

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»

Автореферат диссертации на соискание ученой степени
кандидата физико - математических наук

Долгопрудный – 2020 г.

Работа выполнена на кафедре радиотехники и систем управления факультета радиотехники и кибернетики (ФРТК) ФГАОУ ВО «Московский физико-технический институт (национальный исследовательский университет)» Министерства науки и высшего образования Российской Федерации

Научный руководитель **Калошин** Вадим Анатольевич
доктор физико-математических наук

Официальные оппоненты **Климов** Константин Николаевич, доктор технических наук, главный научный сотрудник 9 отдела ОКБ «Лианозовский электромеханический завод» ПАО НПО «АЛМАЗ»

Кривошеев Юрий Вячеславович, кандидат технических наук, начальник сектора «Излучающие структуры и устройства» ПАО «Радиофизика».

Ведущая организация АО «ОКБ МЭИ» Особое Конструкторское Бюро Московского энергетического института (г. Москва)

Защита состоится «30» октября 2020 г., в 10-00, на заседании диссертационного совета Д 002.231.02 на базе Федерального государственного бюджетного учреждения науки Института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова Российской академии наук (ИРЭ им. В.А.Котельникова РАН) по адресу: 125009, Москва, ГСП-9, ул. Моховая, д. 11, корп. 7.

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке ИРЭ им. В.А.Котельникова РАН и на сайте:

<http://cplire.ru/rus/dissertations/NguyenCongThe/dissertation.pdf>

Автореферат разослан «___» _____ 2020 г.

И.о.ученого секретаря диссертационного совета
доктор физико-математических наук



Назаров
Лев Евгеньевич

ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

Актуальность темы.

В последнее время возрос интерес к гибридным сканирующим и многолучевым зеркальным антеннам. Этот интерес обусловлен тем, что наряду с традиционными, появляются новые приложения таких антенн: для базовых станций систем мобильной связи, наземных систем космической связи, радио-мониторинга и т.д. При этом возрастающие требования в приложениях и внутренняя логика развития науки требуют улучшения параметров этого класса антенн, в первую очередь, повышения коэффициентов усиления (КУ) и использования поверхности (КИП), расширения полосы частот, повышения пропускаемой мощности, а также сектора обзора многолучевой диаграммы направленности и числа лучей.

Следует отметить, что схема гибридной антенны с линейной облучающей решеткой и зеркалом в виде параболического цилиндра, а также многолучевой антенны с планарной диаграммо-образующей системой (ДОС) на основе матрицы Батлера или линзы Ротмана хорошо известны [1]. Достоинством этих схем является возможность обзора в одной плоскости при относительно небольшом количестве управляемых или диаграммо-формирующих элементов и большом КУ антенны. Однако использование матриц и волноводных линз с принудительным преломлением приводит к ограничению полосы частот, а в микрополосковом или кабельном исполнении - к увеличению тепловых потерь и ограничению пропускаемой мощности. Использование однозеркальной квазиоптической ДОС при больших электрических размерах сильно ограничивает сектор обзора из-за значительных фазовых aberrаций. Поэтому актуальной является задача разработки и исследования многолучевой антенны с главным зеркалом в виде параболического цилиндра с новыми типами ДОС, в первую очередь, многозеркальными.

С другой стороны существует ряд применений, где предпочтительней использование однолучевых, в том числе, сканирующих антенн. В первую очередь

это относится к передающим антеннам с высоким уровнем мощности. При использовании в качестве такой антенны гибридной антенны с параболическим главным зеркалом сектор ее сканирования всегда ограничен из-за возрастания перелива энергии мимо зеркала при увеличении угла сканирования. Поэтому актуальной является задача разработки гибридной антенны на основе параболического цилиндра с ДОС в виде разреженной облучающей решетки, что позволяет упростить конструкцию, уменьшить потери и повысить КУ и КИП антенны.

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

Достижение этой 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.

Методы исследования. В работе использованы как численные, так и аналитические методы, а также физический эксперимент. При численном моделировании использован метод конечных элементов (МКЭ). В рамках физического эксперимента использован метод измерения характеристик излучения в безэховой камере в дальней зоне.

Новые научные результаты:

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 метало-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.

Теоретическая и 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 Е-секториального рупора.

4. Разработана конструкция гибридной антенны на основе параболического цилиндра с разреженной линейной облучающей решеткой в Е плоскости.

Основные положения, выносимые на защиту:

1. КИП гибридной антенны на основе параболического цилиндра с разреженной линейной облучающей решеткой в Н плоскости из антенн вытекающей волны с волноводной призмой может достигать 0.8.

2. КИП гибридной антенны на основе параболического цилиндра с разреженной линейной облучающей решеткой в Е 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.

Публикации. По теме диссертации опубликовано 8 научных работ, в том числе 6 – в изданиях, рекомендованных ВАК Минобрнауки РФ, из них входящих в международные базы данных - 1, а также в трудах конференций – 2, из них входящая в международные базы данных - 1. Общий объем опубликованных работ по теме диссертации составил 100 страниц.

Личный вклад. В работах, опубликованных в соавторстве, соискателю 8 принадлежат: разработка волноводных элементов, развитие теории синтеза антенн

вытекающей волны с изучением нулевой пространственной гармонике 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. Диссертационная работа изложена на 110 страницах, содержит 121 рисунок.

ОСНОВНОЕ СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

Во Введении обоснована актуальность темы, сформулированы цели и задачи исследования, описаны научная новизна и практическая значимость диссертационной работы, приведены сведения об апробации работы и положения, выносимые на защиту.

В первой главе рассмотрены широкополосные волноводные переходы и многоканальные делители мощности в Е- плоскости, необходимые для создания линейных разреженных облучающих решеток гибридной антенны на базе параболического цилиндра.

В разделе 1.1 рассмотрен плавный волноводный переход в Е- плоскости с образующими криволинейных стенок в виде сопряженных дуг окружностей (рис.1). Для моделирования и оптимизации плавных волноводных переходов обычно используется метод поперечных сечений. Однако в случае коротких переходов и наличия критических сечений высших мод при использовании этого метода возникают проблемы. В данном разделе для моделирования и оптимизации геометрии перехода используется МКЭ. Проведены исследования частотных характеристик коэффициентов отражения, прохождения и возбуждения высших мод в зависимости от соотношения размеров входного и выходного сечения в Е-

плоскости (b_1/b_2) и радиусов кривизны криволинейных стенок ($K = R_2/R_1$).

