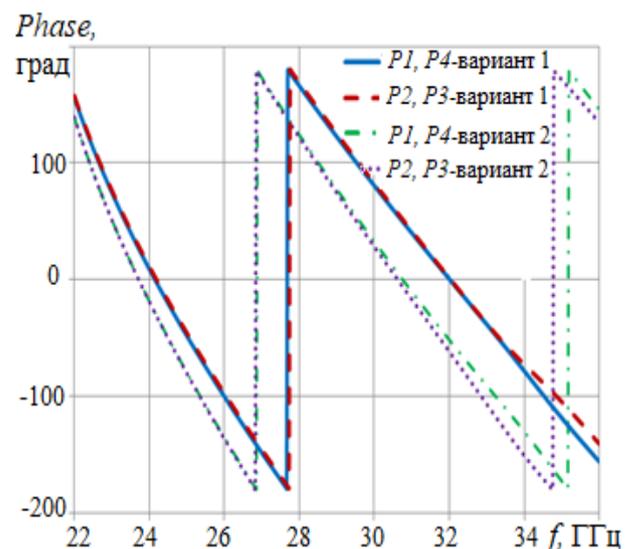


Рис.2.7. Зависимость фазы выходных каналов от частоты:

На рисунках видно, что полоса частот согласования по уровню -20 дБ делителя 2 (нижняя частота – 22.4 ГГц) больше, чем делителя 1 (нижняя частота – 23.3 ГГц). При этом неравномерность распределения мощности в полосе частот 22 – 33 ГГц делителя 2 (менее 0.1дБ) существенно меньше, чем у делителя 1. Разница фаз на выходах делителя 2 растет с частотой немного быстрее, чем у делителя 1, при этом в полосе 22 – 33 ГГц не превышает 17 градусов. Таким образом, рабочая полоса частот делителя составляет 22.5 – 33 ГГц (38%)

Увеличение числа выходных каналов делителя требует соответствующего увеличения размера сечения плавного перехода в Е плоскости, что как показанов главе 1, приводит к сужению полосы частот. Поэтому далее рассмотрим другие варианты построения делителя мощности.

2.3. МНОГОКАНАЛЬНЫЙ ДЕЛИТЕЛЬ НА ОСНОВЕ ЛИНЕЙНОГО ПЕРЕХОДА С ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЛИНЗОЙ.

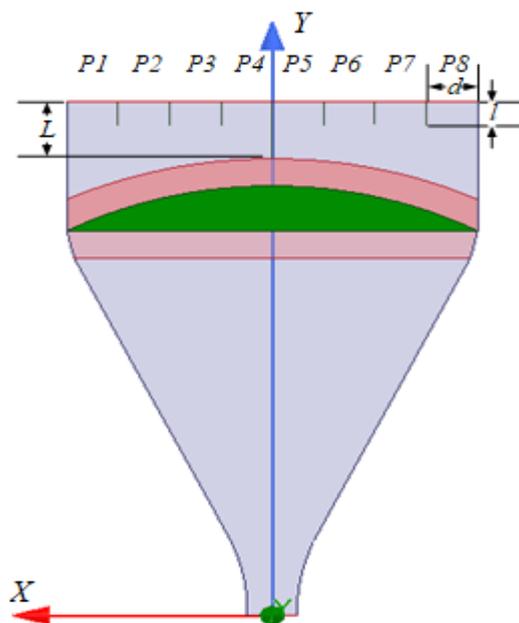


Рис.2.8. Делитель на основе линейного перехода с диэлектрической линзой

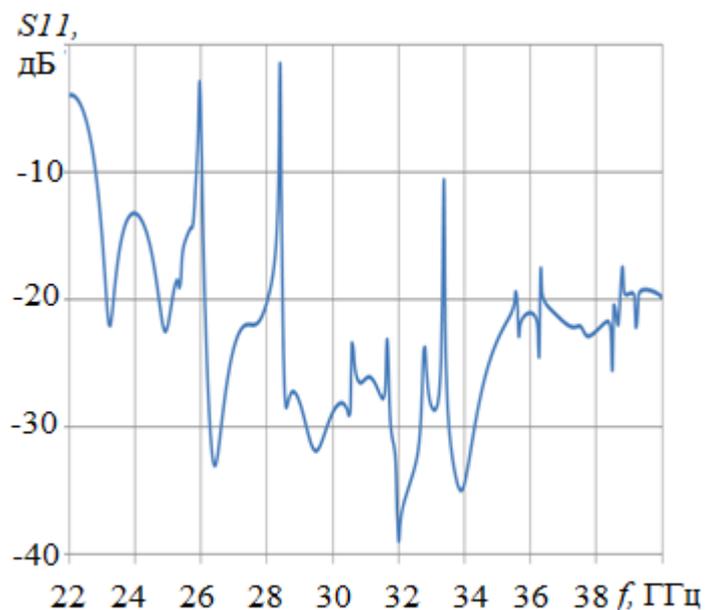


Рис.2.9. Зависимость коэффициента отражения от частоты

На рис.2.8 показано продольное сечение делителя мощности на основе линейного перехода с диэлектрической линзой и согласующими элементами. Оптимальные параметры перехода найдены в главе 1. Другие параметры делителя ($d=3.5$ мм, $l=2$ мм, $L=3$ мм) показаны на рисунке.

На рис. 2.9, 2.10 показаны частотные зависимости модулей коэффициентов отражения и передачи, соответственно. На рис.2.11 показаны зависимости фазы коэффициентов передачи от частоты.

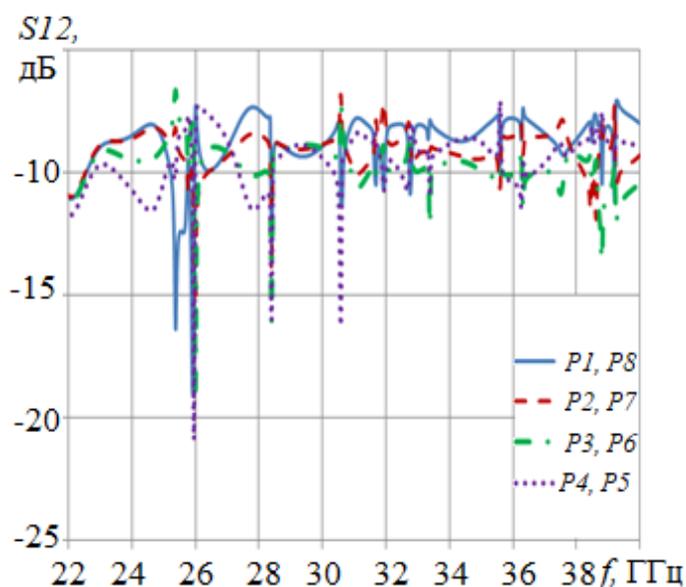


Рис.2.10. Зависимость модуля коэффициентов передачи от частоты

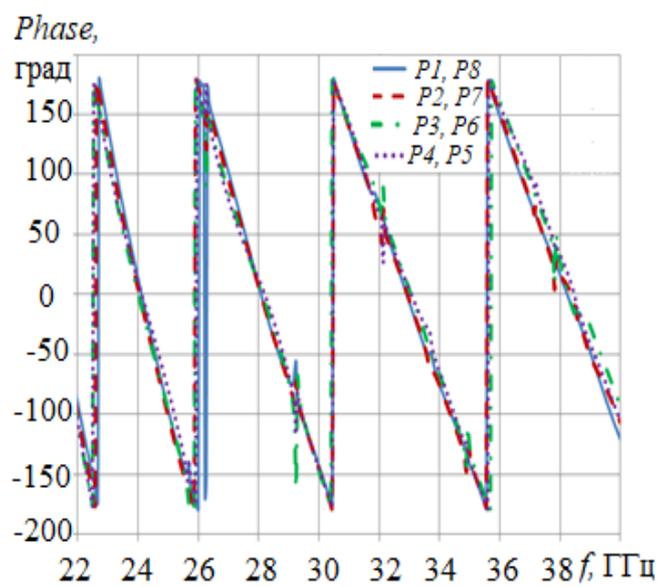


Рис.2.11. Зависимость фазы коэффициентов передачи от частоты

На всех рисунках отчетливо видны частотные резонансы, резко сужающие полосу рабочих частот делителя.

2.4. МНОГОКАНАЛЬНЫЙ ДЕЛИТЕЛЬ НА ОСНОВЕ ЛИНЕЙНОГО ПЕРЕХОДА С МЕТАЛО- ВОЗДУШНОЙ ЛИНЗОЙ.

На рис.2.12 показан делитель на основе перехода с метало- воздушной линзой в виде тороидального изгиба. Оптимальные параметры перехода найдены

в главе 1. Другие параметры делителя, указанные на рис.39: $d=3.5$ мм, $l=2$ мм, $L=3$ мм.

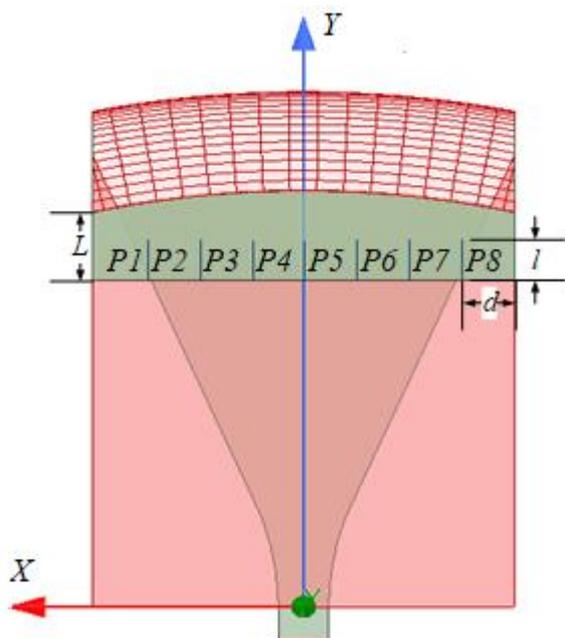


Рис.2.12. Делитель на основе перехода с метало-воздушной линзой

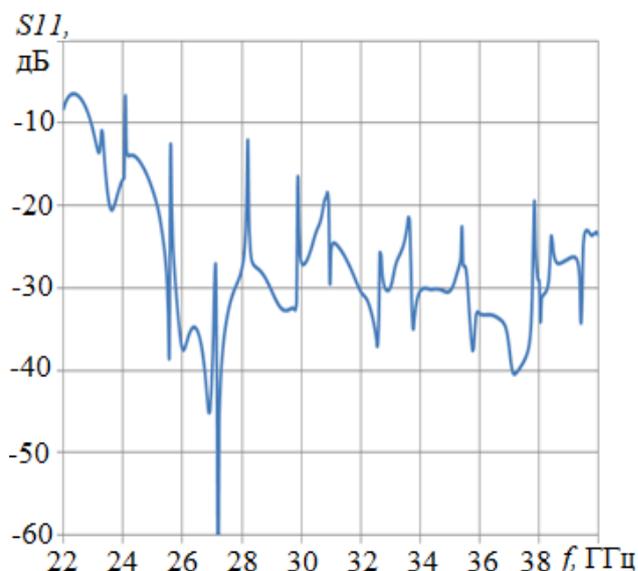


Рис.2.13. Зависимость коэффициента отражения от частоты

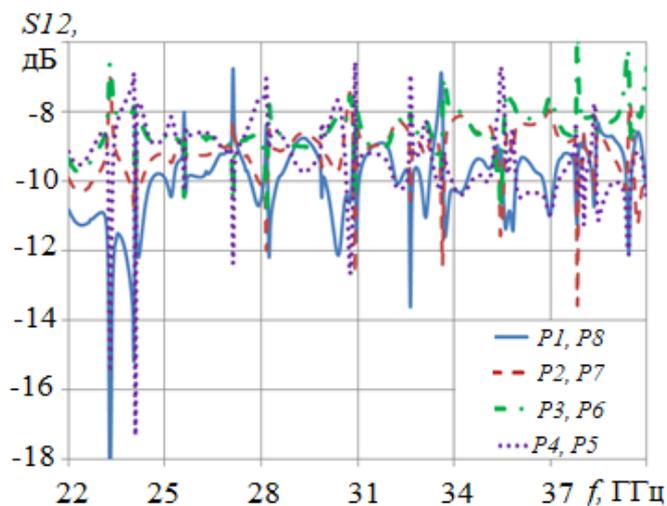


Рис.2.14. Зависимость модуля коэффициента передачи от частоты

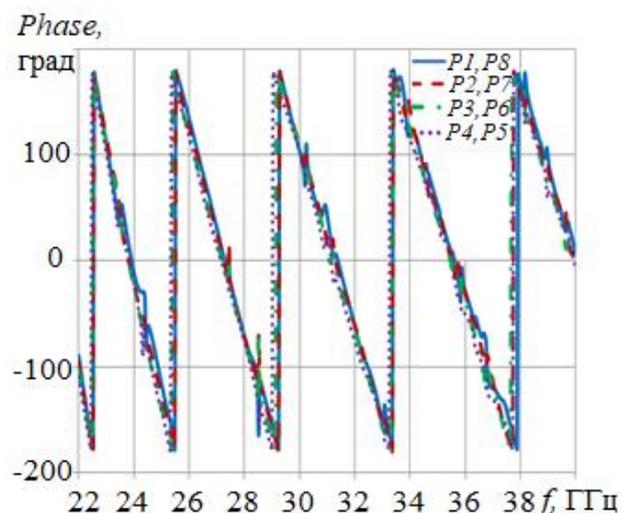


Рис.2.15. Зависимость фазы коэффициента передачи от частоты

На рис. 2.13, 2.14 показаны частотные зависимости модулей коэффициентов отражения и передачи, соответственно. На рис.2.15 показаны зависимости фазы

на выходе каналов от частоты. На рисунках видно, что, как и случае делителя на основе линейного перехода с диэлектрической линзой, имеются частотные резонансы, резко сужающие полосу рабочих частот делителя.

2.5. МНОГОКАНАЛЬНЫЕ ДЕЛИТЕЛИ НА ОСНОВЕ Е-СЕКТОРИАЛЬНОГО РУПОРА.

Прежде чем переходить к исследованию делителей на основе Е-секториального рупора проведем исследование амплитудно-фазового распределения электрического поля в Е- плоскости рупора от угла раствора 2β (рис.2.16).

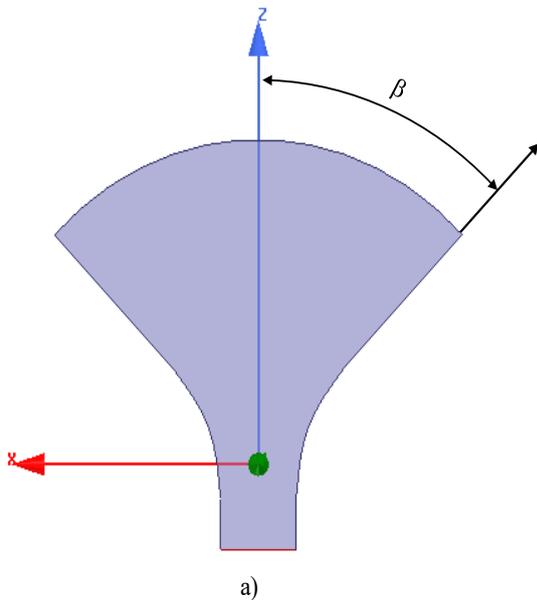


Рис.2.16. Е-секториальный рупор

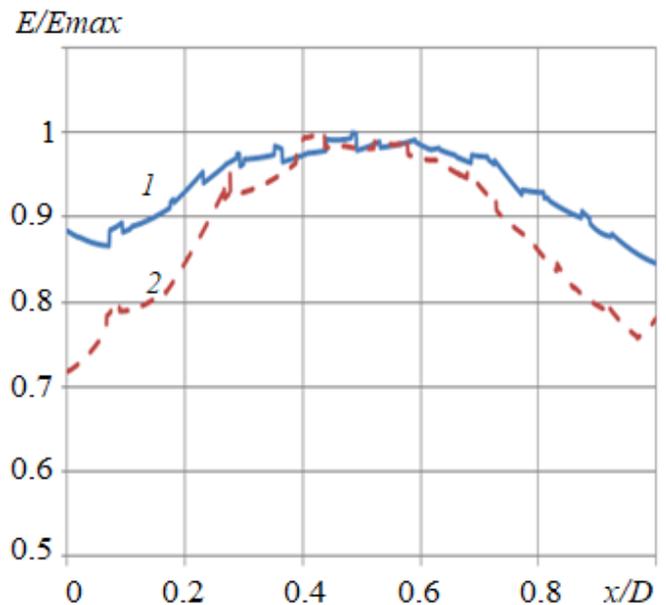


Рис.2.17. Распределение амплитуды поля.

На рис.2.17 представлены результаты расчета нормированного распределения электрического поля на дуге раскрыва рупора для угла раствора $\beta_1=45^\circ$ (1) и $\beta_2=60^\circ$ (2). На рис.2.18 в тех же обозначениях показаны фазовые распределения электрического поля на дуге раскрыва.

На рисунках видно, что с увеличением угла раствора более $2\beta_1 = 90^\circ$ неравномерность как амплитудного, так и фазового распределения резко увеличивается. При уменьшении угла раствора будет увеличиваться длина делителя (при том же числе выходов). Поэтому далее рассмотрим делители на основе Е-секториального рупора с углом раствора $2\beta_1 = 90^\circ$. Начнем с шестиканального делителя 1 с равномерным расположением волноводных выходов по дуге раскрыва (рис.2.19). Зависимость коэффициентов передачи одной половины делителя показаны на рис.2.20 соответствующими кривыми 1,2,3.

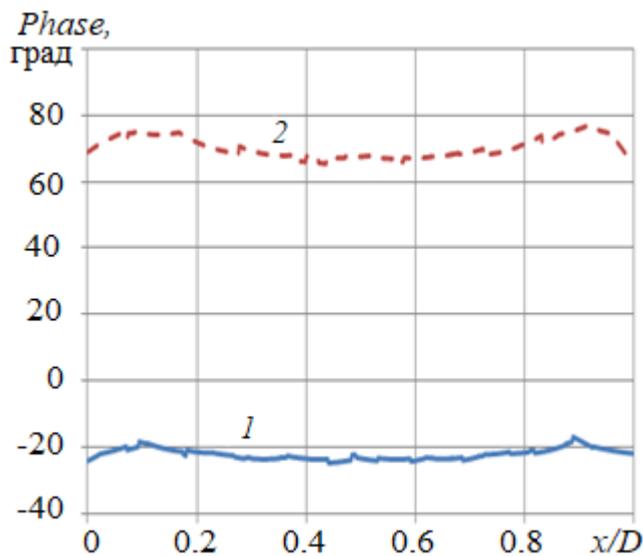


Рис.2.18. Фазовое распределение.

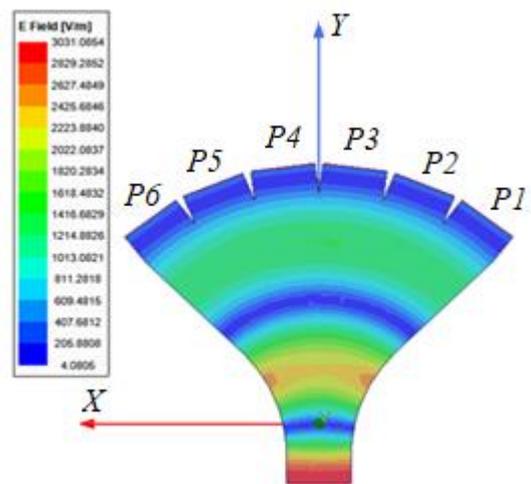


Рис.2.19. Шестиканальный делитель 1.

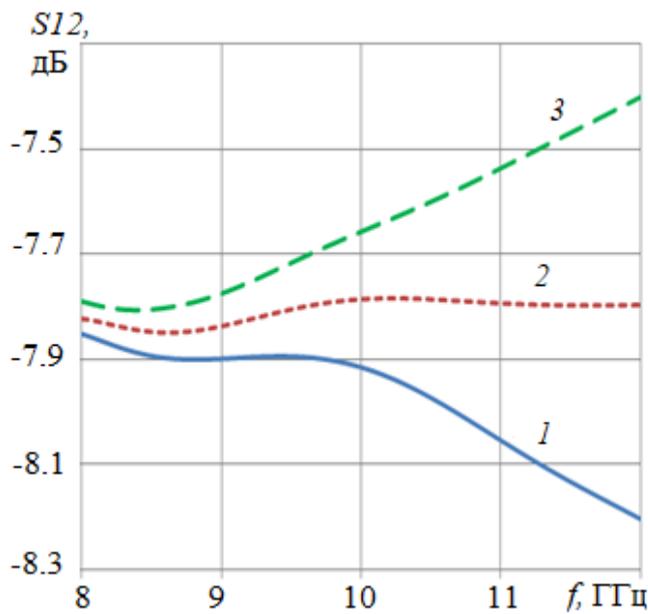


Рис.2.20. Коэффициенты передачи делителя 1

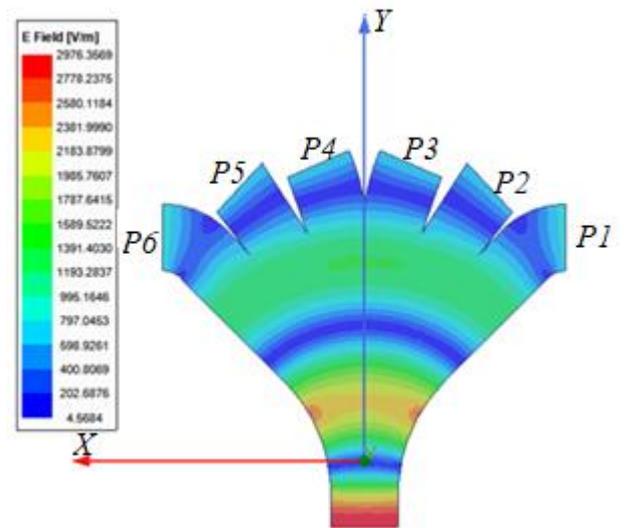


Рис.2.21. Шестиканальный делитель 2

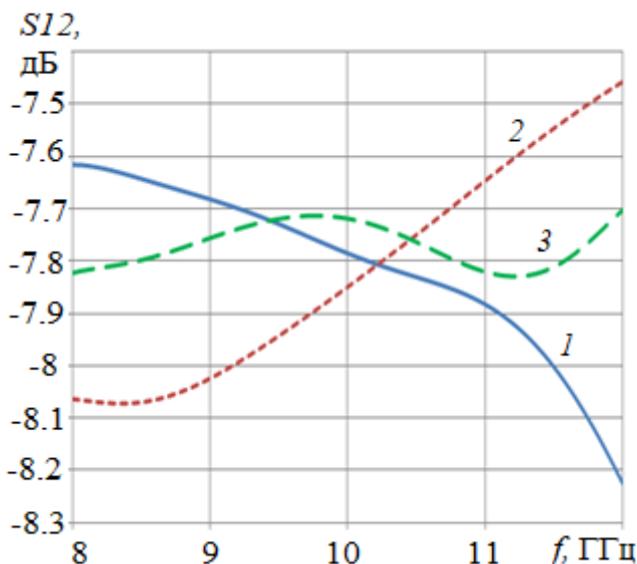


Рис.2.22. Коэффициенты передачи делителя 2

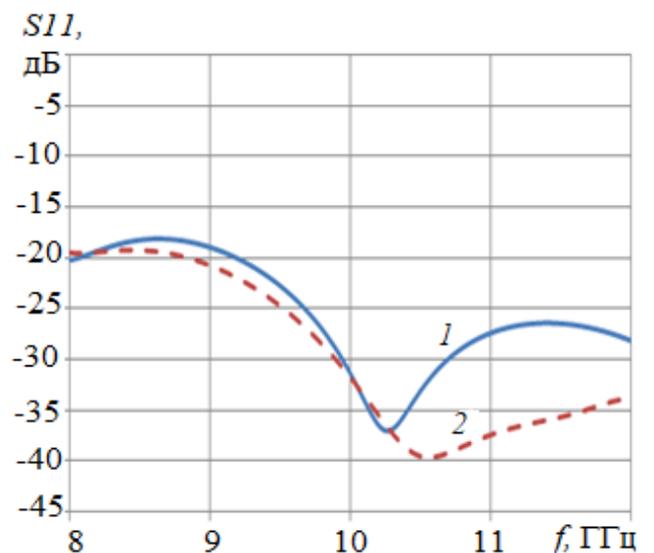


Рис.2.23. Коэффициенты отражения делителей

Как видно на рис. 2.20, неравномерность амплитудного распределения на выходах делителя резко растет с увеличением частоты. В нижней части диапазона (8 – 10.5 ГГц) неравномерность лежит в пределах $\pm 0,2$ дБ.

Далее рассмотрим шестиканальный делитель 2 (рис.2.21). Неравномерность мощности $\pm 0,2$ дБ на выходах этого делителя (рис.2.22) наблюдается примерно в такой же полосе частот (8.8 -11.3 ГГц). Однако следует учесть, что коэффициент отражения делителей в нижней части диапазона существенно выше (рис.2.23).

На рис.2.24 показаны зависимости фазы коэффициентов передачи делителей от частоты. Видно, что разность фаз на выходах для обоих делителей во всей полосе частот не превышает 10^0 . Таким образом, рабочая полоса частот шестиканального делителя мощности составляет 2.5 ГГц (25%).

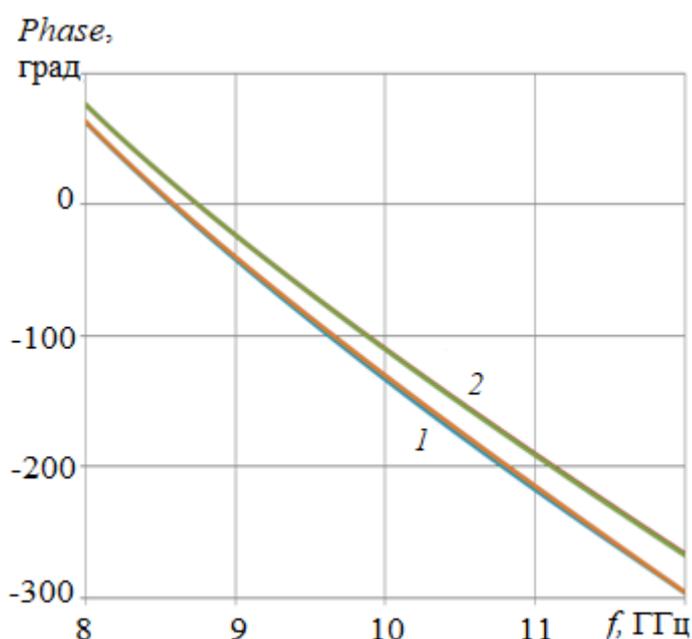


Рис.2.24 Фазы коэффициентов передачи

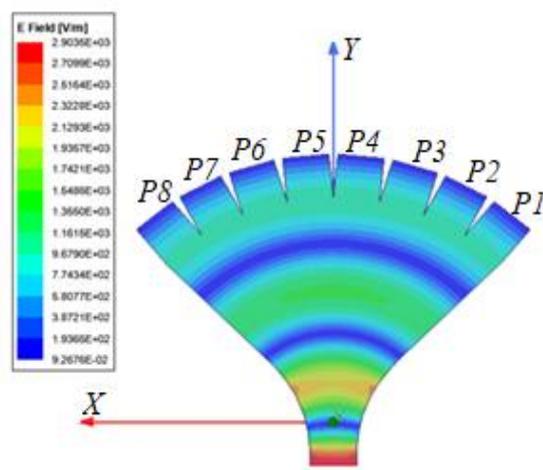


Рис.2.25. Восьмиканальный делитель 1

На рис. 52 показан восьмиканальный делитель 1 с равномерным расположением волноводных выходов по дуге раскрытия, а на рис.2.26 – зависимости его коэффициентов передачи от частоты. Как и в случае шестиканального делителя, неравномерность распределения мощности растет с увеличением частоты. Второй вариант делителя показан на рис.2.27.

