

МОСКОВСКИЙ АВИАЦИОННЫЙ ИНСТИТУТ
(НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ)

На правах рукописи

Фам Ван Винь



ДВУХДИАПАЗОННАЯ АНТЕННА СИСТЕМЫ СПУТНИКОВОГО
ТЕЛЕВИДЕНИЯ

Специальность 05.12.07 - «Антенны, СВЧ - устройства и их технологии»

Диссертация на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель-
доктор технических наук
доцент Е.В. Овчинникова

Москва – 2018

СОДЕРЖАНИЕ

Введение	4
1. АНТЕННЫ СИСТЕМ СПУТНИКОВОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ	10
1.1. Принципы функционирования систем спутникового телевизионного вещания	10
1.2. Конструкции зеркальных антенн спутникового телевидения	13
1.3. Отражательные антенные системы	18
1.4. Микрополосковые антенные системы	29
1.5. Антенные системы спутникового телевидения на мобильных объектах	31
1.6. Выводы	35
2. РЕЗУЛЬТАТЫ ЧИСЛЕННЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ ДВУХДИАПАЗОННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ СИСТЕМЫ СПУТНИКОВОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ	36
2.1. Общие характеристики совмещенной антенной решетки	36
2.2. Двухдиапазонные и широкополосные излучатели, применяемые в антенных системах	38
2.3. Широкополосные излучатели на импедансных структурах	39
2.4. Двухдиапазонные микрополосковые излучатели	50
2.5. Эллиптические и крестообразные рупорные излучатели	55
2.6. Методики расчета рупорных излучателей с эллиптическим раскрытием	62 75
2.7. Выводы	
3. ПОСТРОЕНИЕ АНТЕННОЙ СИСТЕМЫ СПУТНИКОВОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ	77
3.1. Микрополосковые антенные решетки для систем спутникового телевидения	77
3.2. Разработка антенного полотна и распределительной системы	81

рупорной антенной решетки, состоящей из элементов с эллиптической формой раскрыва	
3.3. Разработка антенного полотна и распределительной системы рупорной антенной решетки, состоящей из элементов с крестообразной формой раскрыва	86
3.4. Выводы	90
4. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ СПУТНИКОВОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ С УЧЕТОМ АМПЛИТУДНЫХ И ФАЗОВЫХ ОШИБОК	91
4.1. Определение статистических характеристик рупорной антенной решетки с эллиптической формой излучающего раскрыва	91
4.2. Определение статистических характеристик рупорной антенной решетки с крестообразной формой излучающего раскрыва	97
4.3. Выводы	100
Заключение	101
Вводимые обозначения и сокращения	103
Литература	104

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы диссертации

На современном этапе развития систем спутникового телевидения возникает необходимость совершенствования конструкций и улучшения технических характеристик передающих и приемных телевизионных антенн. Непрерывное увеличение информационной емкости телевизионных каналов также способствует модернизации антенн, применяемых в системах спутникового телевидения. Одним из важнейших требований, предъявляемых к антеннам, является их компактность, а также малые массогабаритные характеристики. Широко применяемые на практике параболические зеркальные антенны с механическим или электромеханическим сканированием требуют использования громоздких поворотных устройств, имеют значительные продольные габариты, а также они чувствительны к осадкам и воздействию окружающей среды. Поэтому перспективным направлением является разработка антенных решеток (АР) спутникового телевидения особенно для мобильных систем.

Первые АР для приема программ со спутника появились в 70-х годах после запуска спутников «Москва», «Экран», «Радуга» и «Молния» [1]. Они имели лучшие массогабаритные характеристики по сравнению с зеркальными антеннами (ЗА), и обладали более высокой устойчивостью к изменениям параметров окружающей среды. Однако повышение требований к качеству принимаемых сигналов требует расширения частотного диапазона антенной системы. Непрерывно меняются и требования к компактности, а также к массогабаритным параметрам. Конструкции современных антенных систем спутникового телевидения должны быть легкими и удобными для крепления на зданиях и внутри помещений. Большое значение в последнее время приобрели стоимостные требования, поэтому конструкция антенно-фидерного устройства должна быть технологичной и реализуемой в производстве с минимальными затратами.

Системы спутникового телевидения также широко применяются на подвижных объектах. При этом антенны, устанавливаемые на подвижном объекте, должны обеспечивать устойчивый прием сигнала при изменении ракурса объекта. Основным требованием, предъявляемым к таким системам, является обеспечение высокого энергетического потенциала. Поэтому большая часть рассматриваемых антенных решеток, устанавливаемых на автомобилях, самолетах и поездах, представляет собой активные фазированные антенные решетки (АФАР). Для расширения сектора обзора применяются также конформные антенные решетки. Бортовые антенные системы спутникового телевидения должны обладать высокой надежностью конструкции, вибропрочностью и устойчивостью к изменениям параметров окружающей среды. Эти требования, в основном, определяются технологией изготовления антенны, структурой антенного полотна и распределительной системы, а также типом элемента.

Широкополосные и двухдиапазонные антенны востребованы и в стационарных системах спутникового телевидения и связи, применяемых на ретрансляторах. В настоящее время радиорелейные системы связи с функцией ретрансляции насчитывают десятки антенн, при размещении которых возникают проблемы, связанные с электромагнитной совместимостью.

Расширение функциональных возможностей современных систем спутникового телевидения требует постоянного совершенствования конструкций антенн и дальнейшего развития методов их анализа.

С учетом вышеизложенного можно сформулировать основные цели и задачи диссертационной работы.

Объекты и предметы исследований

К объектам диссертационных исследований относятся двухдиапазонные антенные решетки систем спутникового телевидения с поляризационной и частотной развязкой передающего и приемного каналов. Предметами

исследований являются электродинамические модели совмещенных антенных решеток с поляризационной развязкой каналов.

Цель и задачи работы

Целью диссертационной работы является разработка двухдиапазонных совмещенных антенных систем спутникового телевидения с поляризационной развязкой каналов по заданным характеристикам. Для достижения указанной цели в рамках общей проблемы разработки и создания двухдиапазонных антенных систем спутникового телевидения в диссертационной работе решаются следующие задачи:

- Исследование направленных свойств и частотных характеристик двухдиапазонных антенных решеток спутникового телевидения при совместной независимой работе в двух поддиапазонах Ku-диапазона, выделенных для приемного и передающего канала.
- Разработка приближенных методик расчета диаграмм направленности излучателей двухдиапазонных антенных систем.
- Исследование влияния амплитудных и фазовых ошибок на характеристики направленности двухдиапазонных антенных решеток спутникового телевидения, позволяющее определить допуски на изготовление элементов антенного полотна и распределительной системы.

Методы исследования

Численные методы электродинамики, теории синтеза антенн, численные методы математического анализа, методы статистической теории антенн, численное моделирование характеристик двухдиапазонных антенных решеток спутникового телевидения на ЭВМ.

Научная новизна диссертационной работы состоит в следующем

- Разработаны двухдиапазонные совмещенные антенные решетки с поляризационным и частотным разделением каналов, работающие в Ku-диапазоне и обеспечивающие требуемую направленность и заданную развязку между каналами.

- Разработаны модели двухдиапазонных антенных решеток для систем спутникового телевидения, позволяющие провести численный эксперимент и существенно сокращающие временные затраты на проведение натурных экспериментов.
- Разработаны алгоритмы, позволяющие оценить влияние технологических погрешностей, возникающих при изготовлении антенного полотна и распределительной системы на характеристики направленности, а также определить допуски на изготовление отдельных элементов антенной системы.

Практическая значимость результатов работы

Разработанные в диссертации модели расчета и статистического анализа характеристик направленности антенных решеток реализованы в виде прикладных программ и направлены на решение широкого круга задач, в частности, для получения исходных данных при создании макетов антенного полотна и распределительной системы двухдиапазонной антенной решетки.

Основные положения, выносимые на защиту

- Различные варианты конструкций совмещенных двухдиапазонных антенных решеток, работающих в двух поддиапазонах Ku-диапазона с ортогональной поляризацией и обеспечивающих повышение развязки до - 40 дБ, понижение массогабаритных характеристик в 1,5 раза и уменьшение стоимости за счет применения современных технологий изготовления.
- Модели антенных систем спутникового телевидения, разработанные с использованием специализированных программных средств и позволяющие определить характеристики антенной системы с учетом взаимного влияния элементов, позволяющие не проводить макетирование и эксперимент.
- Методика расчета антенных систем из рупоров с эллиптической формой раскрытия, отсутствующая в современной теории рупорных антенн.

- Методика расчета характеристик антенных решеток, учитывающая влияние амплитудных и фазовых ошибок и позволяющая определить допуски на изготовление элементов антенного полотна и распределительной системы.

Достоверность полученных результатов подтверждается

- Применением прошедших апробацию методов общей и статистической теории антенн;
- Использованием апробированных специализированных компьютерных программ, позволяющих проводить анализ структуры антенного полотна и распределительной системы численными электродинамическими методами;
- Проверкой полученных результатов путем сравнения их с расчетными и экспериментальными результатами, известными из литературы.

Реализация и внедрение результатов работы

Электродинамические модели и результаты анализа характеристик антенных систем использованы при выполнении научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ по созданию антенных решеток телекоммуникационных систем в ОАО «НПО Лианозовский электромеханический завод» (НПО «ЛЭМЗ»).

Апробация результатов работы

Основные положения диссертационной работы докладывались и обсуждались на Московской молодёжной научно-практической конференции «Инновации в авиации и космонавтике - 2015», Московской молодёжной научно-практической конференции «Инновации в авиации и космонавтике - 2015», Международной конференции «СВЧ – техника и телекоммуникационные технологии», (Севастополь, 2016 г., 2017 г., 2018 г.), 15-й Международной конференции «Авиация и космонавтика», Всероссийской научной конференции «Современные

проблемы дистанционного зондирования, радиолокации, распространения и дифракции волн», г. Муром, 27-29 июня 2017г, научно-технической конференции «Иосифьяновские чтения» 2017, г.Истра, 26 октября 2017г., Международной молодежной научной конференции «Гагаринские чтения», 17-20 апреля 2018, г.Москва, МАИ, шестой международной научно-технической конференции «Актуальные проблемы создания космических систем дистанционного зондирования Земли». 24 мая 2018, г.Москва.

Публикации

По теме диссертации опубликовано 20 работ из них 7 статей в центральной научной печати (включая журналы «Электросвязь», «Антенны», «Труды МАИ»), 12 докладов в трудах Международных и Всероссийских конференций и семинаров. По результатам проведённых работ получен 1 патент.

Личный вклад

В работах, выполненных в соавторстве, выводы основных теоретических соотношений получены автором. Автор занимался разработкой антенных решеток для систем спутникового телевидения. Автором проведено моделирование и оптимизация характеристик направленности двухдиапазонных антенных решеток.

Объем и структура диссертационной работы

Диссертационная работа состоит из введения, 4-х глав, заключения, списка литературы. Работа содержит 114 страниц машинописного текста. Список литературы включает 111 наименований на 10 страницах.

1. АНТЕННЫ СИСТЕМ СПУТНИКОВОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ

1.1. Принципы функционирования систем спутникового телевизионного вещания

С развитием систем телевещания возникает необходимость усовершенствования конструкций и улучшения технических характеристик передающих и приемных систем и устройств ТВ-сигналов. Использование цифровых технологий обработки телевизионных сигналов позволяет создавать системы спутникового телевидения с большим числом каналов и высоким потребительским качеством. Это, в свою очередь, приводит к повышению требований к качеству, как отдельных элементов, так и антенных систем, а также технологий и материалов, используемых при производстве антенн.

Переход от зеркальных антенн к антенным решеткам наметился еще в 70-х годах после запуска спутников «Москва», «Экран», «Радуга» и «Молния». В конце 90-х годов прошлого века на смену коллективным и кабельным спутниковым системам приема телевизионных сигналов пришли индивидуальные спутниковые антенны, устанавливаемые на домах, в квартирах или на автомобилях, что и определило тенденцию в разработке и созданию малогабаритных конструкций антенн с характеристиками, не уступающими зеркальным приемным телевизионным антенным системам. Накопленный российский и мировой опыт показывает, что при производстве элементов антенн разных типов эффективно используются различные технологии. Поэтому задачи усовершенствования конструкций ТВ-антенн неразрывно связаны с использованием и развитием прогрессивных технологий.

Разработанные в России и ряде других стран модульные конструкции телевизионных антенн для приема или передачи линейно поляризованных волн Ку – диапазона в виде плоских антенных решеток с волноводно-щелевыми излучателями и прямоугольными волноводными каналами на

сегодняшний день обладают лучшими массогабаритными характеристиками для систем непосредственного спутникового телевидения

Применение космической техники и современных цифровых технологий обработки телевизионных сигналов позволяет создавать международные сети спутникового телевидения. В зависимости от типа земных станций и назначения системы различают следующие службы радиосвязи [1]:

- фиксированная спутниковая служба — служба радиосвязи между земными станциями, расположенными в определенных (фиксированных) пунктах, при использовании одного или нескольких спутников;
- Радиовещательная спутниковая служба — служба радиосвязи, в которой сигналы космических станций предназначены для непосредственного приема населением. Непосредственным считается как индивидуальный, так и коллективный прием.

В последнем случае телезрители принимают программу из кабельной сети от телевизионных передатчиков-ретрансляторов.

В настоящее время широкое распространение получили простые установки с антеннами небольших размеров для непосредственного приема телевизионных сигналов со спутника без наземных станций и ретрансляторов.

В соответствии с регламентом международного союза электросвязи (МСЭ) для систем спутникового телевидения (ТВ) выделено несколько диапазонов частот таблица 1.

таблица 1.

Наименование	Полоса частот в ГГц
L-диапазон	1,452-1,550 и 1,610-1,710
S-диапазон	1,93-2,70
C-диапазон	3,40-5,25 и 5,725-7,075
X-диапазон	7,25-8,40
Ku-диапазон	10,70-12,7 и 13,25-14,80
Ka-диапазон	15,40-26,50 и 27,00-30,20

Каждый из диапазонов предназначен для обеспечения определенного вида спутникового сервиса, но это условие соблюдается не очень строго, хотя бы вследствие размытости границ некоторых сервисов. Например, так называемый нижний Ku-диапазон (10,70-12,75 ГГц) определен под фиксированную спутниковую связь, а под телевидение – верхний (13,25-14,80 ГГц), что не мешает вещательным системам работать в нижнем диапазоне. В L-диапазоне работают все GSM-сети. В этом диапазоне также работает сеть непосредственного радиовещания WorldSpace и системы спутниковой связи (ССС).

C-диапазон - это самый первый широко используемый в спутниковой связи диапазон. Поэтому до недавнего времени все существующие спутниковые приложения опробовались сначала в C-диапазоне [2].

В Ku-диапазоне работают практически все классические VSAT-сети, многие операторы которых предоставляют услугу спутникового интернет-доступа. Развитие услуг в этом диапазоне ограничено, как и в случае C-диапазона, освоенностью практически всего ресурса. В Ku-диапазоне работают все сети непосредственного телевидения. Ka-диапазон является самым перспективным диапазоном для развития систем широкополосного доступа (ШПД) для массового индивидуального пользователя.

Для непосредственного спутникового вещания выделены частотные интервалы в C и Ku диапазонах, так как большинство действующих геостационарных спутниковых систем работают в диапазонах C (3400 -5250 МГц и 5725 – 7075 МГц) и Ku (10,70 - 12,75 ГГц и 13,25 - 14,80 ГГц). В большинстве европейских стран для передачи сигналов спутникового ТВ используется Ku-диапазон (10,95–14,5 ГГц).

Поскольку радиочастоты являются ограниченным ресурсом, необходимо обеспечить возможность использования одних и тех же частот разными наземными станциями. Сделать это можно двумя способами:

- Пространственное разделение — каждая антенна спутника принимает сигнал только с определенного района, при этом разные районы могут использовать одни и те же частоты;
- Поляризационное разделение — различные антенны принимают и передают сигнал во взаимно перпендикулярных плоскостях поляризации, при этом одни и те же частоты могут применяться два раза (для каждой из плоскостей).

Поляризационная развязка позволяет эффективно использовать частоты, выделенные для передачи спутниковых сигналов [3]. В телевидении применяются две линейные поляризации (вертикальная V и горизонтальная H), и две – круговые (правая R и левая L).

Спутники, выделенные на геостационарной орбите (ГСО) для передачи сигналов в Ku-диапазоне находятся в пяти точках стояния 23° , 44° , 74° , 110° и 140° .

1.2. Конструкции зеркальных антенн спутникового телевидения

Для приема телевизионных программ со спутника традиционно используются параболические зеркальные антенны с электромеханическим сканированием. Спутниковые антенны имеют различные типы и размеры. Наиболее часто подобные антенны используются для приёма и передачи программ спутникового телевидения и радио, а также соединения с интернетом. Существуют различные виды параболических антенн. Широкое распространение получили прямофокусные антенны. Зеркало прямофокусной антенны — параболоид вращения, ее геометрическая ось совпадает с электрической осью. На этой же оси и размещается конвертер, который, как правило, крепится к краям рефлектора с помощью трех или четырех стоек. Диаметр антенны определяет ее усиление и соответственно стабильность приема спутниковых сигналов. В зависимости от используемого геостационарного спутника, диаметры приемных антенн могут быть от 0,55 м до 3,7 м. Обычно такие антенны используются для

приёма сигналов в С-диапазоне и в Ku-диапазоне. Параболические антенны используются и для передачи сигналов на спутники. К облучателям спутниковых антенн присоединяют малошумящие усилители (МШУ) с низкими уровнями шумов и конверторы, что позволяет усиливать высокочастотные непосредственно после облучателей и конвертировать их в сигналы промежуточной частоты. Сигналы промежуточной частоты передаются уже по кабелям, соединенными с конвертерами для дальнейшего усиления и детектирования. Прямофокусная антенна показана на рис.1.



Рис.1. Прямофокусная параболическая зеркальная антенна

Офсетная антенна — наиболее распространена в индивидуальном приёме спутникового телевидения, хотя в настоящее время используются и другие принципы построения наземных спутниковых антенн. Офсетная антенна рис.2 представляет собой несимметричную вырезку из параболоида вращения с облучателем в фокусе параболоида. Как правило, вырезка образуется пересечением параболоида и цилиндра, оси которых параллельны. Таким образом, зеркало офсетной антенны имеет форму эллипса, а направление электрической оси антенны отличается от направления геометрической оси зеркала на некоторый угол. Как правило, электрическая ось на 20–30 градусов выше геометрической оси. Это устраняет затенение полезной площади антенны облучателем и его опорами, что повышает ее коэффициент полезного использования при одинаковой

площади зеркала с осесимметричной антенной. К тому же, облучатель установлен ниже центра тяжести антенны, тем самым увеличивая ее устойчивость при ветровых нагрузках. Зеркало офсетной антенны крепится почти вертикально. В зависимости от географической широты угол его наклона немного меняется. Такое положение исключает собирание в чаше антенны атмосферных осадков, которые сильно влияют на качество приема. На просвет антенна представляет не круг, а эллипс, вытянутый по вертикали. Размеры офсетной антенны обычно приводят в эквиваленте усиления по отношению к прямофокусным. Если по горизонтали данный размер совпадает, то по вертикали он будет, примерно, на 10% больше.

Обычно офсетные антенны используются для приёма сигнала С и Ku-диапазона (в линейной и круговой поляризации). Однако, возможен и приём сигнала в Ka-диапазоне, а также комбинированный.



Рис.2. Офсетная антенна

На обычную спутниковую (прямофокусную или офсетную) антенну можно установить специальный кронштейн – мультифид, благодаря которому предоставляется возможность поставить не один, а сразу несколько приёмных конвертеров в стороне от главного рефлектора, что позволит ей принимать несколько спутников также как и в случае с тороидальной антенной. Конвертеры можно объединить через мультисвич,

через который сигнал будет поступать на ресивер. Такую антенну называют мультифидная спутниковая антенна рис.3.



Рис.3. Мультифидная спутниковая антенна

Тороидальная параболическая антенна рис.4 используется для приема спутникового сигнала с нескольких спутников без применения поворотных устройств. С помощью второго отражателя реализована возможность установки большего числа конвертеров для приема сигнала. Антенны такого типа рассмотрены в работах [4-8]. Тороидальная спутниковая антенна, помимо двух рефлекторов, может оснащаться несколькими конвертерами. Благодаря такой технологии производства тороидальная спутниковая антенна способна принимать сигналы от нескольких спутников одновременно, при этом каждый конвертер будет находиться непосредственно в фокусе спутника, на который он направлен, что исключает необходимость применения поворотных устройств.

Внешнее основное зеркало тороидальной антенны отличается от обычной офсетной параболической антенны по форме рефлектора. За счет сложного профиля основного зеркала и отражения от вспомогательного зеркала в пространстве формируется не отдельный точечный фокус, а протяжённая кривая, фокус любой видимой точки геостационарной орбиты.



Рис.4. Тороидальные антенны

Спутниковые трансляции центральных и многих региональных российских телевизионных программ осуществляются, в основном, в С-диапазоне (3,4-4,2 ГГц). Для передачи используются электромагнитные волны с круговой поляризацией (правой и левой). Расширение вещания в Ku-диапазоне (10,7-12,75 ГГц, линейная поляризация) транспондерами спутников российской космической группировки («Экспресс АМ22», 80° в.д., «Экспресс АМ1», 40° в.д., «Ямал 201», 90° в.д. и других) дает возможность увеличить число программ, принимаемых индивидуальными приемными установками.

Для тех пользователей, которые уже используют антенные системы, рассчитанные на прием сигнала в С-диапазоне, перспективной представляется модернизация волноводного тракта, обеспечивающая возможность одновременного приема сигналов в С- и Ku-диапазонах. Одним из возможных путей решения этой задачи, является использование совмещенного С-/Ku-облучателя, оснащенного преобразователем поляризации рис.5.