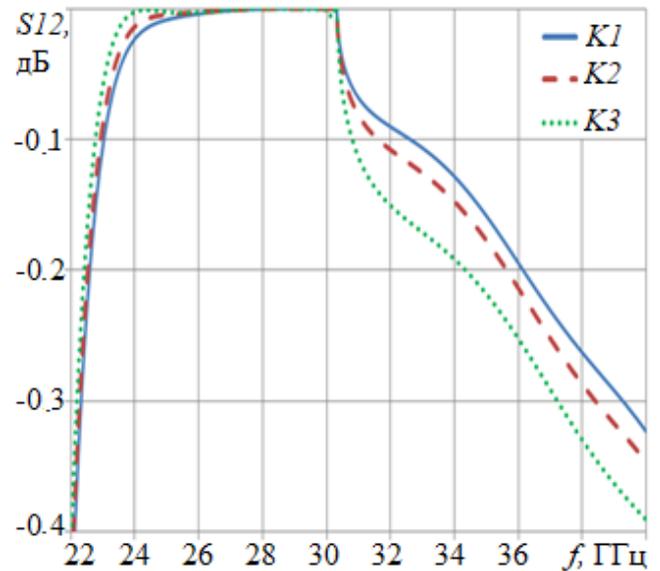
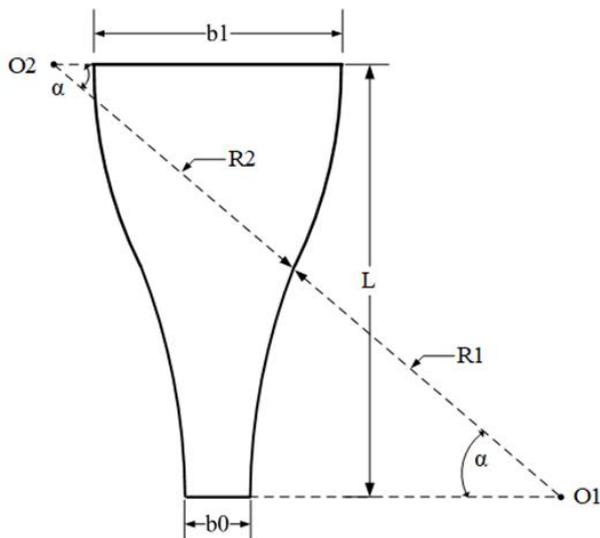


Рис.1. Плавный волноводный переход Рис.2. Коэффициент передачи моды H_{10}

На рис. 2 приведена частотная характеристика коэффициента передачи перехода от одномодового сечения 7.2×3.4 мм на сечение 7.2×13.6 (сплошная кривая – $K_1=0.88$, штриховая – $K_2=1.01$ и пунктирная – $K_3=1.29$). На рисунке видно, что полоса частот по уровню потерь коэффициента передачи 0.1 дБ с увеличением K меняется мало, при этом сдвигаясь в сторону верхних частот.

В разделе 1.2 рассмотрен линейный волноводный переход в виде E-секториального рупора. Для коррекции несинфазности поля цилиндрической волны на выходе перехода использована цилиндрическая плоско-выпуклая диэлектрическая линза из фторопласта с образующей в виде дуги окружности.

На рис. 3 показаны зависимости от радиуса кривизны линзы R средне-квадратической aberrации (СКА) эйконала на выходе перехода с апертурой 28 мм для двух фокальных расстояний линзы ($F = 31$ мм и $F = 34$ мм). На рисунке хорошо видны минимумы, которые определяют оптимальные значения R .

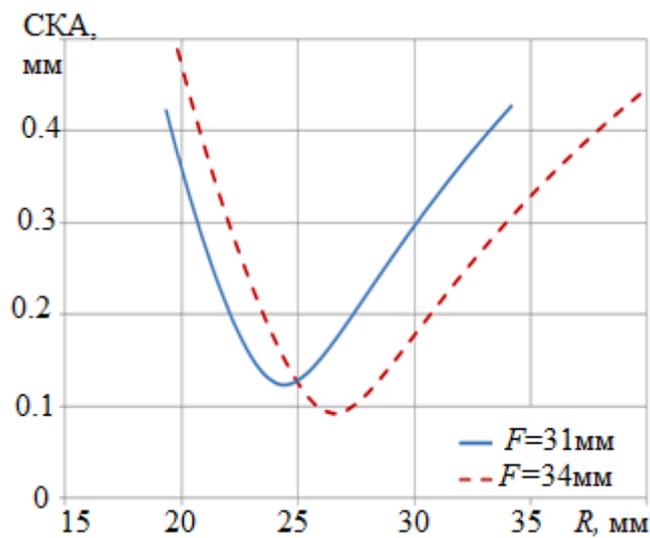


Рис.3. СКА линзы

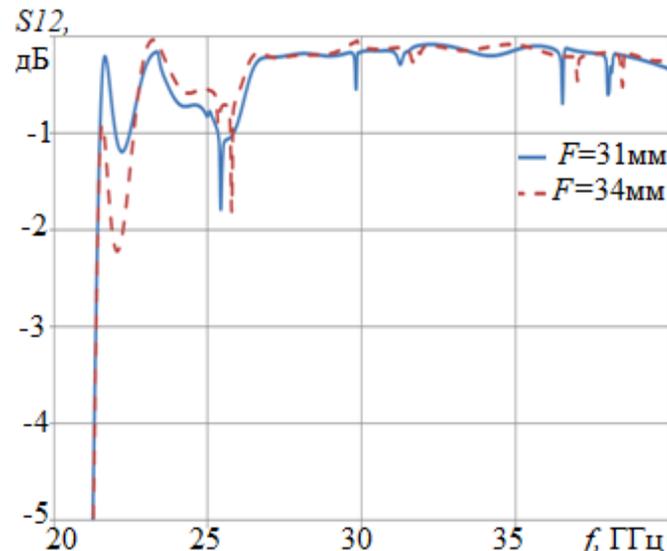


Рис.4. Коэффициент передачи

На рис.4 показаны зависимости коэффициента передачи от частоты. Видно, что при $F = 34$ изрезанность частотной характеристики коэффициента прохождения, связанная с критическими частотами высших мод, существенно меньше, чем при $F = 31$ и полоса частот по уровню коэффициента прохождения 0.2 дБ - около 37% (27 – 37 ГГц). Найдены также частотные характеристики коэффициентов возбуждения высших мод.

В разделе 1.3 рассмотрен линейный волноводный переход в виде E-секториального рупора с метало – воздушной линзой, выполненной в виде тороидального изгиба. На рис. 5 показаны зависимости от радиуса кривизны линзы R СКА эйконала на выходе перехода с апертурой 28 мм для двух фокальных расстояний $F = 26.7$ мм и $F = 30$ мм. На рисунке хорошо видны, что минимумы СКА, которые определяют оптимальные значения R , существенно меньше, чем в случае перехода с диэлектрической линзой. На рис.6 показаны зависимости коэффициента передачи от частоты. Видно, что при $F = 34$ мм изрезанность частотной характеристики коэффициента прохождения, связанная с критическими частотами высших мод, существенно меньше, чем при $F = 31$ мм и полоса частот по уровню коэффициента прохождения 0.2 дБ примерно равна 37% (27 – 37 ГГц). Найдены также частотные характеристики коэффициентов возбуждения высших мод.