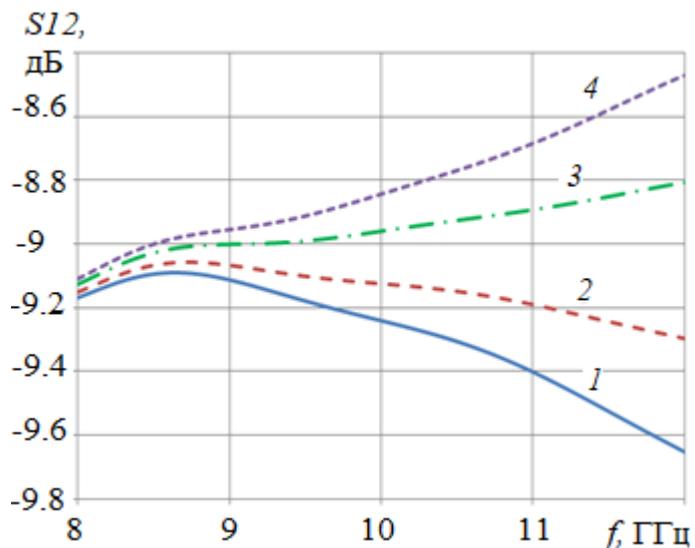


Рис.2.26. Коэффициенты передачи делителя 1

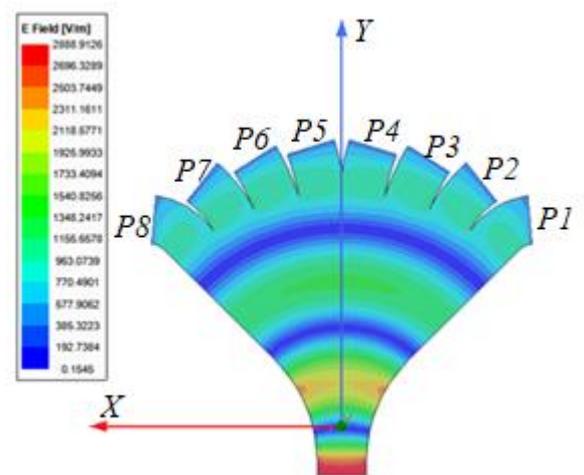


Рис.2.27. Восьмиканальный делитель 2

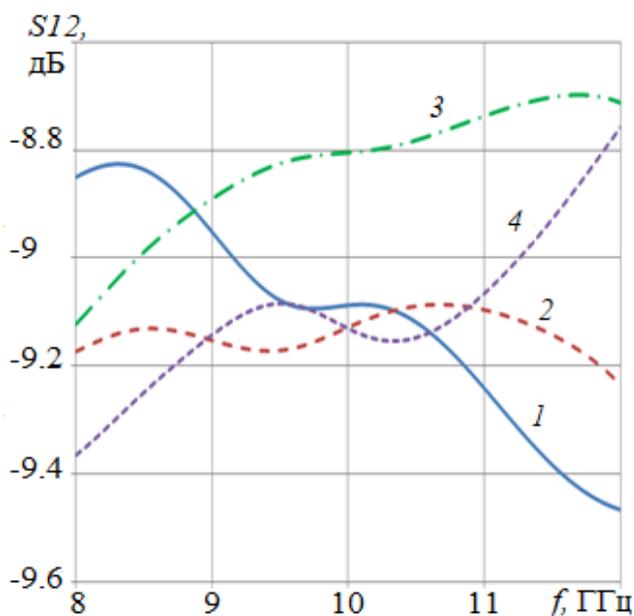


Рис.2.28. Коэффициенты передачи делителя 2

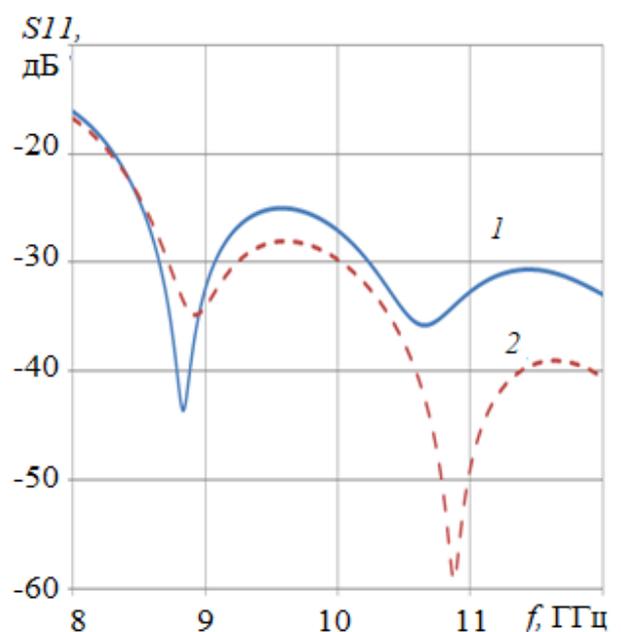


Рис.2.29. Коэффициенты отражения

На рис.2.28 показаны частотные зависимости модулей коэффициентов передачи делителя 2, а на рис.2.29 – коэффициентов отражения обоих вариантов делителя. На рисунках видно, что неравномерность распределения мощности $\pm 0,2$ дБ на выходах делителя 1 наблюдается в полосе частот 8 – 10.2 ГГц, а

делителя 2 в полосе - 8.5 – 10.7. Зависимости фазы коэффициентов передачи от частоты имеют такой же вид как для шестиканальных делителей и поэтому мы их здесь не приводим.

Таким образом, полосы частот делителей как по критерию неравномерности модуля коэффициента передачи, так и по уровню согласования - 20 дБ (8.5- 12 ГГц) примерно равны. Однако за счет сдвига этих полос по частоте рабочая полоса частот делителя 2 попадает в полосу согласования и, в результате, больше, чем у делителя 1. Таким образом, рабочих частот полоса восьмиканального делителя (2.2 ГГц, 23 %)

На основании полученных результатов можно сделать следующие выводы:

1. Наиболее широкую полосу рабочих частот (38%) обеспечивает четырехканальный делитель мощности на основе плавного волноводного перехода.
2. Трехканальный делитель – ответвитель и многоканальные делители на основе E-секториального рупора обеспечивают примерно равные полосы частот (22 - 25%).
3. Частотные характеристики многоканальных делителей на основе линейных переходов с диэлектрической и метало- воздушной линзой характеризуются сильной изрезанностью, которую можно объяснить резонансами на запертых модах.

ГЛАВА 3. ЛИНЕЙНАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА В Н- ПЛОСКОСТИ

Линейную антенную решетку в Н- плоскости можно реализовать различными способами, например с использованием многоканального делителя мощности в Н-плоскости на основе корпоративной многоэтажной схемы [2] с описанными выше недостатками, либо с использованием делителей на основе SIW волновода [12-17]. Однако использование SIW-технологии предполагает заполнение волновода диэлектриком, что приводит к дополнительным тепловым потерям и уменьшению пропускаемой мощности, а также увеличению скорости изменения углового положения луча с изменением частоты, что часто является нежелательным. Ниже будет рассмотрен способ реализации линейной решетки с использованием антенны вытекающей волны (АВВ), излучающей нулевую пространственную гармонику, в виде прямоугольного металлического волновода с частично-прозрачной стенкой [21 - 24].

Исследование АВВс излучением нулевой гармоники продолжается уже много лет, начиная с середины прошлого века [25]. Частичная прозрачность стенки металлического волновода обеспечивается наличием в ней продольной щели или мелко-периодической решетки отверстий, как правило, щелей. Одним из возможных вариантов является использование в качестве частично прозрачной стенки решетки круглых металлических цилиндров (проволочной решетки), которая может быть выполнена, в частности, с применением SIW технологии (с описанными выше недостатками).

В разделе 3.1 развиты две методики синтеза АВВ в виде нерегулярного прямоугольного металлического волновода со стенкой в виде решетки металлических цилиндров.

В разделе 3.2 АВВ или две АВВ, расположенные под углом, использованы в качестве возбuditелей планарной волноводной призмы с целью построения линейной антенной решетки в Н-плоскости с фиксированным в полосе частот лучом.

3.1. СИНТЕЗ И АНАЛИЗ АНТЕННЫ ВЫТЕКАЮЩЕЙ ВОЛНЫ С ИЗЛУЧЕНИЕМ НУЛЕВОЙ ГАРМОНИКИ

Рассмотрим прямоугольный металлический волновод с размерами широкой и узкой стенки a и b , соответственно (рис.3.1а). Одна из узких стенок волновода образована решёткой круглых металлических цилиндров радиусом ρ , расположенных параллельно оси x с переменными периодом $p(z)$ и расстоянием от их осей до другой узкой стенки $a(z)$. Задача синтеза заключается в определении функций $p(z)$ и $a(z)$, обеспечивающих заданный линейный фронт излучения с заданным распределением амплитуды.

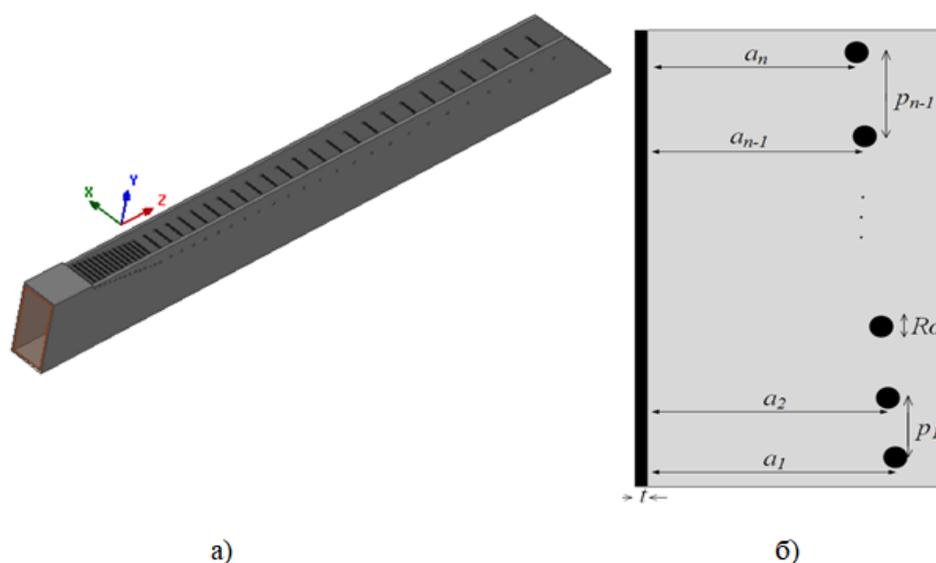


Рис. 3.1. а) общий вид б) продольное сечение антенны.

В первом приближении метода поперечных сечений [10] задача синтеза нерегулярного волновода сводится к соответствующей задаче для регулярного волновода «сравнения» (с параметрами, совпадающими с параметрами нерегулярного волновода для данного значения z). Используя известное соотношение [25], связывающее величину постоянной затухания вытекающей моды $\alpha(z)$ с амплитудным распределением излученного поля $A(z)$:

$$\alpha(z) = \frac{0.5|A(z)|^2}{\int_{z_\lambda}^{L_\lambda} |A(z)|^2 dz + \frac{P(L)}{P(0) - P(L)} \cdot \int_0^{L_\lambda} |A(z)|^2 dz}, \quad (3.1)$$

где $L_\lambda = L/\lambda$ - нормированная на длину волны λ в свободном пространстве длина волновода, а $z_\lambda = z/\lambda$ - нормированная координата, сводим исходную задачу синтеза к задаче определения функций $p(z)$ и $a(z)$, которые находятся из дисперсионного уравнения для регулярного волновода сравнения и обеспечивают заданную функцию $\alpha(z)$ и постоянную распространения β , независящую от координаты z .

Дисперсионное уравнение для основной волны планарного волновода с частично прозрачной стенкой имеет вид [28]

$$R_1 R_2 \exp(-i(2\chi a - 2\pi)) = 1, \quad (3.2)$$

где $R_{1,2}$ - коэффициенты отражения плоских волн Бриллюена, падающих на стенки волновода. Уравнение (3.2) остается справедливым и для основной моды прямоугольного волновода. В этом случае волна Бриллюена падает на узкую стенку волновода под углом ψ (рис.58), $\psi = \arccos(\chi/k)$, где χ - поперечное волновое число для основной моды, $k = 2\pi/\lambda$ - волновое число в свободном пространстве, λ - длина волны.

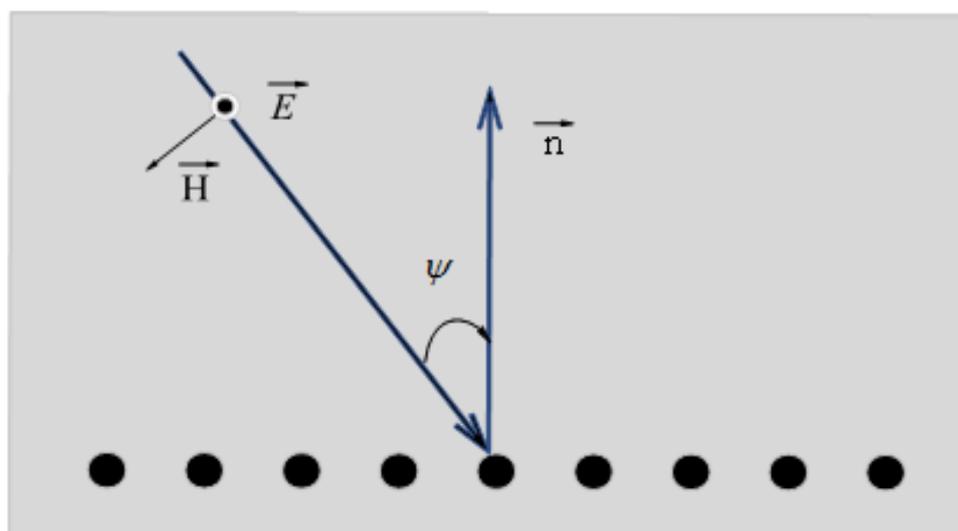


Рис. 3.2. Падение плоской волны на решетку цилиндров

Коэффициент отражения от решетки для случая E - поляризации (вектор \vec{E} параллелен осям цилиндров) для мелко-периодических решеток ($p \ll \lambda$) можно записать в виде [29]

$$R_1 = -1 / (1 + i(\frac{2p}{\lambda} \cos\psi \ln \frac{p}{2\pi\rho})), \quad (3.3)$$

где ρ – радиус цилиндра, p – период решетки. Коэффициент отражения от металлической стенки $R_2 = -1$.

Поставляя выражение (3.3) в уравнение (3.2), получим уравнение относительно $\cos\psi$:

$$\exp(-i(2ka \cos\psi - 2\pi)) = 1 + i(d \cos\psi), \quad (3.4)$$

где $d = (2p/\lambda) \ln(p/2\pi\rho)$.

Разлагая левую часть уравнения (3.4) в ряд Тейлора, получим приближенное решение уравнения (3.4)

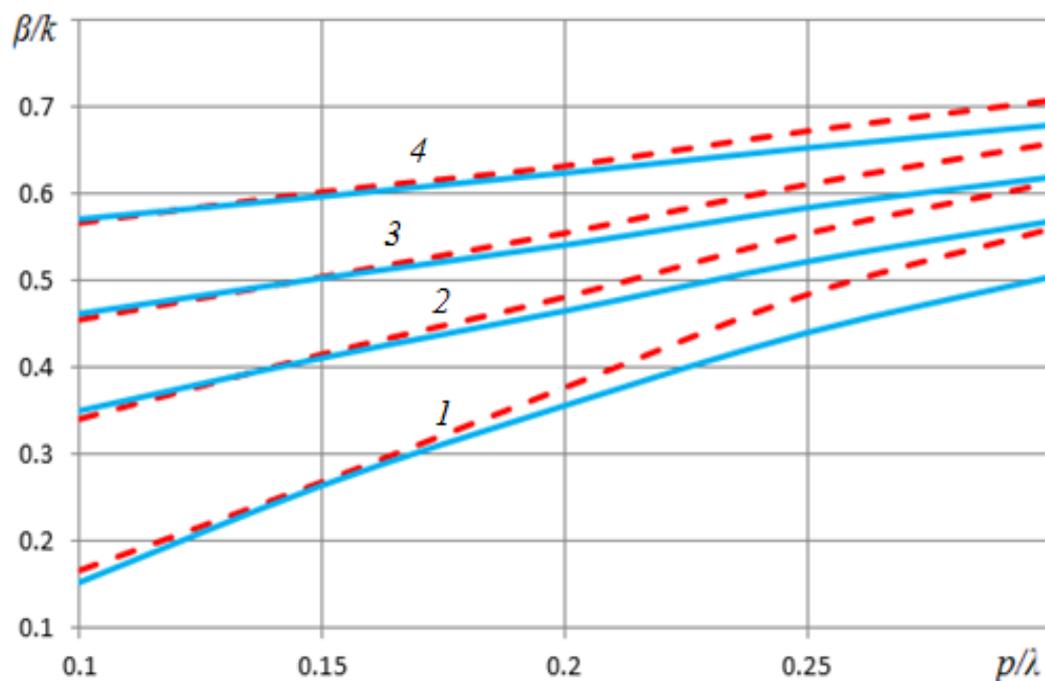
$$\cos(\psi) = 2\pi / (d + 2ka) + i \cdot 2\pi^2 d^2 / (d + 2ka)^3. \quad (3.5)$$

Выражение для продольного волнового числа записывается в виде

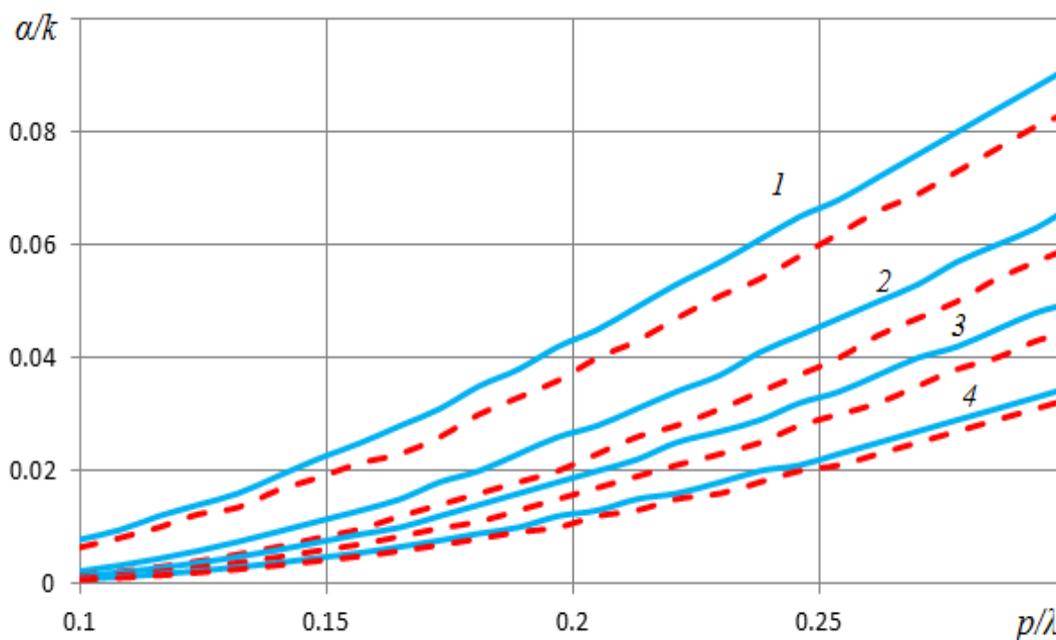
$$\gamma(p) = k \sqrt{1 - (\cos\psi)^2}. \quad (3.6)$$

Формулы (3.5), (3.6) определяют величину постоянной распространения $\beta = \text{Re}(\gamma)$ и затухания $\alpha = \text{Im}(\gamma)$.

Зависимости нормированной на волновое число постоянной распространения от нормированного на длину волны периода p/λ , полученные по формулам (3.5), (3.6) и численным методом с использованием методики [30] показаны на рис. 3.3а. На рисунке видно, что величина постоянной распространения довольно существенно меняется с увеличением периода решетки, формулы (3.5), (3.6) достаточно точно описывают это изменение при малых p/λ ($p/\lambda < 0.2$), при этом точность формул растет с увеличением величины a/λ .



а)



б)

Рис. 3.3. Зависимости постоянной распространения (а) и постоянной затухания (б) от периода для $a/\lambda=0.5$ (1), 0.525 (2), 0.55 (3), 0.6 (4), сплошные кривые – расчет по формулам, штриховые кривые – расчет с использованием методики [30].

Аналогичные зависимости для нормированной постоянной затухания,

рассчитанные с использованием формул (3.5), (3.6) и методики [30], в аналогичных обозначениях представлены на рис. 3.3б. На рисунке видно, что точность формул (3.5), (3.6) при вычислении постоянной затухания, как и в предыдущем случае (рис.3.3а), возрастает с уменьшением величины p/λ и с увеличением величины a/λ .

Применяя параболическую интерполяцию зависимости величины β/k от величины p/λ для дискретного набора величин a/λ , в результате решения квадратных уравнений $\beta/k = \beta_i$ можно найти дискретный набор расстояний a от цилиндров до узкой стенки волновода в зависимости от периода p при использовании двух разных методов расчета (численным и на основе полученных выражений), обеспечивающих заданную постоянную величину β_0 . Используя параболическую интерполяцию между дискретными значениями, получаем приближенные формулы, описывающие непрерывные зависимости $a_\lambda(p_\lambda)$. В частности, при $\beta_0/k = 0.5$:

$$a_\lambda(p_\lambda) = -0.5176(p_\lambda)^2 - 0.1064(p_\lambda) + 0.5769, \quad (3.7)$$

$$a_\lambda(p_\lambda) = -1.3208(p_\lambda)^2 + 0.10098(p_\lambda) + 0.5632, \quad (3.8)$$

где $a_\lambda = a/\lambda$, $p_\lambda = p/\lambda$.

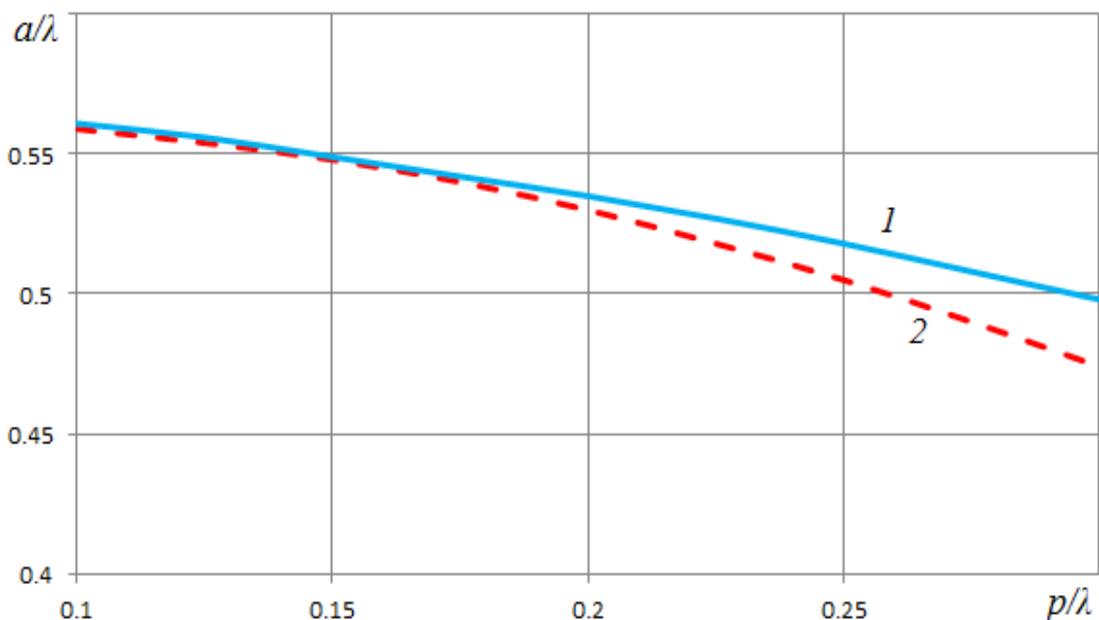
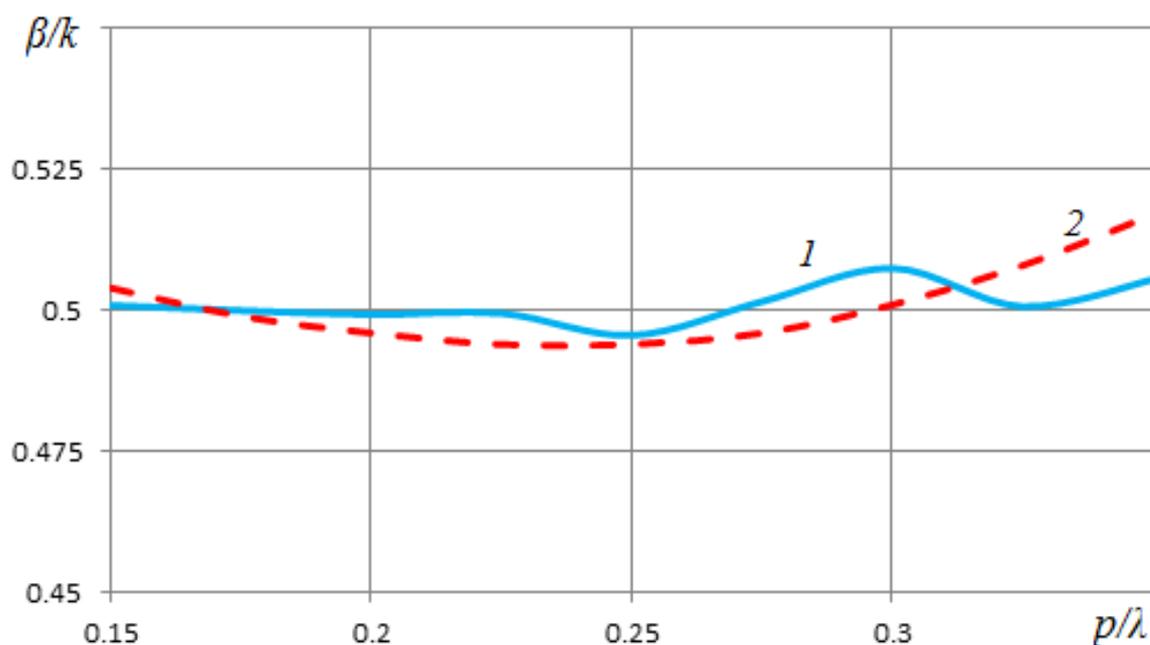
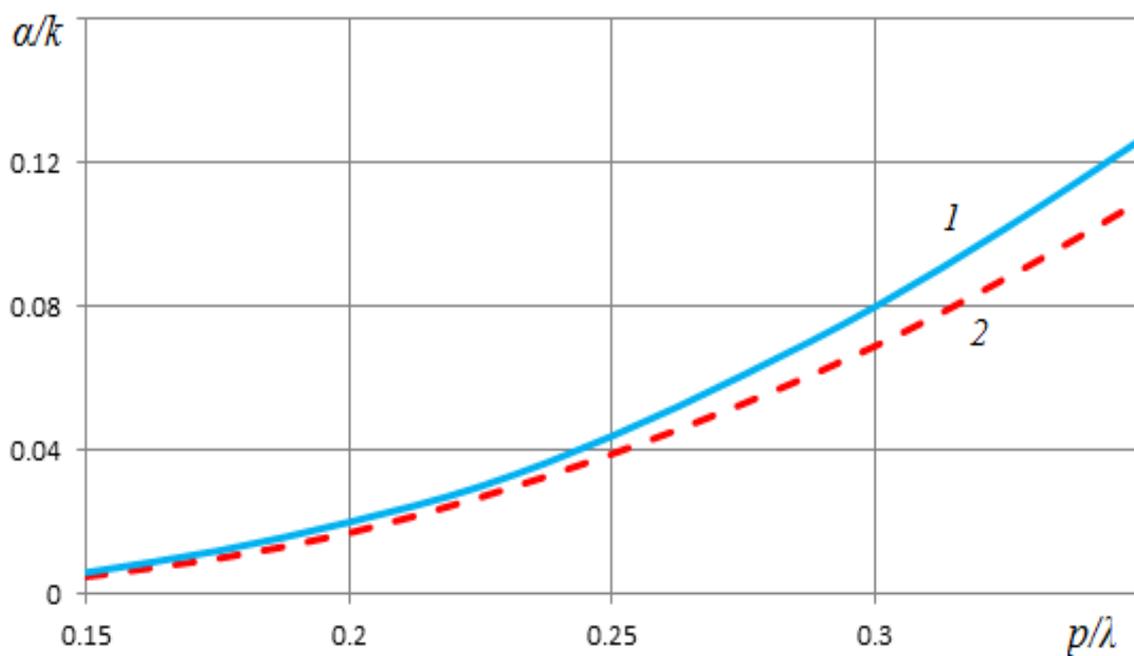


Рис. 3.4. Зависимость размера волновода в Н плоскости от периода: кривая 1 – расчет по формуле (3.7), 2 – расчет по формуле (3.8).

На рис.3.4 показаны зависимости нормированной величины a_λ от нормированного периода p_λ , рассчитанные по формулам (3.7), (3.8). Соответствующие зависимости нормированных постоянных распространения β/k и затухания α/k , полученные численным методом, показаны на рис.3.5 в аналогичных обозначениях.



а)



б)

Рис. 3.5. Зависимости постоянной распространения (а) и постоянной затухания (б) от периода при одновременном изменении параметров a_λ и p_λ , (1) - рассчитанные по формуле (3.7), (2) - рассчитанные по формуле (3.8).

Зависимости, представленные на рис. 3.5 кривыми 1, 2, соответственно, можно аппроксимировать параболическими функциями:

$$\alpha(p_\lambda) = 2.1933(p_\lambda)^2 - 0.4959(p_\lambda) + 0.0312, \quad (3.9)$$

$$\alpha(p_\lambda) = 1.8097(p_\lambda)^2 - 0.3843(p_\lambda) + 0.0217. \quad (3.10)$$

В качестве примера применения развитой численно-аналитической методики рассмотрим задачу синтеза антенны с равномерным амплитудным распределением $|A(z)|=1$. Подставляя в формулу (1) значения $L_\lambda = 10$, $P(0)=1$ и $P(L)=0.1$ и приравнивая полученную функцию $\alpha(z)$ функциям $\alpha(p)$, которые определены формулами (3.9), (3.10), находим соответствующие зависимости нормированного периода p/λ от нормированной координаты z_λ :

$$p_\lambda = \frac{0.4959 + \sqrt{0.2459 - 8.7732 \cdot (0.0312 - \alpha(z_\lambda))}}{4.3866}, \quad (3.11)$$

$$p_\lambda = \frac{0.3843 + \sqrt{0.14768 - 7.2388 \cdot (0.0217 - \alpha(z_\lambda))}}{3.6194}. \quad (3.12)$$

Зависимость постоянной затухания находим по формуле (3.1), зависимости периода от координаты z – по формулам (3.11), (3.12).

Полученные результаты представлены на рис. 3.6 кривыми 1–3 соответственно.