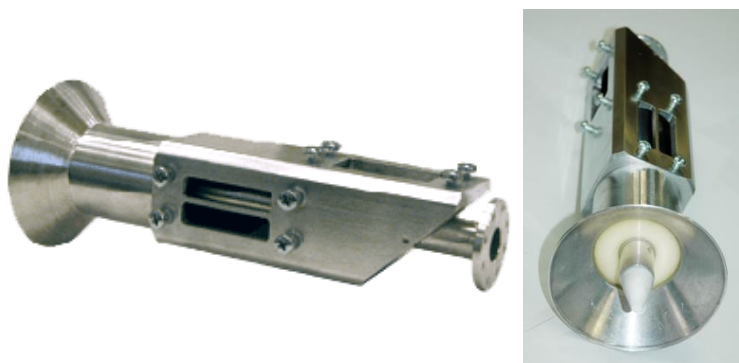


Рис.5. Фотография совмещенного С-/ Ku-облучателя

Параметры облучателя приведены в таблице 2.

Таблица 2

Диапазон рабочих частот	Ки-диапазон: 10,7-12,75 GHz С-диапазон: 3,4-4,2 GHz
КСВН	Ки-диапазон: Не более 1,6 С-диапазон: Не более 1,3
Поляризация	Ки-диапазон: Определяется поляризатором С-диапазон: Облучатель имеет отдельные выходы для приема сигналов с правой и левой круговой поляризацией
Присоединительные размеры	Ки-диапазон: Круглый волновод диаметром 19 мм со стандартным фланцем С-диапазон: Прямоугольный волновод 58*29 мм со стандартным фланцем
Развязка между входами R и L поляризаций	-15 ... -18 дБ
Коэффициент эллиптичности, менее	2 дБ
Габариты	260x106x106 мм
Масса	0,95 кг

1.3. Отражательные антенные решетки

Альтернативным вариантом зеркальной антенны может служить отражательная антенная решетка (ОАР). В работах [9-14] приведены конструкции, описания и результаты исследования характеристик направленности ОАР. Модель ОАР приведена на рис.6.

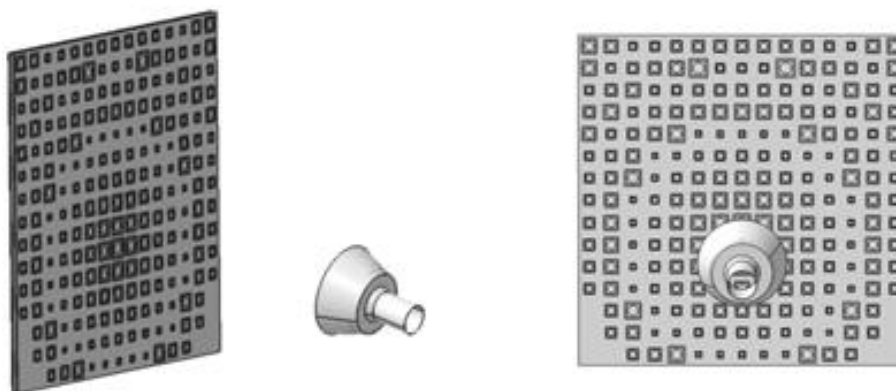


Рис.6. Фотография ОАР

ОАР преобразует сферический фазовый фронт облучателя в плоский или фронт специальной формы для получения желаемой ДН. Достигается это внесением фазовых задержек на элементах решетки [15]. Выбор элемента, его конфигурации является самым важным шагом в построении ОАР. Элементом для синтеза ОАР в работе [15] был выбран мальтийский крест.

Такой элемент позволяет проектировать ОАР с круговой или двумя ортогональными линейными поляризациями. Эксперимент показал возможность создания эффективных широкополосных микрополосковых отражательных антенных решеток, обладающих плоской конструкцией, имеющих низкую стоимость и массу. Макет, приведенный на рис.7, имеет нижнюю границу рабочих частот облучателя 10 ГГц. И работает в полосе более 25%.



Рис. 7. Фотография макета ОАР

В работе [16] предложена отражательная фазированная антенная решетка (ФАР), построенная по двухзеркальной схеме с рефлекторами, реализованными в виде решеток микрополосковых элементов. В антенне помимо уменьшения глубины ослаблен и такой существенный недостаток фазокорректирующих отражательных решеток, как их узкополосность. Уменьшить затенение основного зеркала удалось за счет применения поляризационного фильтра в качестве вспомогательного рефлектора и твист-рефлектора, совмещенного с основным зеркалом.

Монография [17] посвящена применению микрополосковых решеток в качестве отражательных покрытий, создаваемых для реализации основных и вспомогательных функций антенных систем, ретрансляторов, устройств угловой, поляризационной и частотной фильтрации, замедляющих систем и т. д. Утверждается, что наиболее перспективна именно микрополосковая технология исполнения таких покрытий; в этом случае отражательные антенные решетки будут иметь не только минимальные габариты и массу, но и могут быть выполнены как конформные конструкции.

Антенна, предложенная в [18], относится к проходным ФАР с электрическим сканированием ДН. Она содержит установленные соосно рефлектор, рупорный облучатель и проходную ФАР. В отдельных вариантах конструктивного исполнения зеркальных антенн возможно применение сложных рефлекторов.

В работе [19] описана зеркальная антенна с плоским рефлектором, в качестве которого использована двумерно-периодическая решетка полосковых вибраторов, нанесенных на многослойный металлизированный диэлектрик. Ряды вибраторов располагаются на секторах эллипсов разной степени кривизны (рис.8), так как облучатель, в качестве которого использован вынесенный пирамидальный рупор, формирует волну, близкую к сферической.

В антенне использован рефлектор эллиптической формы с осями 600 и 690 мм и 766-ю вибраторами. Высота подвеса рупора с раскрывом 74×55 мм² составляла 540 мм. Фокусировка антенны сохраняется в пределах полосы частот 10% при углочастотной чувствительности в 1° на один процент изменения частоты. В сантиметровом диапазоне коэффициент усиления антенны составил 32 – 34 дБ при величине коэффициента использования поверхности (КИП) от 0.48 до 0.56.

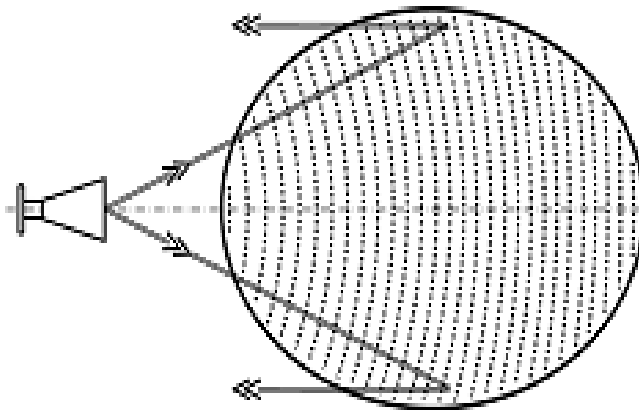


Рис.8. Конструкция антенны с плоским дифракционным рефлектором

Антенна, предложенная в [20], содержит линейный облучатель 1 и рефлектор 2 (рис.9), выполненный в виде решетки проводящих пластин 3, плоскости которых параллельны друг другу и перпендикулярны оси облучателя 2, а кромки расположены в одной плоскости. Кромки, обращенные к облучателю (на рис.9 заштрихованы), имеют гребенчатый профиль, глубина канавок которого меняется по оригинальному закону, в котором учитывается положение фазового центра облучателя, величина координаты текущей канавки, расстояние между пластинами по оси Oz , закрепленными с возможностью его изменения, длина излучаемой волны. ширина канавок – не меньше половины периода профиля, период профиля L реализуется равным $(0.1 - 0.2)$ от длины волны,. Размеры рефлектора выбираются из условия обеспечения требуемых направленных свойств, расстояние до облучателя – $0.2L_A$ по оси Oy и $0.5L_A$ – по оси Ox ,

где L_A – размер рефлектора по оси Ox . В качестве облучателя следует использовать линейный излучатель, вектор магнитного поля которого перпендикулярен его оси, например, волноводно-щелевую антенну с продольными щелями. В работе приводятся результаты исследования антенны размерами $500 \times 400 \times 210$ мм³ на частотах 9.0 – 9.5 ГГц.

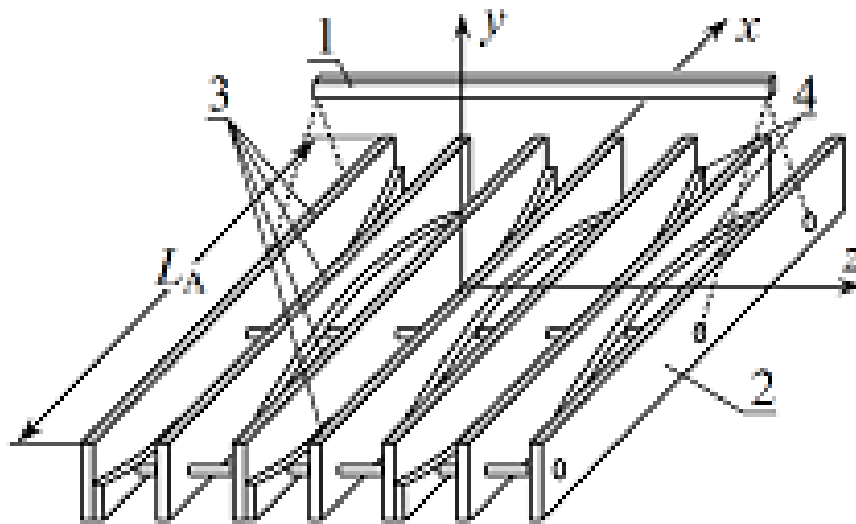


Рис.9. Вариант конструкции антенны с плоским ребристым рефлектором

Зеркальная антенна [21] содержит облучатель 1 и рефлектор 2, выполненный в виде двумерно-периодической решетки короткозамкнутых отрезков квадратных волноводов 3 (рис.10), причем их открытые концы расположены в одной плоскости. Длина волноводов выбирается из оригинального соотношения, аргументами которого являются длина волны основной волноводной моды, расстояние от облучателя до центра рефлектора, размер поперечного сечения одномодовых волноводов. Параметры облучателей выбираются в соответствии с общей теорией зеркальных антенн. Как известно из литературы, облучатель может быть вынесен для устранения затенения, а также его расположение определяется конструктивными особенностями исполнения. При смещении облучателя направление максимума ДН изменяется, однако, при выбранных длинах отрезков короткозамкнутых волноводов ДН сохраняет свою форму.

Допустимое значение отклонения направления луча определяется размерами антенны и частотным диапазоном и может превышать $\pm 30^\circ$. Компактное размещение облучателя, а также его вынос позволяет снизить продольные габариты.

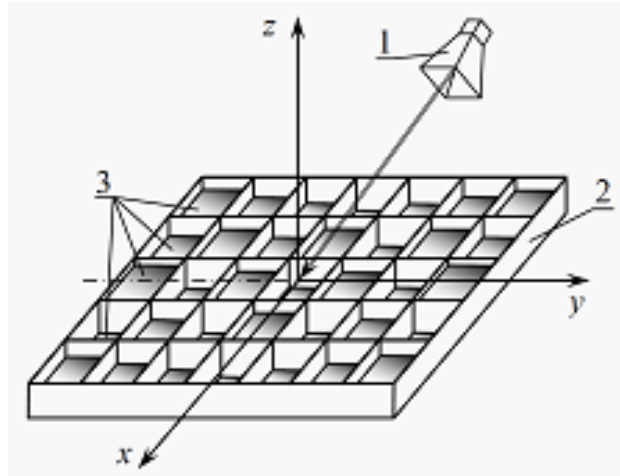


Рис.10. Вариант конструкции антенны с плоским ребристым рефлектором

В работах [22,23] предложена антенна с плоским ребристым зеркалом, рефлектор которой также содержит волноводные пазы квадратного профиля, заполняемые при необходимости однородным диэлектриком. Технология изготовления профиля может быть различной, а также может быть использована технология гальванопластики. Конструкция антенны иллюстрируется рисунком 5. Использование в качестве облучателя турникетной антенны с дисковым рефлектором 1 [24], запитываемой с помощью четырехпроводной экранированной линии передачи 2, позволяет достаточно просто управлять поляризацией излучения с помощью стандартного фарадеевского поляризатора. Профиль отражательной решетки 3 конструировался таким образом, чтобы фазовый фронт волны, отраженной от рефлектора как можно ближе к плоскому.

Расчетное значение коэффициента усиления антенны составляет 29 дБ на центральной частоте 10.9 ГГц при высоте подвеса облучателя 150 мм и формировании рефлектора из 13×13 закороченных волноводов с размерами 24×24 мм². Результаты экспериментальных исследований свидетельствуют о

том, что эффективность (произведение КПД на КПД) антенны с плоским рефлектором диаметром 312 мм, содержащим 137 волноводов, составляет 53 % на центральной частоте рабочего диапазона 10 ГГц.

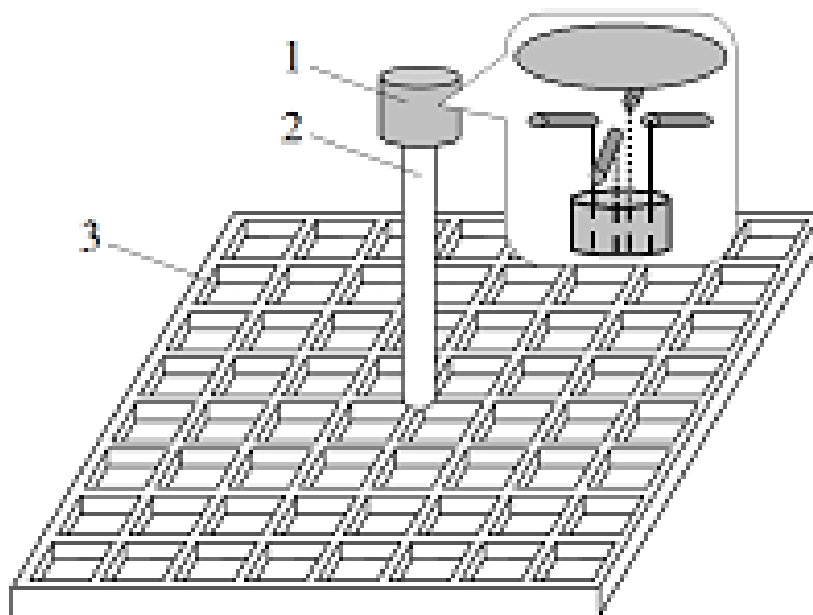


Рис.11. Вариант конструкции антенны с плоским ребристым рефлектором и малогабаритным турникетным облучателем

Достаточно простой конструкцией плоского рефлектора является двумерная решетка щелевых излучателей, выполненных в тонком металлическом экране (рис.12). Щели с регулируемой электрической длиной позволяют осуществлять управление фазовым фронтом волны. В работе [25] рассмотрена подобная зеркальная антенна. Результаты моделирования антенны в приближении плоского фронта волны облучателя продемонстрировали возможность электронного сканирования ДН. Изменение фазового сдвига за счет регулировки длины щелей достигает значений $300 - 320^\circ$. В узком секторе углов $\pm 30^\circ - \pm 50^\circ$ модуль коэффициента отражения от щелевой решетки близок к единице, а в более широком секторе углов сканирования зависит от периодов решетки.

Рассмотрена возможность регулирования длины щели при помощи микроэлектромеханических систем (МЭМС) или наноэлектромеханических

систем (НЭМС) [26,27] СВЧ-ключей или СВЧ-ключей на основе полевых транзисторов.

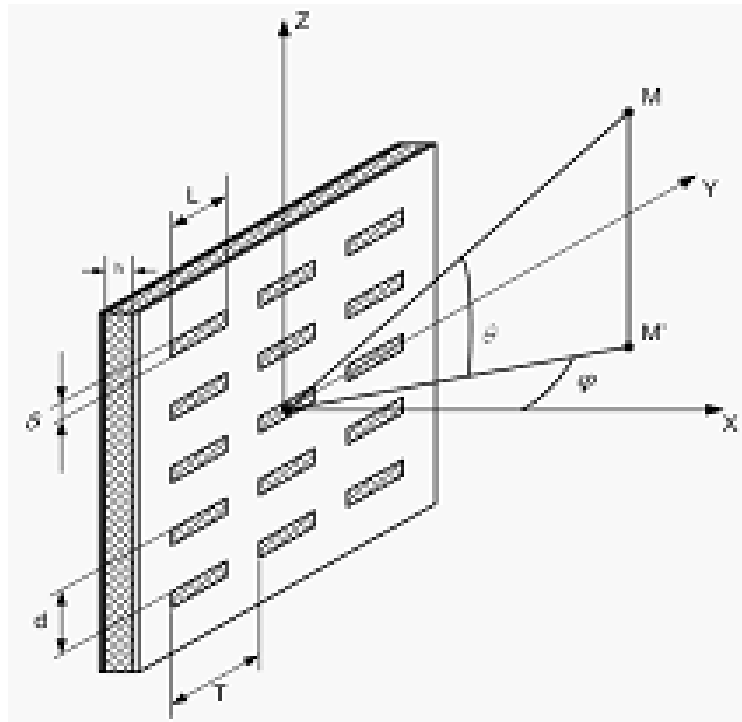


Рис.12. Вариант конструкции плоского рефлектора зеркальной антенны со сканированием ДН

Для сетей широкополосного доступа Wi-MAX с частотным диапазоном 5.1 – 5.8 ГГц разработана антенна с плоским рефлектором рис.13 [28]. Экспериментальные значения коэффициента направленного действия составляет 26.5 дБ, полосы рабочих частот по уровню “минус” 3 дБ от максимума коэффициента усиления - 1 ГГц (18 %). Облучение рефлектора осуществляется коническим рупором. Структура рефлектора выполнена на лавсановой подложке с продольным габаритным размером 0.15 м, кроме того, для снижения диэлектрической проницаемости используется диэлектрик с пенистой структурой. Элементарная ячейка рефлектора представляет собой двухслойную структуру, состоящую из экрана и микрополоскового отражающего элемента. Размеры ячейки выбраны 0.7×0.5 длины волны, высота микрополоскового элемента меняется по длине. На рис. 13 а,б показана ДН антенны в *E*-плоскости.

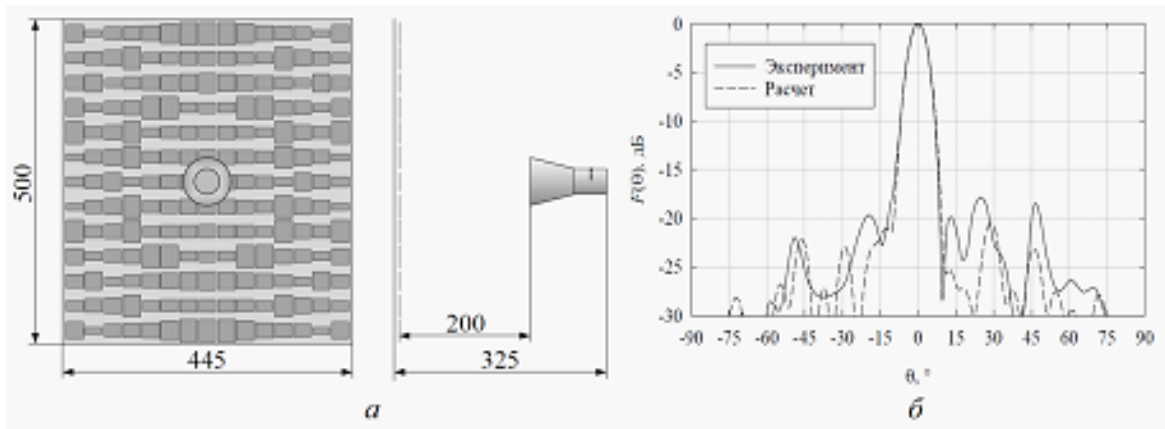


Рис.13. Вариант конструкции антенны с плоским рефлектором (а) и ДН антенны в E -плоскости на центральной частоте (б)

Предложенная в работе [29] широкополосная зеркальная антенна с плоским рефлектором схематично показана на рис. 14. Облучатель зеркальной антенны должен обеспечивать формирование цилиндрического фазового фронта волны, распространяющейся в направлении рефлектора. Рефлектор выполнен в виде металлической гребенки с канавками прямоугольного профиля, однородными в направлении оси Oz , и разнесенными вдоль направления распространения волны с шагом L . Глубина канавок вдоль оси Ox меняется. Широкополосность антенны обеспечивается за счет постоянства суммарной длины путей от облучателя до плоского фронта отраженной волны. Это реализуется путем добавления к каждому лучу корректирующего пути $2h_i$, равного двойной глубине канавок рефлектора, определяемой согласно обозначениям на рис.8 по формуле:

$$2h = \sqrt{H^2 + L^2} - \sqrt{H^2 + x_i^2} - (L - x_i) \cos \theta$$

В работе рассмотрена зависимость глубины профиля зеркала от высоты размещения облучателя. Полученная при моделировании ДН антенны с $H/L_A = 0.5$, $L_A = 1$ м, $L = 14$ мм при условии возбуждения конусным рупором с раскрывом 59 мм на длине волны 26 мм, имеет максимум, точно смещенный в направлении фазирования. Ширина главного лепестка ДН составляет 2.5° , уровень бокового излучения – “минус” 16-27 дБ. Анализ

антенны в диапазоне частот 4.0 – 11.5 ГГц показал, что угловая ориентация главного лепестка и структура ДН практически не изменяются.