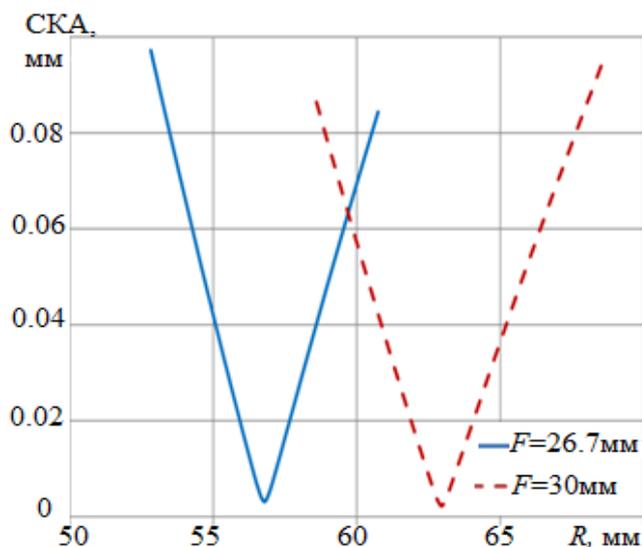


Рис.5. СКА линзы

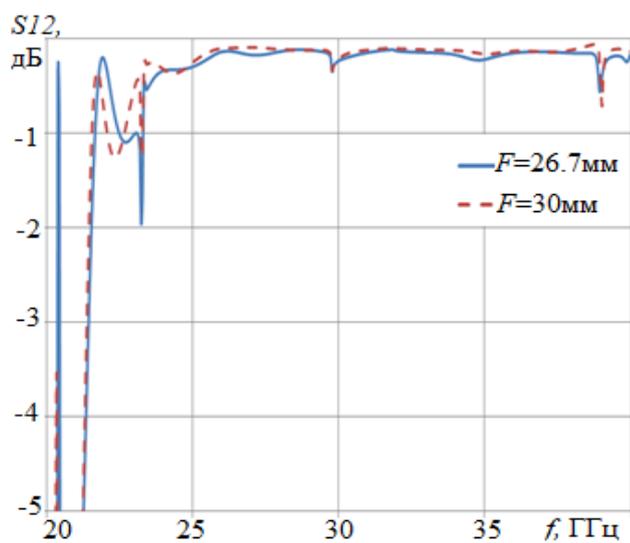


Рис.6. Коэффициент передачи

Как видно на рисунках, изрезанность частотных характеристик перехода с метало-воздушной линзой немного меньше, чем с диэлектрической, а верхняя частота по уровню коэффициента прохождения – 0.2 дБ примерно равна 38 ГГц. Относительная полоса рабочих частот перехода с метало-воздушной линзой – более 37%.

Во второй главе рассмотрены многоканальные волноводные делители с равномерным делением. Широкополосный делитель такого типа может быть реализован при использовании Т-образного двухканального делителя и корпоративной многоэтажной схемы. 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.

Многоканальный волноводный делитель с равномерным делением мощности может быть построен на основе волноводного перехода или Е-секториального рупора. При этом, как правило, возникает задача выравнивания распределения мощности между выходами, которая может быть решена введением в конструкцию делителя поглощающих пластин. Однако такой способ приводит к увеличению

тепловых потерь делителя и уменьшению пропускаемой мощности

В главе 2 исследуются возможности построения многоканальных Е-плоскостных волноводных делителей, в которых равномерность распределения мощности обеспечивается за счет оптимальной геометрии делителя.

В разделе 2.1 рассмотрен трехканальный делитель-ответвитель. С использованием МКЭ проведено моделирование и оптимизация параметров делителя. На рис. 7 показаны частотные зависимости коэффициента отражения (кривая 1) и коэффициента 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 составляет более 2.5 ГГц.

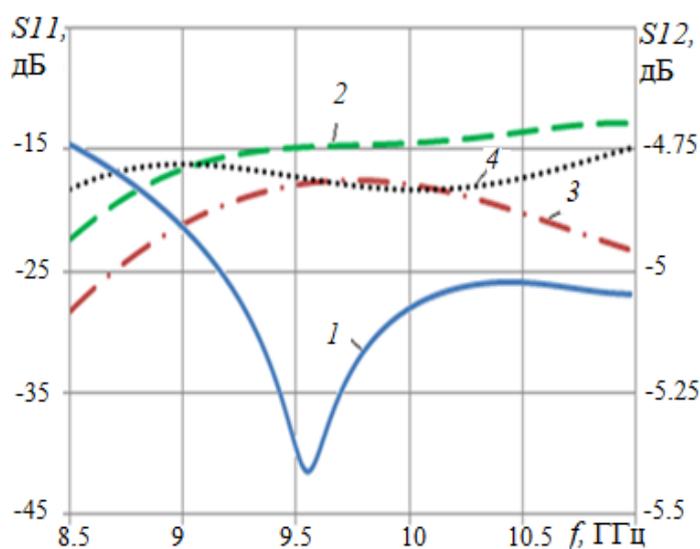


Рис.7. Модули коэффициентов отражения и передачи

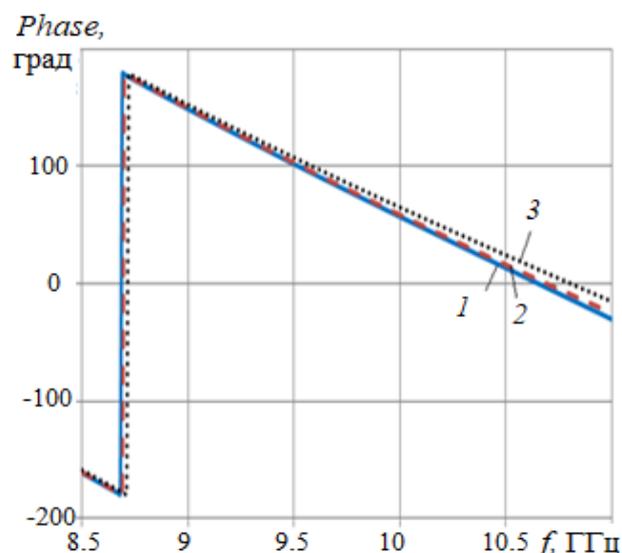


Рис.8. Фазы коэффициентов передачи

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. Результаты моделирования модулей и фаз коэффициентов прохождения двух

вариантов делителя показаны на рис. 9, 10, соответственно.

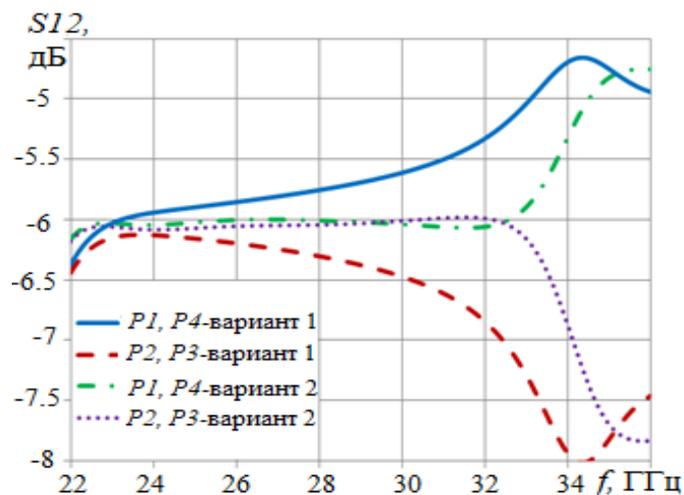


Рис.9. Модули коэффициентов передачи

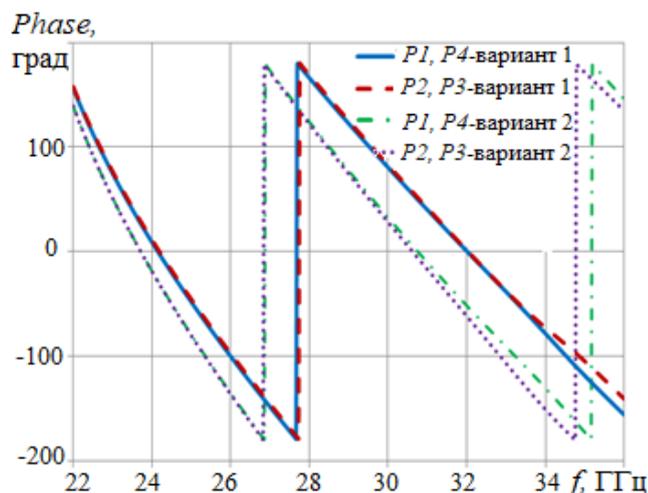


Рис.10. Фазы коэффициентов передачи

На рис.9 видно, что неравномерность распределения мощности в полосе частот 22 – 33 ГГц у 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 2 составляет 22.5 – 33 ГГц (38%).