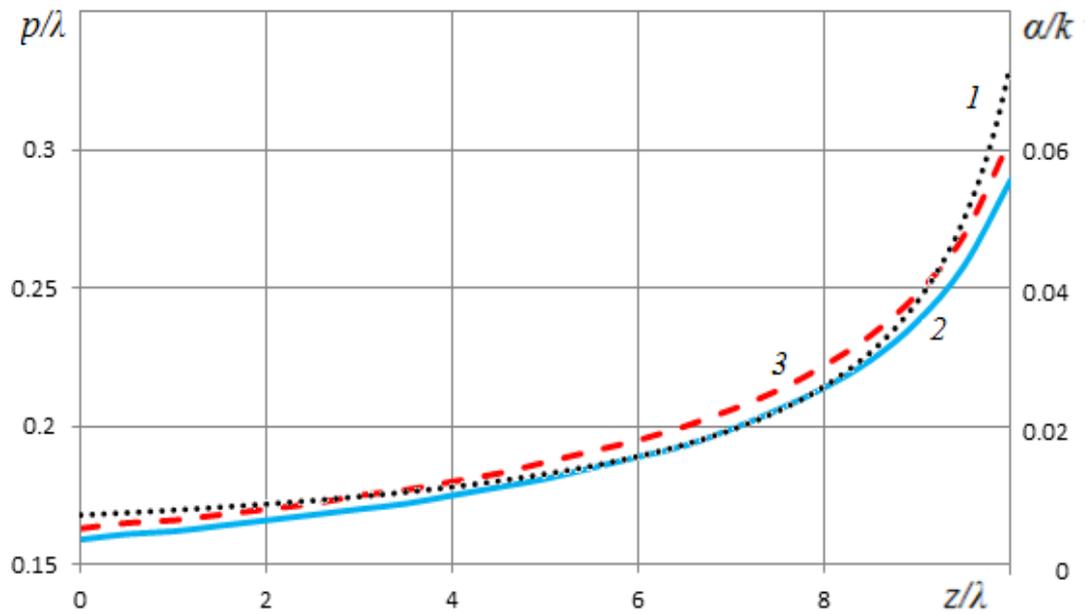
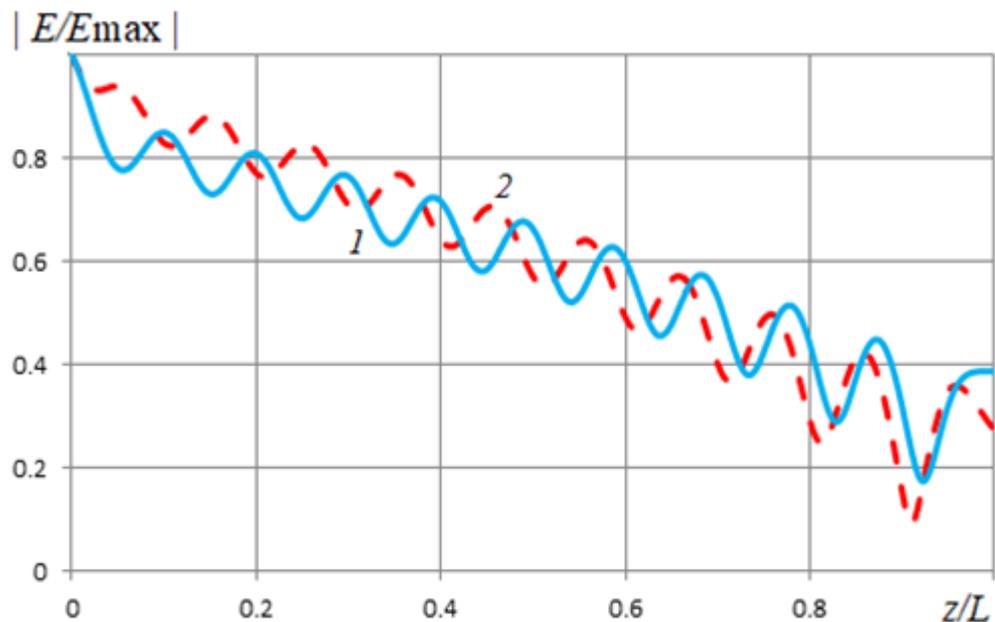
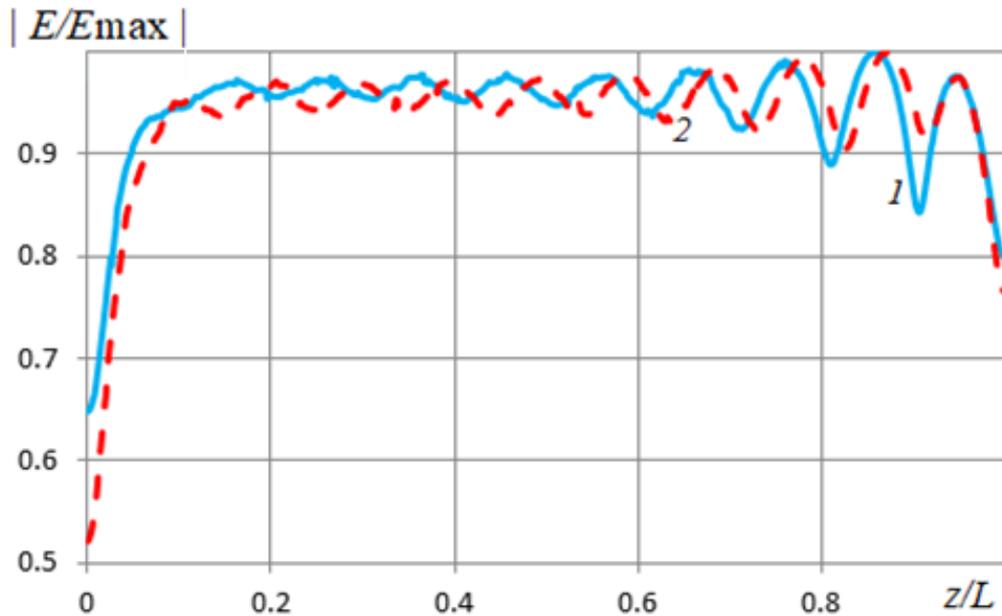


Рис. 3.6. Зависимости постоянной затухания и периода вдоль антенны.

Нормированные распределения амплитуды электрического поля внутри волновода, полученные в результате электродинамического моделирования с использованием МКЭ для зависимости $p_\lambda(z_\lambda)$, рассчитанной по формуле (3.11) и по формуле (3.12) при синтезе антенны на частоте 9 ГГц представлены на рис.3.7а.



а)



б)

Рис. 3.7. Нормированное распределение амплитуды электрического поля внутри волновода (а) и вдоль антенны на расстоянии $\lambda/4$ от решетки (б): 1 - синтез по формуле (3.11) 2 – синтез по формуле (3.12)

Также в результате электродинамического моделирования были найдены соответствующие нормированные распределения амплитуды электрического поля вдоль антенны на расстоянии $\lambda/4$ от решетки, которые показаны на рис. 3.7б.

На рисунке видно, что кривые имеют относительно небольшие колебания вокруг постоянной величины и незначительно спадают на концах антенны. При этом амплитуда колебаний кривых для антенны, синтезированной по формуле (3.11), несколько больше, чем у антенны, синтезированной по формуле (3.12).

Далее для антенн, синтезированных по формулам (3.13), (3.14), были найдены зависимости коэффициента отражения от частоты. Результаты представлены на рис. 3.8.

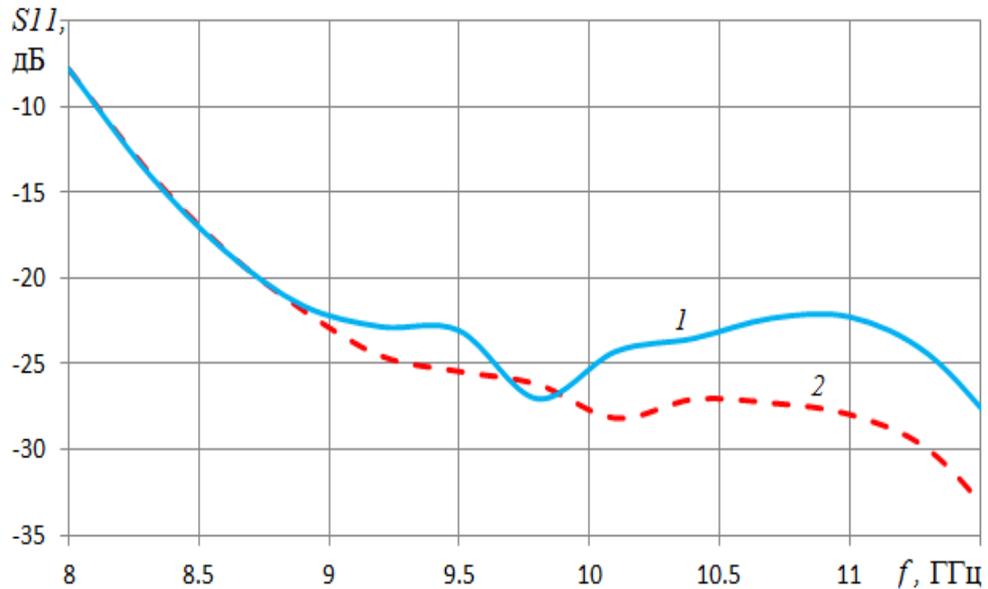


Рис. 3.8. Зависимость коэффициента отражения от частоты: 1- синтез по формуле (3.11), 2- синтез по формуле (3.12).

Рассмотрим другой (аналитический) метод синтеза АВВ в виде нерегулярного полого прямоугольного металлического волновода с узкой стенкой в виде решетки круглых металлических цилиндров.

Формулу (3.5) можно написать в следующем виде:

$$\cos(\psi) = g + i \cdot d^2 \cdot g^3 / 4\pi \quad (3.13)$$

где $g = 2\pi/(d + 2ka)$. Подставляя разложение (3.13) в выражение (3.6) для γ и разлагая корень по малой величине $\text{Im}(\cos \psi)$, получаем приближенные значения постоянных распространения и затухания, соответственно:

$$\beta(p) = k \cdot \sqrt{1 - g^2} \quad (3.14)$$

$$\alpha(p) = k \cdot d^2 \cdot g^4 / (4\pi \sqrt{1 - g^2}) \quad (3.15)$$

Зависимости нормированной на волновое число постоянной распространения от нормированного на длину волны периода p_λ , рассчитанные с использованием формулы (3.14) и численной методики [30] показаны на рис. 3.9 двумя семействами кривых 1, 2, 3, 4 для $a/\lambda = 0.5, 0.525, 0.55, 0.6$, соответственно. Сплошные кривые – расчет по формуле (3.14), штриховые кривые – строгий

расчет с использованием численной методики [30].

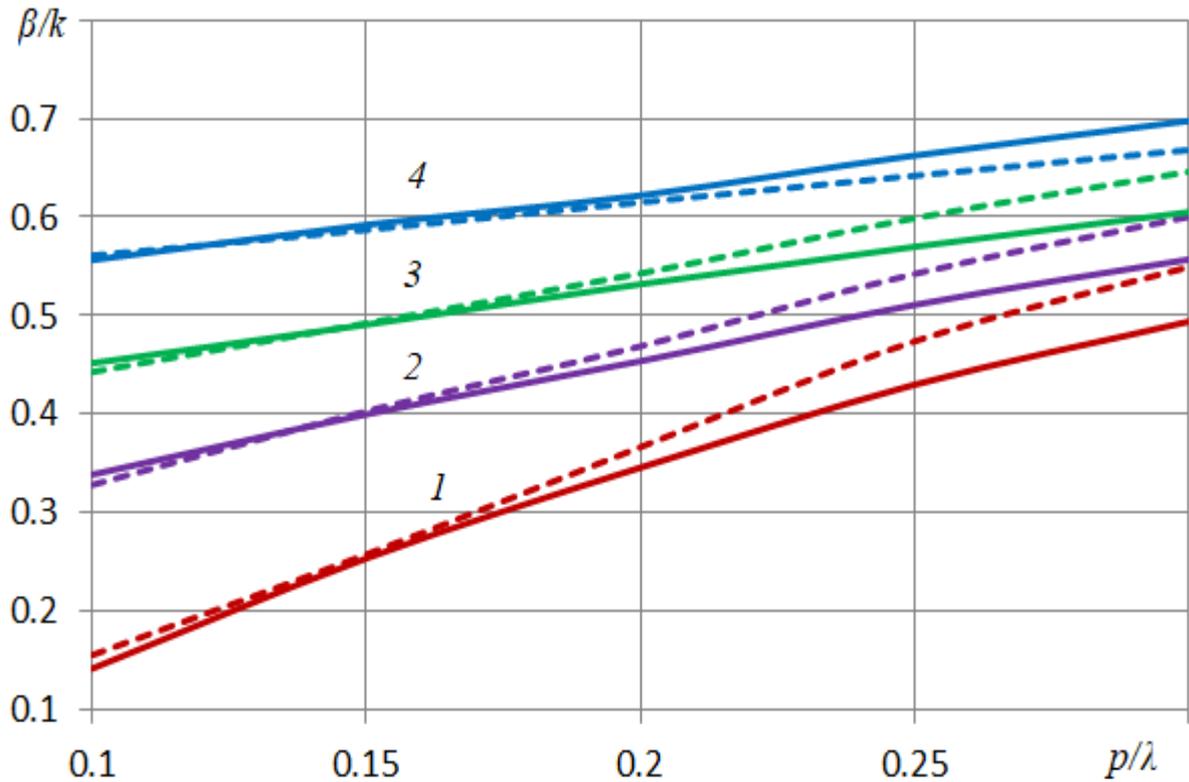


Рис. 3.9. Зависимости нормированной постоянной распространения от нормированного периода: сплошные кривые – расчет по формуле (3.14), штриховые кривые - расчет с использованием численного метода.

На рисунке видно, что с увеличением величины a/λ постоянная распространения слабее зависит от периода, а точность формулы (3.14) растёт. Точность формулы также растет с уменьшением периода и при $p/\lambda < 0.2$ результаты расчетов точным и приближенным методом - близки.

На рис. 3.10 в аналогичных обозначениях представлены аналогичные зависимости для нормированной постоянной затухания, рассчитанные с использованием формулы (3.15) и численной методики [30].

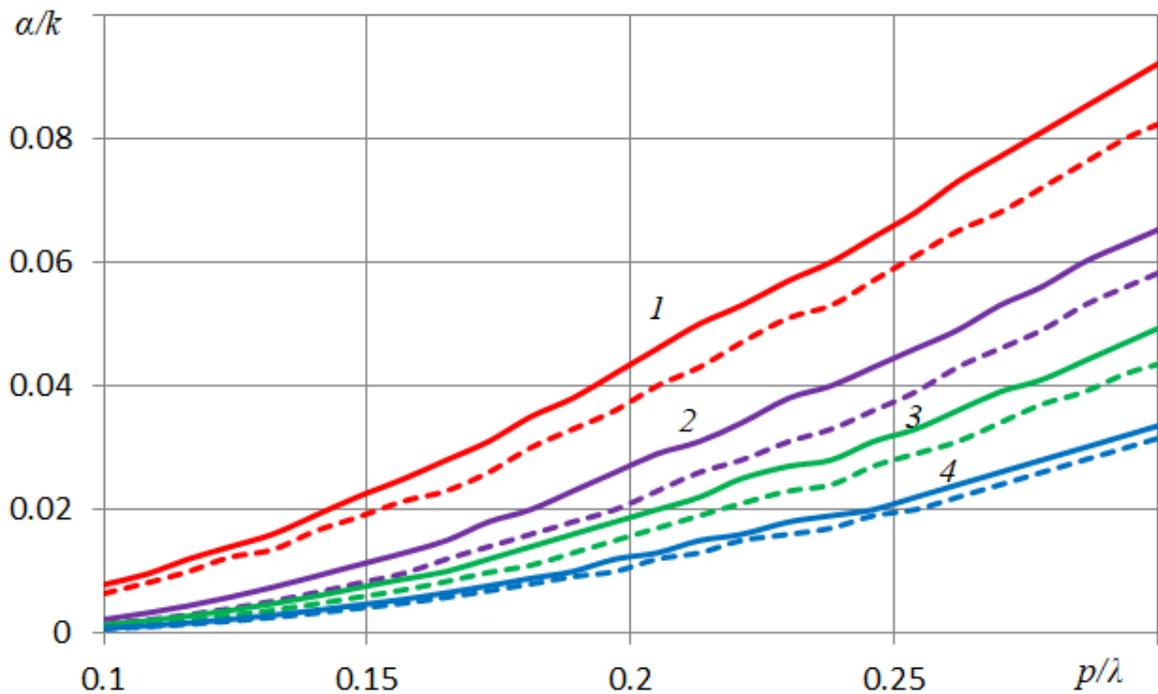


Рис. 3.10. Зависимости нормированной постоянной затухания от нормированного периода: сплошные кривые – расчет по формуле (3.15), штриховые кривые - расчет с использованием численного метода.

На рис. 3.10 видно, что точность формулы (3.15) также растёт с увеличением величины a/λ и уменьшением величины p/λ и при $p/\lambda < 0.2$ результаты расчета точным и приближенным методом - близки.

Из требования $\beta/\kappa = C = \text{const}$ из формулы (3.14) получаем:

$$a(p) = (\pi / (k\sqrt{1 - C^2})) - (d / 2k) \quad (3.16)$$

На рис. 3.11 показаны зависимости нормированной величины a_λ от нормированного периода p_λ .

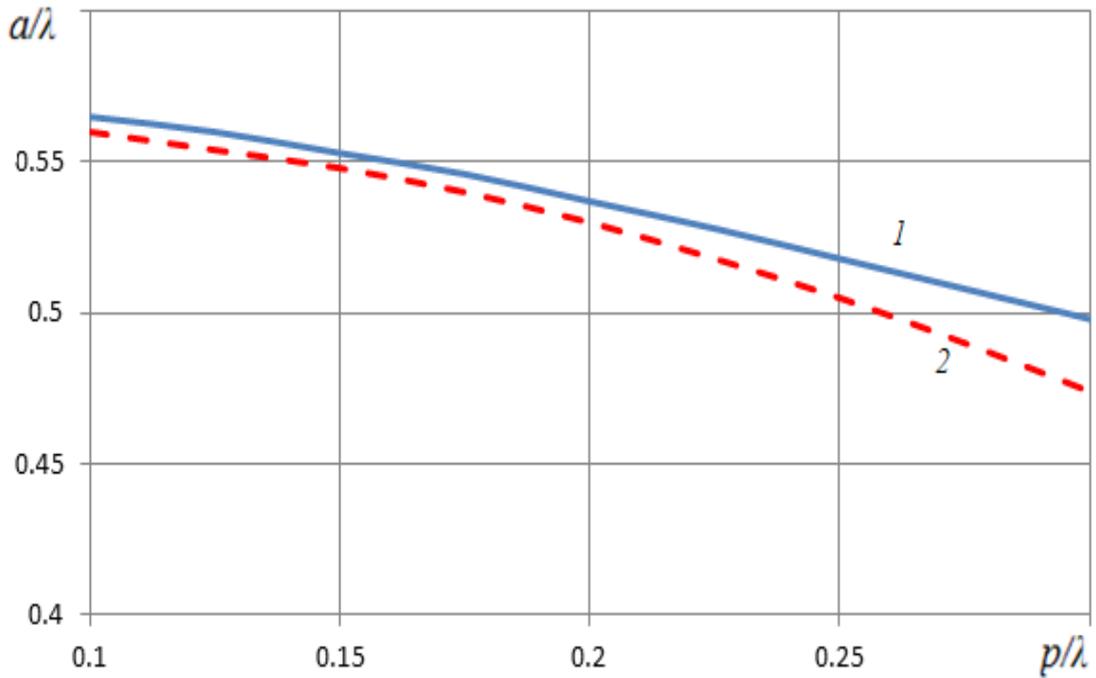


Рис. 3.11. Зависимость нормированного размера волновода в Н плоскости от нормированного периода: 1- по формуле (3.16), 2- численным методом

Соответствующие зависимости нормированных постоянных распространения β/k и затухания α/k , рассчитанные по формулам (3.14) и (3.15) при одновременном изменении величин a и p в соответствии с формулой (3.16) и зависимостью, полученной численно-аналитическим методом (рис.3.5а), показаны, соответственно, на рис. 3.12, 3.13 в тех же обозначениях, как и на рис.3.11. На рисунках видно, что результаты расчетов постоянной затухания ближе между собой (рис.3.13), чем результаты расчетов постоянной распространения (рис.3.12). При этом следует отметить, что небольшой сдвиг среднего значения постоянной распространения относительно заданной величины меняет только угол излучения и практически не влияет на усиление и форму ДН антенны. При этом линейная составляющая зависимости постоянной распространения от периода (рис.3.12) при переменном периоде приводит к соответствующим фазовым aberrациям в апертуре антенны.

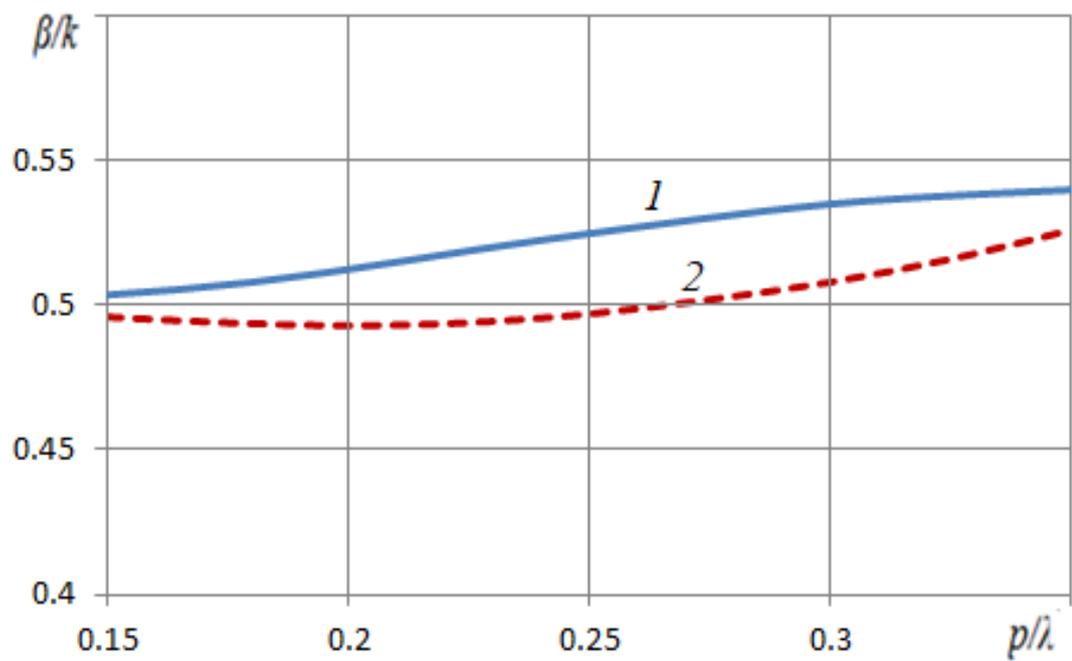


Рис. 3.12. Зависимости нормированной постоянной распространения нерегулярного волновода от нормированного периода.

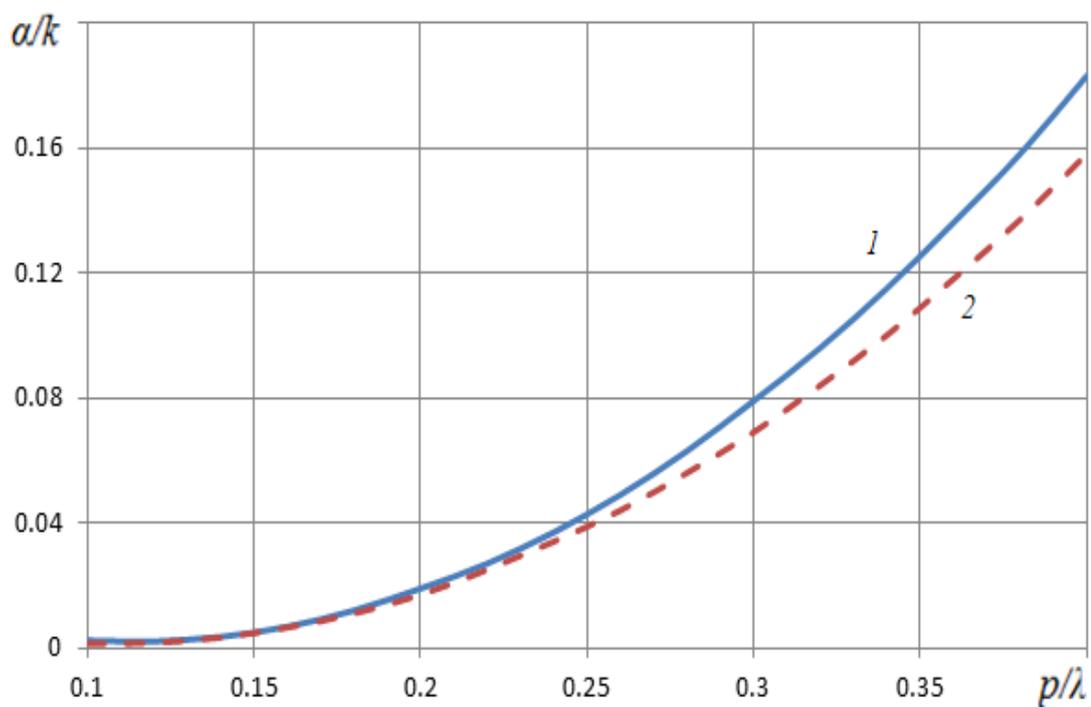


Рис. 3.13. Зависимости нормированной постоянной затухания нерегулярного волновода от нормированного периода.

При условии $\beta/\kappa = C$ из формулы (3.14) можно получить: $g = \sqrt{1 - C^2}$.

Подставляя это выражение в формулу (3.15), получаем

$$\ln\left(\frac{p}{2\pi\rho}\right) = \sqrt{\alpha \cdot \frac{\pi C \cdot \lambda^2}{k \cdot p^2 g^4}} \quad (3.17)$$

Заменяя $t = \frac{p}{2\pi\rho}$ и $f(t) = t \ln(t)$ формулу (3.17) можно записать в виде

$$f(t) = \sqrt{\frac{\alpha}{M}}, \quad M = \frac{4k\pi \cdot \rho^2 g^4}{C \cdot \lambda^2} \quad (3.18)$$

Для функции $F(t)$, обратной к функции $f(t)$, можно получить параболическую аппроксимацию в виде:

$$F(t) = 0.0047t^2 + 0.4859t + 1.3177 \quad (3.19)$$

Результаты расчета функции $F(t)$ по формуле (3.18) приведены на рис.3.14 кривой 1, точного расчета функции $F(t)$ – кривой 2.

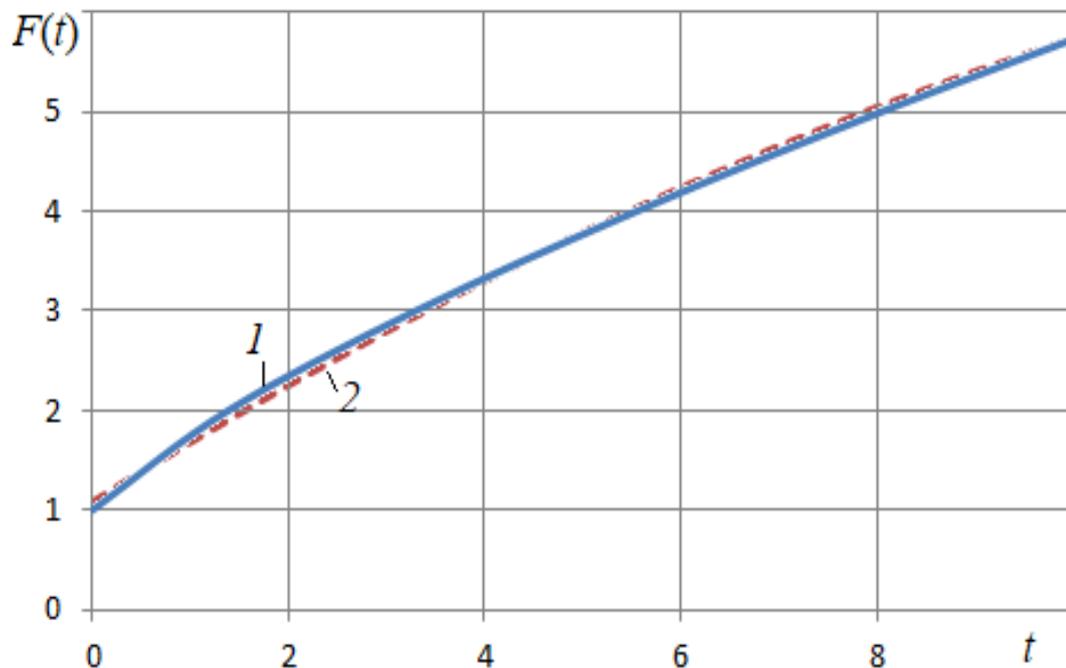


Рис.3.14. Результаты расчета функции $F(t)$.

Используя формулы (3.19) и (3.18), нетрудно получить:

$$P(z) = 2\pi\rho \cdot [0.0047 \cdot \left(\frac{\alpha(z)}{M}\right) + 0.4859 \cdot \sqrt{\frac{\alpha(z)}{M}} + 1.3177] \quad (3.20)$$

где $\alpha(z)$ определена формулой (3.1).

Формулы (3.1), (3.16), (3.20) определяют решение задачи синтеза.