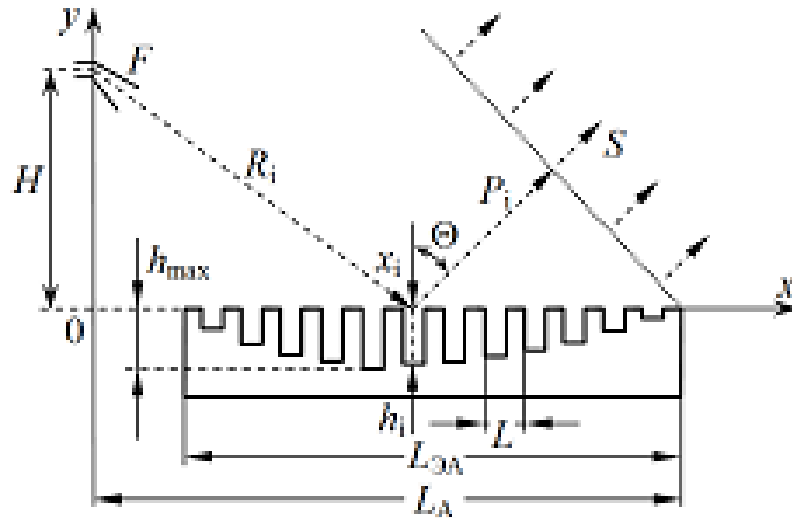


Рис.14. Геометрия широкополосной зеркальной антенны с плоским гребенчатым рефлектором

Для анализа и параметрического синтеза зеркальной антенны с гребенчатым рефлектором в работе [30] представлено квази строгое решение задачи рассеяния электромагнитной волны с амплитудно-фазовым фронтом нетривиальной конфигурации на конечной гребенчатой металлической решетке, обладающей канавками разной глубины и дополненной металлическим экраном. В основу решения положено представление фронта волны облучателя локально-плоским в конечной совокупности точек излучающего раскрыва (рис.15) и достаточно строгий анализ рассеяния плоской волны с искусственно ограниченным в пространстве фронтом на конечном гребенчатом рефлекторе. Последний выполнен с использованием метода частичных областей, описания поля дифракции в пространстве над рефлектором непрерывной Фурье-спектральной плотностью и процедуры переразложения модальных функций компонент поля по базису прилегающей области [31-34].

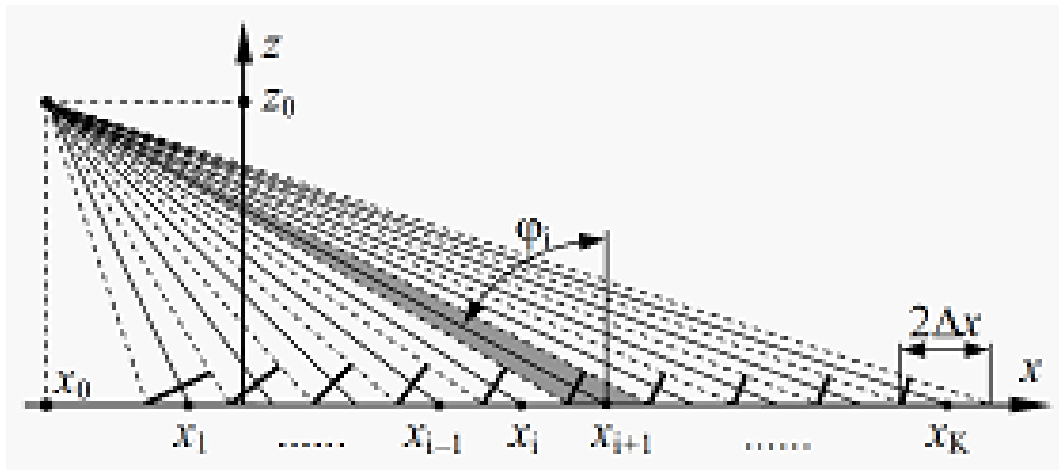


Рис.15. Замена волны облучателя в раскрытие плоского рефлектора суммой локально плоских волн

В работе [35] показана возможность существенного снижения высоты подвеса облучателя по сравнению с традиционным вариантом. Рассмотрены пути уменьшения глубины профиля гребенчатого рефлектора. Приведены расчетные характеристики предложенных вариантов реализации антенны с малой высотой подвеса облучателя. Влияние угла наклона плоскости излучающего раскрыва и ширины ДН вынесенного рупорного облучателя на коэффициенты полезного и направленного действия, уровень бокового излучения рассматриваемой антенны с плоским рефлектором исследовано в работе [36]. Здесь же предложен и апробирован численный алгоритм оптимизации свойств облучателя по критерию максимума коэффициента усиления антенны. Исследование снижения эффективной отражающей поверхности зеркальной антенны с гребенчатым рефлектором выполнено в [37] на основе развитого в [38] матричного метода применительно к анализу неэквидистантных отражательных решеток с канавками прямоугольного профиля.

В статье [39] приведена конструкция отражательной антенной решетки в печатном исполнении. Кратко описаны этапы конструктивного синтеза отражательной антенной решетки. Проведено сравнение характеристик направленности плоского зеркала с параболическим рефлектором.

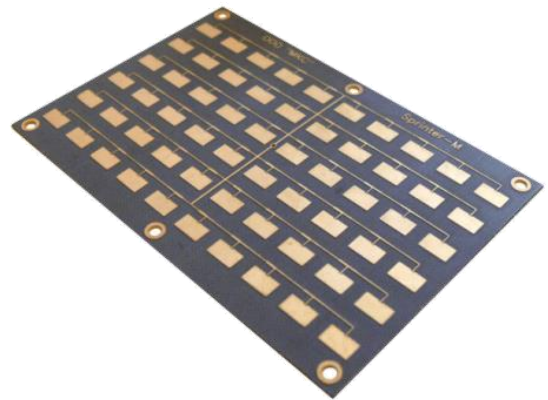
1.4. Микрополосковые антенные решетки

В 1986 г. для систем непосредственного телевидения (СНТВ) было предложено применять плоские АР [40,41]. С 1987 года стали применяться печатные многослойные конструкции АР, выполненные из отдельных слоёв пеноматериала и печатных плат из тонкой фольгированной пленки с излучателями. Коэффициент полезного действия таких антенн составляет 60 - 70% для трех модификаций - с левой, правой круговой и линейной поляризацией. Размеры антенного полотна от 35x35 см до 60x60 см. Коэффициент усиления (КУ) этих АР составляет в зависимости от рабочей частоты и габаритов от 31 до 36 дБ [42]. Рассмотренные антенные решетки имеют механическое управление лучом и не содержат фазовращателей.

Фотографии микрополосковых антенн с различными вариантами распределительных систем приведены на рис.16. Недостатками таких антенн являются узкополосность и большие потери в полосковых фидерных линиях, которые в Ки диапазоне составляют 2-6 дБ/м.



а)



б)

Рис.16. Микрополосковые антенные решетки: а- с параллельной распределительной системой, б – с параллельно - последовательной распределительной системой

В настоящее время налажен серийный выпуск плоских антенных решеток для приема сигналов спутникового телевидения. Фотографии и характеристики решеток приведены на рис.17. Рабочая полоса антенной

решетки: 10.7 - 12.75 ГГц, поляризация: линейная. Размеры: 475 мм x 259 мм x 74 мм.



Рис.17. Плоские антенные решетки для приема сигналов спутникового телевидения

Такие антенны по своим характеристикам аналогичны зеркальным антеннам с диаметром 60 см, что дает существенный выигрыш в габаритах.

Перспективным направлением является разработка ФАР, позволяющих принимать в Западной Европе спутники, расположенные в секторе $\pm 80^\circ$. Этот сектор от ASTRA 1A-1B (19,20 в.д.) до TELECOM 1C (30 в.д.). Другой интересный вариант ФАР, перекрывающая сектор 160° , например, от EUTELSAT2-F1 (130 в.д.) до TVSAT2 (190 з.д.). Такая ФАР будет принимать на территории Западной Европы девять спутников.

1.5. Антенные системы спутникового телевидения на мобильных объектах.

Антенны, устанавливаемые на подвижном объекте, должны обеспечивать устойчивый прием сигнала при изменении ракурса объекта. В настоящее время интенсивно ведется разработка таких антенных систем, как в России, так и за рубежом. Основным требованием, предъявляемым к таким системам, является обеспечение высокого энергетического потенциала, под которым в данном случае понимается произведение коэффициента усиления антенны и излучаемой мощности, в секторе сканирования. Поэтому некоторые рассматриваемые антенные решетки являются активными, а также применяются конформные антенные решетки. В настоящее время имеются антенные системы с механическим формированием луча и сканированием, они существенно дешевле аналогичных активных фазированных антенных решеток (АФАР) или цифровых активных фазированных антенных решеток (ЦАФАР). На рис.18 приведена фотография автомобильной антенной решетки спутникового телевидения с механическим сканированием, выпускаемой фирмой Thinsat. Антенна выполнена по технологии гальванопластики и имеет дифракционную структуру. Такая схема построения позволяет реализовать широкоугольное двумерное механическое сканирование.



Рис.18. Фотография автомобильной антенной решетки спутникового телевидения с механическим сканированием, выпускаемой фирмой Thinsat

На рис.19 приведены антенные решетки с электрическим сканированием, изготовленные по печатной технологии.



Рис.19. Антенные решетки с электрическим сканированием, изготовленные по печатной технологии

В литературе приводятся антенные решетки с электрическим сканированием в угломестной плоскости и механическим сканированием в азимутальной плоскости. Такие антенны состоят из подрешеток, формирующих луч в направлении спутника и отслеживающих это направление при изменении ракурса подвижного объекта. Высокий энергетический потенциал в секторе сканирования в основном обеспечивается сложной структурой антенного полотна [43-53]. Элементы антенной решетки должны иметь эллиптическую или переключаемую поляризацию, т.к. в процессе работы может меняться взаимная ориентация летательного аппарата (ЛА) и спутника. Поэтому в литературе значительное внимание уделено элементам антенных систем спутниковой связи.

Одним из важнейших требований к антеннам мобильных систем является их компактность и небольшие значения массогабаритных характеристик. Эти требования, как правило, определяются технологией изготовления антенного полотна и распределительной системы. На сегодняшний день в России и за рубежом широкое распространение получили две технологии изготовления антенн: печатная (микрополосковая) и технология гальванопластики [54-58].

Технология гальванопластики позволяет сделать достаточно громоздкие и тяжелые волноводные системы лёгкими и компактными. На рис. 20 приведена модель антенного полотна и распределительной системы приемной антенной решетки спутникового телевидения, работающей в диапазоне частот 10,70-12,75 ГГц

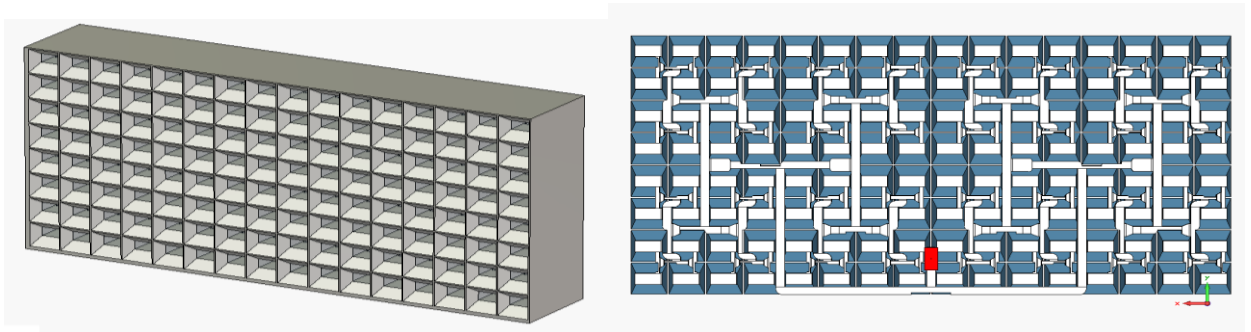


Рис.20. Модель антенного полотна и распределительной системы приемной антенной решетки спутникового телевидения, работающей в диапазоне частот 10,70-12,75 ГГц

На рис.21 показана фотография антенной решетки спутникового телевидения.

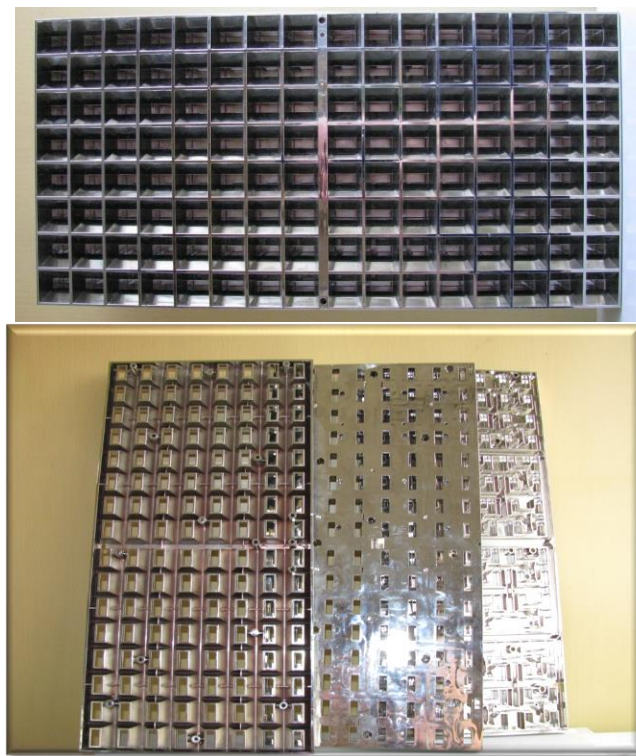


Рис.21. Рупорная антенная решётка для приёма спутникового телевидения

Гальванопластика также широко используется зарубежом для изготовления антенн спутникового телевидения, устанавливаемых на мобильных объектах. Такая технология позволяет уменьшить массу и габаритные размеры, а также исключить из распределительной системы все неоднородности, возникающие при соединении отдельных элементов волноводного тракта.

Современные связные, навигационные, а также антенные системы спутникового телевидения размещают на поверхности носителя. На рис.22 показана ФАР, серийно выпускаемая в США для установки на самолет фирмы "TheBoeingCo.". Эта решетка представляет собой модульную конструкцию стоимостью 9100\$ и предназначена для приема телевизионного сигнала непосредственно в полете пассажирского самолета.

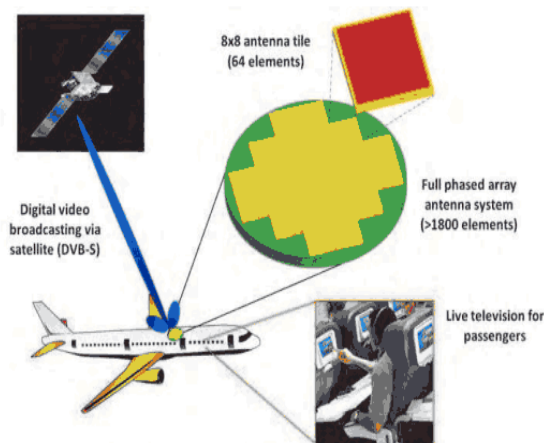


Рис.22. Бортовая система спутникового телевидения

Остронаправленные антенны РЛС, опознавания, навигации и других радиотехнических систем размещают под обтекателем, что приводит к увеличению массогабаритных характеристик и к проблемам создания соответствующих обтекателей. На больших самолетах размещают до ста антенн. Устанавливаемые на борту антенны должны обладать требуемыми характеристиками направленности и не нарушать аэродинамику и механическую прочность ЛА.

В настоящее время широко используют невыступающие антенны типа щелей и печатных излучателей. Для формирования остронаправленных

диаграмм применяют конформные антенные решетки из таких излучателей. Как щелевые, так и печатные антенны являются резонансными, а, следовательно, узкополосными.

Одной из задач современной бортовой радиоэлектроники является создание интегрированных радиоэлектронных комплексов с объединенной антенной системой, т.е. с антенной совмещенной, многочастотной, работающей на традиционных используемых частотах для данной радиосистемы. Таким образом, возникает задача разработки антенн, размещаемых на внешней поверхности ЛА и обладающей широким рабочим диапазоном в октавы и даже декады.

1.6. Выводы

Приведены конструкции антенных систем, применяемых для приема программ спутникового телевидения. Показаны преимущества таких антенных систем в сравнении с параболическими зеркальными антеннами. Они заключаются в уменьшении массогабаритных характеристик и восприимчивости к изменению параметров окружающей среды, в случае применения ЦАФАР и АФАР - в повышении энергетического потенциала и улучшении качества приема телевизионных сигналов.

Выявлена необходимость подробного исследования характеристик антенных решеток для их практического использования в системах спутникового телевидения и определения путей построения излучающих элементов двухдиапазонных антенн, на базе которых можно строить излучающую систему.

Такие антенны должны обеспечивать при работе в Ku-диапазоне требуемые характеристики направленности, требуемый коэффициент усиления в диапазонах рабочих частот в режиме приема и передачи с высокой развязкой между каналами и малыми продольными габаритами. Изыскание методов расчета и технологий изготовления таких антенн, является необходимым этапом настоящей работы

2. РЕЗУЛЬТАТЫ ЧИСЛЕННЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ ДВУХДИАПАЗОННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ СИСТЕМЫ СПУТНИКОВОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ

2.1. Общие характеристики совмещенной антенной решетки

Основные характеристики, разрабатываемой антенны должны обеспечивать функционирование системы спутникового телевидения рис.23. Для решения поставленной задачи предлагается использовать антенные системы, обладающие рядом преимуществ, по сравнению с существующими зеркальными антеннами.

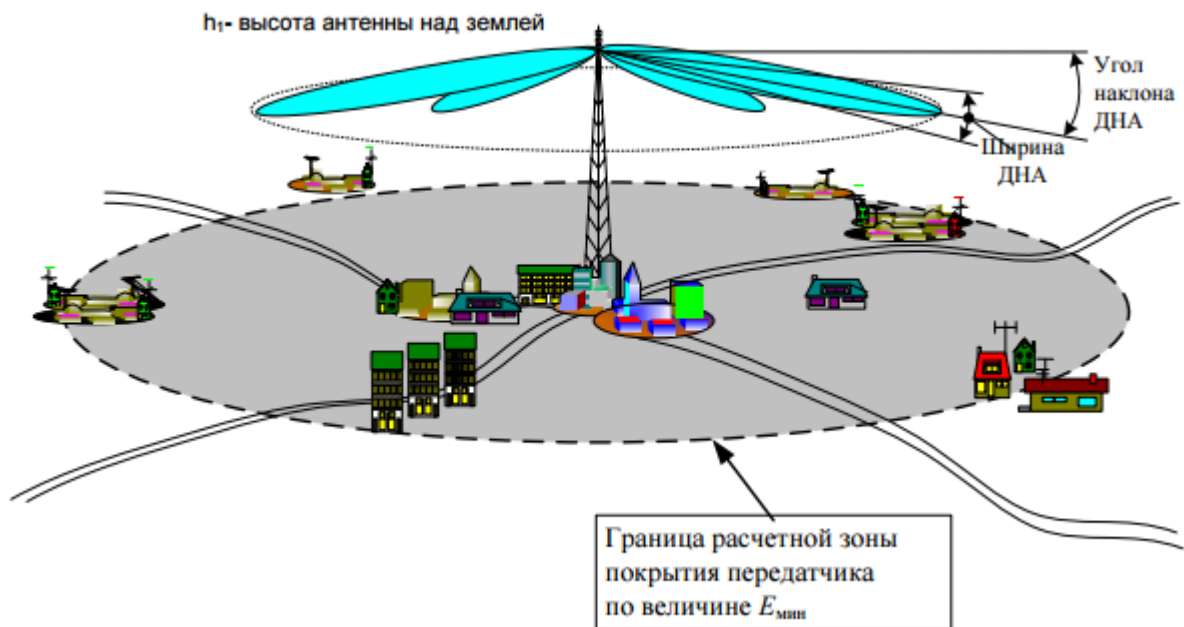


Рис.23. Ретрансляция спутниковых сигналов наземным телецентром

Для обеспечения надежной передачи информации необходимы соответствующие характеристики направленности, усиление и рабочие полосы антенны. Рабочие частоты антенной системы, работающей в Ку-диапазоне, указаны в таблице 1. Необходимость реализации двухдиапазонной работы в системах спутниковой связи и вещания (СССВ) обусловлена практикой многократного использования имеющейся полосы [59,60]. Усиление таких антенн требуется 15 дБ. Развязка между приемным и передающим каналами не менее 30 дБ. Для построения антенной системы по

заданным характеристикам размеры антенного полотна должны быть 200×200 мм. Характеристики направленности такой антенной решетки, состоящей из рупорных излучателей, показаны на рис.24- 27.