В разделах 2.3, 2.4 исследованы делители на основе линейных переходов с корректирующими диэлектрической и метало-воздушной линзами. 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. Результаты моделирования частотных характеристик модулей коэффициентов прохождения делителей показаны на рис. 11а, 11б, соответственно.

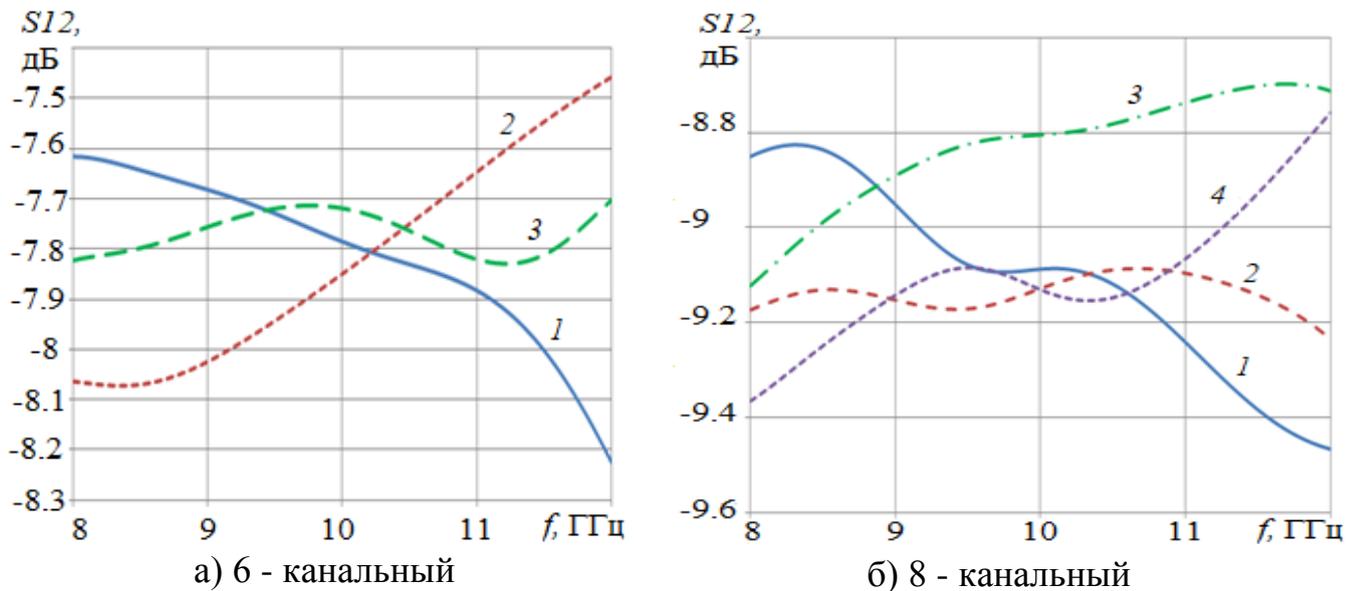


Рис.11. Зависимость модуля коэффициента прохождения от частоты

На рисунке видно, что для 6-канального делителя в полосе частот 25%, а для 8-канального в полосе частот 23% неравномерность амплитудного распределения менее 0.2 дБ.

В третьей главе рассмотрен способ реализации линейной антенны в Н-плоскости в виде антенны вытекающей волны (АВВ) с излучением нулевой пространственной гармоники на основе волновода с частично прозрачной стенкой в виде решетки круглых металлических цилиндров (проволочной решетки), которая может быть выполнена, в частности, с применением SIW технологии. 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 в ряде приложений является нежелательным.

В разделе 3.1 развиты две методики синтеза АВВ в виде нерегулярного полого прямоугольного металлического волновода (рис.12) с узкой стенкой в виде решетки круглых металлических цилиндров радиусом, расположенных параллельно оси x с переменными периодом $p(z)$ и расстоянием от их осей до другой узкой стенки $a(z)$.

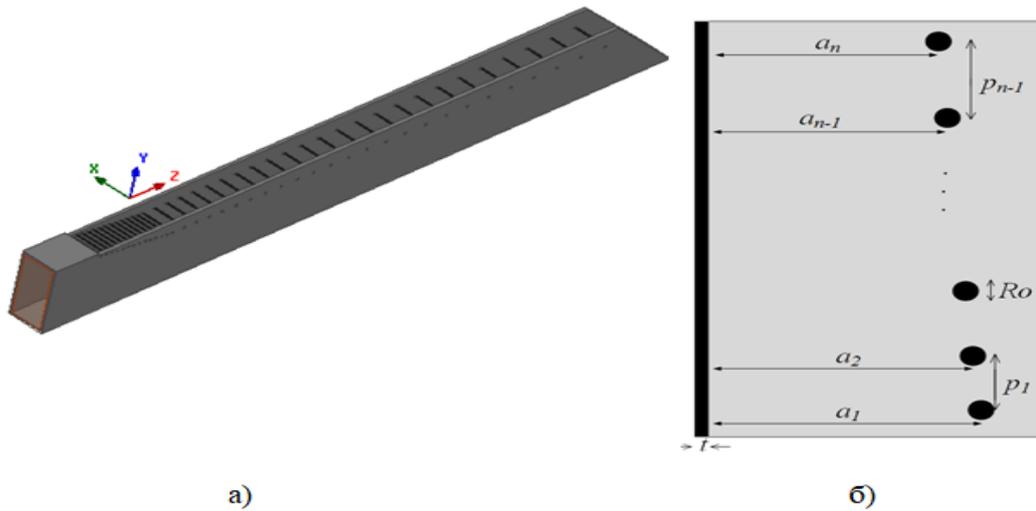


Рис. 12. АВВ а) общий вид б) продольное сечение.

Задача синтеза АВВ заключается в определении функций $p(z)$ и $a(z)$, обеспечивающих заданный линейный фронт излучения с заданным распределением амплитуды. В первом приближении метода поперечных сечений 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, связывающее величину постоянной затухания вытекающей моды $\alpha(z)$ с амплитудным распределением излученного поля $A(z)$ [2], дисперсионное уравнение для основной моды волновода с частично прозрачной стенкой [3]:

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

и выражение для коэффициента отражения от проволочной решетки [4]:

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

где ρ – радиус цилиндра, $p \ll \lambda$ – период решетки, $R_1 = -1$, $\psi = \arccos(\chi/k)$, χ – поперечное волновое число для основной моды, $k = 2\pi/\lambda$ – волновое число в свободном пространстве, λ – длина волны, сводим задачу синтеза к определению переменного периода решетки цилиндров $p(z)$ и расстояния от их осей до другой узкой стенки волновода $a(z)$.