В качестве первого примера применения полученных формул рассмотрим задачу синтеза антенны с синусоидальным амплитудным распределением

$A(z) = \sin(\pi \cdot \frac{z}{L})$. Подставляя это выражение в формулу (3.1), получаем:

$$\alpha(z) = \frac{(P(0) - P(L)) \cdot \sin^2(\pi \cdot \frac{z}{L})}{P(0) \cdot (L - z) + z \cdot P(L) + \frac{L}{2\pi} \sin(\frac{2\pi}{L} z)} \quad (3.21)$$

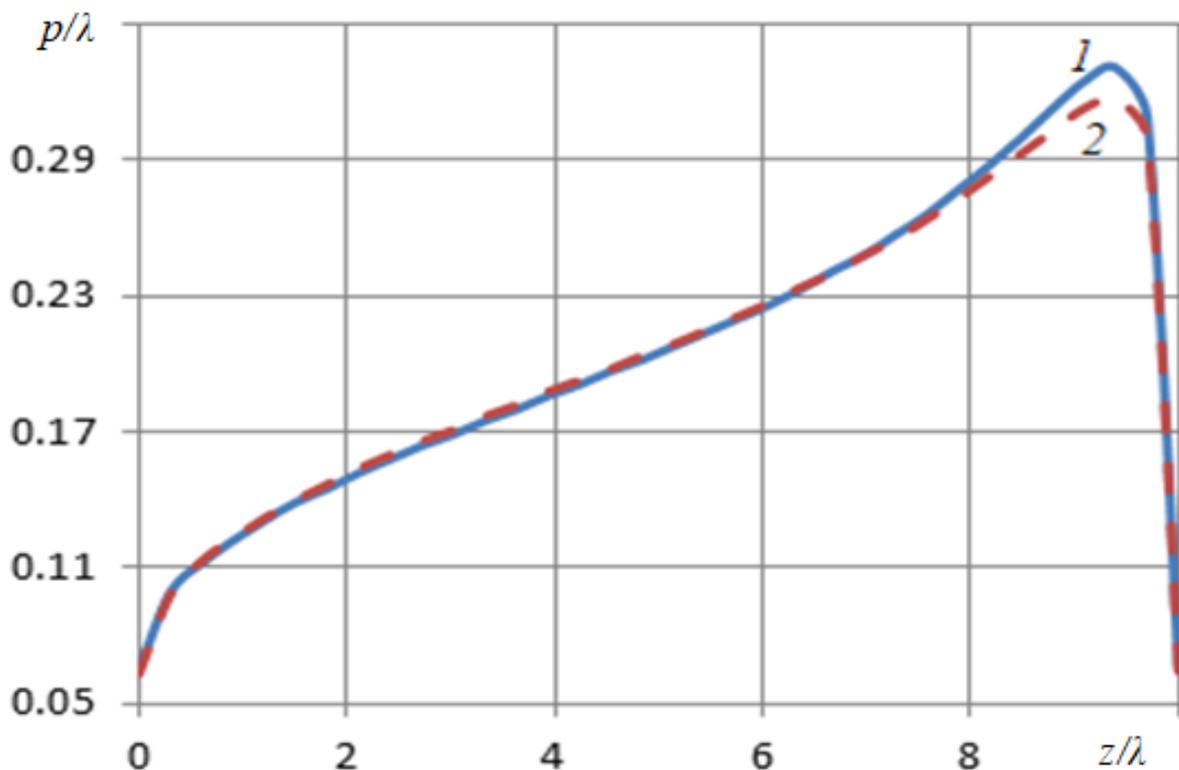


Рис.3.15. Зависимости нормированного периода p_λ в антенне с синусоидальным амплитудным распределением от нормированной продольной координаты z_λ .

Подставляя выражение (3.21) для α/κ в формулу (3.20) созначениями $L_\lambda = 10$, $P(0)=1$, $P(L)=0.01$ находим соответствующую зависимость нормированного

периода p_λ отнормированной координаты z_λ (кривая 1 на рис. 3.15). Кривой 2 на рисунке показана аналогичная зависимость, полученная с использованием численно-аналитической методики синтеза.

На рисунке видно, что зависимости, полученные с использованием аналитической теории и численно-аналитической методики совпадают практически везде, за исключением небольшой области в конце антенны, где периоды отличаются на величину около 0.01.

В качестве второго примера синтезируем антенну с равномерным амплитудным распределением: $A(z) = 1$. Подставляя это распределение в формулу (3.1) получаем:

$$\alpha(z) = \frac{0.5(P(0) - P(L))}{P(0) \cdot L_\lambda - z \cdot (P(0) - P(L))} \quad (3.22)$$

Подставляя выражение (3.22) в формулу (3.20) со значениями параметров $L_\lambda = 10$, $P(0) = 1$ и $P(L) = 0.1$ получаем решение $P(z)$ для равномерного амплитудного распределения. Зависимость $p(z)$, рассчитанная по формуле (3.20) с использованием формулы (3.22), представлена на рис. 3.16 кривой 1, кривой 2 на рисунке приведена аналогичная зависимость, полученная с использованием численно-аналитической процедуры синтеза, кривой 3 - с использованием численной процедуры синтеза.

Как видно на рис. 3.16, результаты расчета $p(z)$, полученные всеми тремя методами, близки друг к другу.

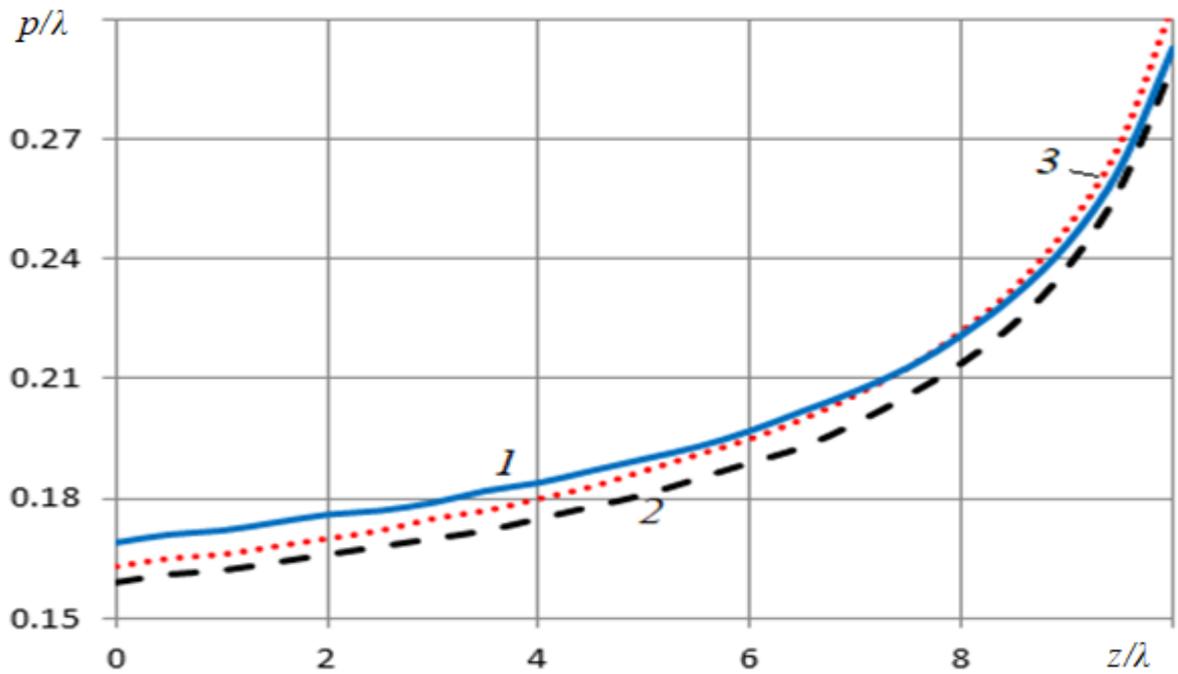


Рис.3.16. Зависимости нормированного периода p/λ в антенне с равномерным амплитудным распределением от нормированной продольной координаты z/λ .

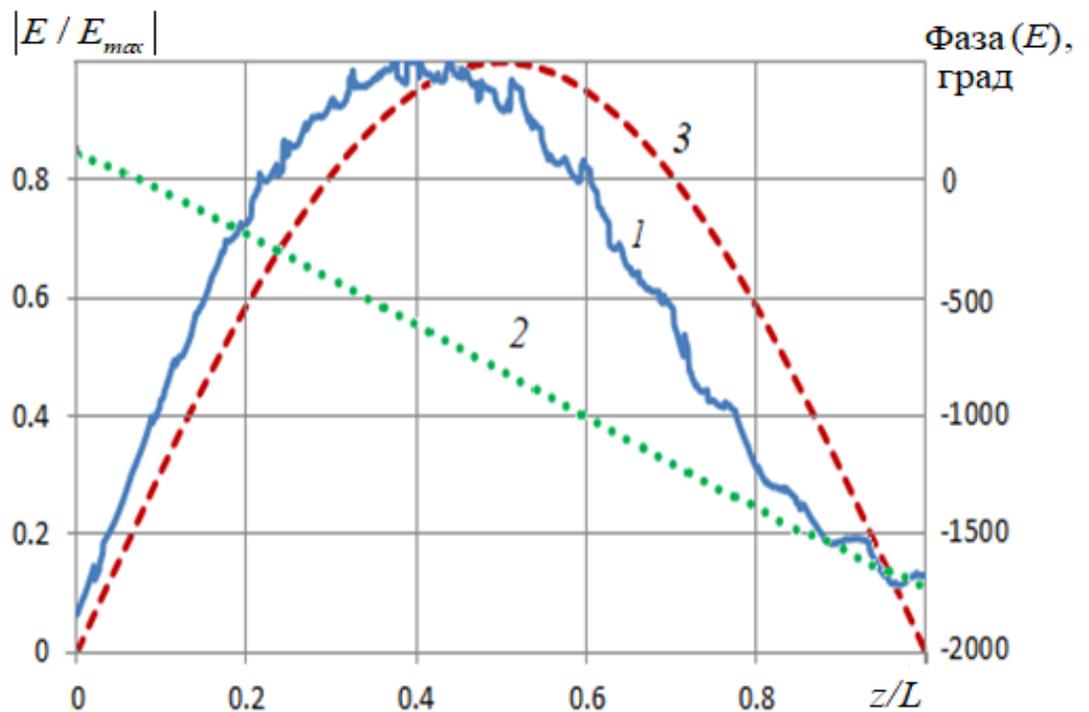


Рис.3.17. Распределение электрического поля вдоль антенны: 1 – амплитудное распределение, 2- фазовое распределение, 3- синусоидальное распределение.

Кривыми 1, 2 на рис. 3.17 показаны распределения, соответственно нормированной амплитуды и фазы электрического поля вдоль синтезированной антенны с синусоидальным амплитудным распределением длиной 330 мм и размером узкой стенки волновода – 10 мм на расстоянии 8 мм от решетки на частоте 9 ГГц, полученные в результате электродинамического моделирования с использованием МКЭ. Кривой 3 на рисунке показано заданное (синусоидальное) распределение амплитуды.

Как видно на рисунке, максимум амплитудного распределения синтезированной антенны немного сдвинут в сторону входа антенны. Фазовое распределение при этом – практически линейное.

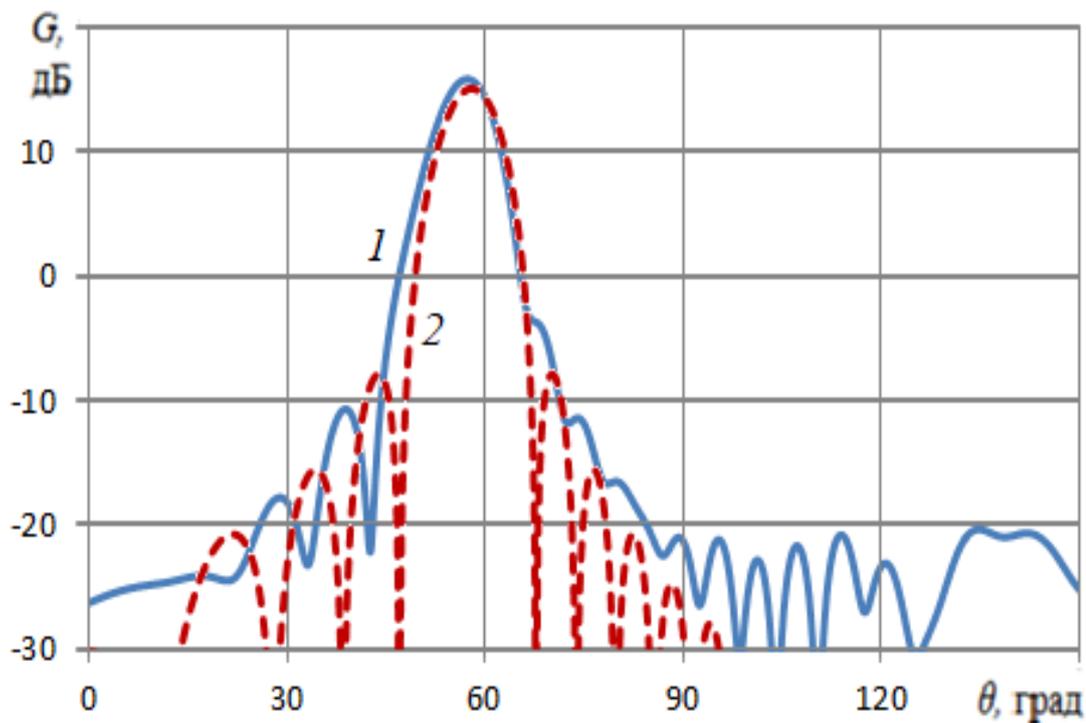


Рис.3.18. Диаграммы направленности в Н-плоскости

На рис. 3.18 кривой 1 показана ДН в Н-плоскости синтезированной антенны. Кривой 2 на рисунке показана ДН соответствующей апертуры с заданным синусоидальным распределением и соответствующим линейным фронтом.

На рисунке видно, что, несмотря на погрешность синтеза амплитудного распределения (рис.3.17), ДН синтезированной антенны и апертуры с линейным фронтом и точным синусоидальным распределением амплитуды - близки.

На рис.3.19 приведены распределения амплитуды и фазы электрического вдоль антенны с заданным равномерным распределением, синтезированной с использованием аналитической и численно-аналитической методик.

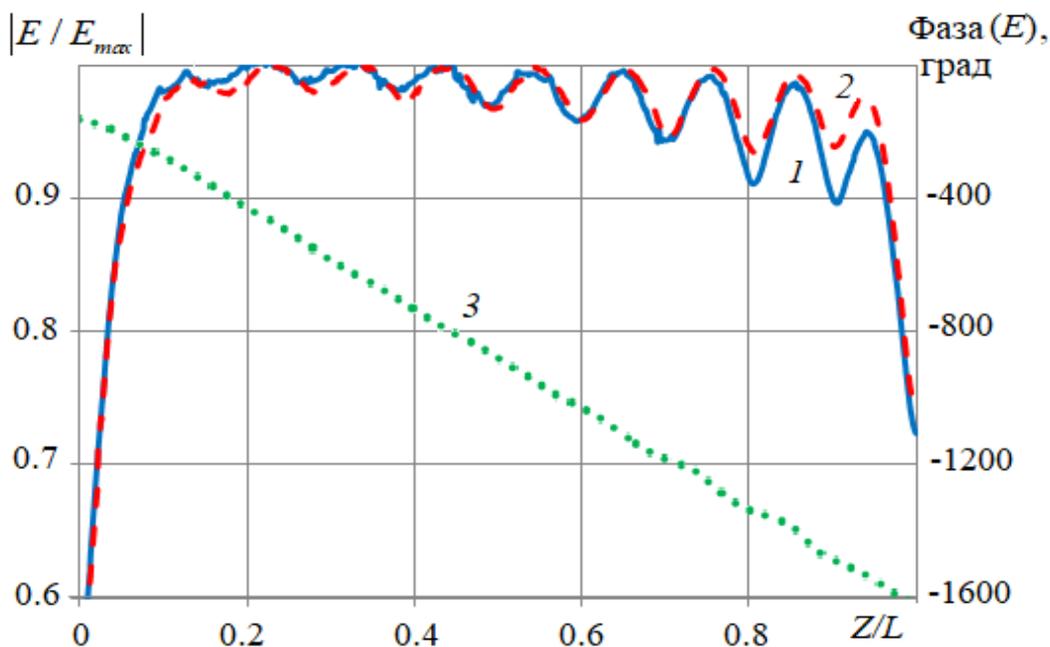


Рис.3.19. Нормированное распределение электрического поля вдоль антенны с постоянным амплитудным распределением: 1 – амплитудное распределение, синтезированное аналитическим методом, 2- амплитудное распределение, синтезированное численно-аналитическим методом, 3 - фазовое распределение, синтезированное аналитическим методом.

На рисунке видно, что амплитудные распределения имеют небольшие колебания вокруг средней величины, амплитуда которых увеличивается к концу антенны. При этом их средняя величина ближе к заданному (постоянному) значению, а амплитуда колебаний существенно больше, чем для антенны с синусоидальным распределением (рис.3.17). Фазовое распределение близко к линейному.

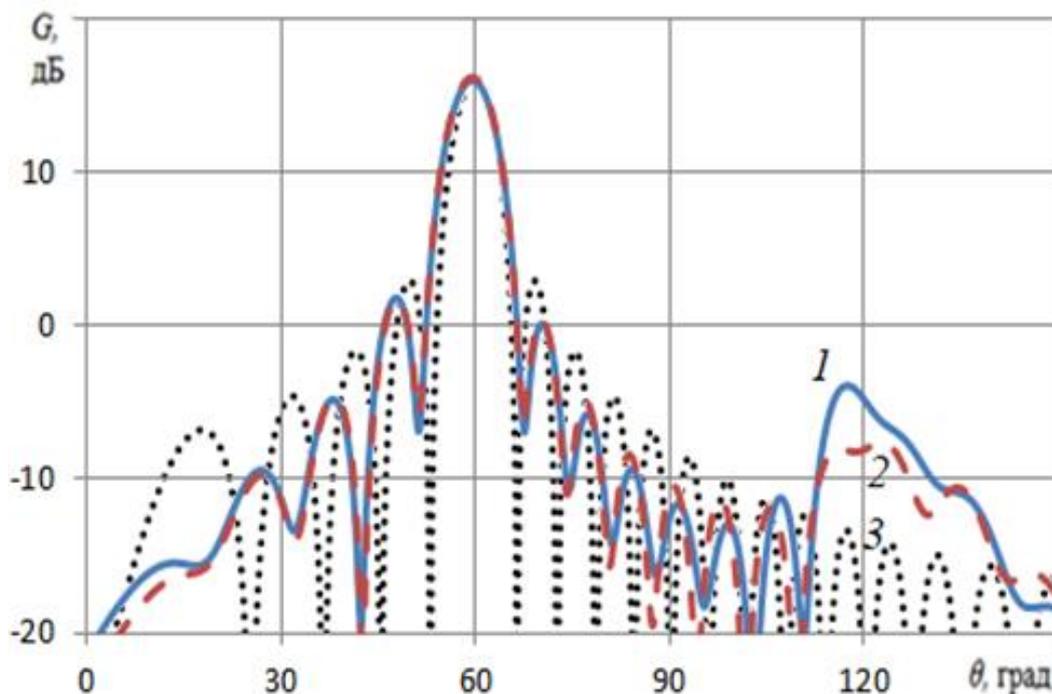


Рис.3.20. Диаграммы направленности в H -плоскости: 1- аналитический метод, 2 – численно-аналитический метод, 3–идеальная апертура

На рис. 3.20 показаны ДН в H -плоскости синтезированной аналитическим и численно-аналитическим методом антенны с постоянным амплитудным распределением, а также идеальной апертуры (с постоянным амплитудным распределением и линейным фронтом). На рисунке видно, что небольшая отличие ДН идеальной апертуры наблюдается, главным образом, в боковом излучении, а ДН антенн, синтезированной разными методами, практически совпадают.

На рис. 3.21 показаны ДН синтезированной на частоте 9 ГГц антенны с постоянным амплитудным распределением в H - плоскости на семи частотах.

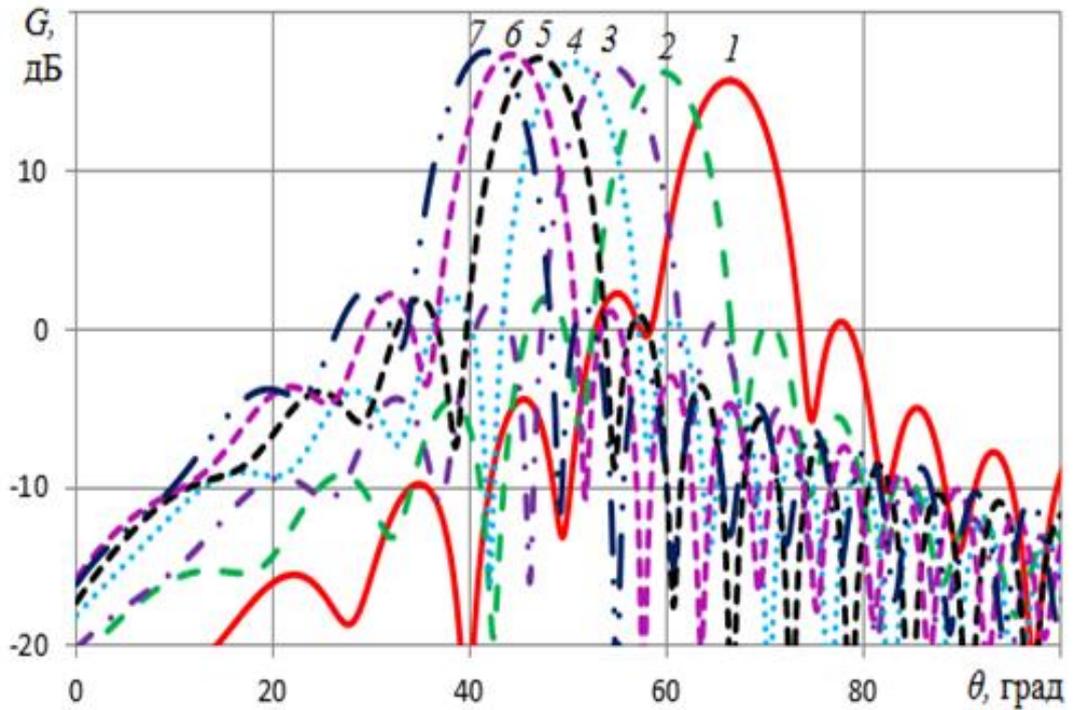


Рис. 3.21. Диаграммы направленности синтезированной антенны с равномерным амплитудным распределением в H - плоскости на частотах: 1- 8.5 ГГц, 2- 9 ГГц, 3- 9.5 ГГц, 4- 10 ГГц, 5- 10.5 ГГц, 6- 11 ГГц, 7- 11.5 ГГц.

На рисунке видно, что с увеличением частоты ширина главного лепестка ДН уменьшается, а усиление – растет. Наблюдается также небольшое возрастание уровня бокового излучения.

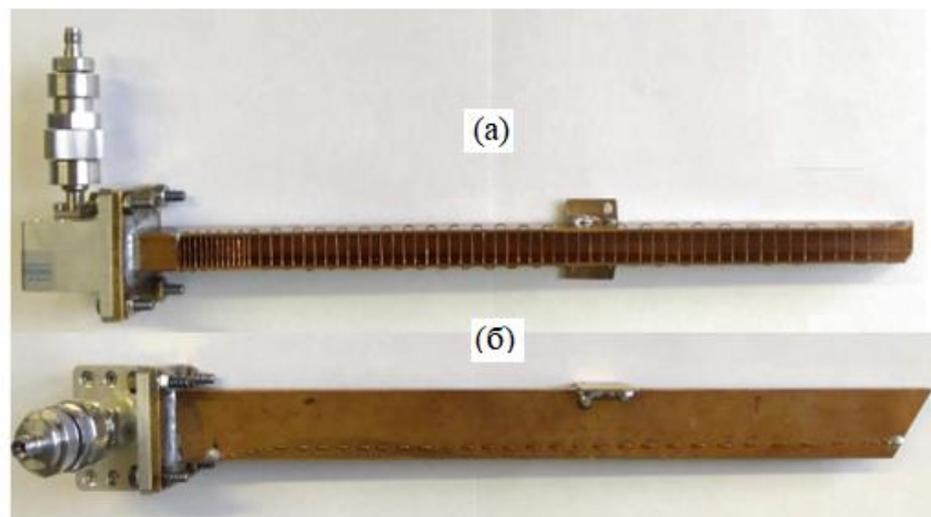


Рис. 3.22. Экспериментальный образец антенны вытекающей волны.

На рис. 3.22 показаны фотографии экспериментального образца синтезированной антенны вытекающей волны с постоянным амплитудным распределением и коаксиально-волноводным переходом.

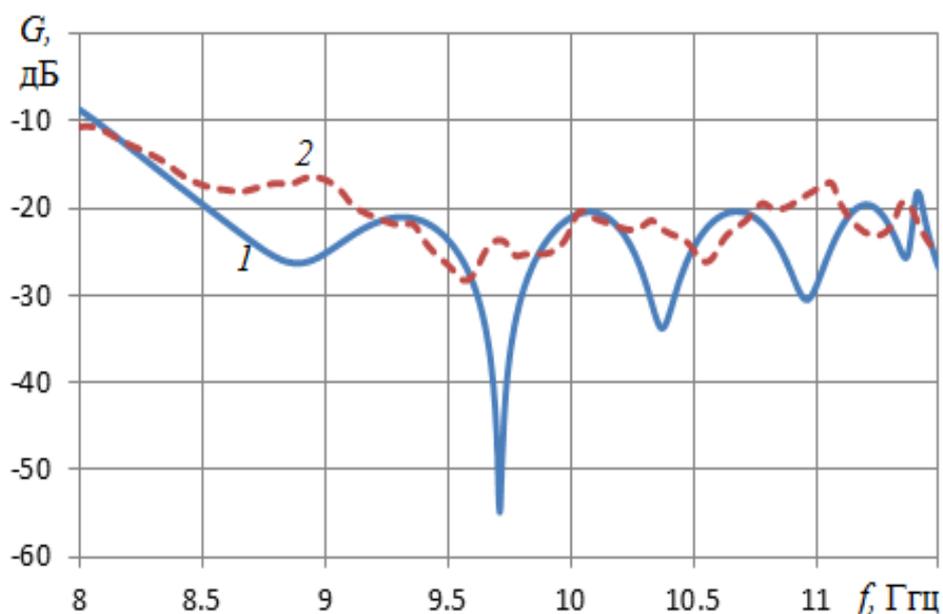


Рис. 3.23. Зависимость от частоты коэффициента отражения экспериментального образца антенны: 1- численный эксперимент, 2- физический эксперимент.

На рис. 3.23 показана зависимость от частоты коэффициента отражения от входа экспериментального образца антенны. Небольшое отличие результатов численного и физического эксперимента (в области ниже уровня – 18 дБ) можно объяснить тем, что наличие коаксиально-волноводного перехода при проведении численного моделирования не учитывалось.

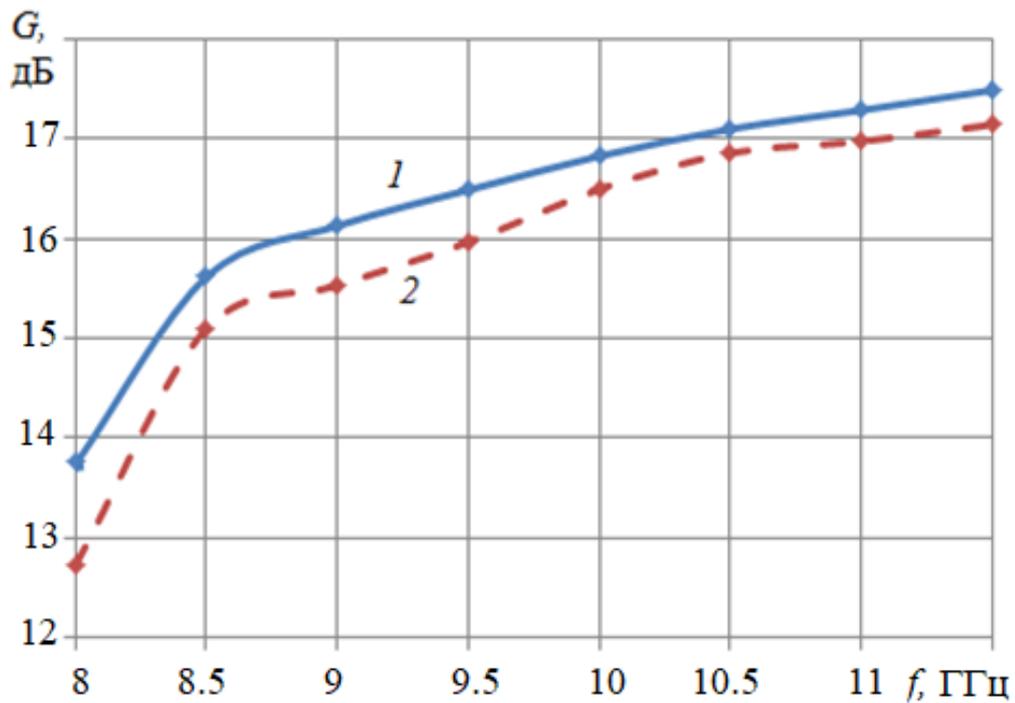


Рис. 3.24. Зависимость от частоты коэффициента усиления экспериментального образца антенны: 1- численный эксперимент, 2- физический эксперимент.

На рис. 3.24 показана зависимость от частоты КУ (G) экспериментального образца антенны. На рисунке видно, что результаты измерений коэффициента усиления меньше результатов численного моделирования на величину 0.2 - 1 дБ, что близко к точности проведенных измерений (0.5 дБ), полученной в результате статистического анализа результатов измерений.

3.2. АНТЕННАЯ РЕШЕТКА ВЫТЕКАЮЩЕЙ ВОЛНЫ С ФИКСИРОВАННЫМ ЛУЧОМ

Синтезированные выше АВВ можно использовать в качестве линейной антенны или элементов линейных решеток, облучающих параболический цилиндр. С изменением частоты луч АВВ сканирует и соответственно сканирует луч гибридной антенны. В ряде приложений такое сканирование является нежелательным. В работе [31] для стабилизации положения луча АВВ в полосе частот использована дисперсионная призма из метаматериала. Следует отметить,

что полной стабилизации положения луча при этом получить не удалось, кроме того, использование призмы из метаматериала приводит к дополнительным тепловым потерям и ограничению пропускаемой мощности.