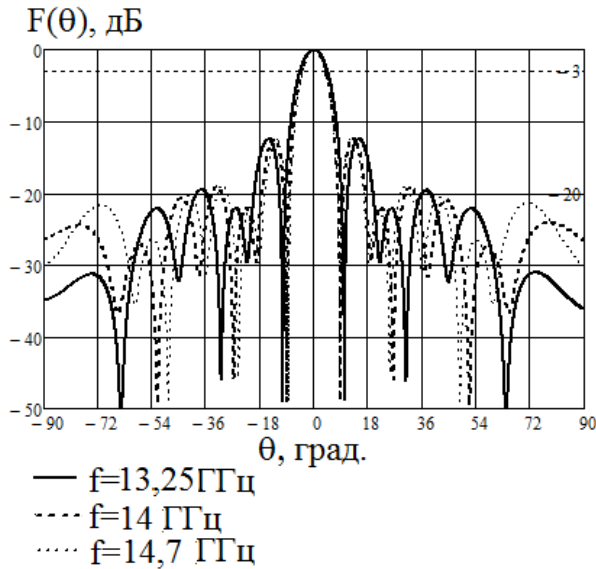


Рис.24. Диаграммы направленности антенной решетки работающей в режиме передачи в плоскости Е

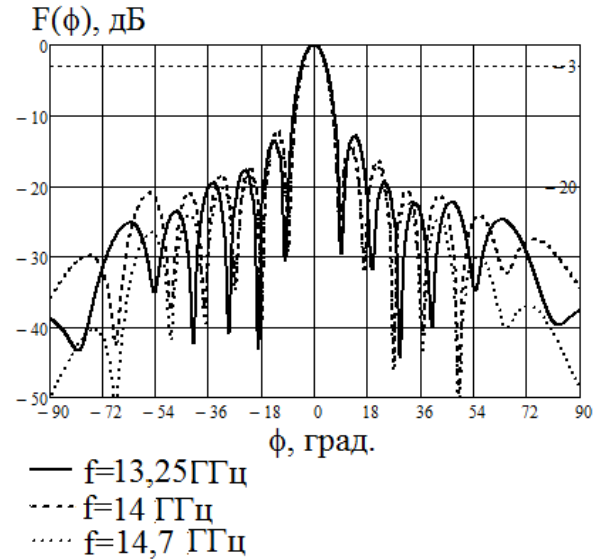


Рис.25. Диаграммы направленности антенной решетки работающей в режиме передачи в плоскости Н

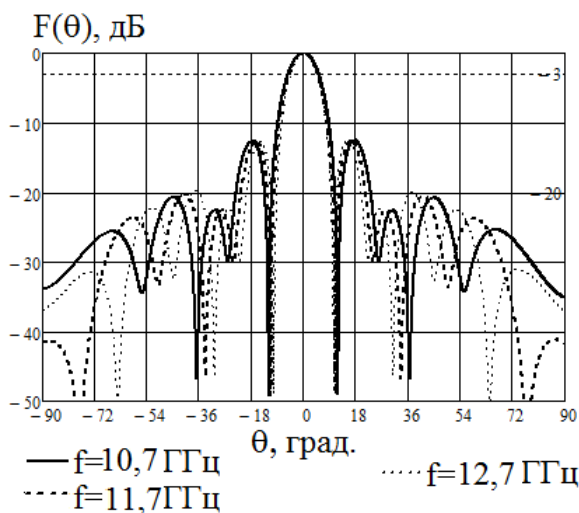


Рис.26. Диаграммы направленности антенной решетки работающей в режиме приема в плоскости Е

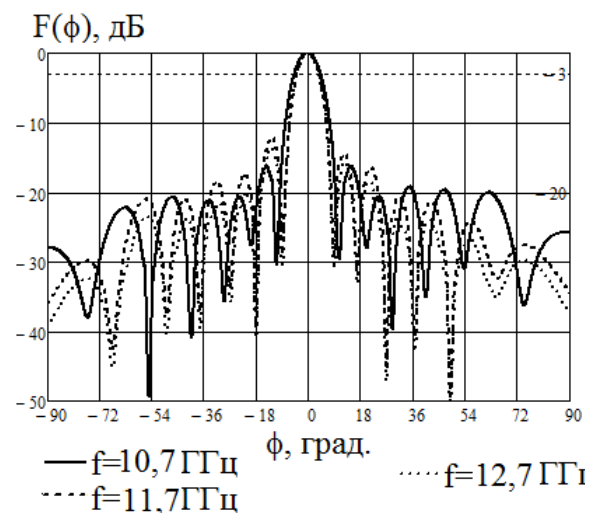


Рис.27. Диаграммы направленности антенной решетки работающей в режиме приема в плоскости Н

На выходе передающей и приемной антенн должны быть стандартные коаксиальные разъемы рис.28.

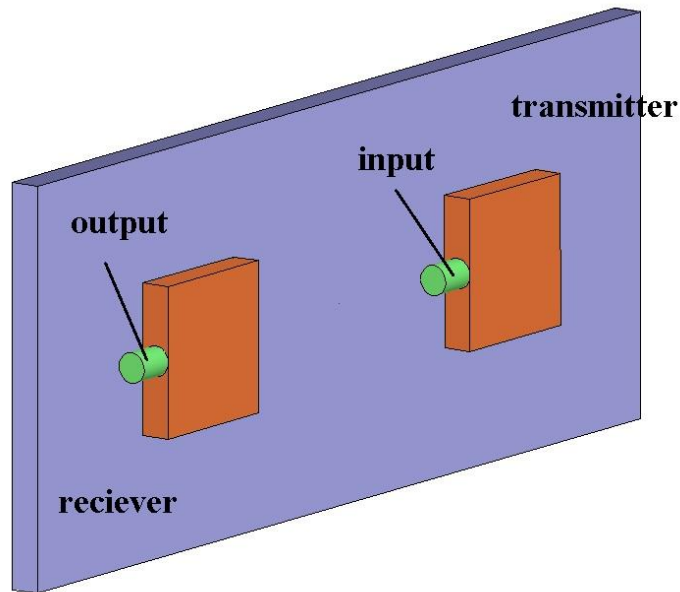


Рис.28. Размещение входных и выходных коаксиальных разъемов на корпусе антенной системы

Разрабатываемая антенна должна иметь минимальные габариты и отличаться высокой технологичностью конструкции. Для этой цели предложена плоская антенная решетка с направленными излучателями и возбуждающей системой, которая подробно рассматривается ниже.

2.2. Двухдиапазонные и широкополосные излучатели, применяемые в антенных системах

В настоящее время широкое практическое применение получили многодиапазонные и широкополосные радиотехнические системы. При этом технические характеристики таких систем во многом определяются характеристиками антенно-фидерных устройств. Многодиапазонное функционирование антенной системы реализуется путем применения многодиапазонных или широкополосных антенн и распределительных систем.

В работе [61] рассматриваются широкополосные волноводные излучатели как с линейной (H-образные, рупорно-волноводные), так и с

вращающейся (крестообразные, четырехребенчатые) поляризацией. Предложенные конструкции излучателей позволяют компоновать антенные полотна с плотной упаковкой элементов в апертуре. Однако, приводимые в работе схемы построения антенных полотен, не обеспечивают требуемые характеристики направленности при совмещении излучателей, работающих в соседних поддиапазонах Ku – диапазона на различных поляризациях. Также не рассматриваются распределительные системы для приведенных структур антенных полотен.

Особенностью функционирования антенных систем спутниковой телевидения является работа в двух поддиапазонах Ku-диапазона с разделением их по поляризации. Такой режим работы можно обеспечить, используя различные схемы построения антенного полотна. Здесь возможно применение широкополосных элементов работающих на двух ортогональных поляризациях, как, например, в работах [61-63], возбуждение которых осуществляется с помощью широкополосных распределительных систем, рассмотренных в работах [65-67].

Для сохранения энергетических характеристик желательно применять широкополосные или двухдиапазонные излучатели, работающие на ортогональных линейных поляризациях. Ниже проведено исследование широкополосных микрополосковых излучателей. Для построения антенной системы проведено исследование таких типов излучателей.

2.3. Широкополосные излучатели на импедансных структурах

Широкополосные слабонаправленные антенны, излучение которых рассматривается в свободном пространстве, известны, однако изготовленные по печатной технологии, эти антенны теряют свою широкополосность. Ниже, для сохранения широкополосности и направленных свойств предлагается использовать известные в радиотехнике композитные материалы, позволяющие в широких пределах изменять свои электрофизические параметры: диэлектрическую и магнитную проницаемость, включая и

отрицательные значения. В таких материалах можно создать «запрещенную зону» [68], в которой отсутствует распространение электромагнитных волн СВЧ и по сравнению с проводником знак коэффициента отражения изменяется на обратный.

Таким образом, на проводящей поверхности ЛА наносится тонкий слой композита (импедансная структура) в «запрещенной зоне» на котором размещается антенна. В результате антенна не превращается в печатную, а сохраняется распределение тока на наружной поверхности антенны как в свободном пространстве. Это позволяет получить новые характеристики у такой модифицированной печатной антенны. Характеристики антенны приближаются к характеристикам излучателя в свободном пространстве.

Кроме широкополосной работы антенна должна обеспечивать приемлемые энергетические характеристики в зоне обслуживания пользователей, а, следовательно, иметь в этом секторе достаточно широкую диаграмму направленности. Наряду с энергетическими и частотными характеристиками, немаловажными являются массогабаритные параметры. Поэтому значительная часть антенн для бортовых телекоммуникационных систем изготавливаются в печатном исполнении.

Известны различные конструкции микрополосковых антенн, обладающих расширенным рабочим диапазоном, достигаемым путем применения многослойных технологий изготовления.

Наиболее простым способом расширения рабочей полосы микрополосковых антенны является реализация широкополосных антенн в печатном исполнении, описанных в работе [69]. Расширение полосы рабочих частот, в настоящее время достигается в первую очередь по согласованию излучателей с фидерным трактом. При этом усложняются конструкции элементов фидерного тракта и излучающей системы.

Известна широкополосная печатная антенна, работающая в полосе 40% в X-диапазоне. Конструкция и характеристики антенна приведены в статье [70]. Недостатком такой антенны является существенное увеличение

толщины излучателя из-за использования экрана для расширения рабочего диапазона частот.

Аналогичными недостатками обладают и сверхширокополосные микрополосковые антенны, выполненные на основе расширяющихся щелевых линий. Такие антенны широко освещены в современной периодической литературе, например, в статье [71]. Недостатком антенн на основе симметричных щелевых линий являются большие продольные габариты.

Более просты в конструкции дипольные антенны с расширенным рабочим диапазоном волн. Один из вариантов двухдиапазонной печатной дипольной антенны рассмотрен в патенте [72]. Такая антенна может быть использована в качестве элемента печатных ФАР радиолокационных и радионавигационных систем. Однако она имеет недостатки аналогичные рассмотренным выше конструкциям антенн.

Рабочую полосу печатных антенн можно расширить до 20 - 40% путем применения многослойных технологий изготовления печатных плат. В работах [73-79] приводятся конструкции многослойных печатных антенн.

Благодаря хорошим массогабаритным параметрам микрополосковые антенны удобно использовать для диапазонной работы. В патенте [80] рассматривается широкополосная микрополосковая антенна, элементы которой располагаются над экраном на обеих сторонах диэлектрической подложки. Микрополосковая антенна возбуждается двухпроводной линией передачи, к одному проводнику которой на расстоянии половины соответствующей резонансной длины волны попеременно присоединены четвертьволновые вибраторы. К другому проводнику линии на обратной стороне подложки присоединены в середине полуволновые симметричные вибраторы. Причём на плечах всех или некоторых логопериодически расположенных полуволновых излучателей образованы зазоры, не превышающие по ширине толщину подложки. В таком излучателе сохраняются основные преимущества микрополосковой антенны и возрастает

ширина полосы пропускания. При большой высоте над экраном, рабочая полоса достигает величины 20 - 25%. Однако, такая антенна имеет большие продольные и поперечные габаритные размеры, а также небольшое усилие.

Известны классические планарные микрополосковые антенны, описанные, например, в работе [81]. Однако они обладают серьезным недостатком - в силу резонансного характера планарные микрополосковые антенны и решетки из них узкополосны, относительная полоса рабочих частот таких антенн составляет доли и единицы процентов.

Если требуется более широкая рабочая полоса частот (20% и выше), то на смену классическим поперечным излучателям приходят широкополосные и сверхширокополосные печатные антенны продольного излучения, а так же комбинированные варианты конструкции продольного и поперечного излучателей, рассмотренные в работе [82]. Рабочая полоса и коэффициент усиления таких антенн зависят от длины, поэтому они также имеют большие продольные габариты.

Известны широкополосные антенны на основе взаимодополняющих структур, рассмотренные, например, в работе [83]. Они имеют различную форму, но широкое практическое применение получила структура «бабочка» или "bow-tie". Антенна типа «бабочка» обеспечивает допустимое согласование в широкой полосе частот. Размещение «бабочки» над экраном приводит к сужению рабочей полосы частот. Для расширения рабочей полосы приходится усложнять структуру печатной антенны и использовать многослойные печатные антенны. В этом случае возникает необходимость разработки широкополосных возбуждателей и оптимизации их характеристик с целью получения допустимого согласования антенны в рабочей полосе частот.

Расширение рабочей полосы микрополосковых антенн или реализация многодиапазонной работы обычно достигается путем изготовления широкополосных антенн по печатной технологии и применения многослойных структур. В качестве примера можно привести многослойную

антенну, образованную несколькими излучателями типа «бабочка» [84,85]. В работе были сделаны расчеты характеристик ранее использованных излучате

Однако такая антенна не обеспечивает возможность работы в Ku-диапазоне, так как имеет более узкую рабочую полосу по согласованию.

Для решения поставленной задачи в работе предложен, разработан, исследован и запатентован излучатель рис.29. Для расширения рабочей полосы, в результате параметрической оптимизации с помощью численных методов электродинамики, к широкополосному микрополосковому излучателю подключен кольцевой шлейф. Общий вид микрополосковой антенны с кольцевым шлейфом, работающей в Ku-диапазоне (10,7 - 14,75 ГГц) показан на рис.29.

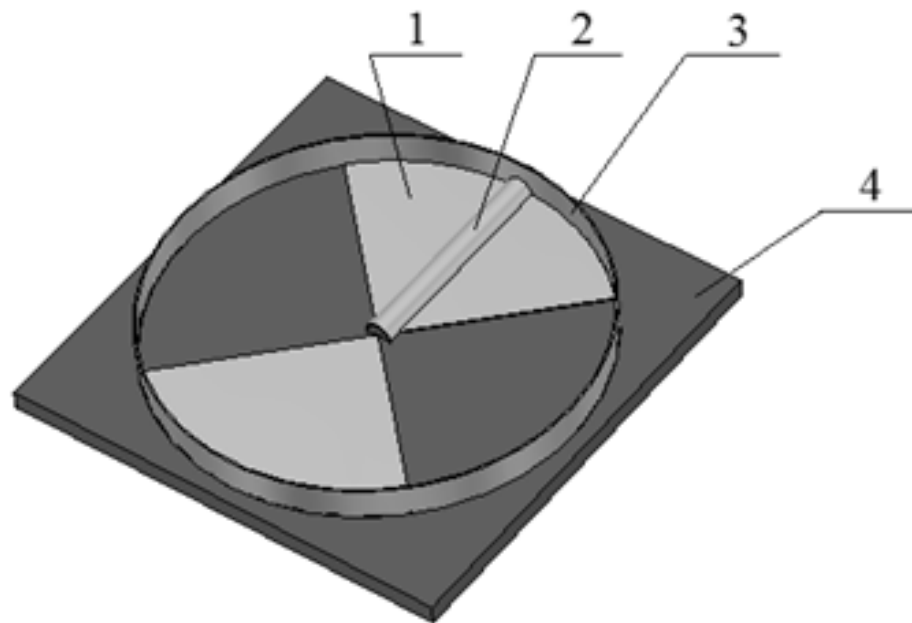


Рис.29. Общий вид микрополосковой антенны с кольцевым шлейфом

Здесь обозначены следующие позиции: 1 - бабочка; 2 - коаксиальное питание; 3 - кольцевой шлейф; 4 - диэлектрик. Для практической реализации подложки антенны могут быть использованы фольгированные диэлектрики, а также воздушные линии. На рис.30 приведены диаграммы направленности антенны, показанной на рис.29, в плоскостях E и H. На рис.30 обозначены диаграммы направленности в плоскостях E и H на трех частотах: 1 - 10.7 ГГц; 2 - 12.7 ГГц; 3 - 14.75 ГГц.

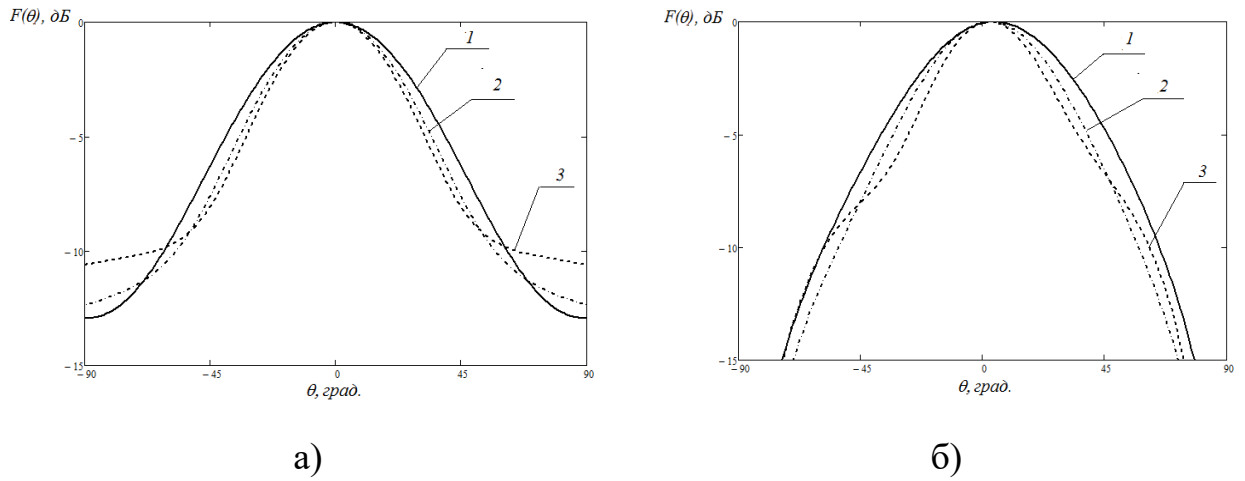


Рис.30. Диаграмма направленности микрополосковой антенны с кольцевым шлейфом:

a - в плоскости Е, *б* - в плоскости Н

На рис.31 приведена зависимость КСВ от частоты для антенны, показанной на рис.29.

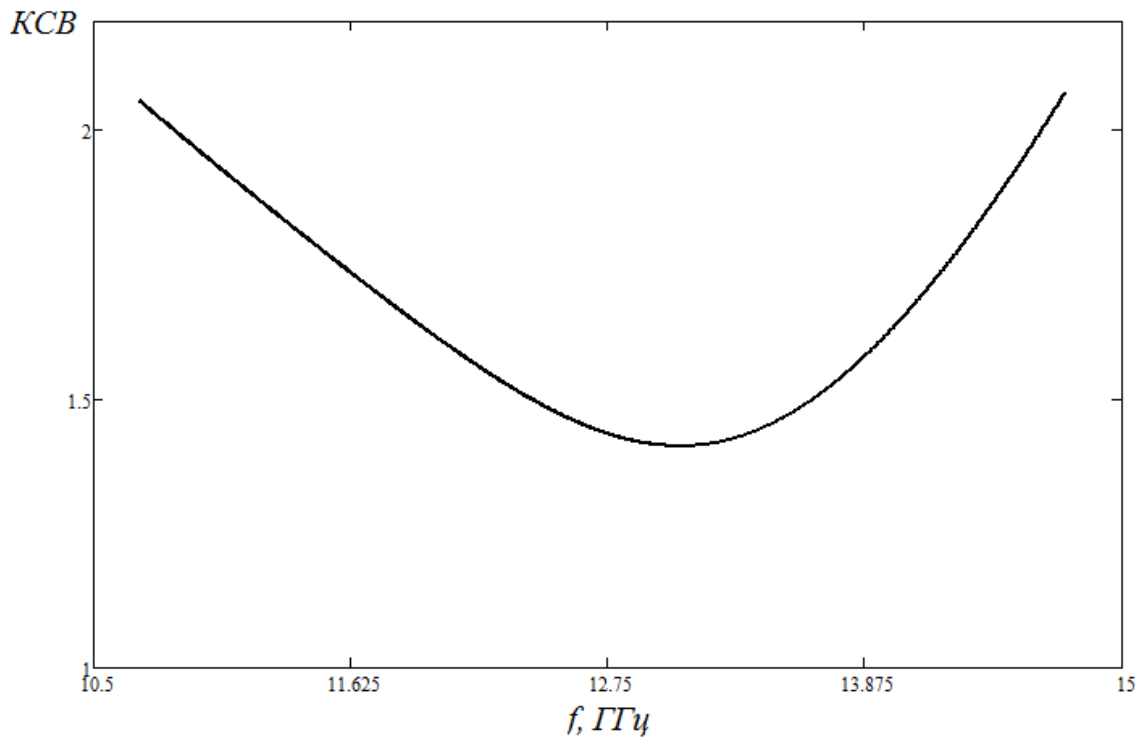


Рис.31. Зависимость КСВ от частоты

На рис.32 приведена пространственная ДН широкополосного печатного излучателя.

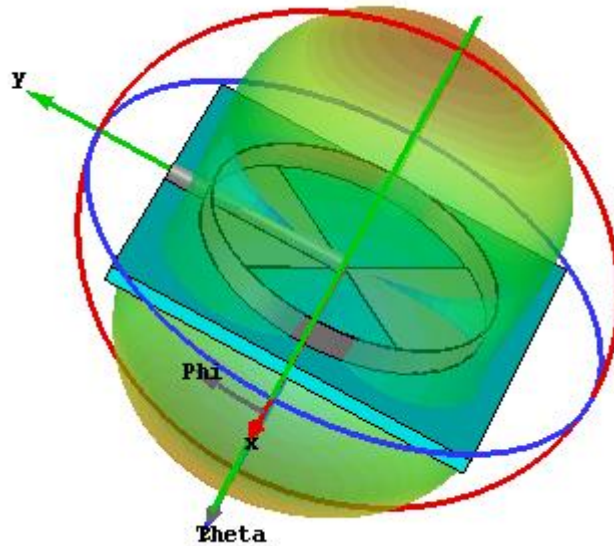


Рис.32. Пространственная ДН широкополосного печатного излучателя
 На рис.33 показана зависимость КНД от частоты в рабочем диапазоне.