Подставляя выражение (2) в уравнение (1), получаем

$$\exp(-i(2kac \cos \psi - 2\pi)) = 1 + i(d \cos \psi) \quad (3)$$

где $d = (2p/\lambda) \ln(p/2\pi p)$. Разлагая далее уравнение (3) в ряд Тэйлора, получаем приближенное решение уравнения (3)

$$\cos(\psi) = 2\pi / (d + 2ka) + i 2\pi^2 d^2 / (d + 2ka)^3. \quad (4)$$

Выражение для продольного волнового числа при этом имеет вид:

$$\gamma(p) = k \sqrt{1 - (\cos \psi)^2} \quad (5)$$

Формулы (4), (5) определяют величину постоянной распространения $\beta = \text{Re}(\gamma)$ и затухания $\alpha = \text{Im}(\gamma)$.

Далее, применяя параболическую интерполяцию зависимости величины β/k от величины p/λ для дискретного набора величин a/λ , в результате решения последовательности квадратных уравнений $\beta/k = C$ при использовании полученных выражений можно найти дискретный набор расстояний $a(z)$ в зависимости от периода p , обеспечивающих заданную постоянную величину β . Используя параболическую интерполяцию между дискретными значениями, получаем приближенные формулы, описывающие непрерывные зависимости $a(p)$. Полученную зависимость также аппроксимируем параболической функцией. Решая квадратное уравнение, находим искомые зависимости $p(z)$ и $a(z)$.

Вместо описанной численно-аналитической процедуры можно использовать чисто аналитический подход. Запишем формулу (4) в следующем виде:

$$\cos(\psi) = g + i d^2 g^3 / 4\pi \quad (6)$$

где $g = 2\pi / (d + 2ka)$. Подставляя разложение (6) в выражение для γ (5) и разлагая корень по малой величине $\text{Im}(\cos \psi)$, получаем приближенные значения постоянных распространения и затухания, соответственно:

$$\beta(p) = k \sqrt{1 - g^2}, \quad \alpha(p) = kd^2 g^4 / (4\pi \sqrt{1 - g^2}) \quad (7)$$

Из требования $\beta/k = C$ и формулы (7) получаем:

$$a(p) = (\pi / (k \sqrt{1 - C^2})) - (d / 2k) \quad (8)$$

При условии $\beta/k = C$ из формулы (7) можно получить: $g = \sqrt{1 - C^2}$.

Подставляя последнее выражение в формулу (7) для $\alpha(p)$, получаем:

$$\ln(p / (2\pi\rho)) = \sqrt{\alpha\pi C\lambda^2 / (kp^2 g^4)} \quad (9)$$

Заменяя $t = p / (2\pi\rho)$ и вводя функцию $f(t) = t \ln(t)$, формулу (9) можно записать в виде:

$$f(t) = \sqrt{\alpha / M} \quad (10)$$

Для функции $F(t)$, обратной к функции $f(t)$, параболическая аппроксимация имеет вид:

$$F(t) = 0.0047t^2 + 0.4859t + 1.3177 \quad (11)$$

Используя формулы (10) и (11), нетрудно получить:

$$P(z) = 2\pi\rho \cdot \left(0.0047\left(\frac{\alpha(z)}{M}\right) + 0.4859\sqrt{\frac{\alpha(z)}{M}} + 1.3177\right) \quad (12)$$

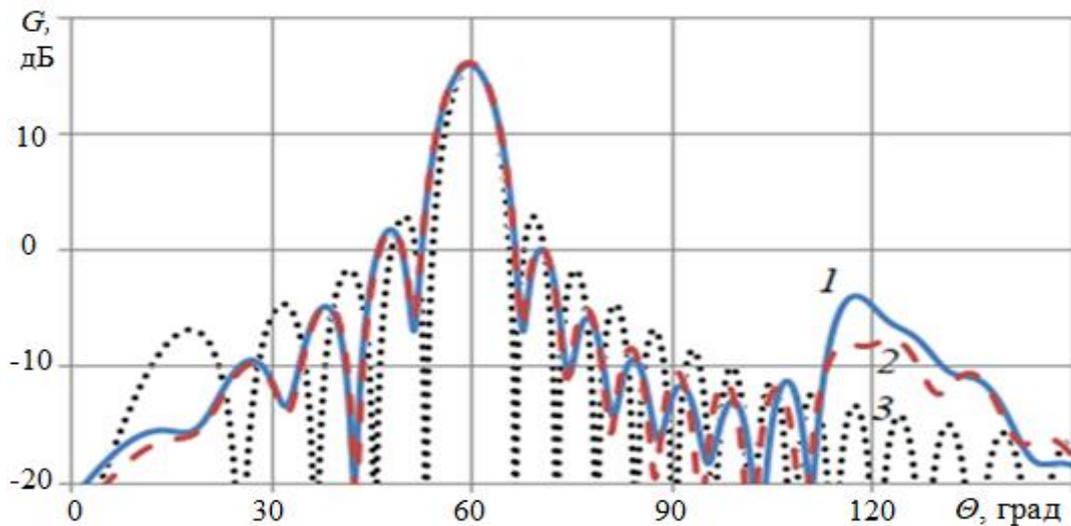


Рис.13. Диаграммы направленности в Н-плоскости: 1- аналитический метод, 2 –численно-аналитический метод, 3 – идеальная апертура

На рис.13 показаны ДН в Н-плоскости синтезированной аналитическим и численно-аналитическим методом антенны с постоянным амплитудным распределением, а также апертуры таким же амплитудным распределением и линейным фронтом.

На рис.14 показаны фотографии экспериментального образца синтезированной антенны с коаксиально-волноводным переходом, а на рис.15 - зависимости от частоты коэффициента усиления экспериментального образца антенны.

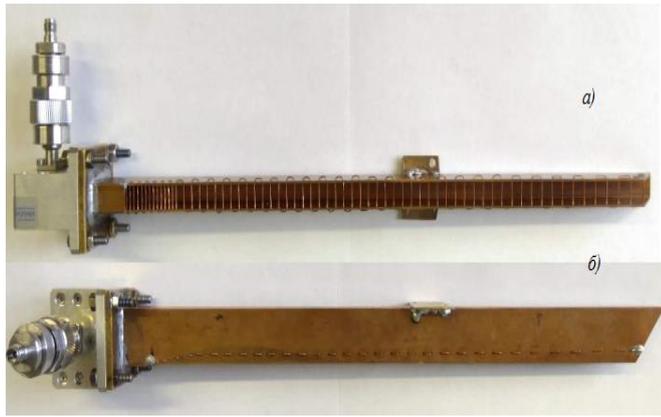


Рис.14.Экспериментальный образец АВВ с постоянным распределением амплитуды

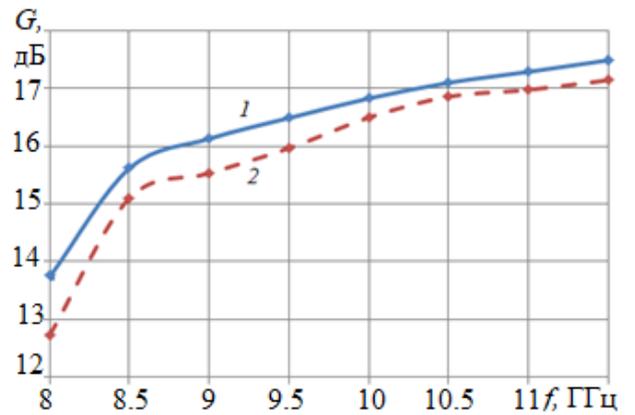


Рис.15.Коэффициент усиления:
1- численный эксперимент,
2- физический эксперимент.