Исследуем возможность построения АВВ с фиксированным в полосе частот лучом с использованием волноводной призмы с принудительным преломлением. На рис. 3.25а представлен общий вид антенны в виде трех линейных АВВ (1), возбуждающих три параллельно расположенные треугольные призмы (2) с расположенной внутри решеткой прямоугольных волноводов, а на рис. 3.1б - продольное сечение одной из призм с возбуждающей АВВ.

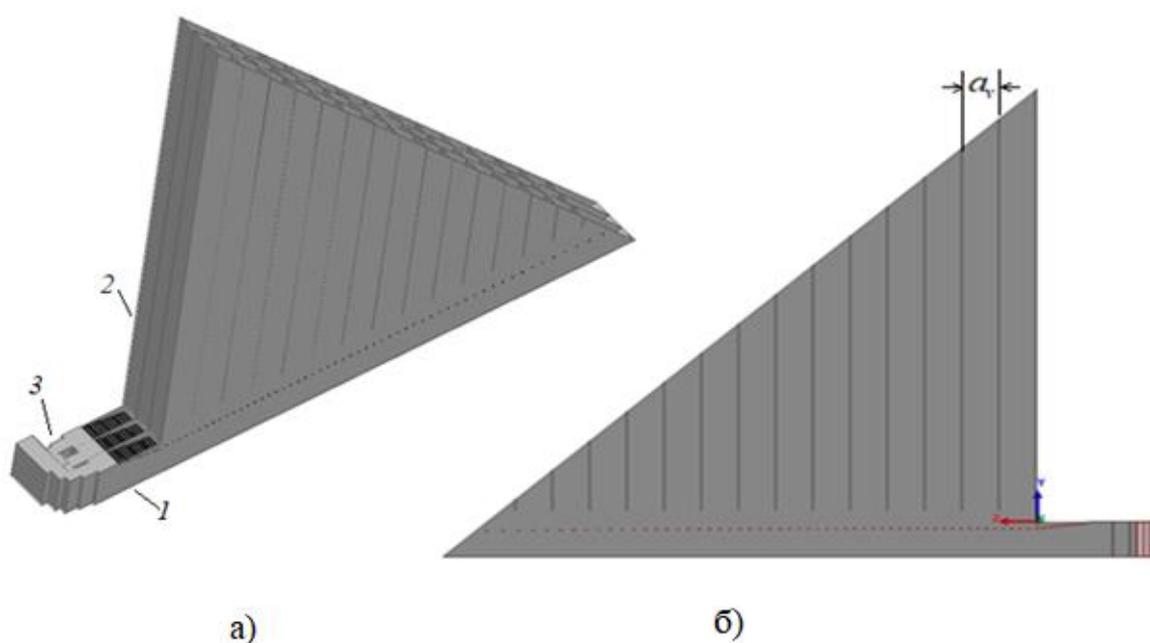


Рис.3.25. Облучающая линейная антенная решетка: а) общий вид, б) продольное сечение

Призма расположена на расстоянии 8.25 мм от линейной АВВ для уменьшения отражения. Границы продольного сечения призмы (рис.3.25б) образуют прямоугольный треугольник. Решетка трех АВВ возбуждается трехканальным делителем мощности (3), исследованным в разделе 3.1. Каждая из трех АВВ(1) представляет собой прямоугольный металлический волновод, одна из узких стенок которого выполнена в виде решетки круглых металлических

цилиндров. Расстояние от цилиндров до другой узкой стенки волновода $a(z)$ и период расположения цилиндров вдоль волновода $p(z)$ – переменные и выбраны из требования равномерного амплитудного распределения излученного поля вдоль антенны (см. раздел 3.1).

Чтобы компенсировать частотную дисперсию АВВ и зафиксировать лучи в одном направлении при изменении частоты приравняем фазовые скорости в волноводах и АВВ на средней частоте диапазона $f=9$ ГГц. Приравнявая $\beta/k=0.5$ соответствующей величине в прямоугольном металлическом волноводе, находим размер широкой стенки волновода $a_v=19.25$ мм. Длины волнопроводов и АВВ при этом совпадают, а границы продольного сечения призмы образуют равнобедренный прямоугольный треугольник.

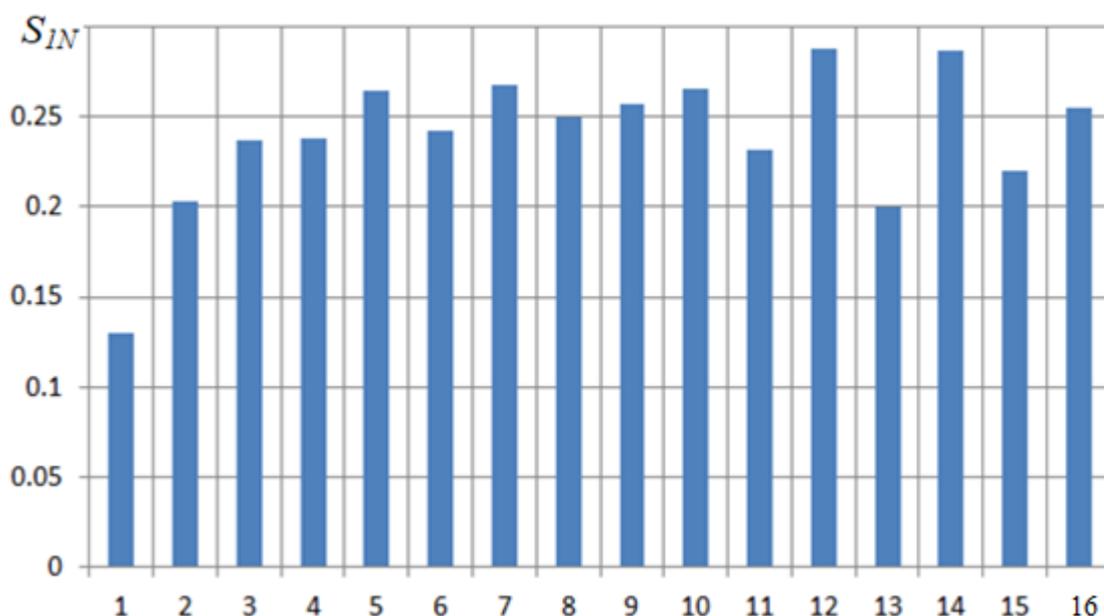


Рис.3.26. Распределение амплитуд мод в волноводах призмы.

На рис. 3.26 показано распределение амплитуд мод в волноводах призмы на частоте 9 ГГц, рассчитанное с использованием МКЭ. На рисунке видно, что амплитудное распределение имеет спад в начале АВВ, а на последнем участке имеются небольшие колебания вокруг средней величины, амплитуда которых увеличивается к концу АВВ. При этом средняя величина близка к заданному

(постоянному) значению. Такое распределение связано с распределением поля на расстоянии $\lambda/4$ от апертуры АВВ на частоте 9 ГГц, которое показана на рис.3.27. Видно, что это амплитудное распределение почти совпадает с распределением амплитуд мод в волноводах (рис.3.26).

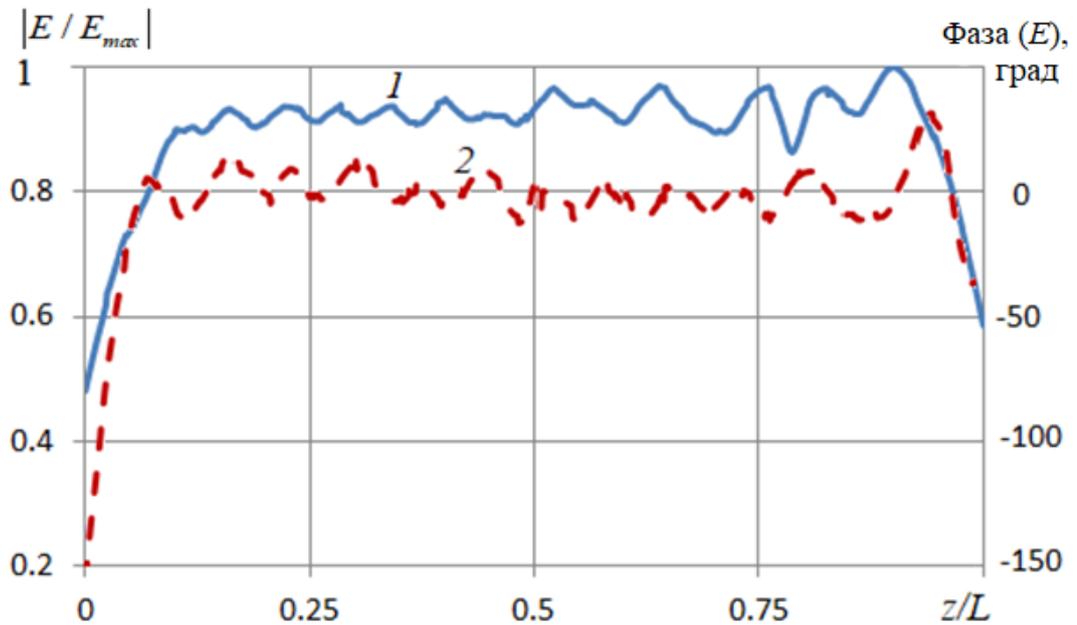


Рис.3.27. Амплитудное и фазовое распределение поля на расстоянии $\lambda/4$ от апертуры АВВ: 1- амплитуда, 2 – фаза.

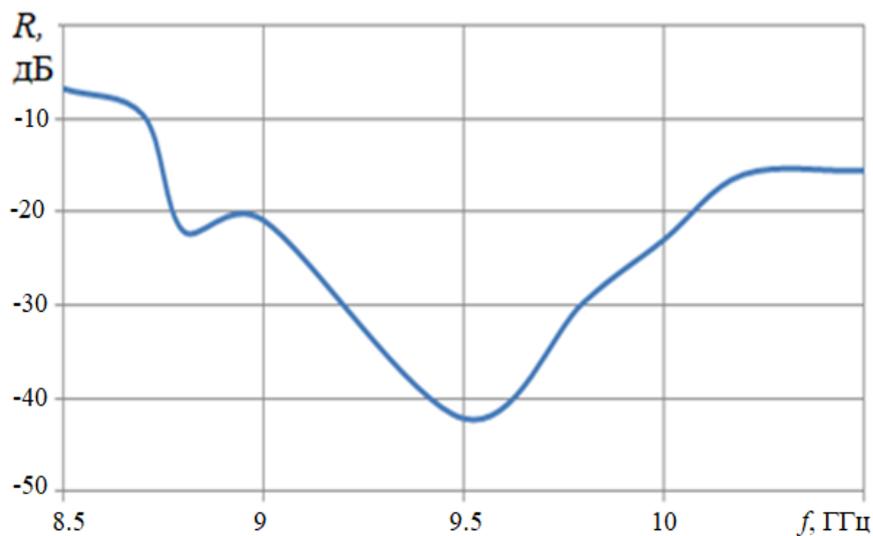


Рис.3.28. Зависимость коэффициента отражения от частоты.

На рис.3.28 показана зависимость коэффициента отражения антенны от

частоты. Видно, что коэффициент отражения в полосе частот 8.8 – 10.2 не превышает уровень – 20 дБ.

На рис. 3.29 показаны ДН антенной решетки на пяти частотах в H -плоскости. Видно, что при увеличении частоты значительно меняется только уровень боковых лепестков, при этом ширина ДН, КУ и положение максимума ДН меняются мало.

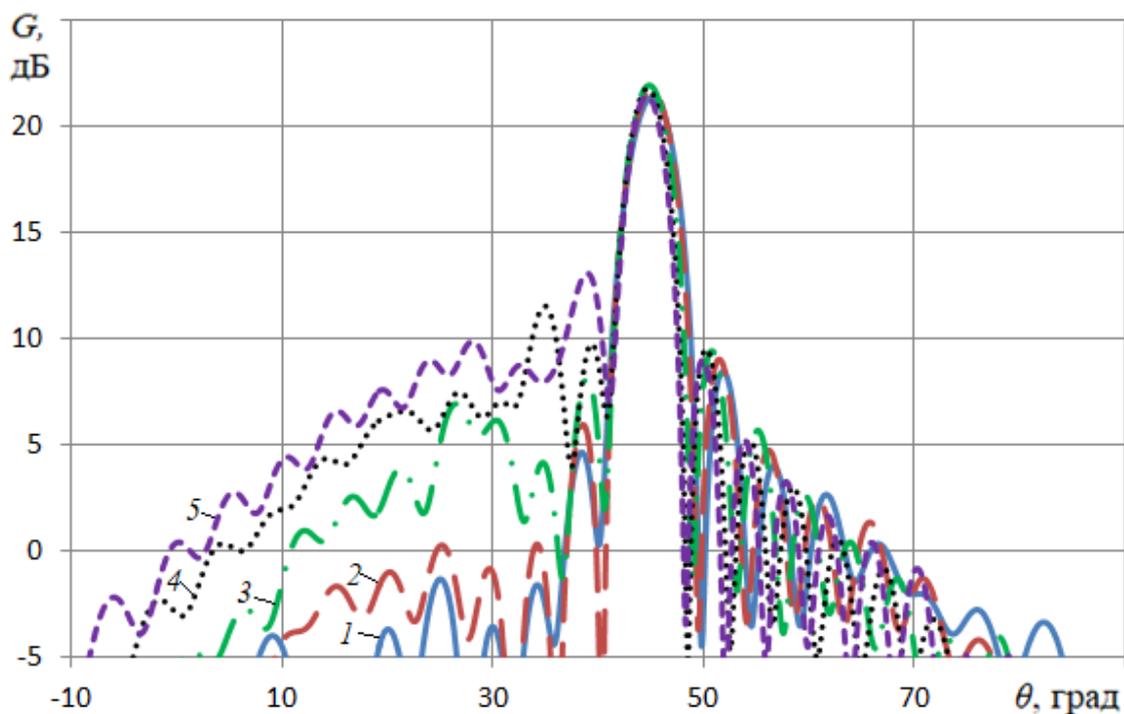


Рис.3.29. Диаграммы направленности в H - плоскости на частотах: 1- 8.8 ГГц, 2- 9 ГГц, 3- 9.5 ГГц, 4- 10 ГГц, 5- 10.3 ГГц.

На рис. 3.30 показаны ДН антенны на пяти частотах в E - плоскости. Видно, что также как и в H -плоскости, при изменении частоты меняется, главным образом, только уровень боковых лепестков.

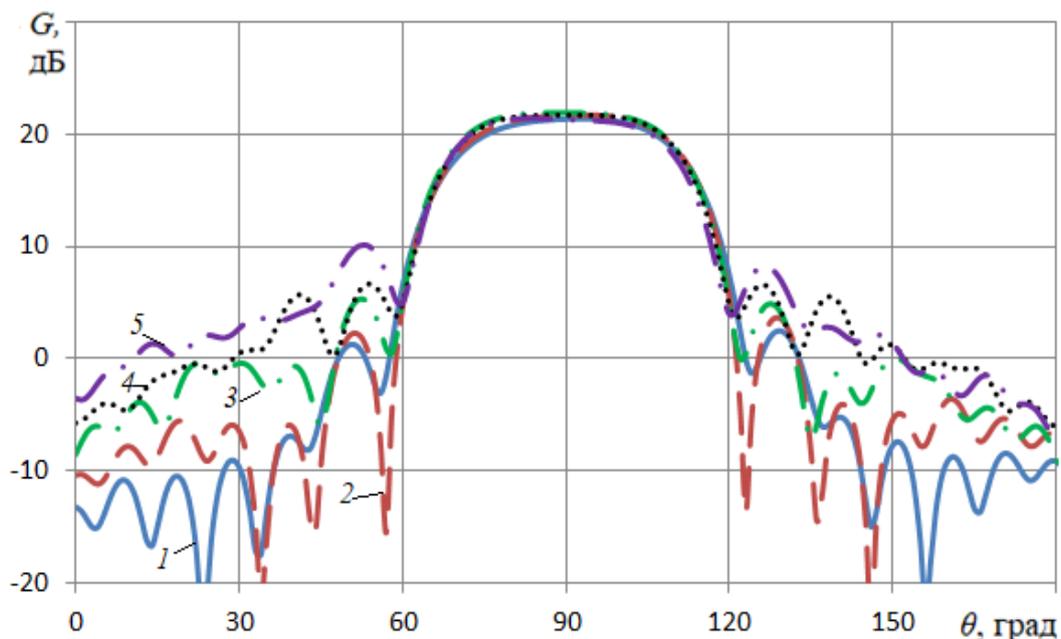


Рис.3.30. Диаграммы направленности антенной решетки в E - плоскости на частотах: 1- 8.8 ГГц, 2- 9 ГГц, 3- 9.5 ГГц, 4- 10 ГГц, 5- 10.3 ГГц.

В случае, когда не требуется широкая полоса рабочих частот, можно использовать более простую конструкцию антенны в виде решетки трех Y-образных элементов из двух расположенных под углом 118 градусов АВВ (рис.3.31), возбуждающих три призмы, внутри которых нет прямоугольных волноводов. Для согласования Y-образного разветвления используется согласующий цилиндр диаметром 0.3 мм, расположенный во входном волноводе сечением 23x10мм на расстоянии 8.5 мм перпендикулярно широкой стенке.

Далее проведем электродинамическое моделирование решетки трех Y-образных элементов (рис.3.31), возбужденных как и ранее, трехканальным делителем в E -плоскости.

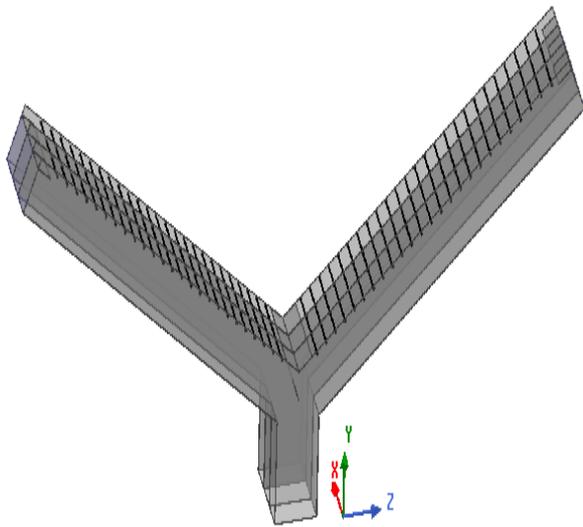


Рис.3.31. Решетка трех Y—образных АВВ.

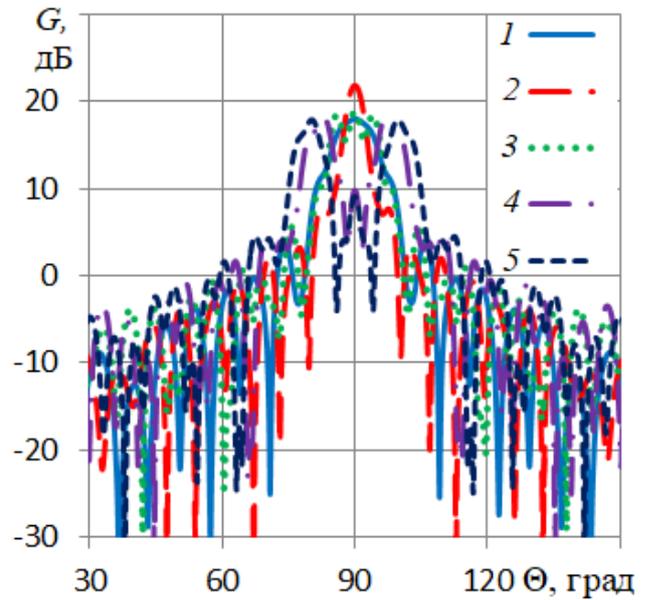


Рис. 3.32. ДН в H- плоскости

На рис. 3.32 показаны результаты моделирования с использованием МКЭ ДН антенной решетки в H-плоскости на частотах: 1- 8.8 ГГц, 2- 9 ГГц, 3- 9.5 ГГц, 4- 10 ГГц, 5- 10.3 ГГц. ДН решетки в E- плоскости имеют такой же вид как на рис. 3.30.

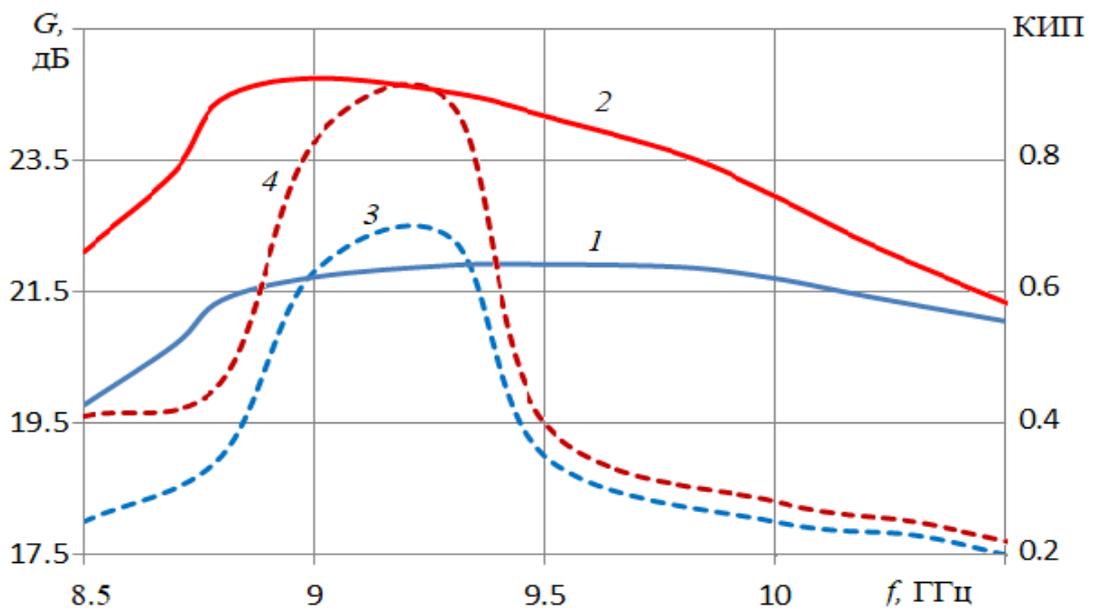


Рис.3.33. Зависимости от частоты коэффициента усиления и КИП

На рис. 3.33 показаны частотные зависимости КУ (G) и величины КИП первого (кривые 1, 2, соответственно) и второго варианта антенной решетки (кривые 3,4, соответственно). На рисунке видно, что обе антенны обеспечивают высокие максимальные значения КИП (больше 0.9). При этом по уровню КИП = 0.7 полоса частот первой антенной решетки более 1.5 ГГц (16%), а второй – 0.45 ГГц (5%).

На основании полученных результатов можно сделать следующие выводы:

1. Угловое положение максимума ДН АВВ с волноводной призмой не меняется в широкой полосе частот (8.8 – 9.3 ГГц).
2. С приближением к верхней частоте диапазона ширина главного лепестка ДН в Н- плоскости сужается, а уровень бокового излучения возрастает в обеих плоскостях (до уровня -9 дБ в Н- плоскости и -12 дБ – в Е-плоскости).

ГЛАВА 4. ГИБРИДНЫЕ И МНОГОЛУЧЕВЫЕ АНТЕННЫ НА ОСНОВЕ ПАРАБОЛИЧЕСКОГО ЦИЛИНДРА

В данной главе исследуются антенны с зеркалом в виде параболического цилиндра и планарной многолучевой ДОС [32, 33] и линейной облучающей решеткой [33].

4.1. МНОГОЛУЧЕВАЯ АНТЕННА

Исследуем характеристики излучения многолучевой антенны на базе параболического цилиндра с планарной ДОС в Н – плоскости, геометрия которой показана на рис.4.1.

В результате оптимизации были выбраны размер поперечного сечения планарного волновода $h = 1$ мм, толщина его стенок $t=0.5$ мм, ширина щелей между слоями 0.7 мм. Образующие стенок выходного рупора 2 состоят из дуг окружностей. Большой радиус верхней стенки $R1= 30.4$ мм, малый радиус $R2= 9.4$ мм, большой радиус нижней стенки $R3= 27$ мм, малый радиус $R4= 9.4$ мм.

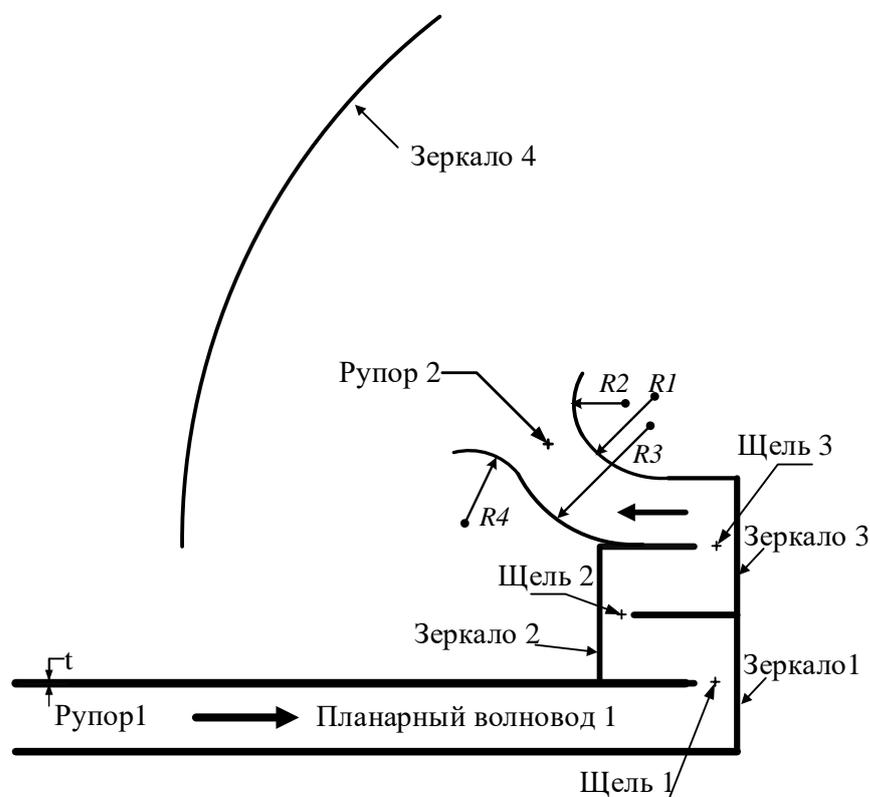


Рис.4.1. Многолучевая антенны с планарной ДОС

Размер апертуры ДОС $D1 = 500$ мм. Размер параболического цилиндра в горизонтальной (H) плоскости (XY) $D2=700$ мм выбран с запасом для того, чтобы избежать перелива энергии мимо зеркала при сканировании луча. Размер апертуры параболического цилиндра в вертикальной (E) плоскости (XZ) – 200 мм, фокальное расстояние – 100 мм.

Прежде всего, рассмотрим задачу синтеза формы зеркал цилиндрической трехзеркальной апланатической ДОС, которая преобразует цилиндрический фронт источника в планарном волноводе с центром в начале декартовой системы координат (точка O на рис.4.2) в цилиндрический фронт в свободном пространстве и проведем оптимизацию параметров с целью минимизации aberrаций при смещении источника из фокуса. Сначала рассмотрим преобразование цилиндрического фронта источника в плоский фронт внутри планарного волновода. Могут быть четыре варианта реализации такой системы. Образующие зеркал одного из вариантов показаны на рис. 4.2.

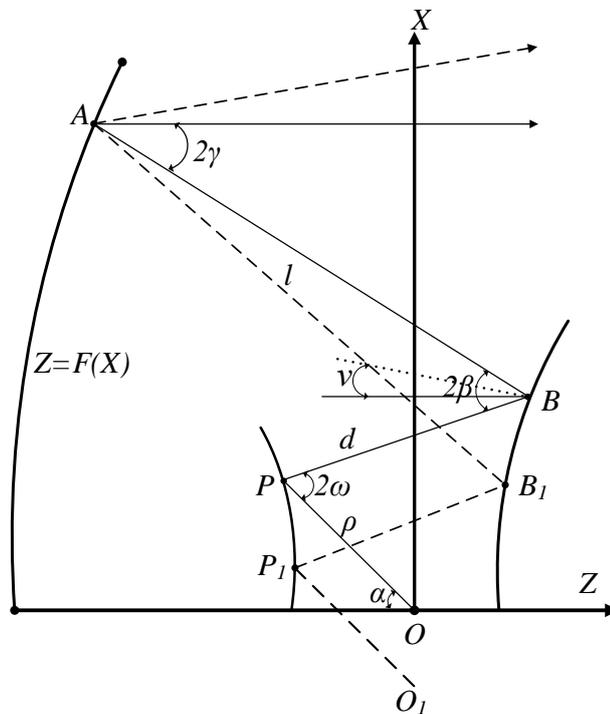


Рис.4.2. Образующие трехзеркальной системы

Предположим, что форма образующей главного зеркала (на рис. 4.2 - слева) известна и задана в декартовой системе полиномом 8 степени

$$Z = F(X) = \sum_{n=0}^4 F_{2n} X^{2n}, \quad (4.1)$$

где все коэффициенты известны. Тогда два других зеркала определяются однозначно из условия фокусировки и выполнения условия апланатизма

$$r_A = |X_A| = f_e \sin \alpha, \quad (4.2)$$

где $f_e = \text{const}$ – фокальный радиус, угол α показан на рис.4.2.

Будем искать величину эйконала, как функцию величины продольного и поперечного смещения источника из фокуса O и параметров системы ρ_0, d_0, l_0, m (f_e), $F(X)$, и с ее использованием минимизировать aberrации. Параметры ρ, d, l показаны на рис.4.2, нижний нулевой индекс соответствует положению на оси системы.

Для решения задачи синтеза формы образующей вспомогательных зеркал используем результаты, полученные в работе [34]. Если задано положение фокуса O и образующая главного зеркала, то геометрия задачи определяется четырьмя параметрами: ρ_0, d_0, l_0, f_e .