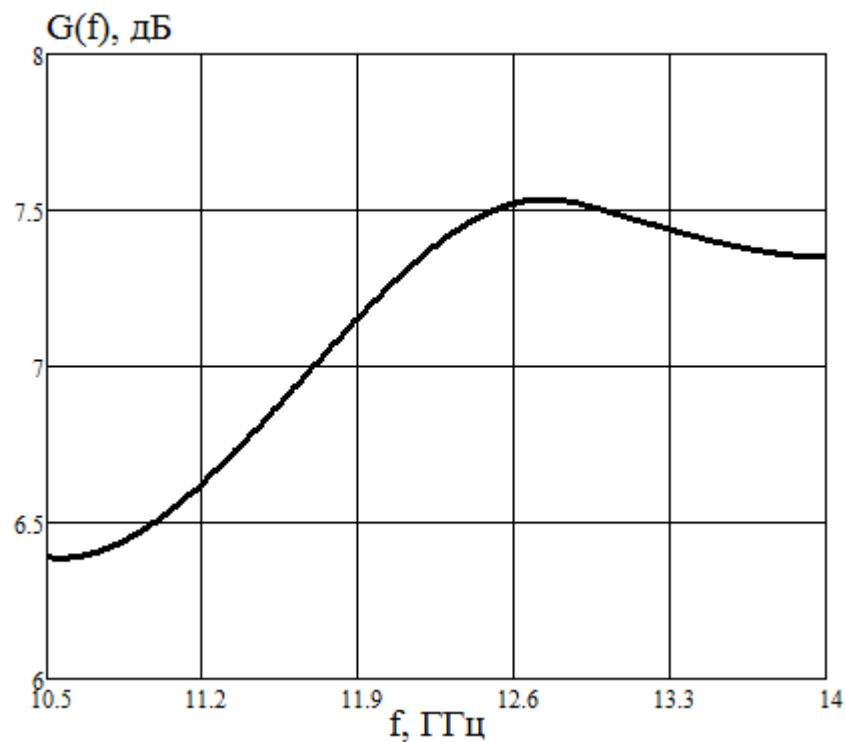


Рис.33. Зависимость КНД от частоты в рабочем диапазоне

Благодаря хорошим массогабаритным характеристикам рассматриваемая антенна может использоваться и в мобильных системах. В современных мобильных радиоэлектронных комплексах применяются антенны с механическим или электромеханическим сканированием. Перспективным направлением является разработка антенных систем с

электрическим сканированием. Сектор сканирования в угломестной плоскости зависит от направленных свойств элемента, поэтому целесообразно оптимизировать конструкцию элемента таким образом, чтобы получить требуемую форму диаграммы в угломестной плоскости. Для расширения диаграммы направленности в одной или двух плоскостях можно использовать периодические структуры. Пример широкополосной антенны, выполненной над экраном с периодической структурой, показан на рис.34.

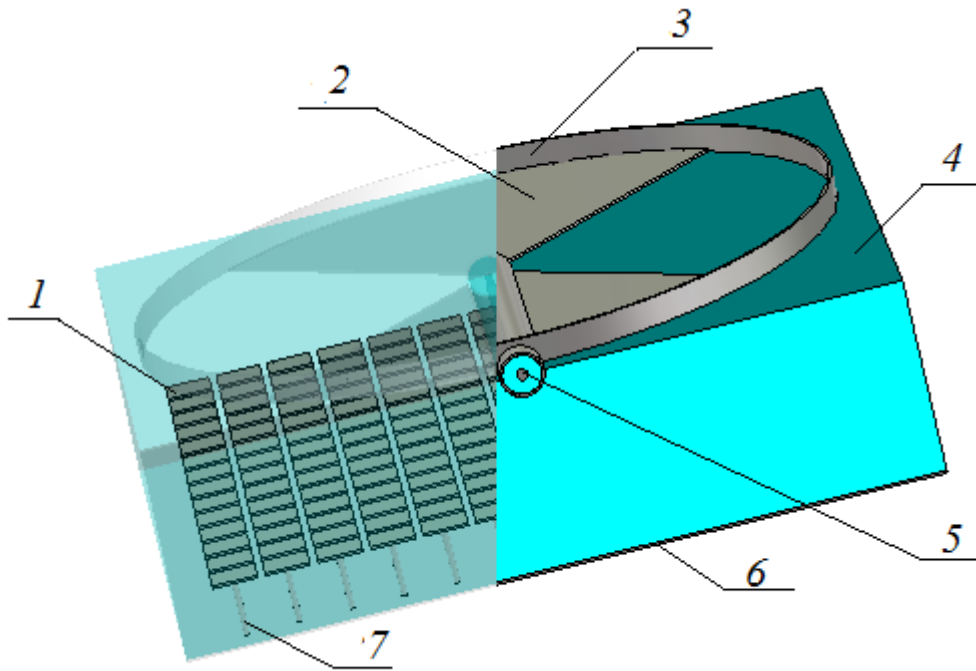


Рис.34. Широкополосная антенна над экраном с периодической структурой

На рис.34 показан общий вид микрополосковой антенны с кольцевым шлейфом и замедляющей структурой. Здесь обозначены следующие позиции: 1 - элемент импедансной поверхности; 2 - бабочка; 3 - кольцевой шлейф, 4 - диэлектрик, 5 - коаксиальное питание; 6 - экран; 7 - крепление элемента импедансной поверхности.

На рис.35 показан общий вид и приведены размеры импедансной структуры с высотой 3.46mm.

На рис.36 представлены диаграммы направленности антенны, приведенной на рис.34, в плоскостях E и H. На рис.36 обозначены диаграммы

направленности в плоскостях Е и Н на трех частотах: 1 - 10.7 ГГц; 2 - 12.7 ГГц; 3 - 14.75 ГГц.

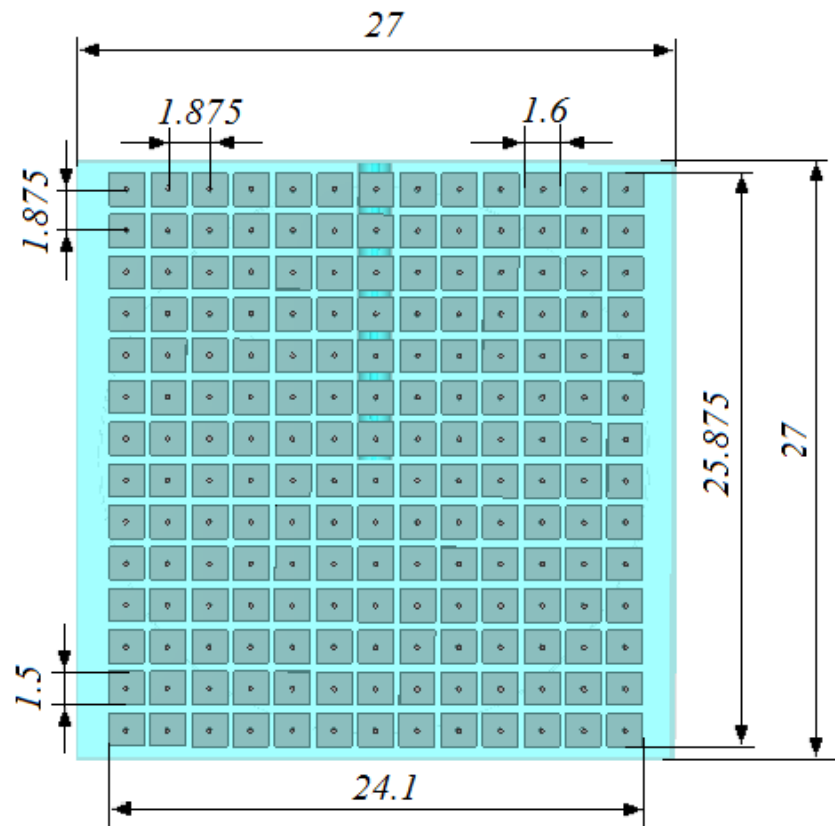


Рис.35. Общий вид и размеры импедансной структуры

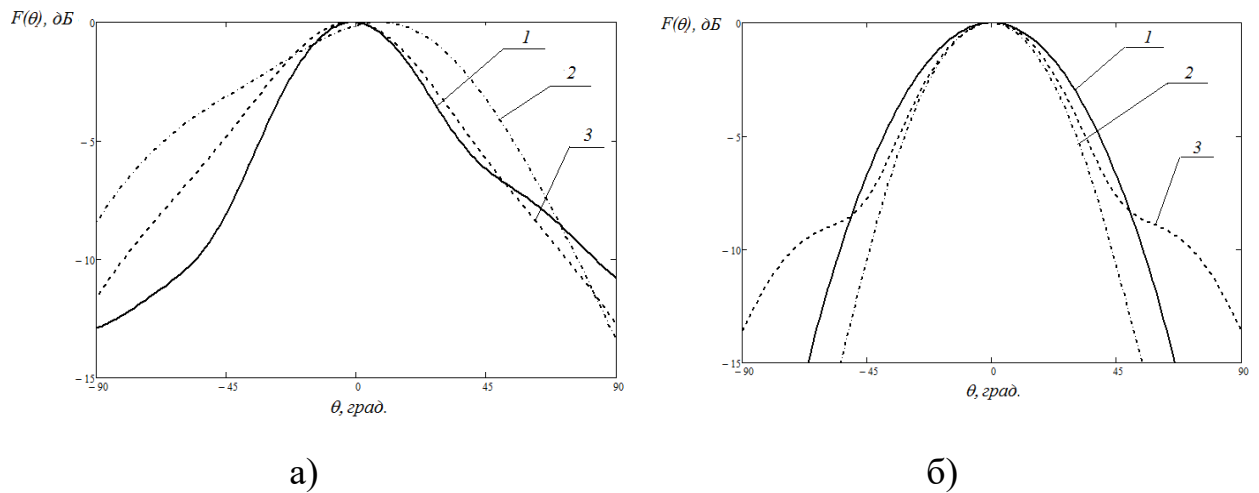


Рис.36. Диаграмма направленности микрополосковой антенны с кольцевым шлейфом, размещенной над экраном с периодической структурой: *а* - в плоскости Е, *б* - в плоскости Н

На рис.37 приведена зависимость КСВ от частоты для антенны, показанной на рис.34.

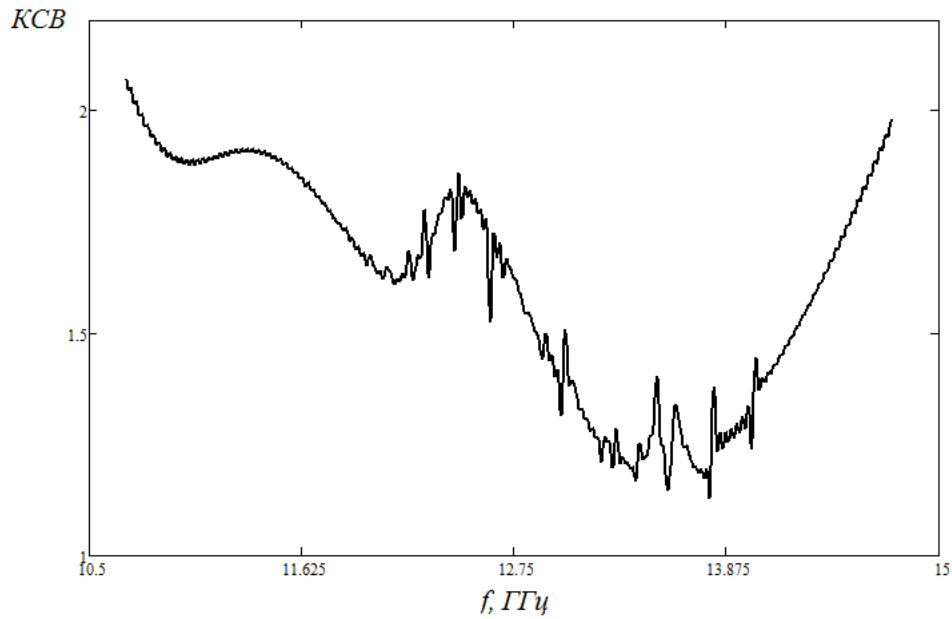


Рис.37. Зависимость KCB от частоты

Отличие антенны без импедансной структуры и с импедансной структурой проиллюстрировано диаграммами направленности рис.38-40. На рис.38 совмещены диаграммы в Н-плоскости на частоте $f=10,7$ ГГц для антенны без замедляющей структуры, обозначенной позицией 1, и с замедляющей структурой, обозначенной позицией 2.

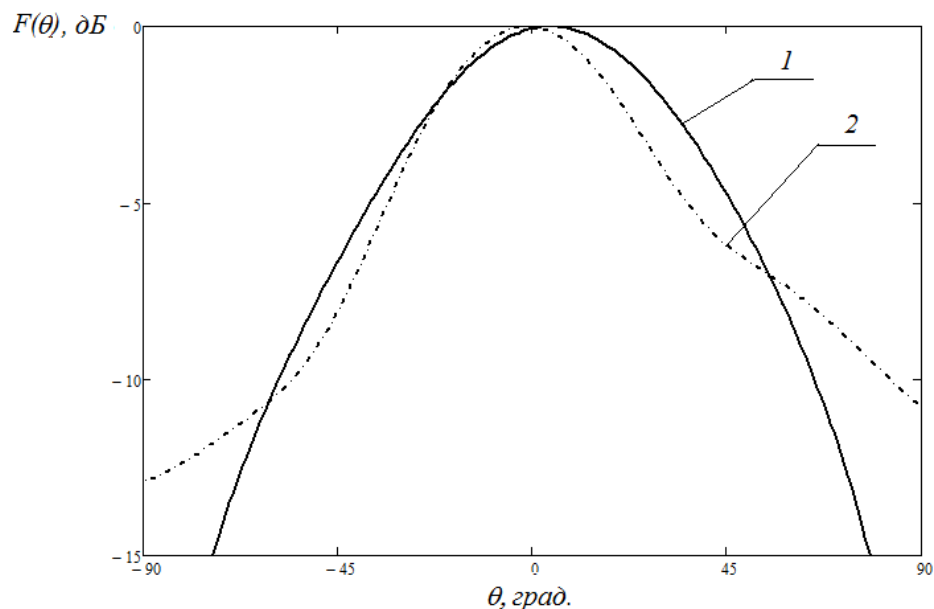


Рис.38. Диаграммы в Н-плоскости на частоте $f=10,7$ ГГц для антенны без замедляющей структуры и с замедляющей структурой

На рис.39 совмещены диаграммы в Н-плоскости на частоте $f=11,7$ ГГц для антенны без замедляющей структуры, обозначенной позицией 1, и с замедляющей структурой, обозначенной позицией 2.

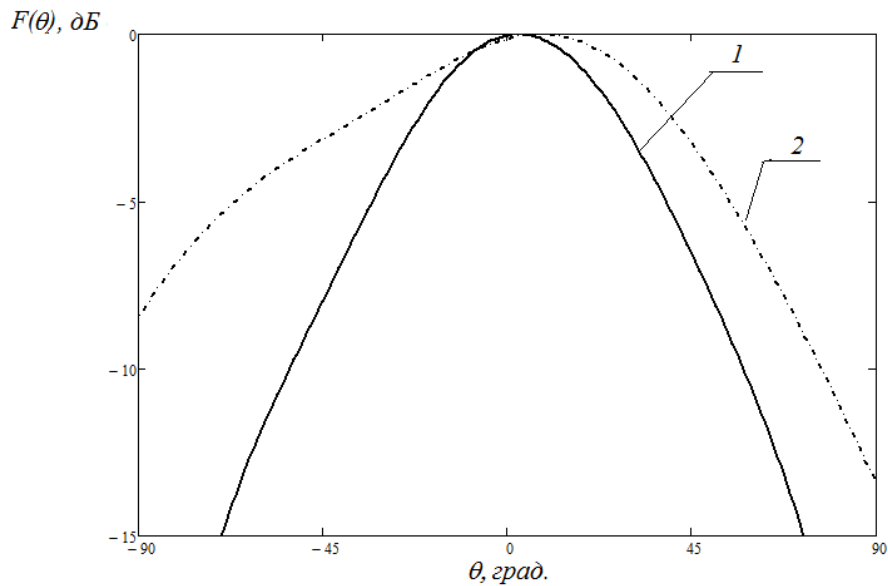


Рис.39. Диаграммы в Н-плоскости на частоте $f=11,7$ ГГц для антенны без замедляющей структуры и с замедляющей структурой

На рис.40 совмещены диаграммы в Н-плоскости на частоте $f=12,7$ ГГц для антенны без замедляющей структуры, обозначенной позицией 1, и с замедляющей структурой, обозначенной позицией 2.

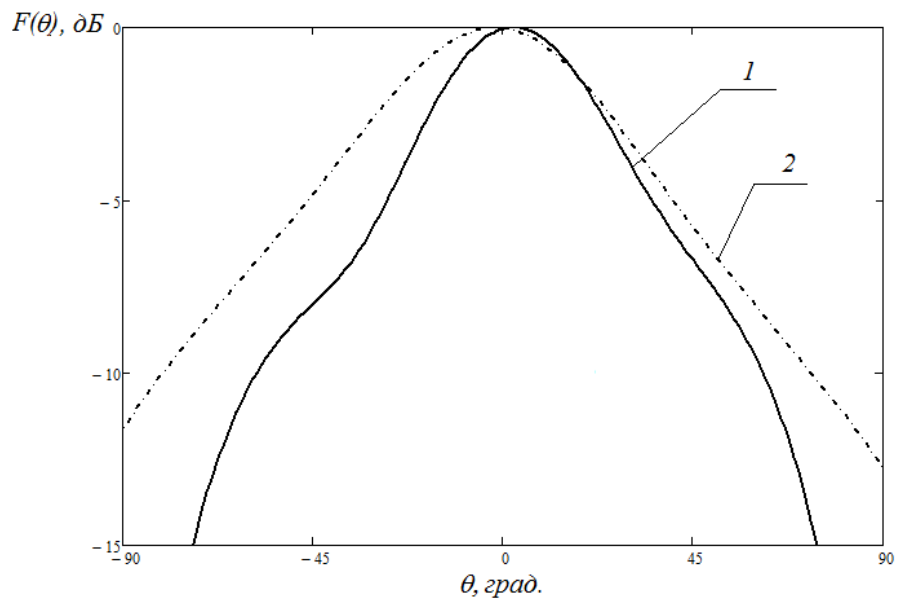


Рис.40. Диаграммы в Н-плоскости на частоте $f=12,7$ ГГц для антенны без замедляющей структуры и с замедляющей структурой

Расширение диаграммы происходит при сохранении частотных характеристик согласования, что иллюстрируется рис.41. График на рис.41, соответствующий антенне без замедляющей структуры обозначен позицией 1, с замедляющей структурой - позицией 2.

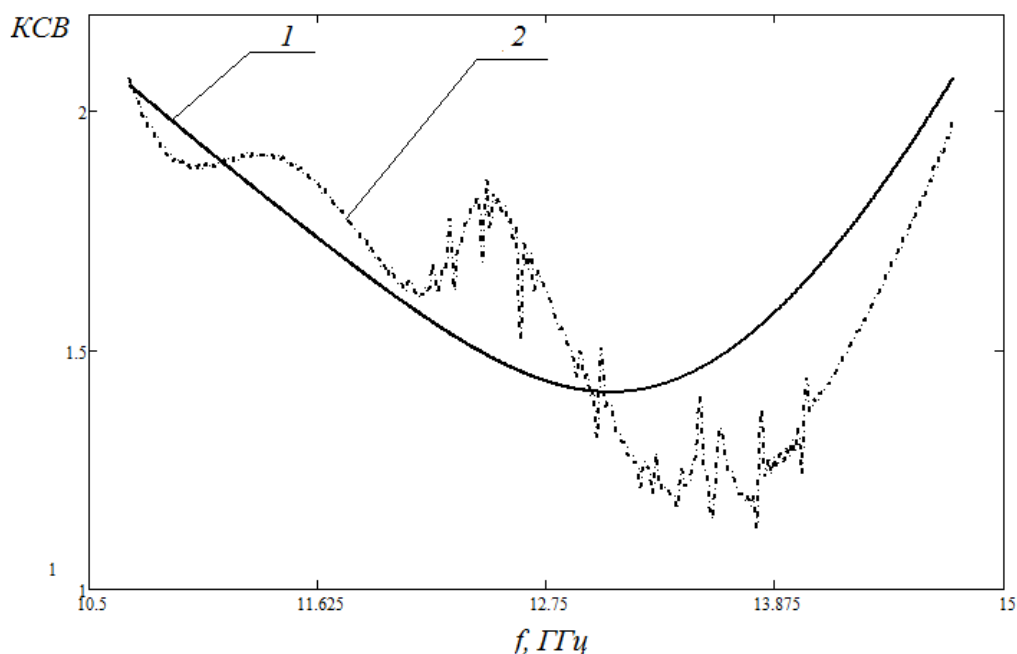


Рис.41. Зависимость КСВ от частоты

Таким образом, разработана широкополосная антенна, обеспечивающая работу в полосе, соответствующей Ku - диапазону, в котором осуществляется спутниковая связь и телевидение.