В разделе 3.2 синтезированная АВВ использована в качестве возбудителя планарной волноводной призмы с принудительным преломлением с целью реализации фиксированной в полосе частот ДН решетки трех параллельных призм. Призмы расположены на расстоянии 8.25 мм от АВВ для уменьшения отражения. Далее исследована решетка трех АВВ с призмами (рис.16), 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, которая возбуждалась решеткой трех Y-образных элементов в виде двух расположенных под углом 118 градусов АВВ (рис.17).

На рис.18. 19 показаны ДН в Н-плоскости, соответственно, первого и второго вариантов АВВ на частотах: 1- 8.8 ГГц, 2- 9 ГГц, 3- 9.5 ГГц, 4- 10 ГГц, 5- 10.3 ГГц. Как видно на рис. 18 главный лепесток ДН практически не зависит от частоты, а во втором случае (рис.19) при отклонении частоты от 9.5 ГГц на 0.8 ГГц главный лепесток распадается на два.

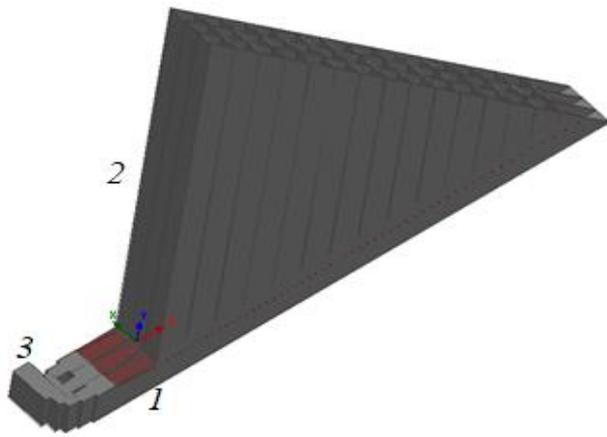


Рис.16. АВВ с призмой

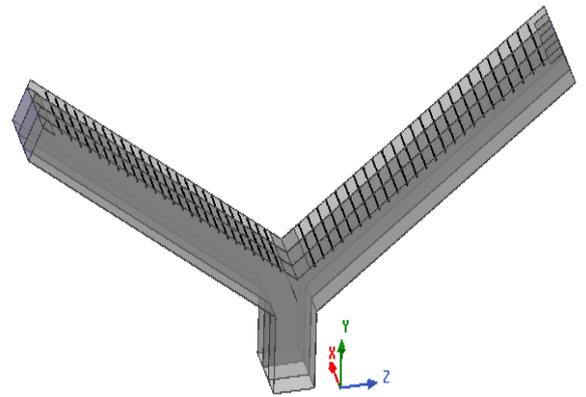


Рис. 17.Решетка трех Y—образных элементов

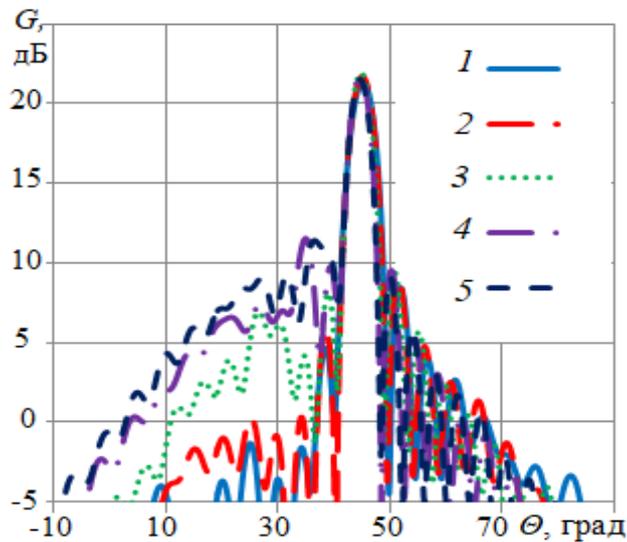


Рис.18. ДН первого варианта АВВ

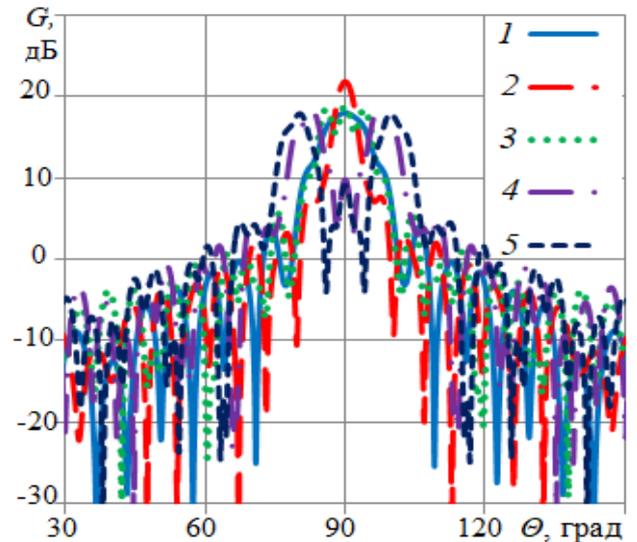


Рис.19.ДН второго варианта АВВ

На рис. 20 показаны частотные зависимости КУ и КИП первого (кривые 1, 2, соответственно) и второго варианта решетки (кривые 3,4, соответственно). На рисунке видно, что оба варианта обеспечивают высокие максимальные значения КИП (больше 0.9). При этом по уровню КИП = 0.7 полоса частот первого варианта решетки более 1.5 ГГц (16%), а второго – 0.6 ГГц (6.5%).