Задача сводится к интегрированию дифференциального уравнения:

$$\frac{d}{d\alpha} \left(\frac{1}{\rho} \right) = \left(\frac{1}{\rho} \right) S(\alpha) + T(\alpha),$$

решение которого имеет вид двукратного интеграла:

$$\frac{1}{\rho} = C \exp \left[\int S(\alpha) d\alpha \right] + \exp \left[\int S(\alpha) d\alpha \right] \int T(\alpha) \exp \left[- \int S(\alpha) d\alpha \right] d\alpha,$$

где

$$S(\alpha) = \frac{(C_0 - \Phi_A - Z_*) \tan(\gamma) - (C_0 - \Phi_A + Z_*) \tan(\alpha/2)}{(C_0 - \Phi_A + Z_*) + (C_0 - \Phi_A - Z_*) \tan(\gamma) \tan(\alpha/2)},$$

$$T(\alpha) = \frac{2(\tan(\alpha/2) - \tan(\gamma))}{(C_0 - \Phi_A + Z_*) + (C_0 - \Phi_A - Z_*) \tan(\gamma) \tan(\alpha/2)},$$

$$C_0 = 2\rho_0 + 2l_0, \Phi_A = -F(X_A) + X_A / \sin(2\gamma), Z_* = X_A / \tan(2\gamma) + F(X_A).$$

Для апланатической системы решение приводится к однократному интегралу:

$$\frac{1}{\rho} = \left[\frac{1}{2(\rho_0 - \hat{l}_0)} + \frac{1}{2d_0} \right] + \left[\frac{1}{2(\rho_0 - \hat{l}_0)} - \frac{1}{2d_0} \right] \cos \alpha - \frac{\hat{l}_0}{\rho_0(\rho_0 - \hat{l}_0)} \exp \Psi,$$

$$\Psi = \int_0^\alpha \frac{(\rho_0 - \hat{l}_0) \tan \gamma - d_0 \tan(\alpha/2)}{d_0 + (\rho_0 - \hat{l}_0) \tan \gamma \tan(\alpha/2)} d\alpha,$$

$$\hat{l}_0 = Z_*^0 - d_0 + \rho_0 = \frac{1}{4F_2} - l_0.$$

Эйконал на поверхности зеркала в произвольной точке $A(X)$ можно вычислить непосредственно сложением оптических путей

$$\Phi(X) = |O_1 P_1| + |P_1 B_1| + |B_1 A| = \sqrt{(x_1 + \delta_x)^2 + (z_1 + \delta_z)^2} + \sqrt{(X_1 - x_1)^2 + (Z_1 - z_1)^2} + \sqrt{(X - X_1)^2 + (F(X) - Z_1)^2}, \quad (4.3)$$

где смещенный источник O_1 имеет координаты $(-\delta_x, -\delta_z)$, $x_1 = x_p + \Delta x \text{sign}(X)$

$z_1 = f(x_1)$ - уравнение образующей первого зеркала, $X_1 = X_B + \Delta X \text{sign}(X)$,

$Z_1 = G(X_1)$ - уравнение образующей второго зеркала.

Неизвестные Δx , ΔX , — можно найти, предварительно разложив функцию $\Phi(X)$, определенную в (4.3), в ряд по степеням Δx , ΔX , включая члены второго порядка и используя условия экстремума (согласно принципу Ферма)

$$\frac{\partial \Phi}{\partial \Delta x} = 0, \quad \frac{\partial \Phi}{\partial \Delta X} = 0. \quad (4.4)$$

Из приведенных уравнений можно найти:

$$\Delta x = -\frac{\cos(\omega - \alpha)}{\cos \omega} \frac{(r'd + l\rho)}{(r')^2(1 - C_A l)} (\delta_x \cos \alpha \text{sign}(X) + \delta_z \sin \alpha), \quad (4.5)$$

$$\Delta X = -\frac{l \cos \nu}{f_e \cos \alpha \cos \beta} (\delta_x \cos \alpha \text{sign}(X) + \delta_z \sin \alpha).$$

Если смещенный источник расположен на фокальной кривой, то формулы

для Δx , ΔX в (4.5) упрощаются:

$$\Delta x = -\frac{\cos(\omega - \alpha)}{\cos \omega} \frac{(r'd + l\rho)}{(r')^2(1 - C_A l)} \delta_X \cos \alpha \text{sign}(X),$$

$$\Delta X = -\frac{l \cos \nu}{f_e \cos \alpha \cos \beta} \delta_X \cos \alpha \text{sign}(X),$$

где $\omega = \arctg(-S(\alpha) - \rho T(\alpha))$, $\beta = \gamma + \omega - \alpha/2$, $\nu = \gamma - \omega + \alpha/2$, $\gamma = \arctg(F'(X_A))$,

$C_A = 2K_A / \cos \gamma$, $K_A > 0$ - кривизна зеркала в точке A .

Однако иногда удобнее использовать представление формул для эйконала в виде разложения по степеням δ . Для этого рассмотрим пучок лучей с малым угловым размером $d\alpha$, падающий на первое зеркало. Найдем величины $d\tilde{\alpha}$ и $\tilde{\rho}$ отраженного пучка (Рис. 4.3).

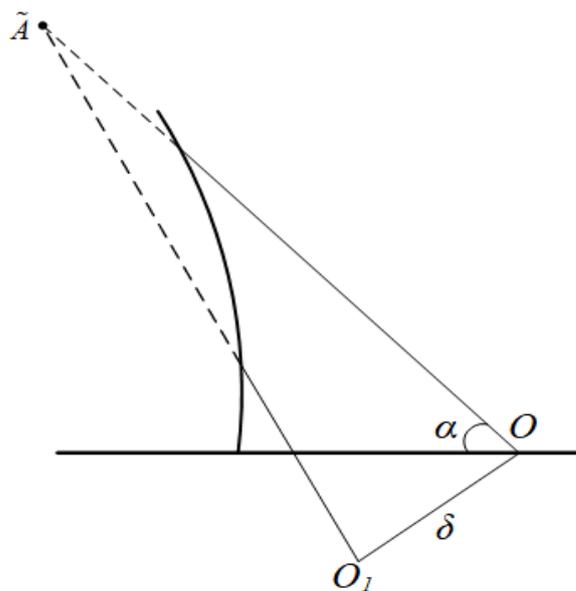
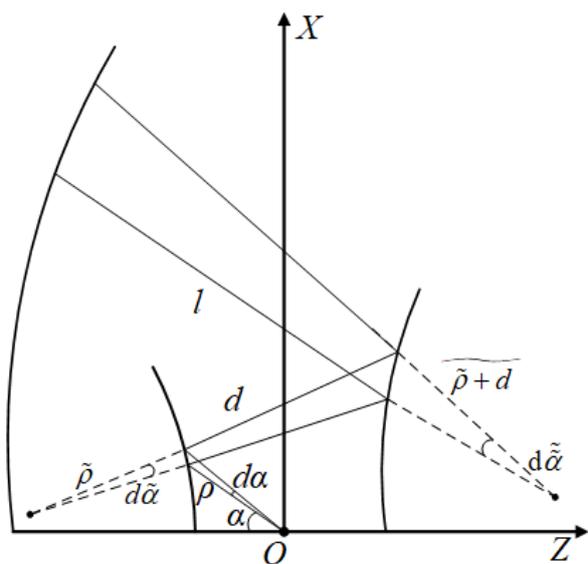


Рис.4.3. К выводу формул (4.6) -(4.11) Рис.4.4. К выводу формулы (4.12).

Можно показать [35], что при отражении тонкого пучка, выходящего из точки O выполняются соотношения для измененных малых углов и длин (обозначены волнистой чертой сверху), выраженные через значения кривизны на зеркалах и углы между нормалью и падающим лучом.

$$\tilde{\rho} = \rho / (1 + C_p \rho), \quad d\tilde{\alpha} = (1 + C_p \rho) d\alpha,$$

$$(\tilde{\rho} + d) = \frac{\tilde{\rho} + d}{1 + C_B(\tilde{\rho} + d)} = \frac{\rho + d + C_P \rho d}{1 + C_P \rho + C_B(\rho + d + C_P \rho d)},$$

$$d\tilde{\alpha} = [1 + C_B(\tilde{\rho} + d)]d\tilde{\alpha} = [1 + C_P \rho + C_B(\rho + d + C_P \rho d)]d\alpha,$$

$$[(\tilde{\rho} + d) + l]d\tilde{\alpha} = r'(\alpha)d\alpha,$$

$$L_0 + C_P \rho(d + l) + C_B l(\rho + d) + C_B C_P l \rho d = r'(\alpha) \quad (4.6)$$

$$L_0 = \rho + d + l, \quad r(\alpha) = |X_A|, \quad C_P = 2K_P / \cos \omega, \quad C_B = 2K_B / \cos \beta,$$

K_P, K_B – кривизны в точках P и B (рис.1).

$$C_B = \frac{r'(\alpha) - L_0 - C_P \rho(d + l)}{l(\rho + d + C_P \rho d)} \quad (4.7)$$

$$C_P C_B = \frac{1}{\rho dl} [r'(\alpha) - L_0 - C_P \rho(d + l) - C_B l(\rho + d)] \quad (4.8)$$

Если рассмотреть пучок, исходящий из точки A , и проходящий через точки O и O_1 , то можно найти измененную длину L_1 от точки A до точки O_1

$$L_1 = (\tilde{l} + d) + \rho, \quad \tilde{l} = l / (1 + C_B l), \quad (\tilde{l} + d) = \frac{\tilde{l} + d}{1 + C_P(\tilde{l} + d)},$$

$$(\tilde{l} + d) + \rho = \frac{L_0 + C_P \rho(d + l) + C_B l(\rho + d) + C_B C_P l \rho d}{1 + C_B l + C_P(l + d) + C_B C_P l d},$$

Из (4.6), (4.7), (4.8) следует, что

$$L_1 = \frac{r'(\alpha)(\rho + d + C_P \rho d)}{r'(\alpha)(1 + C_P d) - l} \quad (4.9)$$

В точке A условие соответствия падающего и отраженного пучков можно записать в виде:

$$1 - C_A [(\tilde{\rho} + d) + l] = 0 \quad (4.10)$$

С учетом (4.6) -(4.8) уравнение (4.10) можно записать в виде:

$$1 + C_P d = (r' - C_A l r' - d) / \rho$$

С учетом последнего равенства выражение (4.9) для L_1 примет вид:

$$\frac{1}{L_1} = \frac{r'[r'(1 - C_A l) - d] - l \rho}{\rho(r')^2(1 - C_A l)} \quad (4.11)$$

Так как система является апланатической, то $r(\alpha) = f_e \sin \alpha$, и $r'(\alpha) = f_e \cos \alpha$

Для произвольной точки A на зеркале можно найти значение эйконала при смещении источника в точку O_1 с координатами $(-\delta_x, -\delta_z)$. В треугольнике на рис.95 $L_1 = |\tilde{AO}|$, по теореме косинусов:

$$|\tilde{AO}_1|^2 = L_1^2 + \delta^2 - 2\delta L_1 \cos \langle \tilde{AO}O_1 \rangle, \quad \delta^2 = \delta_x^2 + \delta_z^2.$$

Выражая из последнего равенства $|\tilde{AO}_1| = \Phi(AO_1)$ в виде ряда по δ_x, δ_z , получаем:

$$\begin{aligned} \Phi(X) = L_0 + \delta_x \sin \alpha \operatorname{sign}(X) + \delta_z \cos \alpha + \frac{\delta_x^2}{2} \frac{\cos^2 \alpha}{L_1} + \\ + \frac{\delta_z^2}{2} \frac{\sin^2 \alpha}{L_1} - \frac{1}{2} \frac{\delta_x \delta_z}{L_1} \sin 2\alpha \operatorname{sign}(X) + \dots \quad , \end{aligned} \quad (4.12)$$

где $\alpha = \arcsin(|X|/f_e)$.

При смещении источника из фокуса в точке $O(0,0)$ в точку $O_1(-\delta_x, -\delta_z)$ фронт выходящей волны поворачивается на некоторый угол Θ . Найдем уравнение фокальной кривой $\delta_z = f_1(\delta_x)$, по которой перемещается источник O_1 , из условия минимума СКА, которую определяем по формуле:

$$S_A(\Theta) = \sqrt{\int_{-1/2}^{1/2} (\Phi(X) - \Phi(0) - X \sin \Theta - Z \cos \Theta)^2 dX}, \quad (4.13)$$

где Θ - угол наклона выходного волнового фронта к оси системы.

Эйконал в точке A на третьем зеркале с координатами $(X, F(X))$ определяем по формуле (4.3) или (4.12).

При смещении источника из фокуса система формирует выходной фронт, близкий к линейному, уравнение которого имеет вид

$$Z \cos \Theta + X \sin \Theta - Z_0 \cos \Theta = 0, \quad (4.14)$$

где $\Theta = \arcsin(\delta_x / f_e)$ - угол наклона фронта, f_e -фокальный радиус, Z_0 -

координата точки пересечения плоскости с осью Z выбрана так, что $Z_0 > d_0$. Найдем расстояние от произвольной точки A на поверхности зеркала до этой плоскости. Пусть точка A имеет координаты $(X, F(X))$. Тогда расстояние от точки A до плоскости (4.14) равно:

$$D = Z_0 \cos \Theta - X \sin \Theta - F(X) \cos \Theta, \quad (4.15)$$

где $Z=F(r)$ – уравнение образующей зеркала.

Прибавляя к значению эйконала в точке A , найденному по формуле (4.12), величину D из формулы (4.15) и учитывая, что и $\rho+d+l+Z_0-F(r)=C$ (C – константа), $\sin \alpha = |X|/f_e$ можно получить:

$$\begin{aligned} \Phi(X) + D = C + (F(X) - Z_0)(1 - \cos \Theta) + \delta_Z \cos \alpha + \\ + \frac{\delta_X^2 \cos^2 \alpha}{2 L_1} - \frac{\delta_X \delta_Z}{2 L_1} \sin 2\alpha \operatorname{sign}(X) + \frac{\delta_Z^2}{2 L_1} \sin^2 \alpha. \end{aligned}$$

Последнее выражение можно представить в виде суммы: $\Phi+D=\Phi_1+\Phi_2$, где

$$\Phi_1 = -\frac{\delta_X \delta_Z}{2 L_1} \sin 2\alpha \operatorname{sign}(X),$$

$$\Phi_2 = C + (F(r) - Z_0)(1 - \cos \Theta) + \delta_Z \cos \alpha + \frac{\delta_X^2 \cos^2 \alpha}{2 L_1} + \frac{\delta_Z^2}{2 L_1} \sin^2 \alpha.$$

Величину надо выбрать из условия, чтобы выполнялось равенство:

$$\Phi_2(0) = \Phi_2(r_1), \quad (4.16)$$

где $r_1 = r(\alpha_1)$ – точка внутри апертуры.

Используя условие (4.16) и выражение $\cos \Theta = \sqrt{1 - \delta_X^2 / f_e^2} = 1 - \delta_X^2 / (2 f_e^2)$, можно получить уравнение фокальной кривой системы:

$$\delta_Z(1 - \cos \alpha_1) - \frac{\delta_Z^2}{2 L_1(\alpha_1)} \sin^2 \alpha_1 = \frac{\delta_X^2}{2} \left(\frac{\cos^2 \alpha_1}{L_1(\alpha_1)} - \frac{1}{L_1(0)} - \frac{1}{f_e^2} (F(0) - F(r_1)) \right) \quad (4.17)$$

При минимизации СКА по параметрам $\rho_0, f_e, F_2, F_4, F_6, F_8$ для угла $\Theta=25^\circ$ использовалась формула (4.13), а в качестве начального приближения – параметры оптимальной двухзеркальной системы [35]. При этом главное зеркало трехзеркальной системы вначале полагалось плоским, а эйконал вычислялся по

формуле (4.3). После завершения процесса оптимизации полученные значения параметров использовались как начальные значения при минимизации СКА для угла $\Theta=25^\circ$ в случае, когда эйконал вычислялся методом геометрической оптики.

На рис.4.5 кривой 1 приведена зависимость СКА найденной оптимальной трехзеркальной системы. Кривой 2 – та же зависимость при вычислении эйконала по приближенной формуле (4.3). На том же рисунке для сравнения приведена аналогичная зависимость для оптимальной двухзеркальной системы (кривая 3). На рис.4.6 кривой 1 приведена фокальная кривая для трехзеркальной системы, вычисленная по формуле (4.17), а кривой 2 – полученная в результате оптимизации. Отметим, что первая кривая использовалась как начальное приближение для оптимизации.

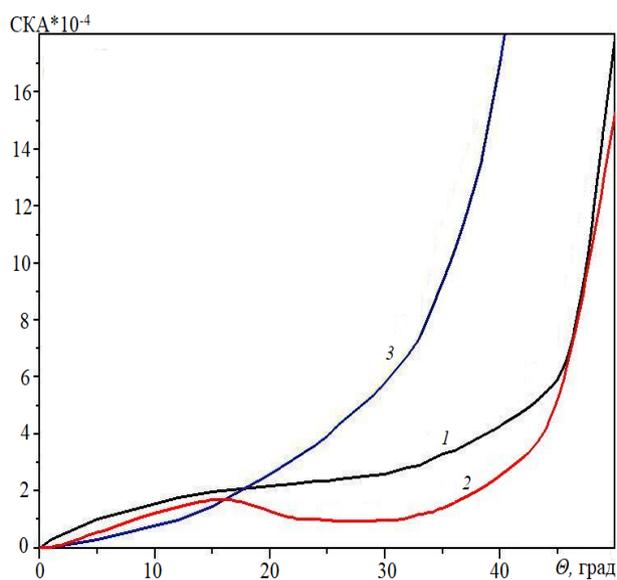


Рис. 4.5. Зависимость aberrации от угла сканирования

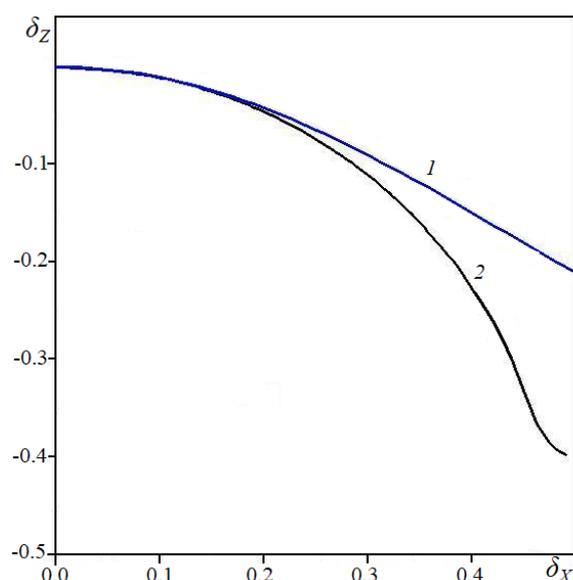


Рис.4.6. Фокальные кривые трехзеркальной системы.

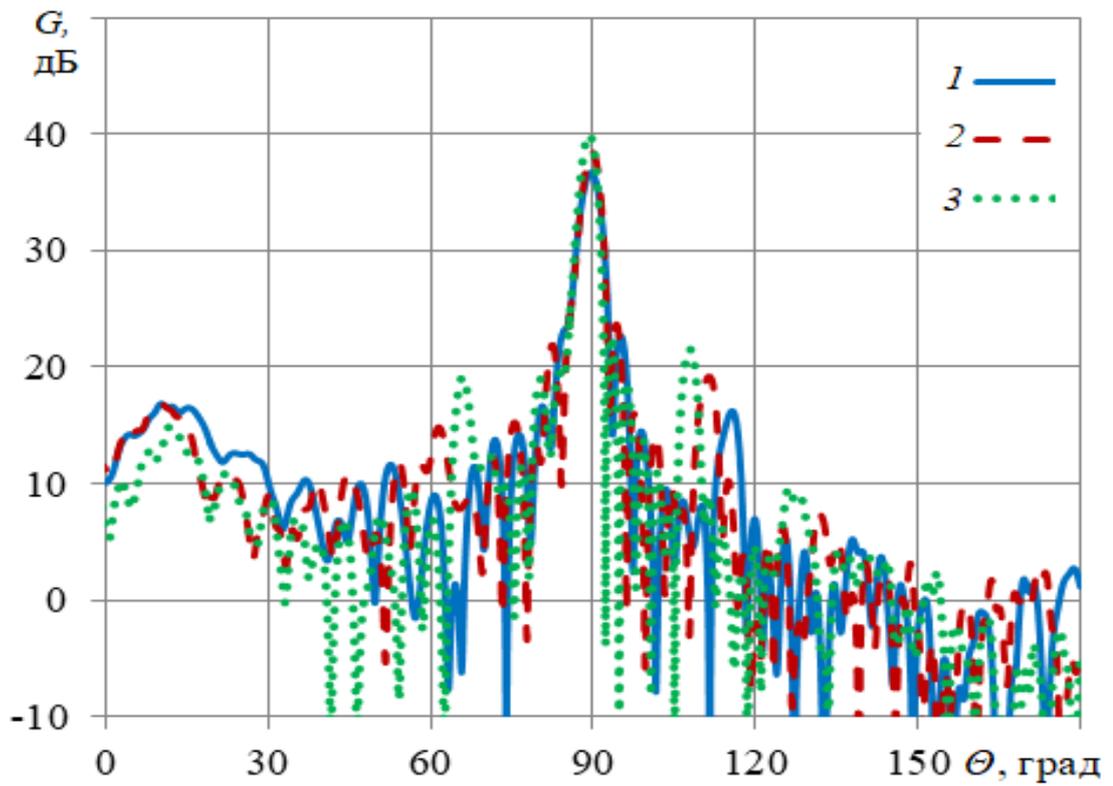


Рис.4.7. ДН в E- плоскости для центрального положения луча на частотах: $f=25$ ГГц (1), $f=30$ ГГц (2) и $f=35$ ГГц (3).

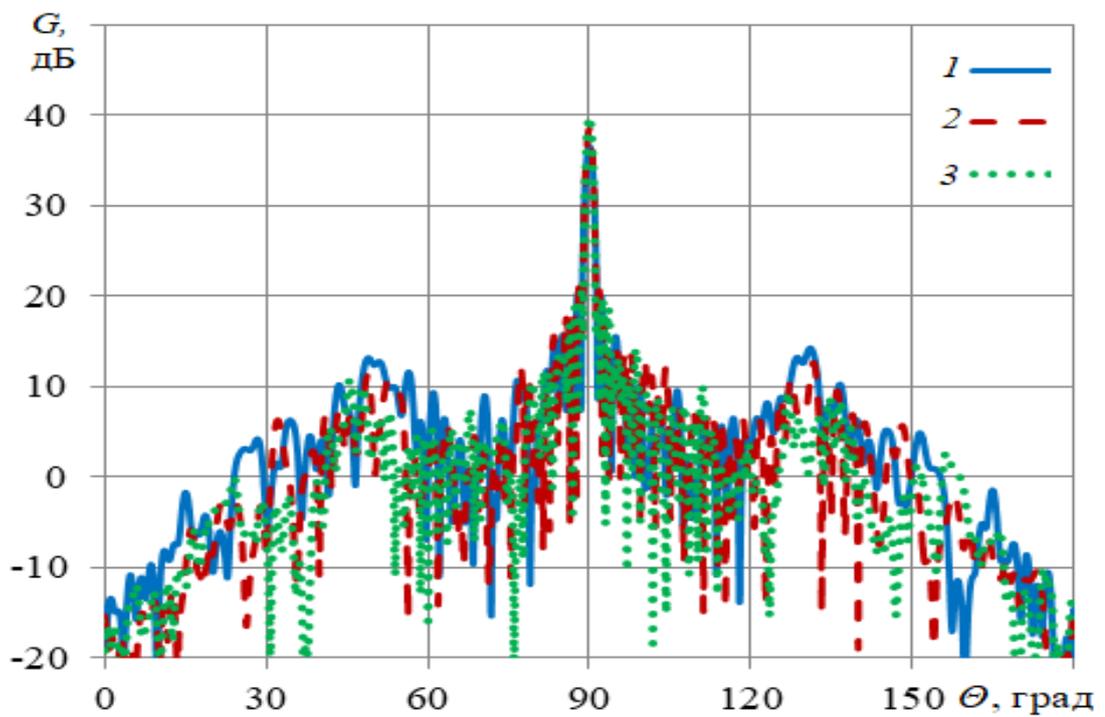


Рис.4.8. ДН в H- плоскости для центрального положения луча на частотах: $f=25$ ГГц (1), $f=30$ ГГц (2) и $f=35$ ГГц (3).

На рис. 4.7, 4.8, соответственно, показаны результаты моделирования ДН многолучевой антенны в Е и Н плоскостях использованием МКЭ для центрального положения облучателя на фокальной кривой 2 (рис.4.4) на трех частотах. На рис.4.7 видно, что с ростом частоты в Е плоскости растет коэффициент усиления (КУ) и уровень боковых лепестков антенны. При этом уровень боковых лепестков в Н плоскости слабо зависит от частоты (рис.4.8).

Исследуем характеристики излучения многолучевой антенны в режиме сканирования с использованием МКЭ. На рис.4.9 показаны ДН в Н- плоскости на частоте 30 ГГц при различных положениях рупора 1 (рис.4.6) на фокальной кривой.

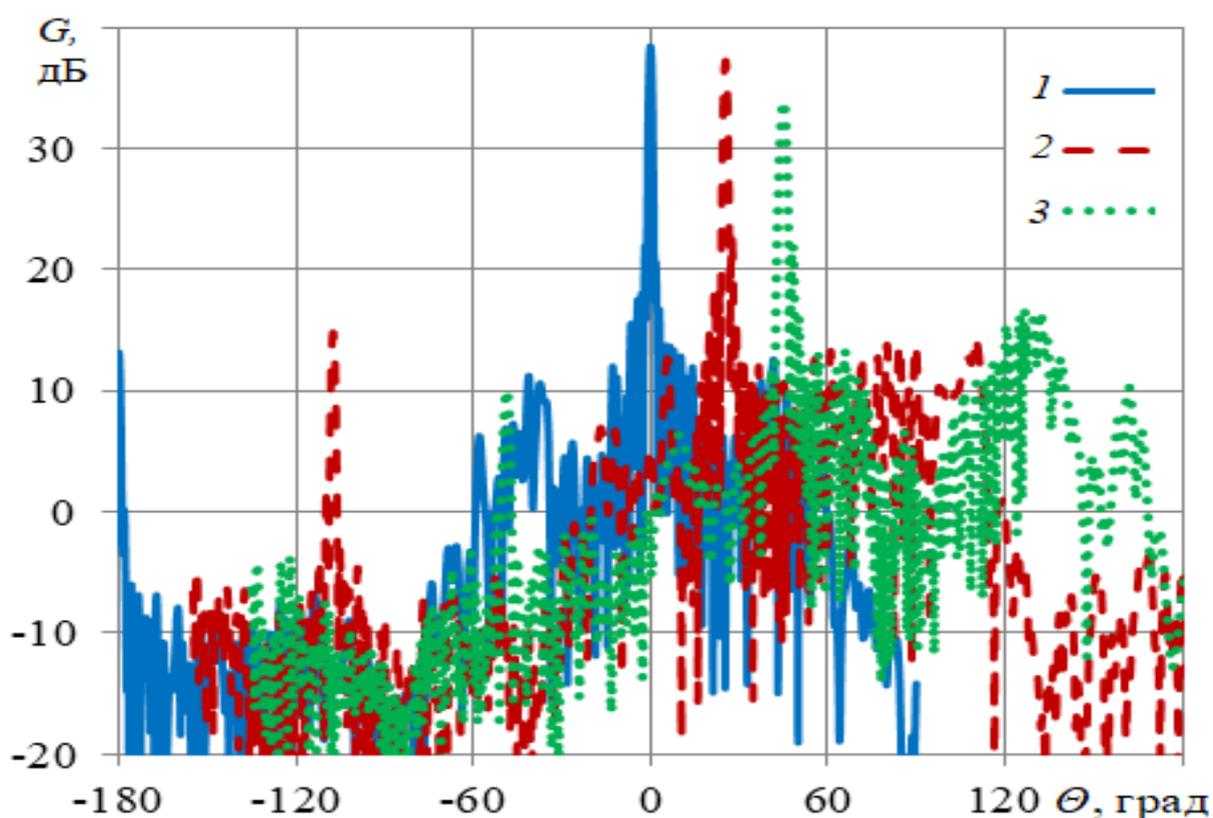


Рис.4.9. ДН в Н- плоскости на частоте 30 ГГц при сканировании на угол ϑ :
 $\vartheta = 0^\circ$ (1), $\vartheta = 25^\circ$ (2), $\vartheta = 45^\circ$ (3).

На рисунке видно, что при увеличении угла сканирования ϑ КУ падает, а

уровень бокового излучения растет.

На рис. 4.10 показана зависимость КУ от угла сканирования на центральной частоте диапазона (30 ГГц) и центрального луча - от частоты.