2.4. Двухдиапазонные микрополосковые излучатели

В современных системах непосредственного телевизионного вещания в настоящее время наметился переход от апертурных антенн к антенным решеткам. Это связано с обеспечением более высокого потребительского качества. Модернизация систем спутникового телевидения проводится с целью повышения информационной емкости телевизионных каналов для увеличения объема и качества передаваемой информации. Для этих целей перспективным направлением является разработка и создание антенных решеток, которые позволяют проводить обработку сигналов. Начиная с 90-х годов небольшие спутниковые антенны для приема в Ku-диапазоне стали

выпускаться в России и за рубежом. Все решетки выпускались в печатном исполнении, так как печатная технология в настоящий момент достаточно хорошо освоена и позволяет реализовать компактные, недорогие антенны, хорошо совместимые с цифровыми устройствами управления и обработки информации. Однако типовые печатные антенны имеют узкую рабочую полосу частот. Поэтому для расширения рабочей полосы или реализации диапазонной работы применяется совмещение излучателей различных диапазонов в одном раскрыве, а также используется широкополосная или диапазонная распределительная система. Широко применяемые на практике параболические зеркальные антенны с механическим или электромеханическим сканированием требуют применения громоздких поворотных устройств, имеют значительные продольные габариты, а также чувствительны к осадкам и воздействию окружающей среды. Поэтому перспективным направлением является разработка АР спутникового телевидения. Для расширения рабочей полосы или реализации диапазонной работы применяется совмещение печатных излучателей различных диапазонов в одном раскрыве, а также используется широкополосная или диапазонная распределительная система. Кроме типовых печатных антенн, в настоящее время разработаны и широко применяются на практике широкополосные антенны [86-88].

Антенная решетка системы спутникового телевидения, устанавливаемая на ретрансляторе, должна обеспечивать работу в двух диапазонах частот. При работе на прием используется нижний поддиапазон Ку-диапазона от 10,7 до 12,75 ГГц и линейная горизонтальная поляризация. Для передачи используется верхний поддиапазон Ку-диапазона от 12,75 до 14,75 ГГц и линейная вертикальная поляризация [89].

Поскольку антенная решетка работает в двух диапазонах последовательно во времени, то можно её выполнить из широкополосных излучателей или в виде совмещенной системы, работающей в двух поддиапазонах. В настоящей работе рассматривается два варианта

построения антенн спутникового телевидения, работающих в двух диапазонах с развязкой по поляризации. В первом варианте за основу взята широкополосная антенна, выполненная на основе взаимодополняющих структур и возбуждаемая коаксиальной линией.

Другой способ реализации двухдиапазонной антенны состоит в применении технологии гальванопластики для изготовления компактных рупорных антенно-фидерных систем и совмещения их в одной апертуре. Такие антенные системы уже были изготовлены для работы в режиме приема на частотах 10,7-12,75 ГГц [90].

Рупорная антенная решётка с коаксиальной распределительной системой в заданном частотном диапазоне обладает существенно меньшими потерями, чем микрополосковая. Изготовление антенны методами гальванопластики позволяет уменьшить массу и габаритные размеры антенны, а также исключить из распределительной системы все неоднородности, возникающие при соединении отдельных элементов фидерного тракта.

Для построения двухдиапазонной антенной решетки можно применить совмещенный печатный излучатель, элементы которого работают в отдельных поддиапазонах на прием и передачу. Конструкция такого излучателя показана на рис.42.

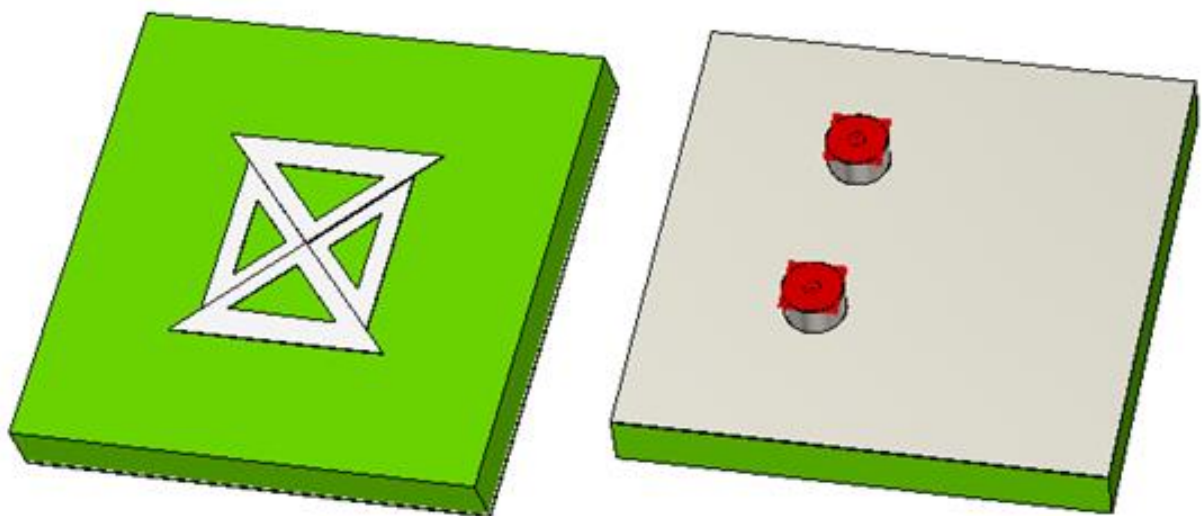


Рис.42. Общий вид печатного двухдиапазонного излучателя

Возможность применения рассматриваемого типа антенн для работы в двух диапазонах частот иллюстрируется зависимостями КСВ от частоты, которые приведены на рис.43.

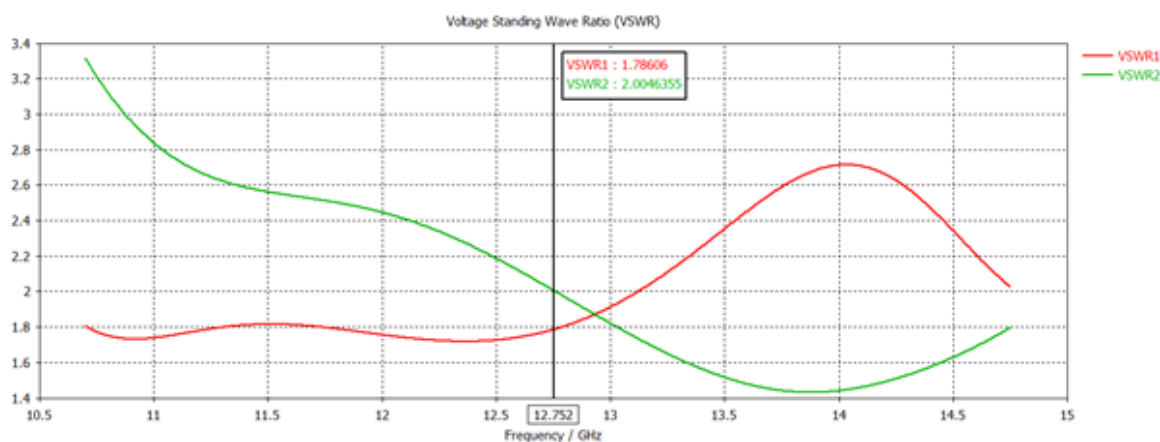


Рис.43. Зависимости КСВ от частоты: красная-при работе антенны в режиме приёма, зеленая – в режиме передачи

Из рис.43 видно, что антенна согласована в рабочем диапазоне частот по уровню $\text{КСВ} < 2$ при совместной работе в двух диапазонах частот.

Одной из важнейших характеристик антенн является характеристика направленности. Пространственные диаграммы направленности излучателя, работающего в режиме приема на частотах 10.7 и 12.75, приведены соответственно на рис.44а и 44б.

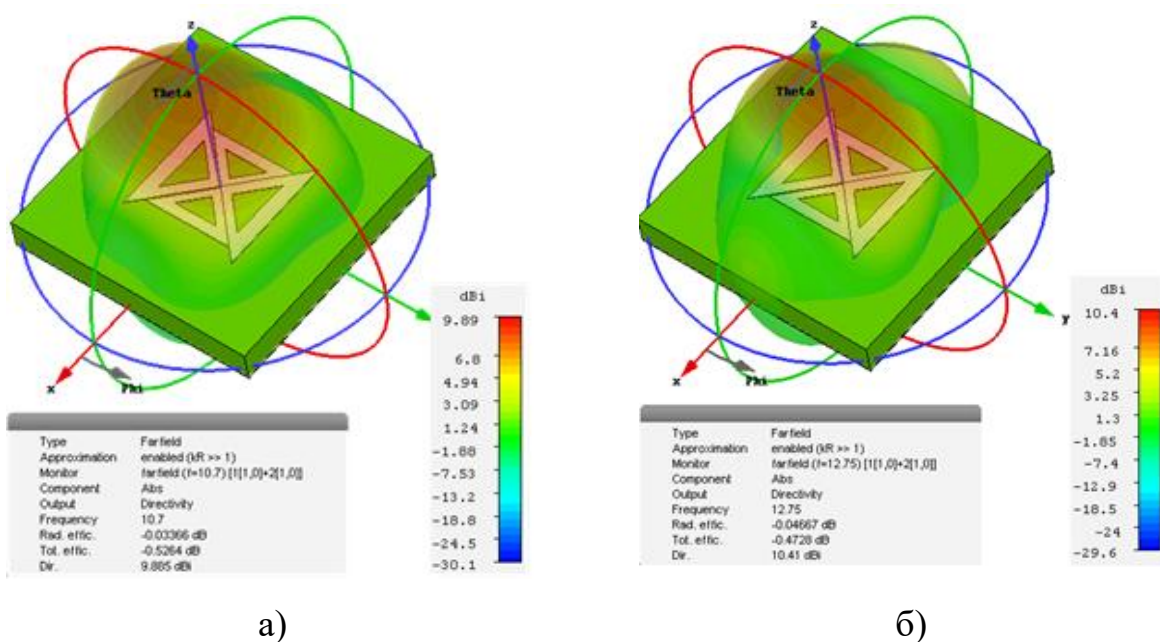


Рис.44. Пространственная диаграмма направленности излучателя

При этом излучатель, работающий в режиме передачи, нагружен на согласованную нагрузку. Диаграммы направленности излучателя, работающего в режиме приема и передачи в плоскости Е, приведены соответственно на рис.45 и рис.46.

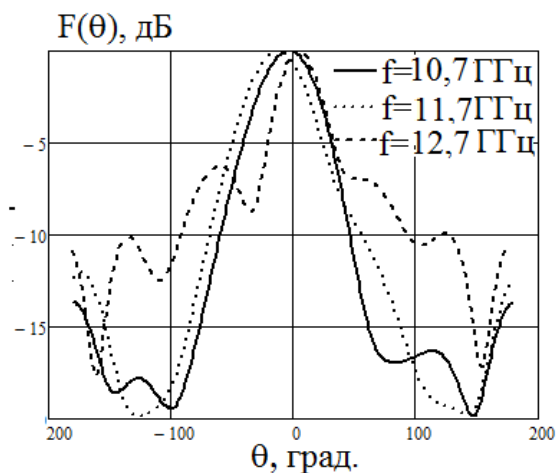


Рис.45. Диаграммы направленности излучателя, работающего в режиме приема в плоскости Е

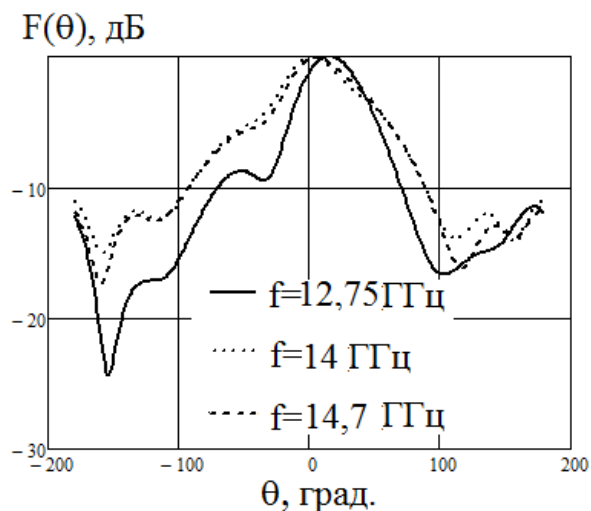


Рис.46. Диаграммы направленности излучателя, работающего в режиме передачи в плоскости Е

Диаграммы направленности излучателя, работающего в режиме приема и передачи в плоскости Н, приведены соответственно на рис.47 и рис.48.

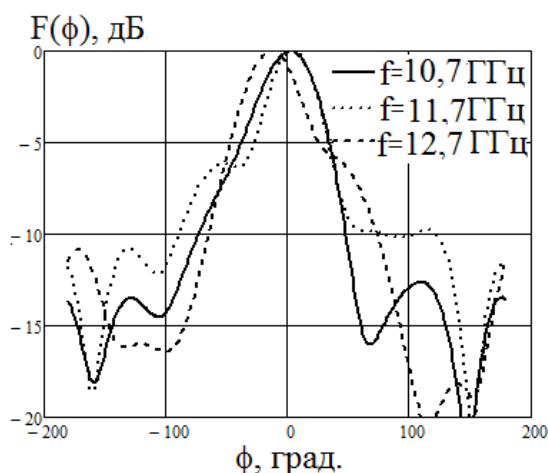


Рис.47. Диаграммы направленности излучателя, работающего в режиме приема в плоскости Н

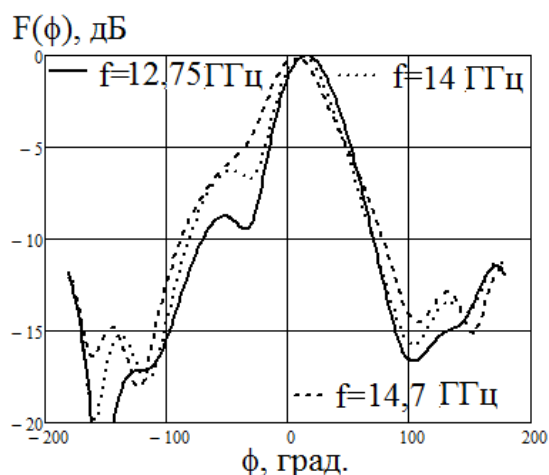


Рис.48. Диаграммы направленности излучателя, работающего в режиме передачи в плоскости Н

2.5. Эллиптические и крестообразные рупорные излучатели

Многодиапазонное функционирование антенной системы реализуется путем применения многодиапазонных или широкополосных антенн и распределительных систем. Предложенные конструкции излучателей позволяют компоновать антенные полотна с плотной упаковкой элементов в апертуре.

Особенностью функционирования антенных систем спутниковой телевидения является работа в двух поддиапазонах Ku-диапазона с разделением их по поляризации. Такой режим работы можно обеспечить, используя различные типы рупорных излучателей. На рис.49 приведены модели антенных решеток из рупорных излучателей с ромбической и эллиптической формой излучающего раскрыва.

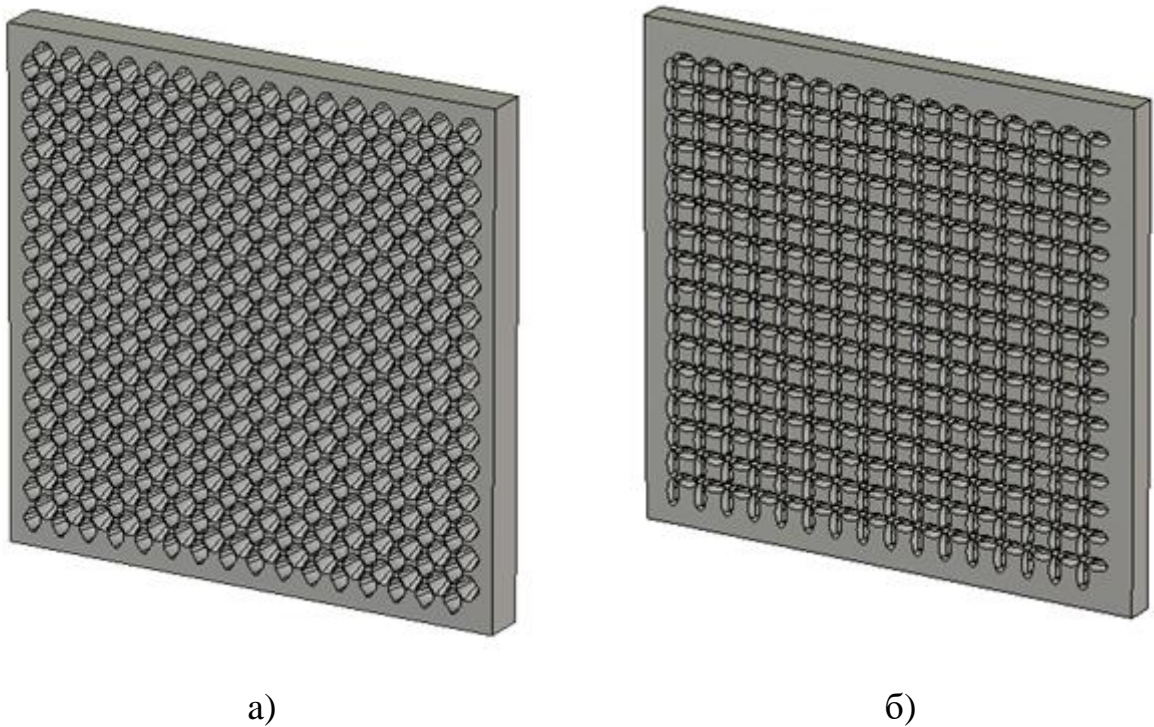


Рис.49. Общий вид антенного полотна

На рис.50 приведена антенная система из рупорных излучателей с крестообразной формой излучающего раскрыва.

Антенное полотно формируется системой рупорных излучателей с различной формой излучающего раскрыва при работе на передачу и на прием. Форма излучающего раскрыва рупора выбирается исходя из условий

размещения рупоров разных диапазонов в одной апертуре, а также она должна удовлетворять требованиям, предъявляемым к характеристикам направленности, согласования и поляризационным характеристикам.

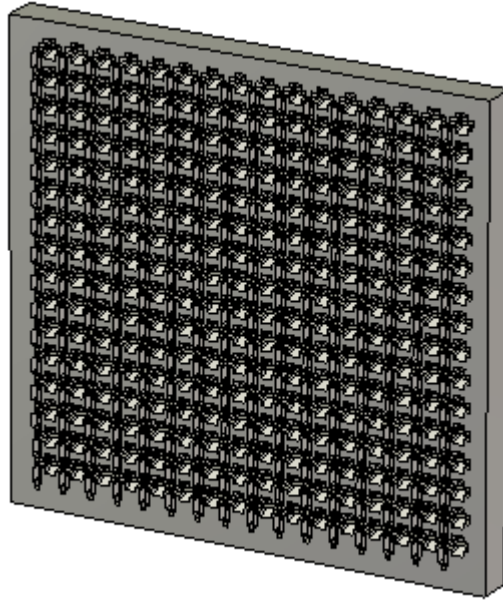


Рис.50. Антенная система из рупорных излучателей с крестообразной формой излучающего раскрыва

На рис.49а показана решетка из рупорных излучателей с ромбической формой излучающего раскрыва. Общий вид таких излучателей показан на рис.51.

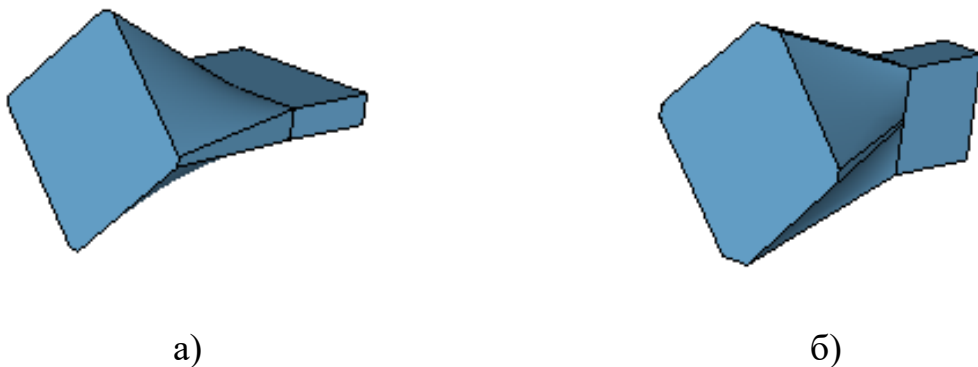


Рис.51. Рупорные излучатели с ромбической формой излучающего раскрыва

Диаграммы направленности таких излучателей приведены на рис.52 - 55. На рис.56 и 57 показаны зависимости КСВ от частоты.