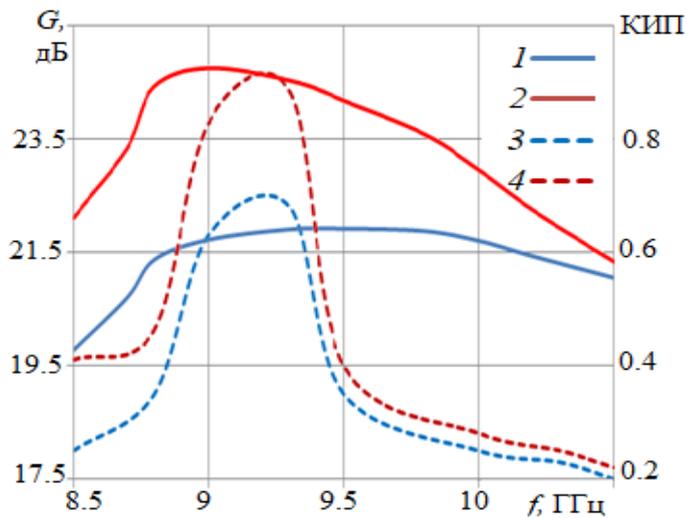


Рис.20. КУ и КИП АВВ

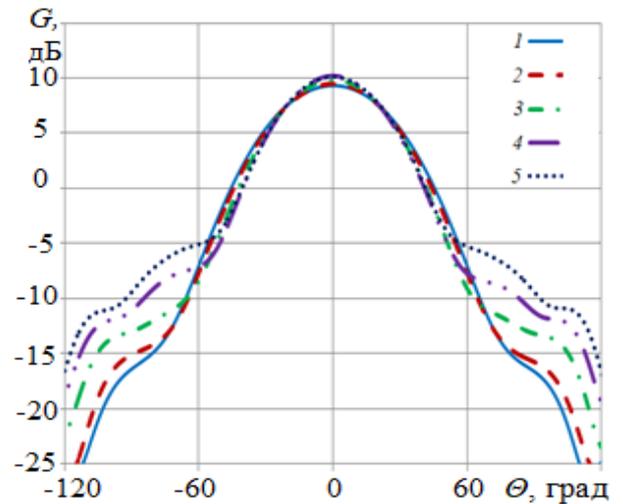


Рис.21. ДН АВВ в Е-плоскости

Основная задача облучающей антенны заключается в том, чтобы обеспечить высокое значение усиления и КИПа гибридной антенны. Для этого антенна должна сформировать в Е –плоскости ДН с низким уровнем боковых лепестков в заданном угле. Одним из возможных решений для этого (вместо использования делителя мощности) является расширение волновода в Е-плоскости в виде рупора с криволинейными стенками. На рис. 21 приведены ДН такого рупора в Е-плоскости на частотах: 1- 8.8 ГГц, 2- 9 ГГц, 3- 9.5 ГГц, 4- 10 ГГц, 5- 10.3 ГГц.

В четвертой главе рассмотрены характеристики гибридной антенны на базе параболического цилиндра в Е и Н плоскостях, а также исследованы характеристики многолучевой гибридной зеркальной антенны.

В разделе 4.1 рассмотрены синтез и исследование ДОС многолучевой антенны в виде планарной трехзеркальной системы.

На рис. 22 кривой 1, 2 приведены зависимости СКА от угла отклонения луча в трехзеркальной системе для двух фокальных кривых. Для сравнения кривой 3 приведена СКА оптимальной двухзеркальной системы.

На рис.23 кривыми 1-3 представлены нормированные ДН многолучевой антенны на базе параболического цилиндра с описанной трехзеркальной ДОС на частоте 15 ГГц при положении облучающего рупора в точках фокальной кривой, соответствующих смещению луча на 0° , 25° и 45° , соответственно.

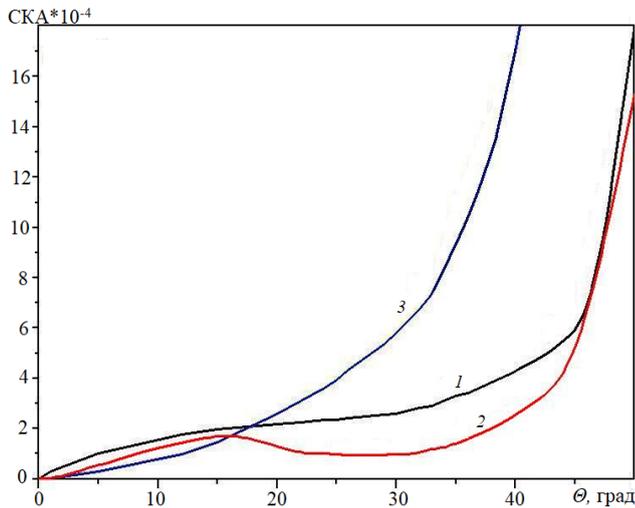


Рис.22. Зависимость абберации от угла сканирования

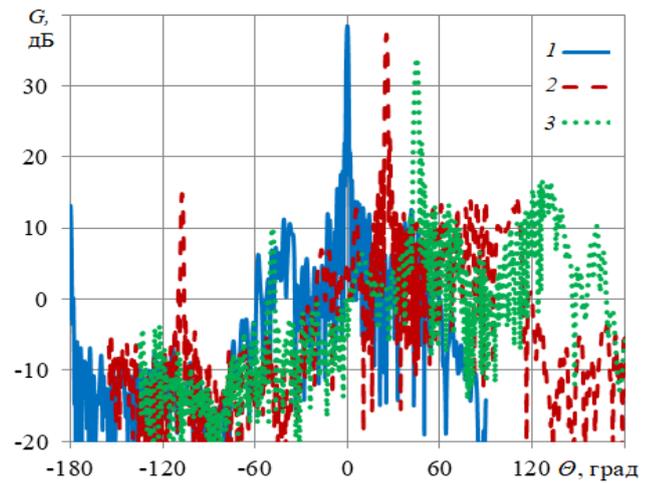


Рис.23. ДН антенны на частоте 15 ГГц в режиме сканирования.

В разделе 4.2 исследованы характеристики гибридной антенны на базе параболического цилиндра с облучающей решеткой в Н плоскости, построенной на базе широкополосной АВВ с призмой, разработанной и исследованной в главе 3 (рис.24). На рис.25 показаны ДН антенны на частоте 9.5 ГГц: кривой 1 – в Е – плоскости, 2 - в Н – плоскости. На рис.26. показаны зависимости усиления и КИПа от частоты: кривой 1 – коэффициента усиления, 2 - КИПа.