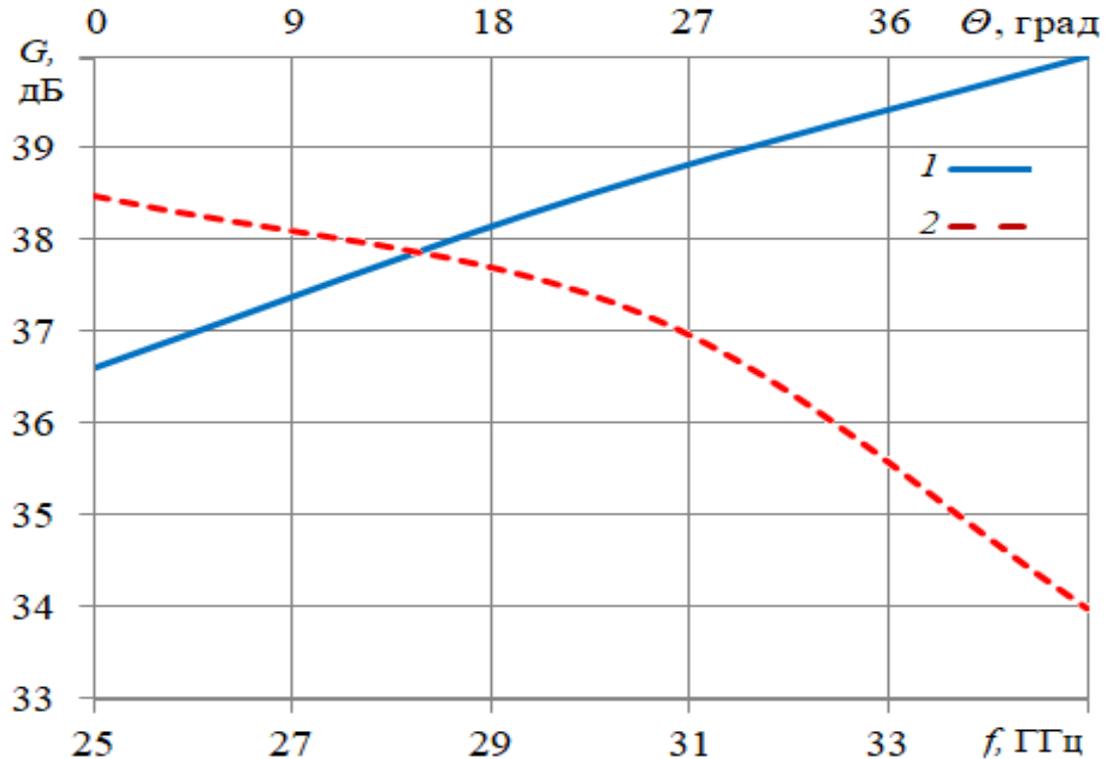


Рис.4.10. Зависимость КУ от частоты (1) и угла сканирования (2)

На рисунке видно, что с увеличением частоты КУ возрастает практически линейно, а угол обзора антенны по уровню падения КУ на 3 дБ - более 70° .

4.2. ГИБРИДНАЯ АНТЕННА С ОБЛУЧАЮЩЕЙ РЕШЕТКОЙ В Н-ПЛОСКОСТИ

Исследуем характеристики излучения гибридной антенны на базе параболического цилиндра с облучающей решеткой в Н – плоскости (рис.4.11). Облучающая решетка содержит четырехканальный волноводный делитель мощности, четыре антенны вытекающей волны с волноводными призмами, исследованные в главе 3, и рупор в Е плоскости с образующими стенок в виде дуг

90 – градусных дуг окружностей радиусом $R=29$ мм. Размер параболического цилиндра в горизонтальной (H) плоскости (XZ) $D1= 1800$ мм, решетки $D2= 1762$ мм. Размер апертуры параболического цилиндра в вертикальной (E) плоскости (YZ) $h = 600$ мм, фокальное расстояние – 100 мм.

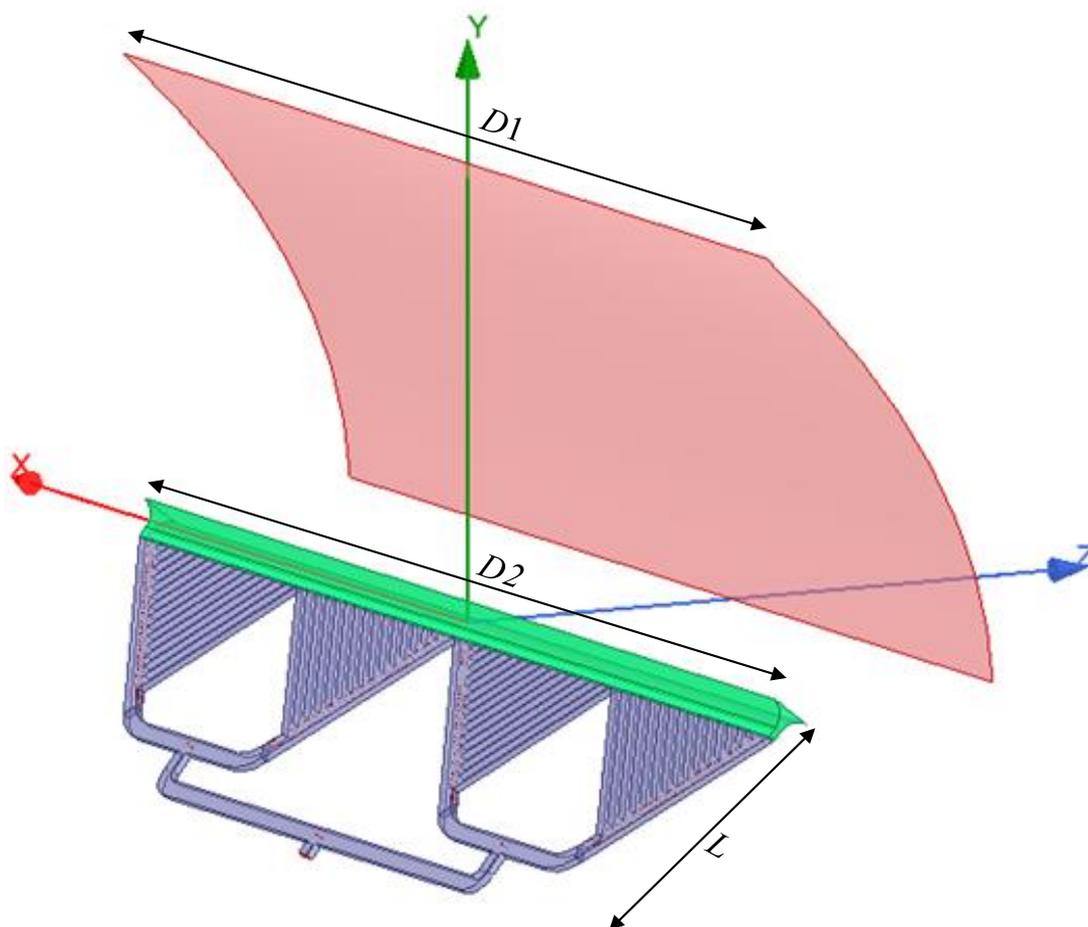


Рис.4.11. Гибридная антенна с облучающей решеткой в H- плоскости

Основная задача облучающей линейной решетки заключается в том, чтобы обеспечить высокое значение усиления и КИПа гибридной антенны. Для этого линейная решетка в H плоскости должна сформировать ДН в E –плоскости с низким уровнем боковых лепестков в заданном угле. Уровень боковых лепестков решетки трех АВВ в главе 3 достаточно высокий (до -12 дБ на частоте 10.3 ГГц). Альтернативным решением является расширение волновода в E-плоскости в виде рупора с криволинейными стенками (рис.4.12). Для облучения зеркала с угловым размером 90^0 размер апертуры рупора в E плоскости $b1= 60$ мм, а размер в

ортогональной плоскости совпадает с размером решетки.

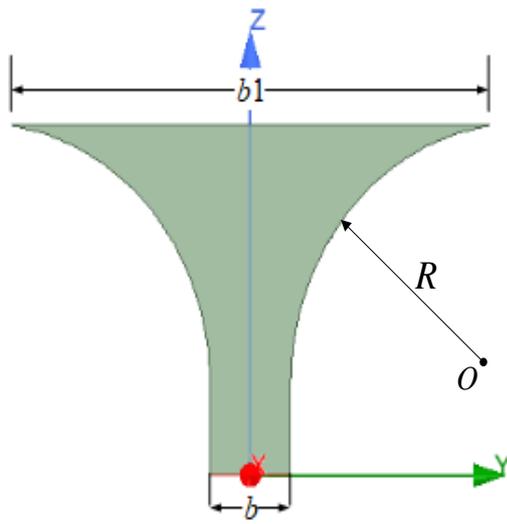


Рис.4.12. Рупор в E-плоскости

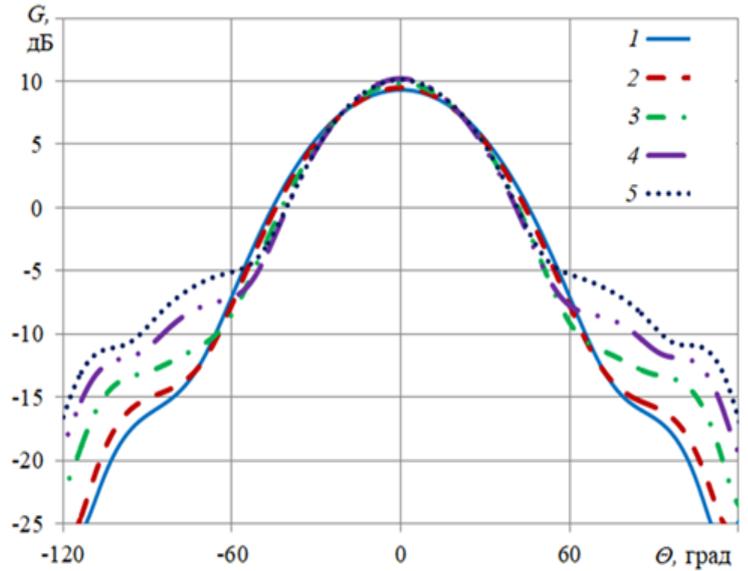


Рис. 4.13. ДН рупора в E-плоскости: 1-8.8 ГГц, 2- 9 ГГц, 3- 9.5 ГГц, 4- 10 ГГц, 5- 10.3 ГГц.

Уровень спада ДН рупора в E-плоскости на границах углового сектора 90° в полосе частот 8.8-10.3 ГГц меняется в пределах -10 - -12 дБ, что позволяет использовать рупор для облучения параболического зеркала во всей этой полосе частот.

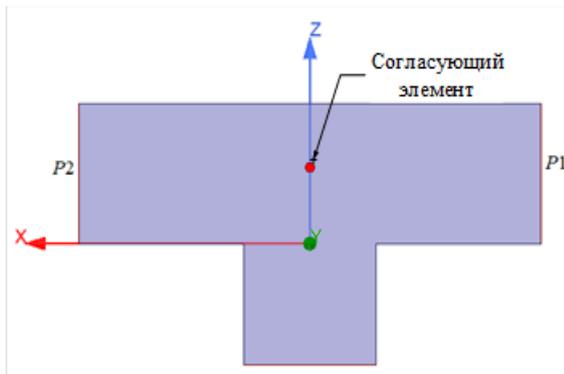


Рис.4.14. T- образный волноводный делитель мощности

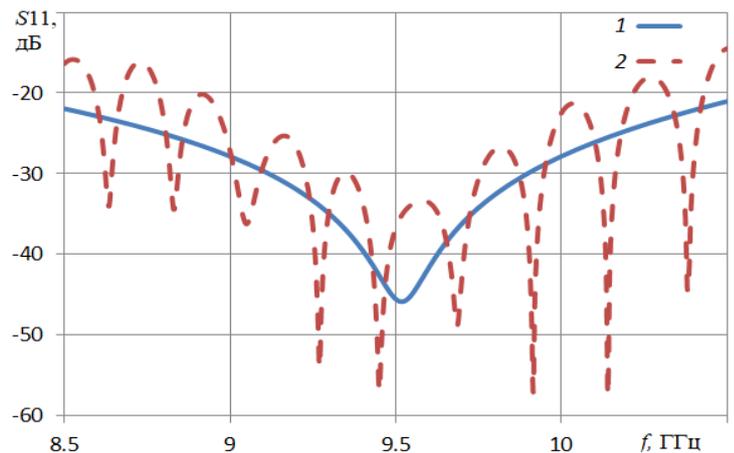


Рис.4.15. Коэффициенты отражения двух (1) и четырехканального (2) делителя мощности

Четырехканальный волноводный делитель со входным сечением 23x10 мм содержит три двухканальных делителя в виде Т-образных волноводных сочленений с согласующим элементом в виде цилиндрического проводника, расположенного на расстоянии 12.5 мм от плоскости сочленения волноводов (XY на рис. 4.14). На рис. 4.15 показаны зависимости коэффициентов отражения двухканального и четырехканального делителей мощности от частоты. На рисунке видно, что частотная характеристика четырехканального делителя изрезана, что можно объяснить интерференцией между двухканальными делителями, расположенными на разных этажах.

На рис. 4.16 показана зависимости коэффициента отражения облучающей решетки от частоты, рассчитанные с использованием МКЭ и МКРВО. На рисунке видно, что в полосе частот 9 – 10.5 ГГц коэффициент отражения ниже уровня -15 дБ.

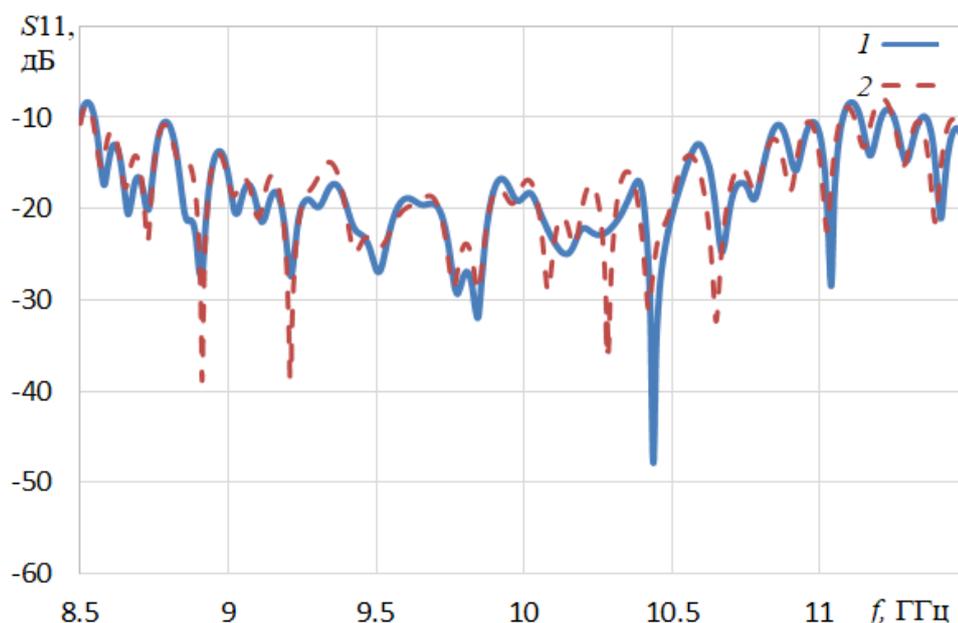


Рис.4.16. Зависимость коэффициента отражения облучающей решетки от частоты при расчете с использованием МКЭ (1) и МКРВО (2)

На рис. 4.17 показаны ДН гибридной антенны в Е и Н - плоскости на частоте 9.5 ГГц, а на рис. 12 - зависимости КУ (кривая 1) и КИП (кривая 2)

гибридной антенны от частоты.

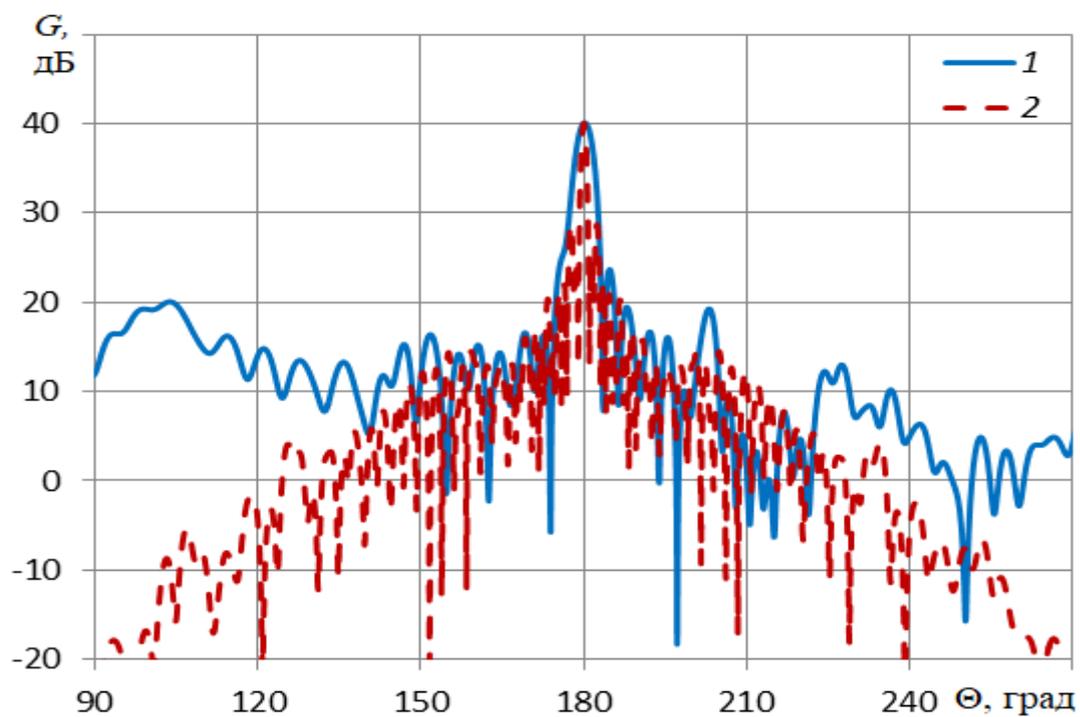


Рис.4.17. ДН гибридной антенны в Е (1) и Н (2) плоскостях на частоте 9.5 ГГц

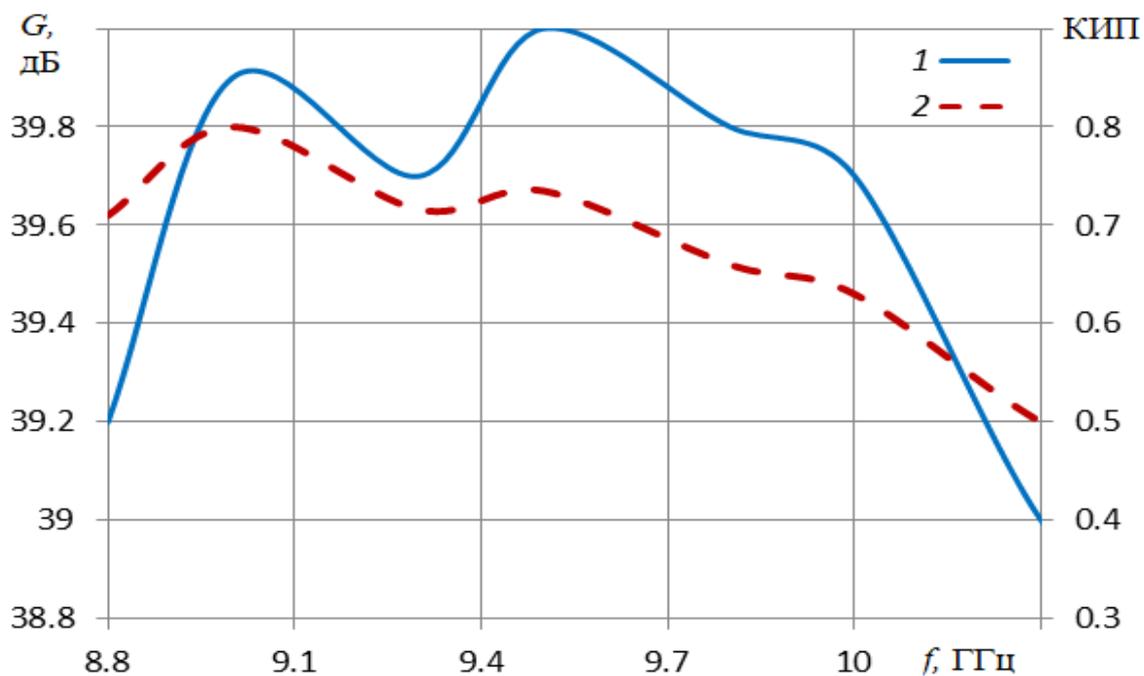


Рис.4.18. Зависимости КУ (1) и КИП (2) гибридной антенны от частоты

На рис.4.18 видно, что на частоте 9 ГГц КИП имеет максимальное значение

(0.8). Полоса частот по уровню КИП = 0.7 составляет 0.9 ГГц (примерно 10 %)

4.3. ГИБРИДНАЯ АНТЕННА С ОБЛУЧАЮЩЕЙ РЕШЕТКОЙ В Е-ПЛОСКОСТИ

Исследуем характеристики излучения гибридной антенны с облучающей решеткой в Е плоскости (рис.4.19). Размер параболического цилиндра в Е плоскости (XZ) $D1=500$ мм, размер решетки $D2=489.6$ мм. Облучающая решетка содержит синфазный 36-канальный рупорный делитель мощности в Е плоскости, 36 плавных волноводных переходов, оптимизированных в главе 1 и рупор в Н плоскости. Образующие цилиндрических стенок рупора являются 90- градусными дугами окружностей радиусом $R = 6.5$ мм (рис.4.20). Размер апертуры параболического цилиндра в вертикальной плоскости (YZ) $h = 200$ мм, фокусное расстояние – 100 мм, размер апертуры рупора – $a1= 20.2$ мм.

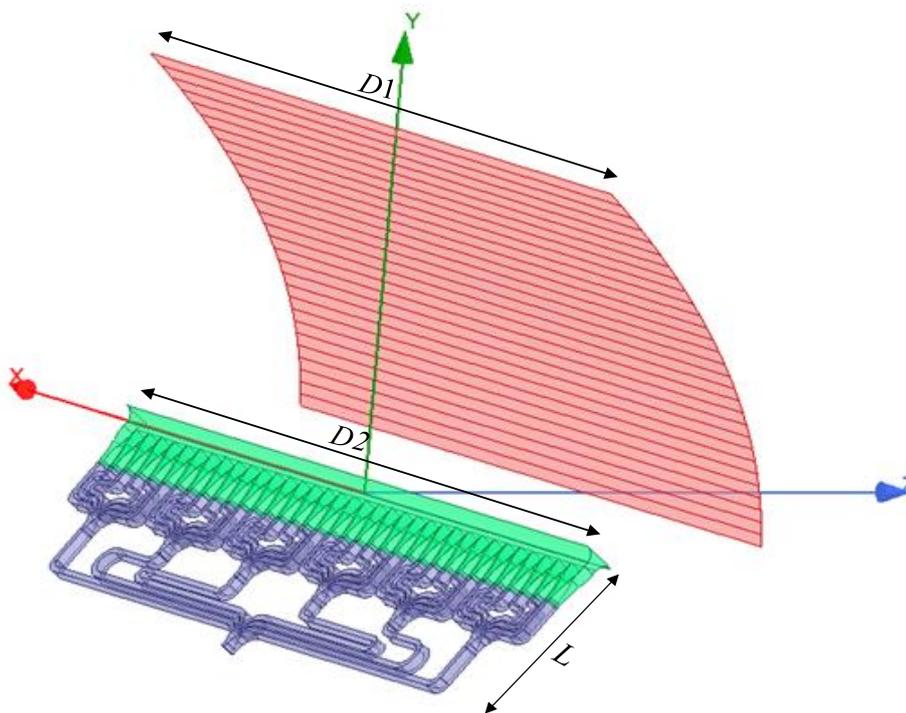


Рис.4.19. Геометрия гибридной антенной решетки в Е- плоскости

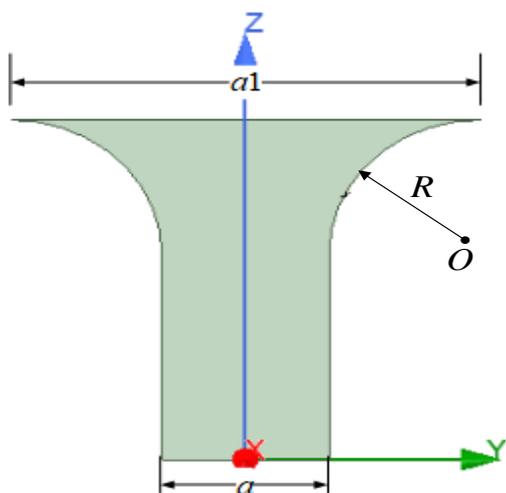


Рис.4.20. Криволинейный рупор
в H-плоскости

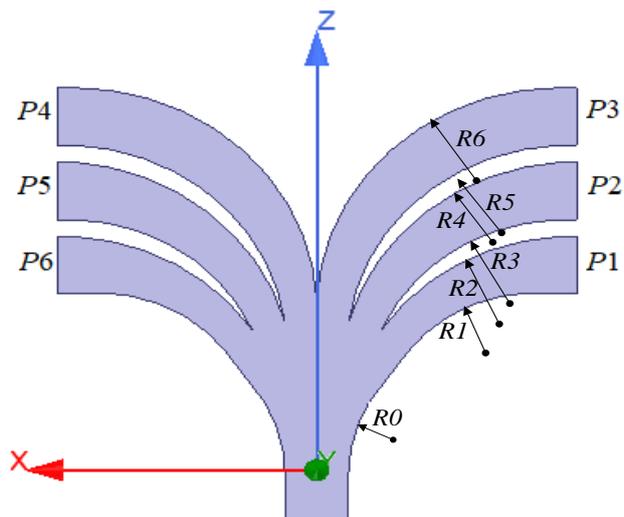


Рис.4.21. Шестиканальный делитель
мощности

Синфазный делитель мощности входным сечением 7.2x3.4 мм содержит 7 шестиканальных рупорных делителей мощности. Продольное сечение шестиканального делителя мощности показано на рис.4.21. Образующие стенок каналов этого делителя, как и исследованного в главе 2, являются дугами окружностей. Отличие заключается в неконфокальности окружностей и ином выборе угла раствора рупора 70 градусов и радиусов ($R1= 8.54$ мм, $R2= 12.35$ мм, $R3=10.75$ мм, $R4= 12.85$ мм, $R5= 11.98$ мм, $R6= 13.1$ мм) для реализации переменного сечения каналов в E- плоскости (рис.4.21), что позволяет при одинаковых габаритных размерах уменьшить отражение от входа делителя. Для улучшения согласования стенки рупора в месте стыка с волноводом выполнены также криволинейными с радиусом $R0=8.9$ мм.

Зависимости коэффициентов отражения и передачи шестиканального делителя от частоты показаны на рис.4.22

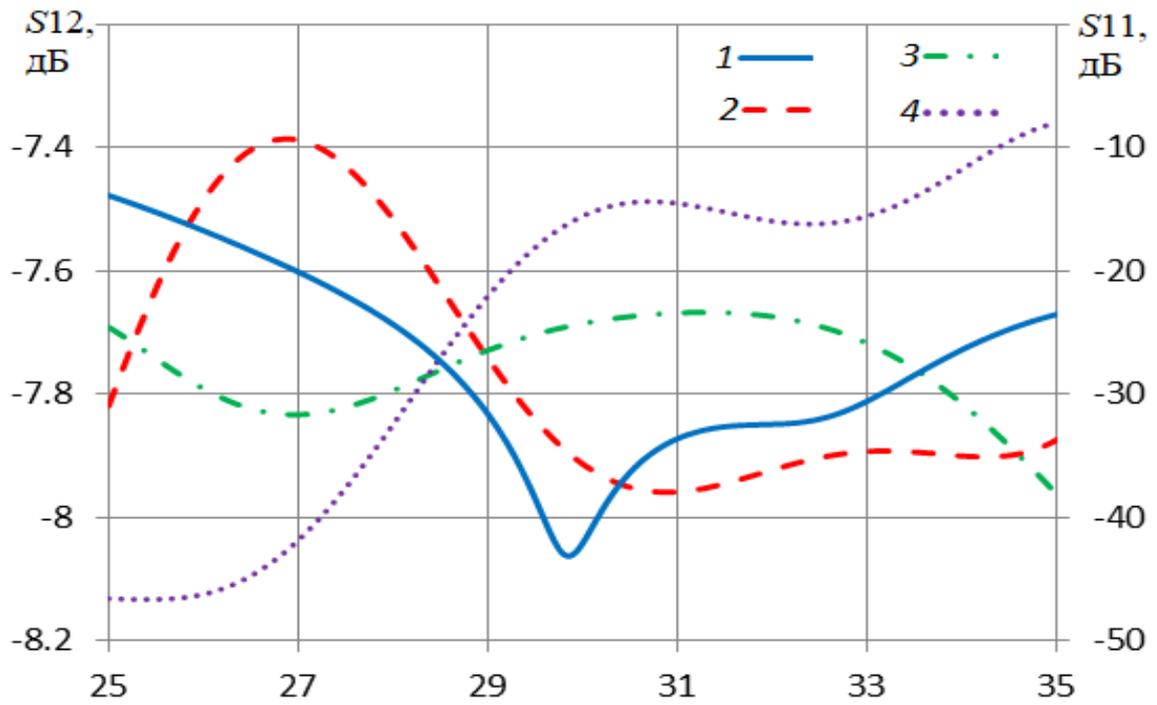


Рис.4.22. Зависимости коэффициента отражения (1) и передачи (2, 3, 4) делителя от частоты

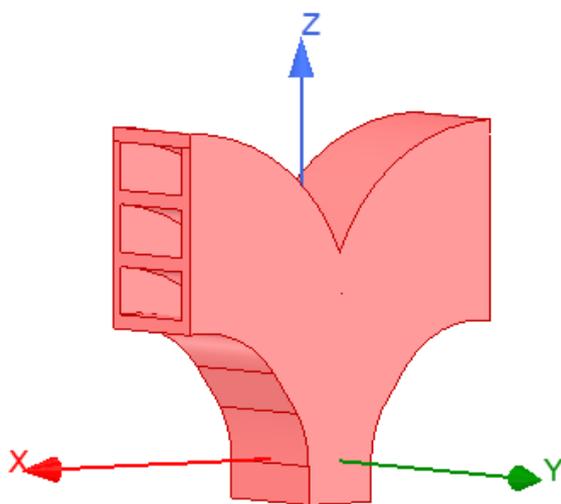


Рис. 4.23. Шестиканальный делитель мощности из латуни

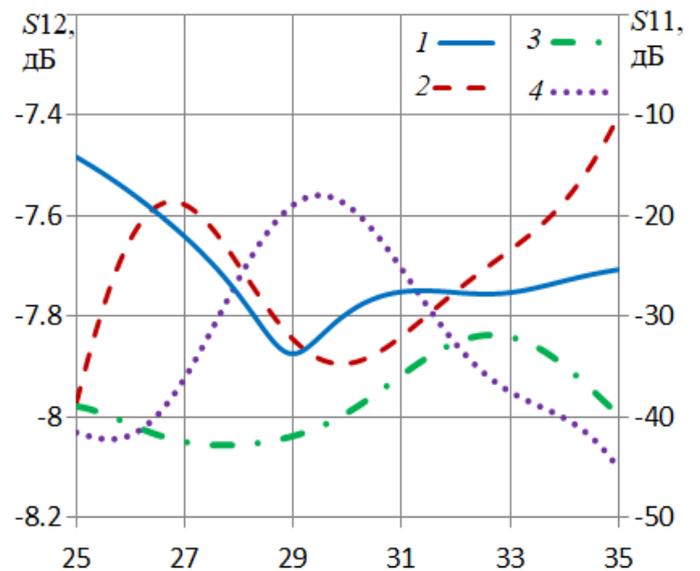


Рис. 4.24 Зависимости коэффициента отражения (1) и передачи для канала 2, 3, 4 от частоты.