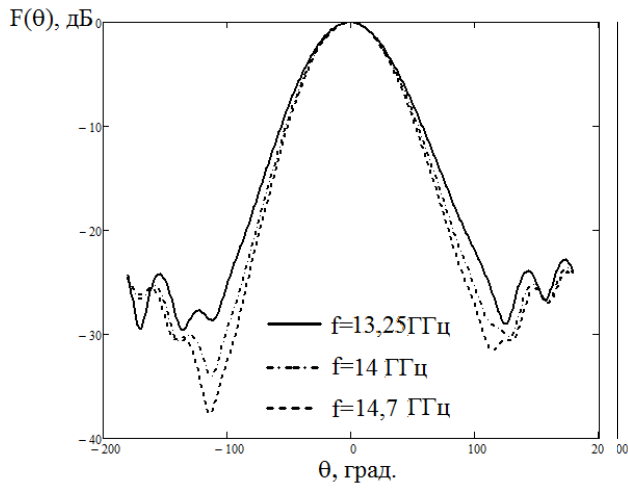


Рис.52. Диаграммы направленности излучателя, работающего в режиме передачи в плоскости E

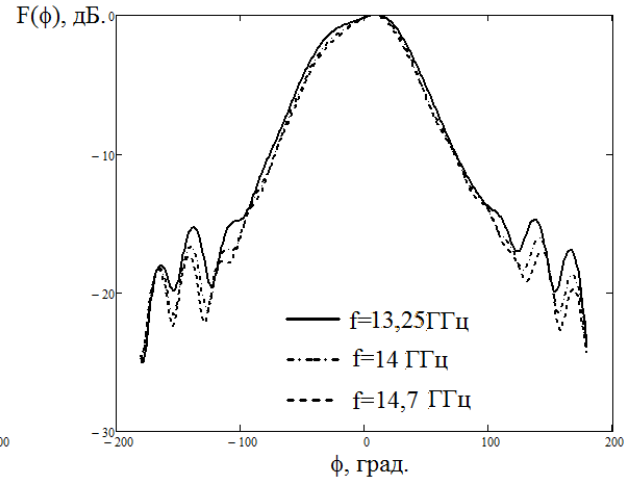


Рис.53. Диаграммы направленности излучателя, работающего в режиме передачи в плоскости H

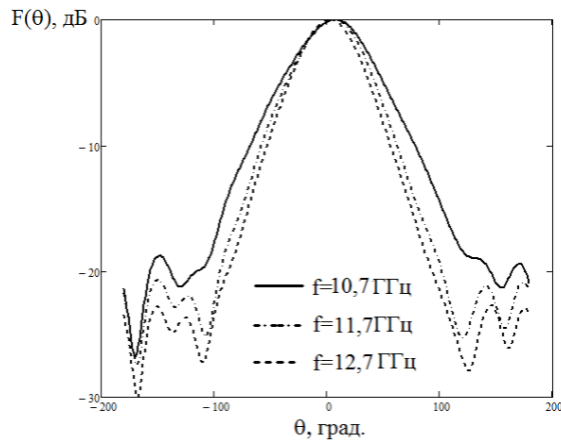


Рис.54. Диаграммы направленности излучателя, работающего в режиме приема в плоскости E

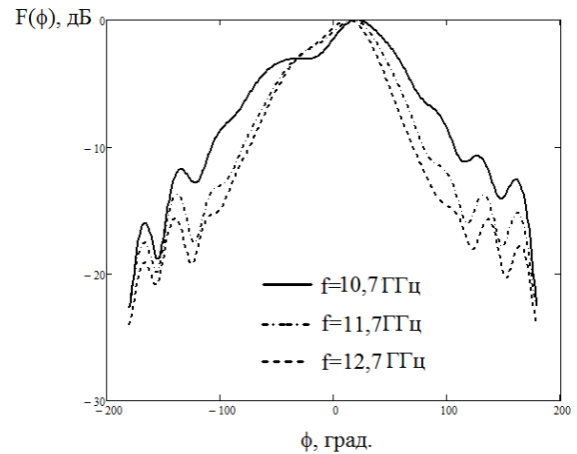


Рис.55. Диаграммы направленности излучателя, работающего в режиме приема в плоскости H

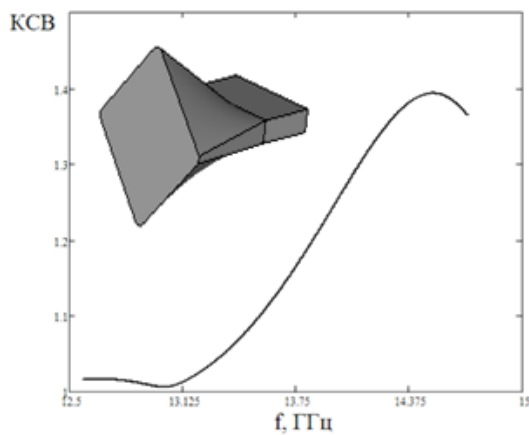


Рис.56. Зависимость КСВ от частоты излучателя, работающего в режиме передачи

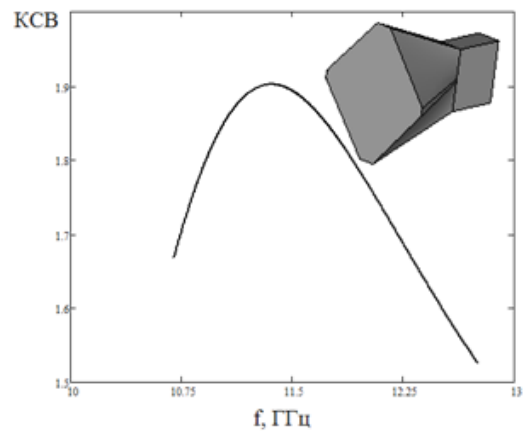


Рис.57. Зависимость КСВ от частоты излучателя, работающего в режиме приёма

Для того, чтобы разместить излучатели двухдиапазонов в одной апертуре удобно использовать крестообразную форму элементов. Характеристики направленности таких излучателей показаны на рис.58 - 63.

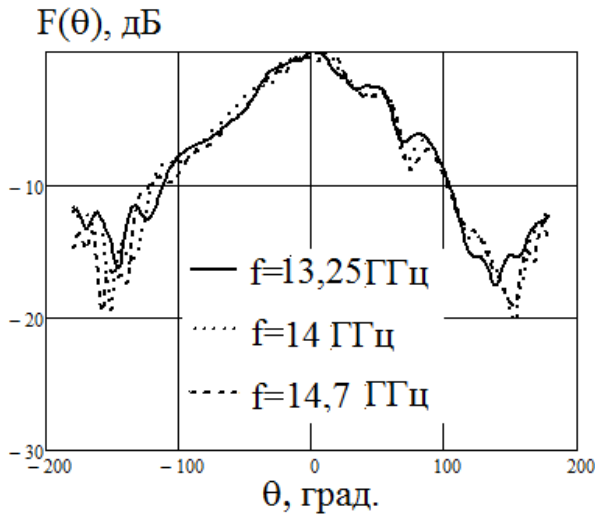


Рис.58. Диаграммы направленности излучателя, работающего в режиме передачи в плоскости E

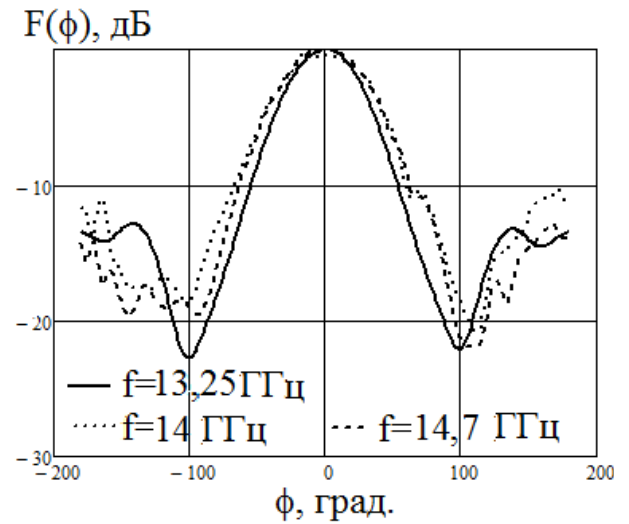


Рис.59. Диаграммы направленности излучателя, работающего в режиме передачи в плоскости H

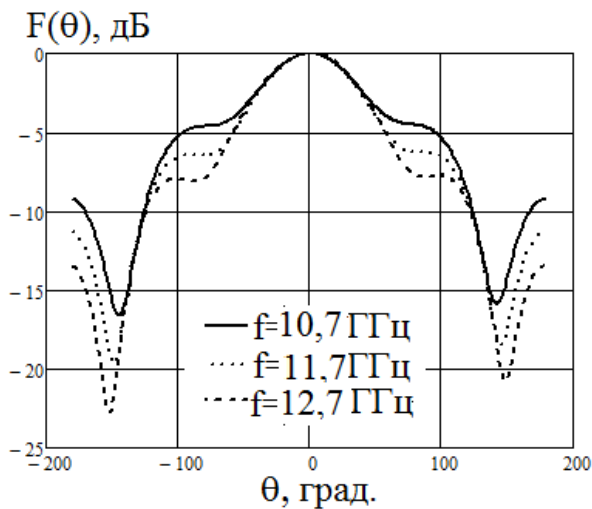


Рис.60. Диаграммы направленности излучателя, работающего в режиме приема в плоскости E

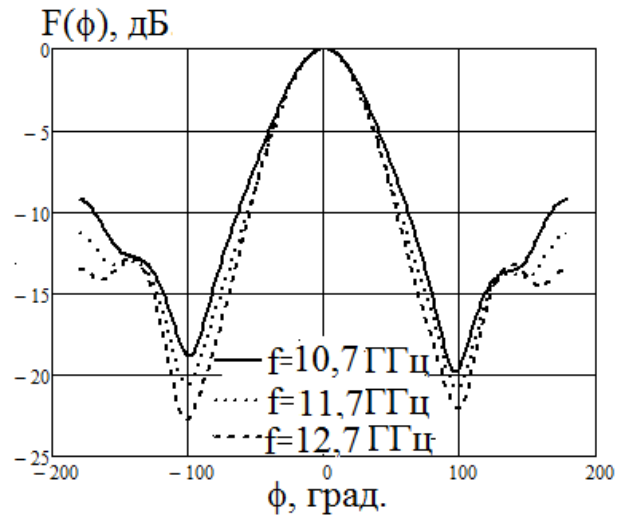


Рис.61. Диаграммы направленности излучателя, работающего в режиме приема в плоскости H

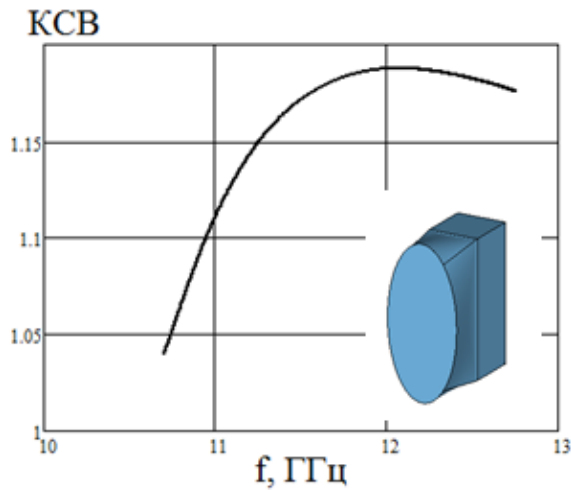


Рис.62. Зависимость КСВ от частоты излучателя, работающего в режиме приёма

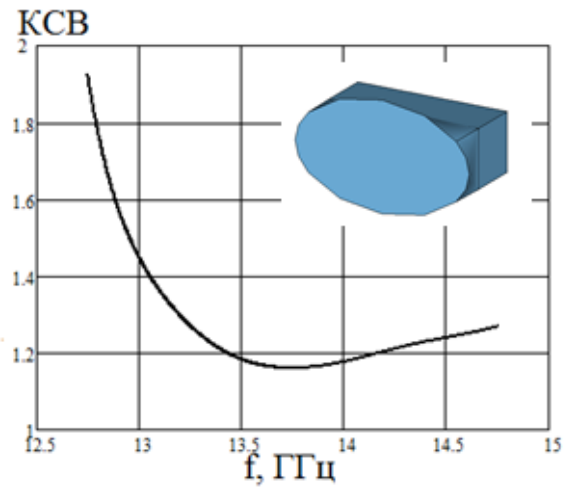


Рис.63. Зависимость КСВ от частоты излучателя, работающего в режиме передачи

Диаграммы направленности излучателей с эллиптической формой излучающей поверхности приведены на рис.64 - 67. На рис.68 и 69 показаны зависимости КСВ от частоты.

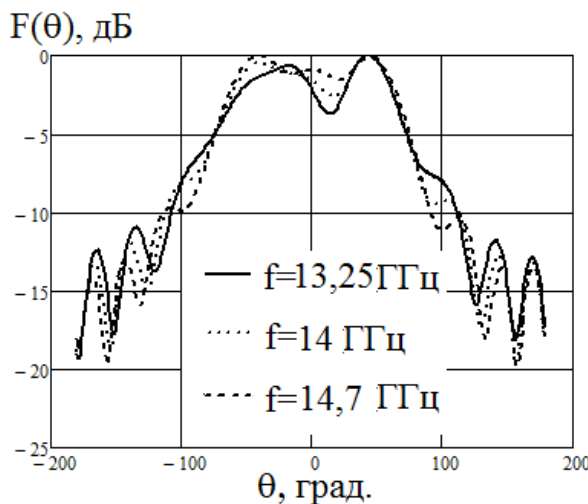


Рис.64. Диаграммы направленности излучателя, работающего в режиме передачи в плоскости E

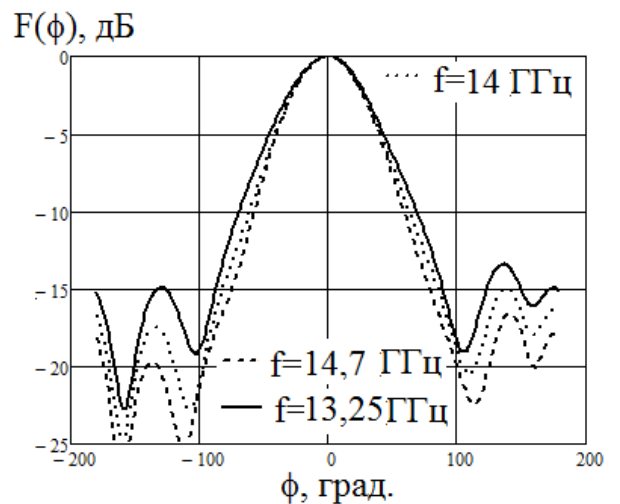


Рис.65. Диаграммы направленности излучателя, работающего в режиме передачи в плоскости H

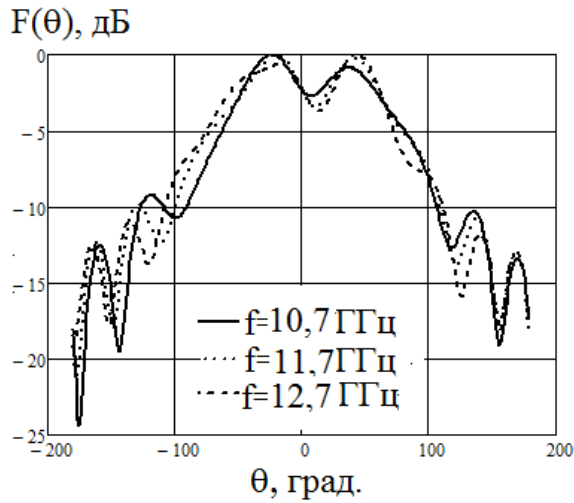


Рис.66. Диаграммы направленности излучателя, работающего в режиме приема в плоскости E

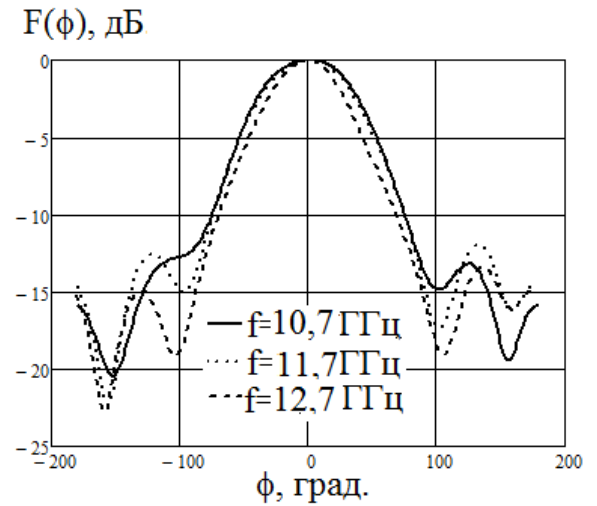


Рис.67. Диаграммы направленности излучателя, работающего в режиме приема в плоскости H

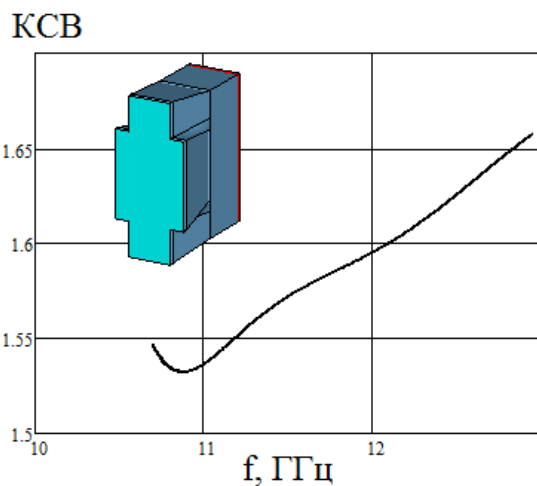


Рис.68. Зависимость КСВ от частоты излучателя, работающего в режиме приёма

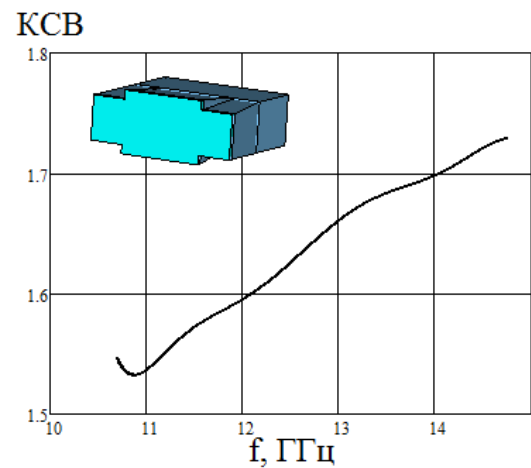


Рис.69. Зависимость КСВ от частоты излучателя, работающего в режиме передачи

Возможны и другие варианты построения антенного полотна, например, из волноводных излучателей или волноводов и рупоров. Они показаны на рис.70 и 71. Пространственные ДН показаны на рис.72-74.

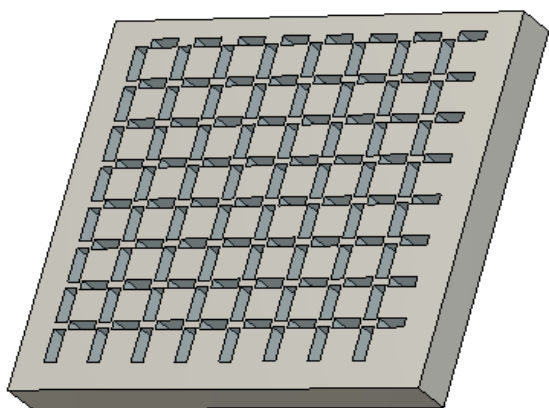


Рис.70. Общий вид двухдиапазонной антенной решетки из волноводных излучателей

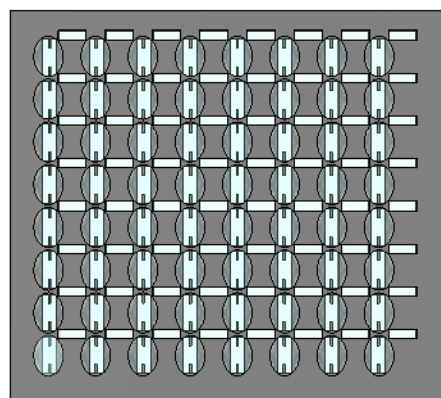


Рис.71. Общий вид и ДН двухдиапазонной антенной решетки из волноводных и рупорных излучателей

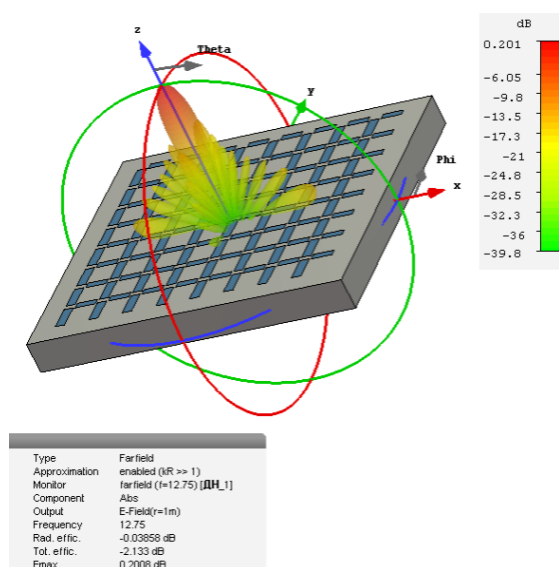


Рис.72. Пространственная ДН волноводной решетки при работе на приём

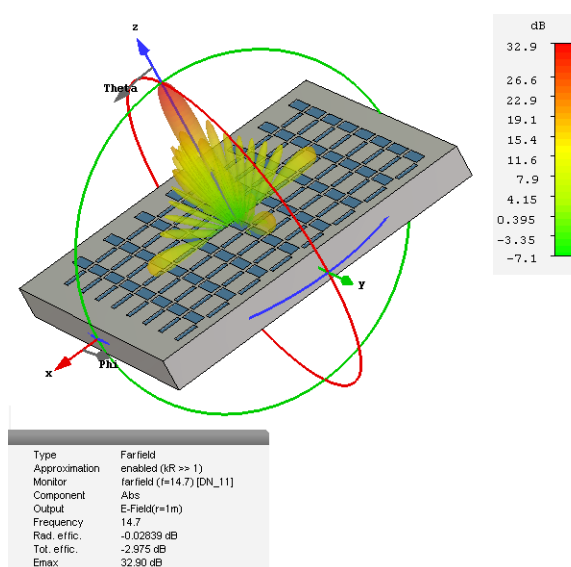


Рис.73. Пространственная ДН волноводной решетки при работе на передачу

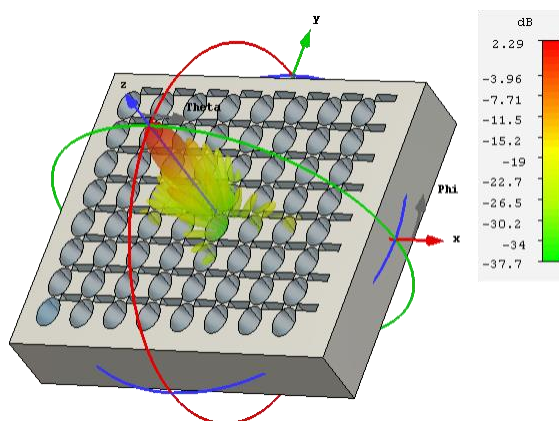


Рис.74. Пространственная ДН волноводно-рупорной решетки при работе на передачу

2.6. Методика расчета рупорных излучателей с эллиптическим раскрывом

В плавном переходе от прямоугольного волновода к раскрыву эллиптической формы происходит изменение структуры поля, что приводит к появлению кросс-поляризационных составляющих в раскрыве рис.75. Наличие кросс-поляризационных составляющих уменьшает развязку между передающим и приемным каналами. Как видно из рис.75, это уменьшение незначительное, поскольку кроссполяризационные составляющие появляются только на краях раскрыва рупора.