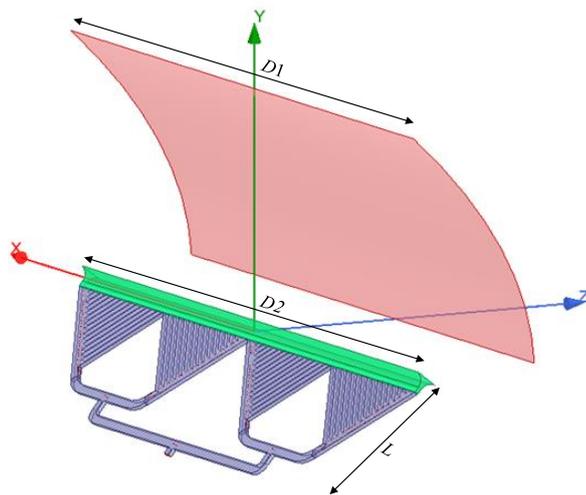


Рис. 24. Гибридная антенная решетка с линейной решеткой в Н-плоскости

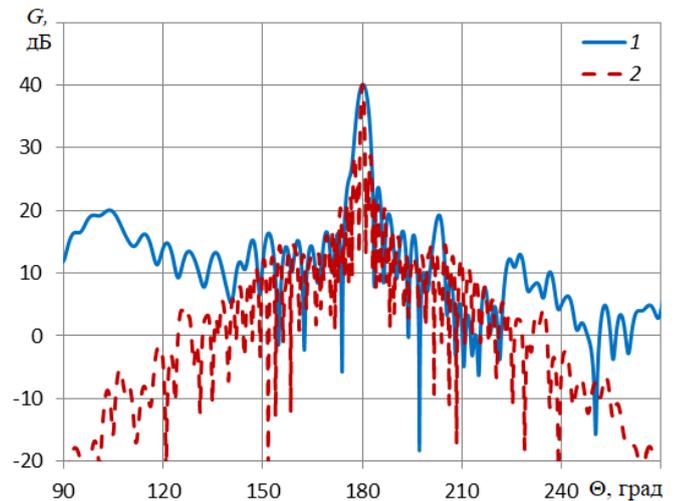


Рис. 25. ДН гибридной антенны в Е (1) и Н(2) плоскости

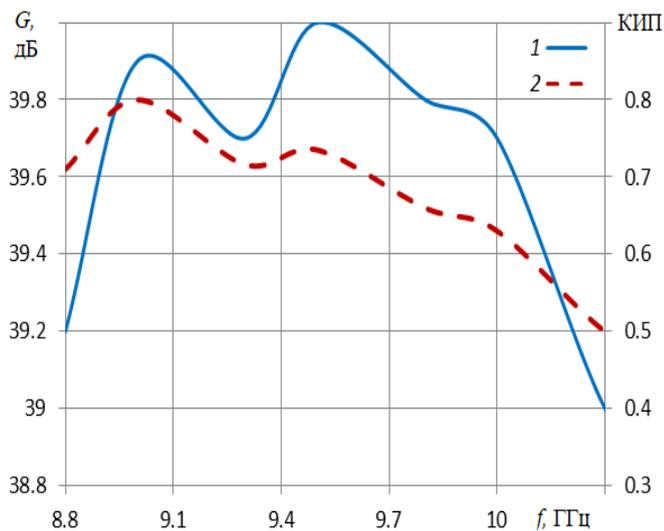


Рис. 25. Зависимость усиления (1) и КИПа (2) от частоты антенны

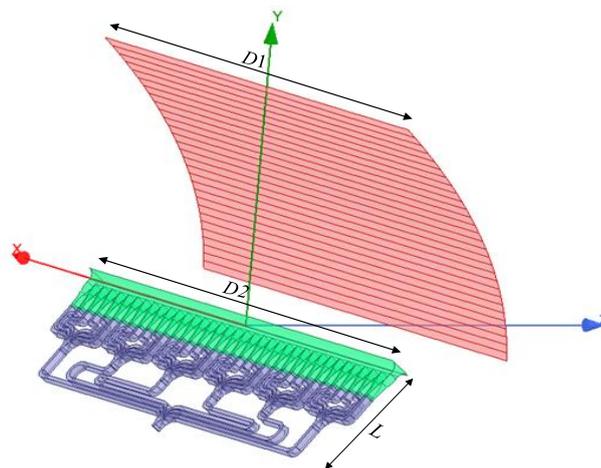


Рис.26. Гибридная антенная решетка с линейной решеткой в Е-плоскости

В разделе 4.3 исследованы характеристики гибридной антенны на базе параболического цилиндра с облучающей решеткой в Е- плоскости (рис.26). ДОС решетки построена на базе шестиканальных делителей и плавных переходов, разработанных и исследованных в первых двух главах. На рис.27 показаны ДН антенны на частоте 30 ГГц: кривой 1 – ДН в Е-плоскости, 2 - в Н- плоскости. На рис.28 показаны зависимости усиления и КИПа от частоты: кривой 1 – коэффициент усиления, 2 - КИП.

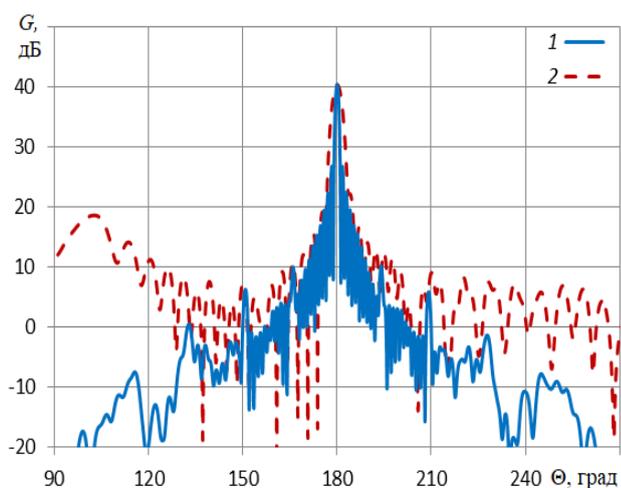


Рис. 27. ДН гибридной антенны

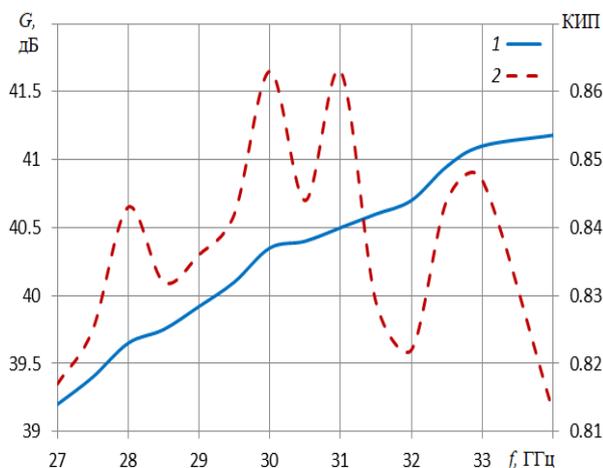


Рис. 28. Зависимость усиления и КИПа от частоты антенны

В Заключении проведены основные результаты диссертации:

- 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.
- 5) 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.
- 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 планарной апланатической ДОС.
- 8) Разработаны и исследованы гибридные антенны на основе параболического цилиндра с разреженными облучающими линейными решетками в E и H плоскости.

Список публикаций автора в журналах, входящих в перечень ВАК РФ

- A1. 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.
- A2. В.А. Калошин, К. Т. Нгуен. Антенная решетка вытекающей волны. Журнал радиоэлектроники. 2019. №1. <http://jre.cplire.ru/jre/jan19/14/text.pdf>. DOI

10.30898/1684-1719.2019.1.14.

A3. 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.

A4. В.А. Калошин, К.Т. Нгуен. Широкополосные волноводные переходы в Е – плоскости. Журнал радиоэлектроники. 2020. №5. <http://jre.cplire.ru/jre/may20/13/text.pdf>. DOI 10.30898/1684-1719.2020.5.13.

A5. В.А. Калошин, К.Т. Нгуен. Многоканальные волноводные делители в Е – плоскости. Журнал радиоэлектроники. 2020. №6. <http://jre.cplire.ru/jre/jun20/9/text.pdf>. DOI 10.30898/1684-1719.2020.6.9.

A6. 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

Список публикаций автора в трудах конференций

A7. Калошин В.А., К.Т. Нгуен. Антенная решетка вытекающей волны// VI Всероссийская Микроволновая конференция. Доклады. М. ИРЭ им. Котельникова РАН. 2018. С.214.

A8. Kaloshin V.A., V. I. Kalinichev, Le Doan Trinh and Nguyen Cong The. Leaky wave antennas with wide sector of frequency scanning and a fixed beam. IEEE 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>.

Список цитируемой литературы

1. Р. Хансен. Сканирующие антенные решетки СВЧ. Т.3. М.: Сов. Радио.1971.
2. Уолтер К., Антенны бегущей волны / под ред. А. Ф. Чаплина. – М.: Энергия. 1970.
3. Л.М. Бреховских. Волны в слоистых средах. М.: АН СССР. 1958.
4. Г.З. Айзенберг, В.Г. Ямпольский и О.Н. Торошин. Антенны УКВ. Ч.2. М., Связь.1977.