Для оценки влияния конечной проводимости стенок многоканального делителя на его характеристики исследуем сначала шестиканальный волноводный делитель мощности из латуни с толщиной стенок каналов 1 мм (рис.4.23). На рис. 4.24 показаны зависимости коэффициента отражения от входа (1) и передачи на выходах 2, 3, 4 делителя от частоты.

Как видно на рисунке, неравномерность распределения мощности на выходах делителя в полосе частот 25-35 ГГц для обоих вариантов делителя не превышает ± 0.3 дБ.

Для оценки влияния конечной проводимости остальной части многоканального делителя исследуем одну из его ветвей (рис.4.25).

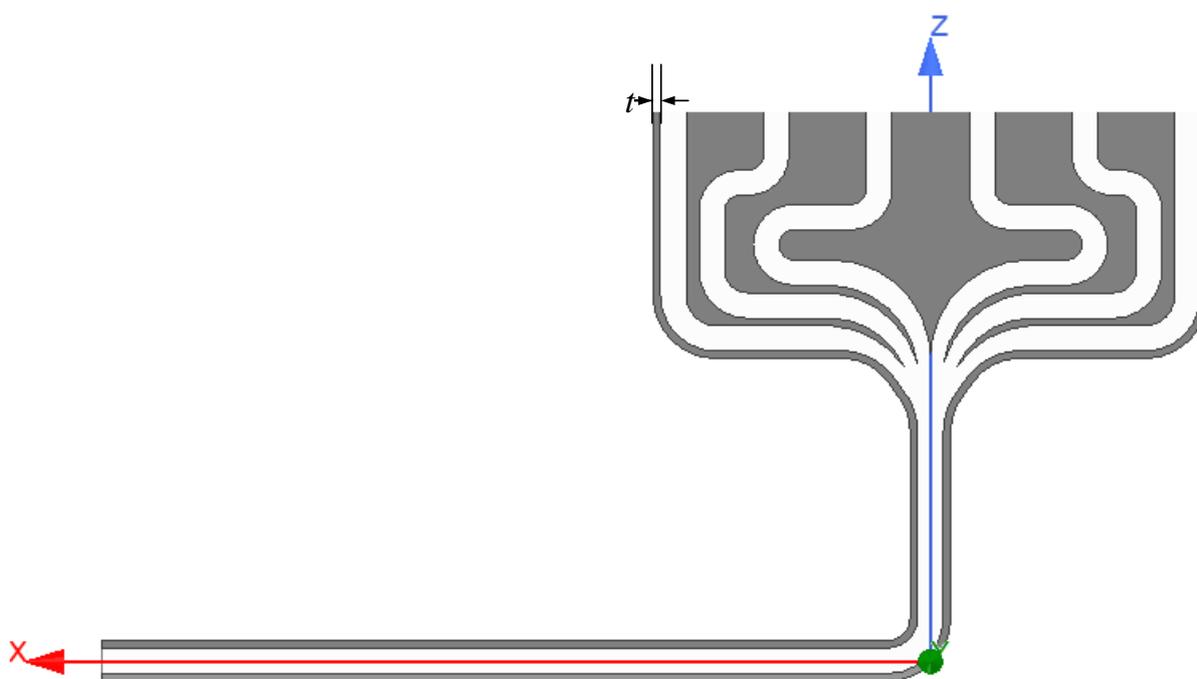


Рис.4.25. Ветвь многоканального делителя со стенками из латуни

На рис.4.26 показана зависимость коэффициента отражения ветви многоканального делителя мощности от частоты. Сплошные кривые соответствуют идеально проводящим стенкам, аштриховые – стенкам из латуни.

Суммарные мощности в выходных каналах для бесконечной и конечной проводимости в тех же обозначениях показаны на рис.4.27. Как видно на рисунке, разница, обусловленная тепловыми потерями, не превышает 0.2 дБ. Коэффициент отражения при этом меняется мало (рис.4.26).

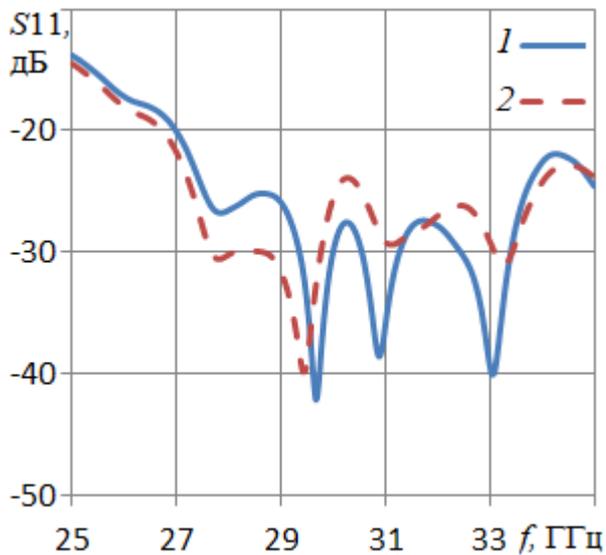


Рис.4.26. Зависимость коэффициента отражения от частоты

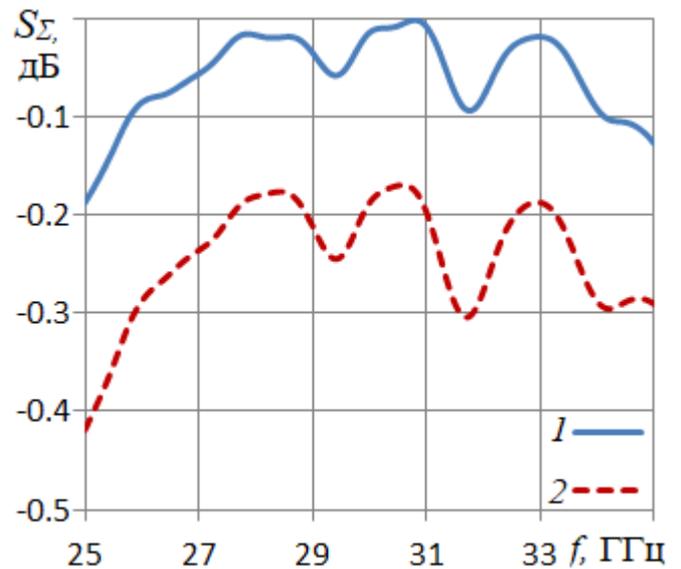


Рис.4.27. Зависимость суммарной мощности на выходах от частоты

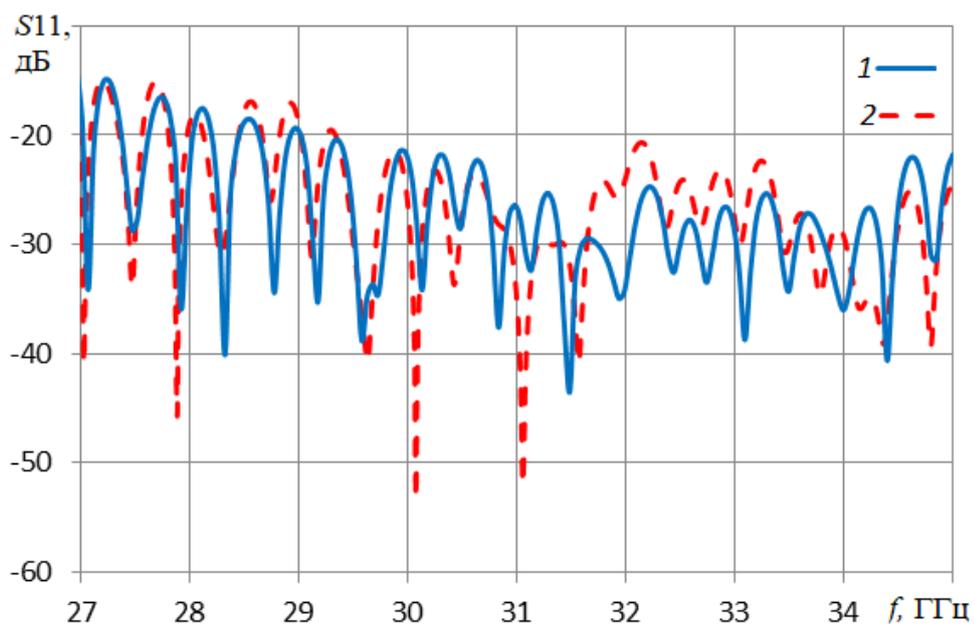


Рис.4.28. Зависимость коэффициента отражения гибридной антенны от частоты при расчете с использованием МКЭ (1) и МКРВО (2)

На рис.4.28 показаны зависимости коэффициента отражения гибридной антенны от частоты, рассчитанные с использованием МКЭ и МКРВО. На рисунке видно, что полоса частот по уровню отражения -15 дБ более 8 ГГц (26%), при этом максимальное отличие результатов расчета огибающей максимумов частотной зависимости коэффициента отражения двумя методами достигает 6 дБ (при уровне отражения ниже -20 дБ). Изрезанность частотной характеристики, как и в предыдущем случае, связана с интерференцией отраженных полей от элементов многоканального делителя и решетки.

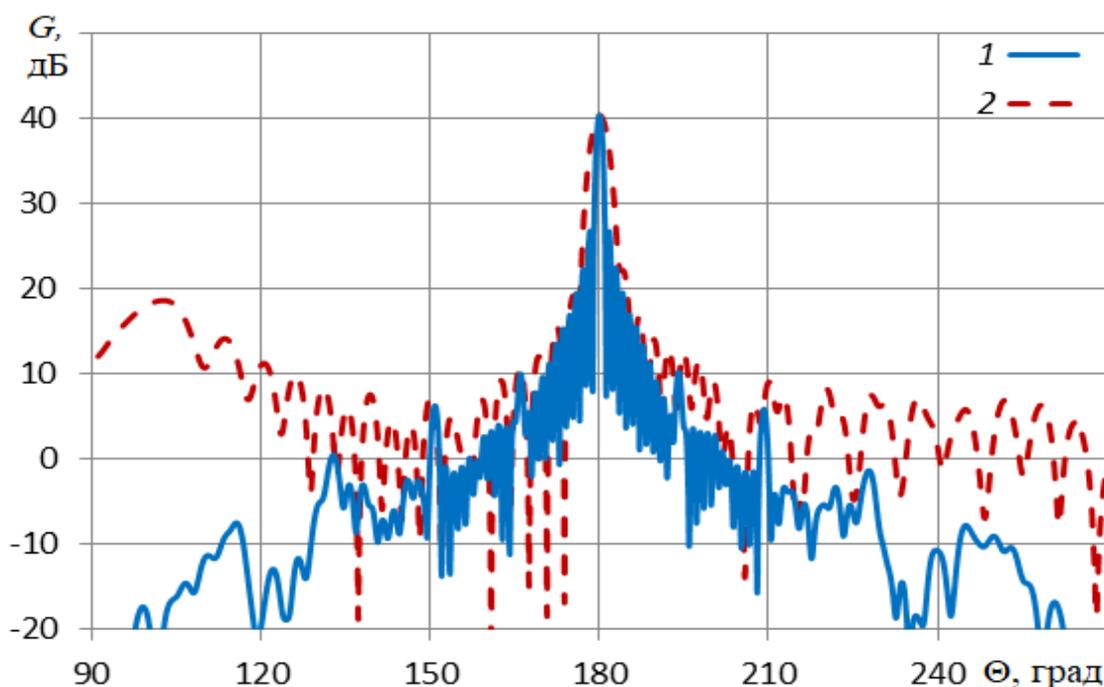


Рис.4.29. ДН гибридной антенны в Е (1) и Н (2) плоскостина частоте 30 ГГц

На рис.4.29 показаны ДН гибридной антенны на частоте 30 ГГц в Е и Н плоскостях, а на рис.4.30 – при сканировании в Е плоскости за счет фазовых сдвигов управляемых элементов (фазовращателей), которые на рис. 4.19 не показаны.

На рисунке видно появление побочных дифракционных максимумов ДН при увеличении угла сканирования.

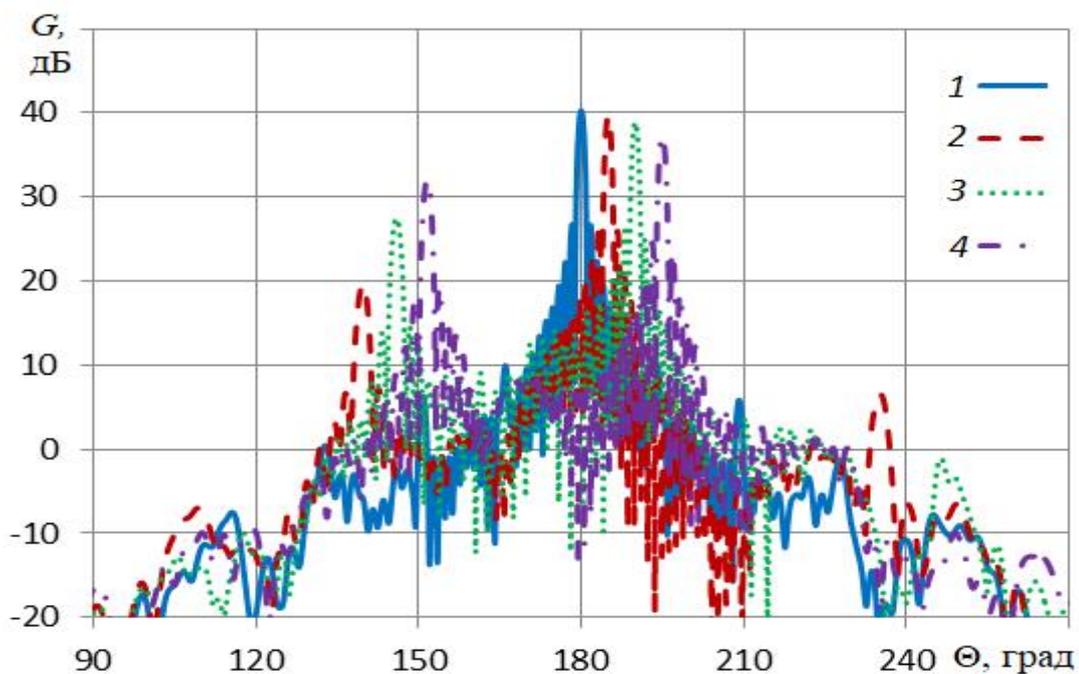


Рис.4.30. ДН гибридной антенны на частоте 30 ГГц в Е- плоскости при сканировании на 0° (1), 5° (2), 10° (3) и 15° (4)

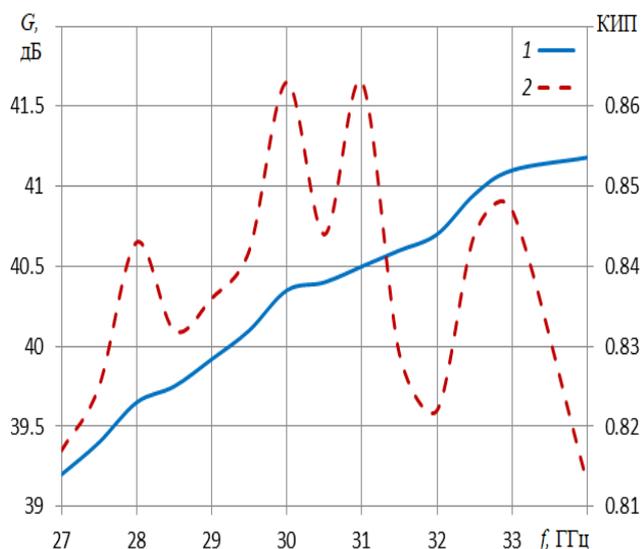


Рис.4.31. Зависимости КУ (1) и КИП (2) от частоты

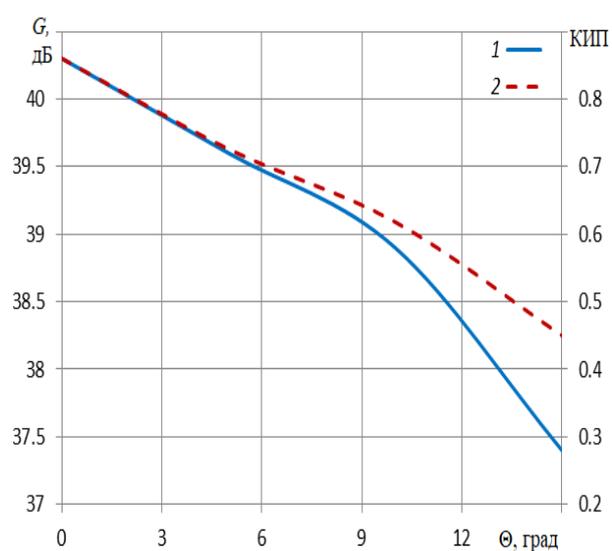


Рис.4.32. Зависимости КУ (1) и КИП (2) от угла сканирования

На рис. 4.31 показаны зависимости КУ и КИП гибридной антенны от частоты. На рисунке видно, что частотные зависимости КУ и КИП имеют небольшие

колебания, связанные с изрезанностью частотной характеристики коэффициента отражения (рис.4.28), при этом в полосе частот 27.2-34.8 ГГц (24%) величина КИП остается достаточно высокой (более 0.82).

На рис. 4.32 показаны зависимости КУ и КИП гибридной антенны от угла сканирования на частоте 30 ГГц. На рисунке видно, что сектор сканирования по уровню КИП 0.5 равен 27° .

На основании полученных результатов можно сделать следующие выводы:

1. Сектор обзора многолучевой антенны на базе параболического цилиндра с планарной трехзеркальной апланатической ДОС превышает 70 градусов при КУ более 35.5 дБ.
2. Максимальная величина КИП гибридной антенны на базе параболического цилиндра с разреженной линейной облучающей решеткой в Н плоскости и элементами в виде антенны вытекающей волны с волноводной призмой достигает 0.8 и превышает 0.7 в полосе частот 10%.
3. Величина КИП гибридной антенны на базе параболического цилиндра с разреженной линейной облучающей решеткой и многоканальным делителем мощностей в Е плоскости, содержащим шестиканальные рупорные делители и плавные волноводные переходы превышает 0.82 в полосе частот более 24%.
4. Учет тепловых потерь не оказывает существенного влияния на характеристики антенн.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ.

В работе получены следующие основные результаты:

- 1) Разработаны, оптимизированы и исследованы плавные волноводные переходы с образующими стенок в виде сопряженных дуг окружностей с полосой рабочих частот более 35%.
- 2) Разработаны, оптимизированы и исследованы линейные волноводные переходы с корректирующими диэлектрической и метало-воздушной линзами с полосой рабочих частот более 35%.
- 3) Разработаны и исследованы многоканальные делители на основе волноводных переходов и E-секториальных рупоров с полосой рабочих частот более 35% и 20%, соответственно.
- 4) Развита численно-аналитическая и аналитическая методики синтеза антенн вытекающей волны с изучением нулевой пространственной гармоники на базе волновода, интегрированного в подложку.
- 4) Разработана и исследована линейная антенная решетка на основе антенны вытекающей волны с изучением нулевой пространственной гармоники и волноводной призмой с фиксированным лучом в широкой полосе частот.
- 5) Синтезирована и исследована трехзеркальная апланатическая планарная ДОС для многолучевой антенны на базе параболического цилиндра.
- 6) Исследована многолучевая антенна на основе параболического цилиндра с трехзеркальной планарной апланатической ДОС.
- 7) Разработаны и исследованы гибридные антенны на основе параболического цилиндра с разреженными облучающими линейными решетками в E и H плоскости.

Вопросы, связанные с разработкой и исследованием управляемых фазирующих элементов для использования в линейных облучающих решетках, а также их влияние на характеристики сканирования гибридных антенн в работе не рассматривались.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ СОКРАЩЕНИЙ И ОБОЗНАЧЕНИЙ

АВВ –антенна вытекающей волны

ДН–диаграмма направленности

ДОС –диаграммо-образующая система

КИП–коэффициентиспользованияповерхности

КУ–коэффициентусиления

МКРВО–методконечныхразностейво временной области

МКЭ–методконечныхэлементов

ФАР–фазированнаяантеннаярешетка

СКА–средне - квадратическая абберация

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.

1. *Шишлов А.В. и др.* Многолучевые антенны для систем радиолокации и связи // Журнал радиоэлектроники. 2018. №7. <http://jre.cplire.ru/jre/jul18/6/text.pdf> .
2. *Р. С. Хансен.* Сканирующие антенные системы СВЧ. Т.3. М.: Сов. Радио. 1971.
3. Пат. США US 874300 B2.
4. *M. Ettorre, E. Gandini, R. Sauleau.* Multi-beam pillbox antennas in the millimeter-wave range // Proc. of the 5th European Conf. on Antennas and Propagation (EUCAP) 2011. Rome. P. 2947.
5. *G. C. Southworth.* Principles and Applications of Waveguide Transmission, D. Van Nostrand Company, 1950.
6. *Коган Н.Л., Машковцев Б.М., Цибизов К.Н.* Сложные волноводные системы. 1963. С. 328-339.
7. *Сазонов Д.М.* Антенны и устройства СВЧ. - М.: Высшая школа, 1988.
8. *Гринев А.Ю.* Численные методы решения прикладных задач электродинамики. М.: Радиотехника. 2012.
9. *V. Kaloshin.* Short-wave electromagnetic asymptotics of open systems. Proc. of 12 Int. Conf. on Math. Methods in Electromagnetic Theory. 2008, June. Odesa.
10. *Б.З. Каценеленбаум.* Теория нерегулярных волноводов с медленно меняющимися параметрами. М.: АН СССР, 1961.
11. *Калошин В.А., Нгуен К.Т.* Широкополосные волноводные переходы в Е-плоскости. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2020. №5. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/may20/13/text.pdf>. DOI 10.30898/1684-1719.2020.5.13.
12. *T. Djerafi, K. Wu.* Corrugated substrate integrated waveguide (SIW) antipodal linearly tapered slot antenna array fed by quasi-triangular power divider // Progress in Electromagnetics Research C. 2012.V. 26. P. 139–151.
13. *S. Gupta, A.R. Sebak and V.K. Devabhaktuni.* Design of Ridge Gap Waveguide Power Divider for Reduced-sidelobe 60 GHz Applications // 2017 IEEE MTT-S International Microwave and RF Conference (IMaRC). 2017. P. 302 - 305.

14. *S.Datta, S. Mukherjee, A.Biswas.* Design of Broadband Power Divider based on Substrate-Integrated Waveguide Technology // IEEE Applied Electromagnetics Conference (AEMC). Bhubaneswar, India, Dec.2013.
15. *R.Bouchra, A.Amina.* Development of Ku Compact Broadband 1x4, 1x8 and 1x16 Power Dividers with SIW Optimized Chamfered Bends//Electrical and Electronic Engineering. 2019, 9(1).P. 17-26
16. *A. M. Mohammed, Y.Wang.* Four-way Waveguide Power Dividers with Integrated Filtering Function // Proceedings of the 45th European Microwave Conference. Paris. 7-10 Sept.2015, P. 486.
17. *S. S. Hesari and J. Bornemann.* Antipodal Vivaldi Antenna Arrays Fed by Substrate Integrated Waveguide Right-Angled Power Dividers // Appl. Sci. 2018, 8, 2625; www.mdpi.com/journal/applsci.
18. *Jin-Yi Ding, Liang Wu, Wei Shen and Xiao-Wei Sun.* E-Plane Five-Port Two-Way Waveguide Power Divider/Combiner with High Amplitude and Phase Consistency // Progress In Electromagnetics Research Letters. 2017. V. 66. P. 113–119.
19. *Э.И. Яцко, Т.А. Щукина.* Многоканальный волноводный делитель мощности. А.с. СССР SU 1394283 А1. Опуб. 07.05.88. Бюл. №17.
20. *Калошин В.А., Нгуен К.Т.* Многоканальные волноводные делители в Е-плоскости. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2020. №6. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/jun20/9/text.pdf>. DOI 10.30898/1684-1719.2020.6.9.
21. *Калошин В.А., Нгуен К.Т.* Антенная решетка вытекающей волны//VІVсероссийская Микроволновая конференция. Доклады. М. ИРЭим. КотельниковаРАН. 2018.С.214.
22. *В.А. Калошин, К. Т. Нгуен.* Антенная решетка вытекающей волны. Журнал радиоэлектроники. 2019. №1. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/jan19/14/text.pdf>. DOI 10.30898/1684-1719.2019.1.14.
23. *В.А. Калошин, К.Т. Нгуен, Е.В. Фролова.* Синтез и анализ антенны вытекающей волны с полупрозрачной стенкой из металлических цилиндров. РЭ. 2020.Т.65. №3. С.250-256.

24. V. A. Kaloshin, V. I. Kalinichev, LeDoanTrinhandNguyenCongThe. Leaky wave antennas with wide sector of frequency scanning and a fixed beam. Int.Sci.Conf.«2020 Systems of signals generating and processing in the field of on board communications», Moscow. March.2020.<https://doi.org/10.1109/IEEECONF48371.2020.9078643>
25. Уолтер К. Антенны бегущей волны/ Пер. с англ. под ред. А. Ф. Чаплина. М.: Энергия, 1970.
26. Deslandes D., Wu Ke. Asia-Pacific Microwave Conf. Proc. Suzhou, China. 4-7 Dec. 2005. V. 1. P. 4.
27. Martinez-Rosa J., Gómez-Tornero J. L., Goussetis G. // IEEE Trans. 2012. V. AP60, № 3. P. 1625.
28. Л.М. Бреховских. Волны в слоистых средах. М. Наука, 1973.
29. Айзенберг Г.З., Ямпольский В.Г., Терешин О.Н. Антенны УКВ. М.: Связь. 1977, ч.2.
30. Калинин В.И., Бабаскина А.А. Метод расчета постоянной распространения вытекающей моды в волноводах со щелями // Журнал радиоэлектроники. 2015. № 7. <http://jre.cplire.ru/jre/jul15/2/text.pdf>.
31. Lei Wang, Jonse Luis Gomez-Tornero, Oscar Quevedo-Teruel. Dispersion Reduced SIW Leaky-wave Antenna by Loading Metasurface Prism // IEEE Intern. Workshop on Antenna Technology. 2018 (iWAT). Nanjing, China.
32. А. С. Венецкий, В. А. Калошин, К. Т. Нгуен, Е. В. Фролова. Синтез и исследование сверхширокополосной планарной трехзеркальной системы. Журнал радиоэлектроники. 2018. №1. <http://jre.cplire.ru/jre/jan18/4/text.pdf>. DOI 10.30898/1684-1719-2018-1-5.
33. В.А Калошин, К.Т Нгуен. Гибридные и многолучевые антенны на основе параболического цилиндра. Журнал радиоэлектроники. 2020. №7. <http://jre.cplire.ru/jre/jul20/9/text.pdf>. DOI 10.30898/1684-1719.2020.7.9
34. Head A.K., A Class of Aplanatic Optical Systems // Proc. Phys. Soc. LXXI, 1958, 4. pp. 546-551.
35. Венецкий А.С., Калошин В.А. О распределении эйконала в апертуре

двухзеркальной телескопической системы // РЭ. 2012. Т.57. №9. С.1004-1011.

ПРИЛОЖЕНИЕ 1. Акт о внедрении.

Общество с ограниченной ответственностью

«ТЕХНОЭКСПЕРТ»

(ООО «ТЕХНОЭКСПЕРТ»)

129344, г. Москва, ул. Енисейская, д.7, стр.4, пом.23

ИНН/КПП 7716808480/771601001

ОГРН 5157746035728

тел./факс /495/ 335 32 56

E-mail: btvp81@mail.ru

УТВЕРЖДАЮ:

Генеральный директор ООО «Техноэксперт»

к.э.н. Демидов Е.В.



АКТ

внедрения результатов исследований

Комиссия в составе председателя: заместителя директора д.т.н. Масленникова Олега Юрьевича и членов комиссии:

1. Главного технолога к.т.н. Ильина Владимира Николаевича;
2. Старшего научного сотрудника Иванова Олега Владимировича.

рассмотрела результаты исследований, выполненных в ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН и НИУ МФТИ, и опубликованных в статье:

В.А. Калошин, К.Т. Нгуен. Широкополосные волноводные переходы в E – плоскости. Журнал радиоэлектроники. 2020. №5 [электронный журнал]. <http://jre.cplire.ru/jre/may20/13/text.pdf>. DOI 10.30898/1684-1719.2020.5.13

и установила: Разработанные линейные волноводные переходы с корректирующими линзами внедрены в конструкцию излучателя, разрабатываемого по контракту № 27062019 с компанией Pajouhesh Sabz Ayandey Paydar

Председатель комиссии

/Масленников О.Ю./

Члены комиссии:

/Ильин В.Н./

/Иванов О.В./