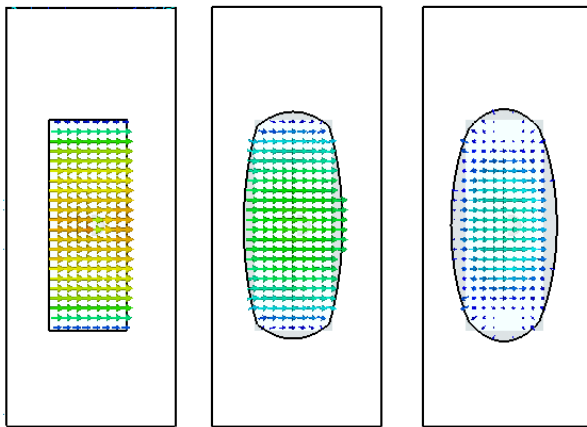


Рис.75. Преобразование структуры поля в переходе от волновода к рупору с эллиптической формой раскрыва

По аналогии с пирамидальным рупором, при решении задачи о возбуждении эллиптического рупора прямоугольным волноводом, можно использовать метод сшивания полей или метод собственных функций [91-94]. В соответствии с этим методом ищутся общие решения для отдельных разнородных областей пространства, а затем определяются постоянные интегрирования, используя граничные условия на поверхности сочленения рассматриваемых областей [91].

Поле в раскрыве эллиптического рупора по своей структуре должно повторять поле в раскрыве эллиптического волновода. Структура поля в эллиптическом волноводе известна из [91,92]. Компоненты поля удобно определять в эллиптической системе координат (ξ, η, z) рис.76, которые связаны с координатами прямоугольной системы x и y следующими соотношениями:

$$x = hch \xi \cos \eta, y = hsh \xi \sin \eta, \quad (1)$$

где h – положительная постоянная.

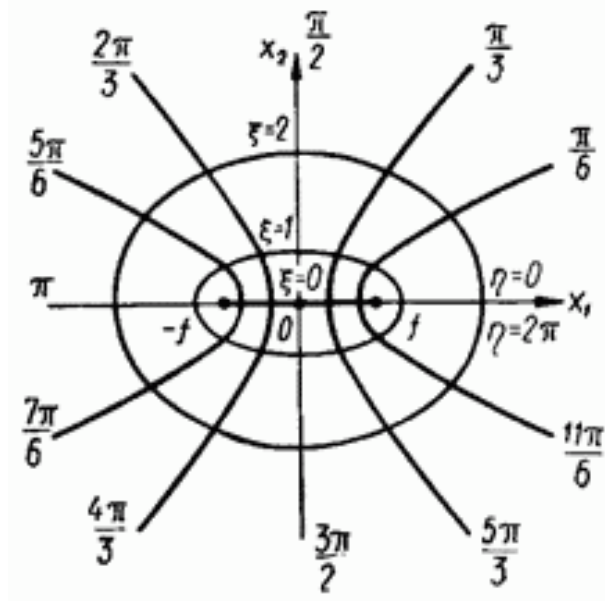


Рис.76. Эллиптическая система координат.

Большая и малая оси граничного эллипса при этом равны:

$$2a = 2hch \xi_0, 2b = 2hsh \xi_0 \quad (2)$$

Граничные условия на эллиптической поверхности $\xi = \xi_0$ имеют вид:

$$E_z|_{\xi=\xi_0} = E_\eta|_{\xi=\xi_0} = 0; \frac{\partial H_z}{\partial \xi}|_{\xi=\xi_0} = 0 \quad (3)$$

При гармонической зависимости полей от времени, продольные компоненты векторов электрического и магнитного полей записываются в виде:

$$E_z = e^{i\omega t} E_z(\xi, \eta); H_z = e^{i\omega t} H_z(\xi, \eta) \quad (4)$$

Продольные компоненты определяются из волновых уравнений:

$$\begin{cases} \frac{\partial^2 E_z}{\partial \xi^2} + \frac{\partial^2 E_z}{\partial \eta^2} + \frac{1}{2} k^2 h^2 (\operatorname{ch} 2\xi - \cos 2\eta) E_z = 0 \\ \frac{\partial^2 H_z}{\partial \xi^2} + \frac{\partial^2 H_z}{\partial \eta^2} + \frac{1}{2} k^2 h^2 (\operatorname{ch} 2\xi - \cos 2\eta) H_z = 0 \end{cases} \quad (5)$$

Эти уравнения решаются методом разделения переменных [92]:

$$H_z = f(\xi)g(\eta)\varphi(z) \quad (6)$$

В зависимости от условий возбуждения поперечно-магнитные и поперечно-электрические волны в эллиптическом волноводе дополнительно разделяются на четные и нечетные [93]. При возбуждении эллиптического волновода прямоугольным волноводом с волной H_{10} , в нем возбуждается

четная электромагнитная волна cH_{11} , структура которой показана на рис.77.

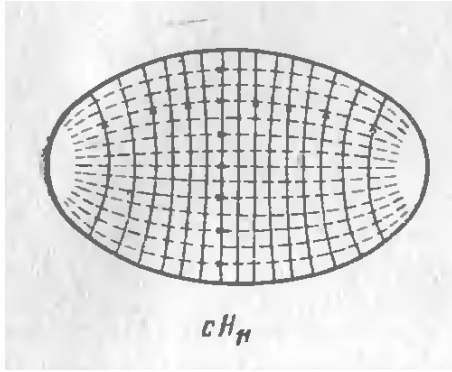


Рис.77. Структура поля волны cH_{11}

Компоненты поля для волны cH_{11} , могут быть записаны в виде:

$$\begin{aligned}
 E_{\xi} &= \frac{\omega}{k^2 l_1} G_{11} R_{11}(\xi, q_{11}) C_1'(\eta, q_{11}) e^{-jkz}; \\
 E_{\eta} &= -\frac{\omega}{k^2 l_2} G_{11} R_{11}'(\xi, q_{11}) C_1(\eta, q_{11}) e^{-jkz}; \\
 E_z &= 0; \\
 H_{\xi} &= -\frac{k}{\omega} E_{\eta}; \\
 H_{\eta} &= \frac{k}{\omega} E_{\xi}; \\
 H_z &= G_{11} R_{11}(\xi, q_{11}) C_1(\eta, q_{11}) e^{-jkz}; \\
 l_1 = l_2 &= h/\sqrt{2}(ch2\xi - \cos2\eta).
 \end{aligned} \tag{7}$$

где G_{11} – коэффициент, $C_1'(\eta, q_{11})$ – первая производная периодической обыкновенной функции Матье первого порядка [91,94]; $R_{11}'(\xi, q_{11})$ – первая производная модифицированной функции Матье первого порядка; $C_1(\eta, q_{11})$ – периодическая обыкновенная функция Матье первого порядка; $R_{11}(\xi, q_{11})$ – модифицированная функция Матье первого порядка; q_{11} – 1-й корень модифицированной функции Матье первого порядка, определяемый из выражения:

$$R_{11}'(\xi, q_{11}) = 0 \tag{8}$$

Первый корень можно найти аналитически, путем решения трансцендентного уравнения (8) или из графиков [95].

Для волноводов с малым эксцентриситетом, близким к круговым волноводам можно не вводить эллиптических функций и получить все

результаты в элементарном виде [96]. При малом эксцентриситете контур сечения в полярных координатах ρ , φ можно записать в виде:

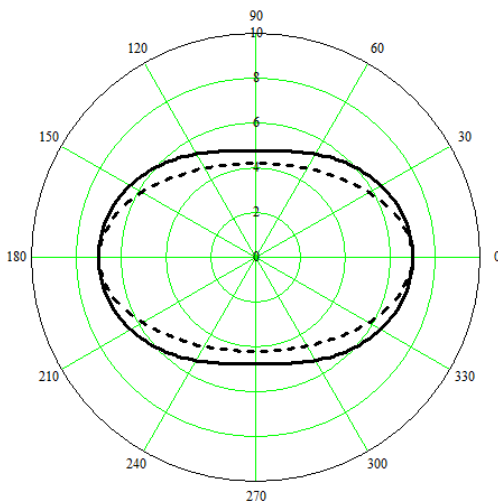
$$\rho(\varphi) = a + l \cos(2\varphi) - l \quad (9)$$

где a - большая полуось эллипса, l - положительная величина, которая определяется соотношением:

$$l = \frac{e^2 a}{4} \quad (10)$$

где $e = \sqrt{1 - \frac{b^2}{a^2}}$ - эксцентриситет

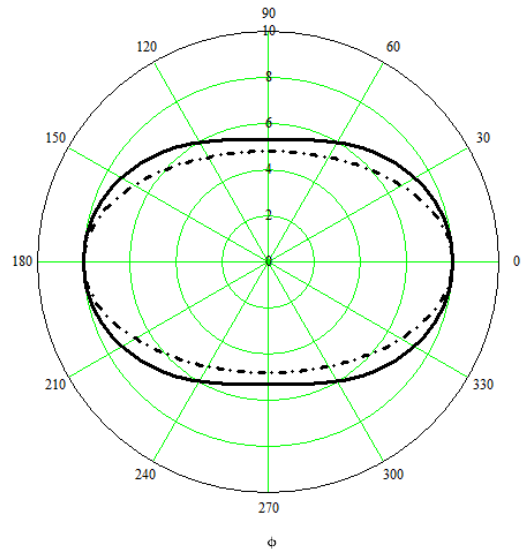
На рис.78 и 79 показаны аппроксимации эллиптического раскрыва передающего и приемного каналов эллипсами, рассчитанными по формулам (9). Из рисунков видно, что формы раскрывов рупоров, работающих на передачу и прием, хорошо аппроксимируются эллипсами, позволяющими проводить расчет поля излучения с помощью цилиндрических функций. В слабоэллиптическом волноводе структура поля близка к структуре поля в волноводе круглого поперечного сечения.



----- Раскрыв рупора передающей антенной решетки
 — Аппроксимирующий эллипс

Рис.78. Аппроксимация

эллиптического раскрыва рупора,
 работающего на передачу



----- Раскрыв рупора приемной антенной решетки
 — Аппроксимирующий эллипс

Рис.79. Аппроксимация

эллиптического раскрыва рупора,
 работающего на прием

Когда эллипс, имеющий полуось ξ , стремится к окружности того же радиуса, то $hch \xi \rightarrow r$, а уравнения (5) преобразуются в уравнения Бесселя. Их решение хорошо известно из литературы [97,98]:

$$\begin{aligned}
 E_z &= 0; \\
 E_r &= j\omega \frac{a^2}{\mu_{11}^2 r} J_1\left(\frac{\mu_{11}}{a} r\right) \sin(\phi) e^{-jkz}; \\
 E_\phi &= j\omega J'_1\left(\frac{\mu_{11}}{a} r\right) \cos(\phi) e^{-jkz}; \\
 H_z &= J_1\left(\frac{\mu_{11}}{a} r\right) \cos(\phi) e^{-jkz}; \\
 H_r &= -jk J'_1\left(\frac{\mu_{11}}{a} r\right) \cos(\phi) e^{-jkz}; \\
 H_\phi &= j \frac{ka^2}{\mu_{11}^2 r} J_1\left(\frac{\mu_{11}}{a} r\right) \sin(\phi) e^{-jkz};
 \end{aligned} \tag{11}$$

где $\mu_{11} = 1,841$ – первый корень производной функции Бесселя первого рода, a – радиус волновода.

Этими выражениями можно пользоваться всюду, включая точки контура, потому, что контуры эллипса (9) и круга $r = a$ в слабоэллиптическом волноводе близки. Отличие собственного значения волны в слабоэллиптическом волноводе от собственного значения $\frac{\mu_{11}}{a}$ для кругового волновода окажется существенным.

На рис.80 показано распределение поля в раскрытеслабоэллиптическом волноводе.

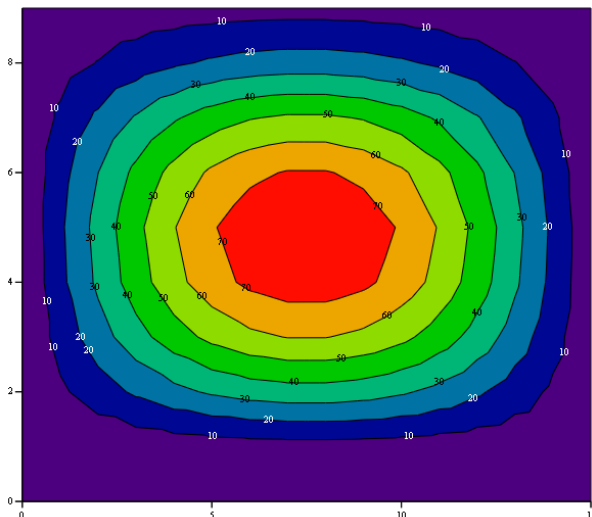


Рис.80. Распределение поля в раскрытеслабоэллиптическом волноводе

Параметры эллиптических раскрывов при работе на передачу и прием приведены в таблице 3.

Таблица 3

	a, мм	b, мм	e	l, мм
Передача	7	4,2	0,8	1,12
Прием	8	4,8	0,8	1,34

При эксцентриситете, стремящемся к единице можно воспользоваться асимптотическими формулами для функций Матье. При $-\frac{\pi}{2} < \eta < \frac{\pi}{2}$ и большом положительном q , периодическая обыкновенная функция Матье первого порядка принимает вид:

$$C_1(\eta, q_{11}) \approx \frac{\{e^{2ksin(\eta)}[\cos(\frac{1}{2}\eta) + \frac{\pi}{4}]^3 + e^{-2ksin(\eta)}[\sin(\frac{1}{2}\eta) + \frac{\pi}{4}]^3\}}{\cos^2(\eta)} \quad (12)$$

При $-\frac{\pi}{2} < \xi < \frac{\pi}{2}$ и большом положительном q , периодическая модифицированная функция Матье первого порядка принимает вид:

$$R_{11}(\xi, q_{11}) \approx \sqrt{2} \frac{\{e^{2iksh(\xi)}[ch(\frac{1}{2}\xi) - ish(\frac{1}{2}\xi)]^3 + e^{-2iksh(\xi)}[ch(\frac{1}{2}\xi) + ish(\frac{1}{2}\xi)]^3\}}{ch^2(\xi)} \quad (13)$$

На рис.81 приведены зависимости периодических функций Матье первого порядка от координаты η , рассчитанные для разных длин волн приемного диапазона.

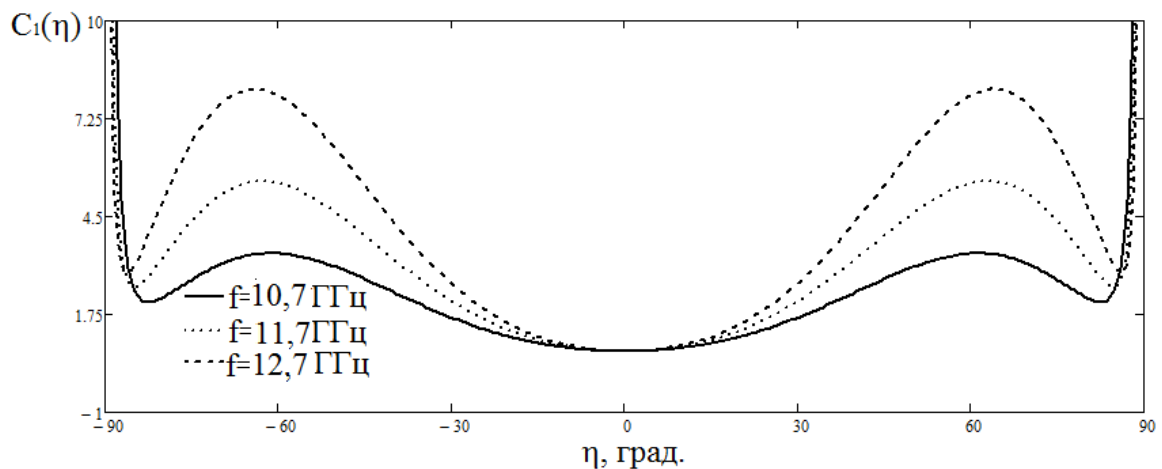


Рис.81. Зависимости периодических функций Матье первого порядка от координаты η , рассчитанные для разных длин волн приемного диапазона

На рис.82 приведены зависимости периодических функций Матье первого порядка от координаты η , рассчитанные для разных длин волн передающего диапазона.

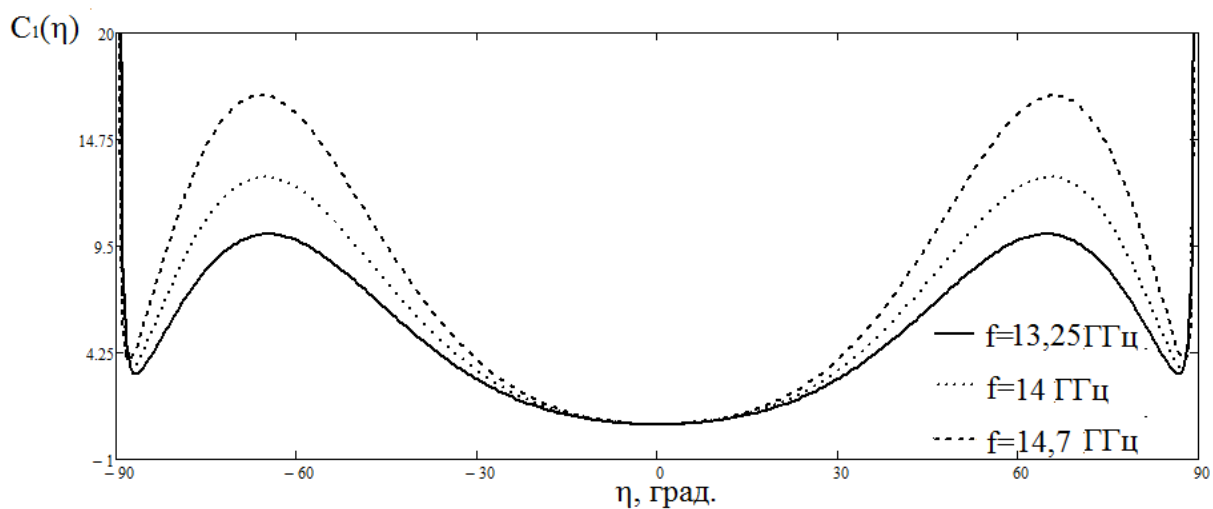


Рис.82. Зависимости периодических функций Матье первого порядка от координаты η , рассчитанные для разных длин волн передающего диапазона

На рис.83 приведены зависимости периодических модифицированных функций Матье первого порядка от координаты ξ , рассчитанные для разных длин волн приемного диапазона.

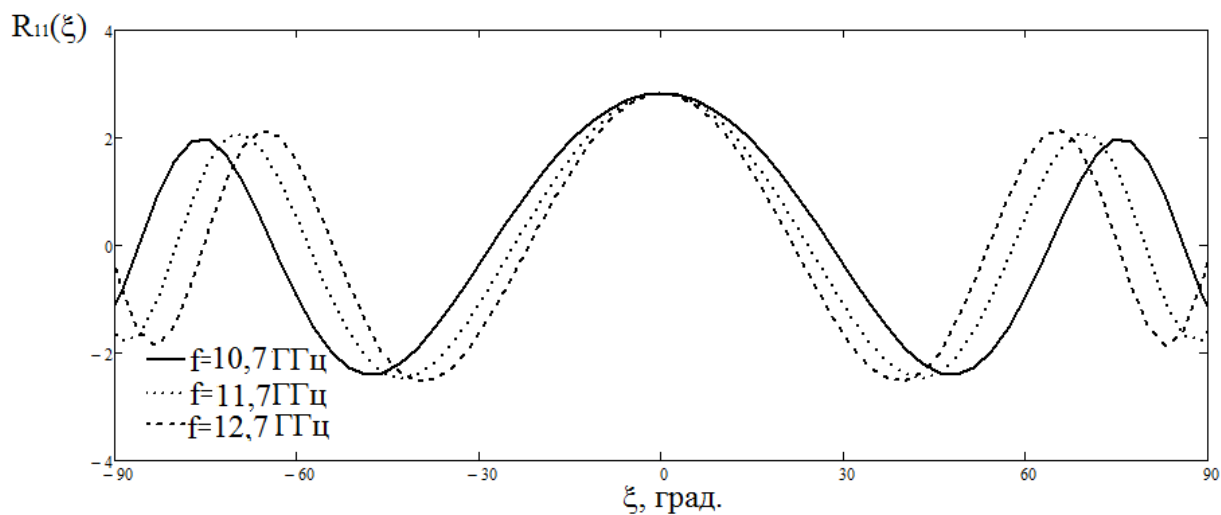


Рис.83. Зависимости периодических модифицированных функций Матье первого порядка от координаты ξ , рассчитанные для разных длин волн приемного диапазона

На рис.84 приведены зависимости периодических модифицированных функций Матье первого порядка от координаты ξ , рассчитанные для разных длин волн передающего диапазона.

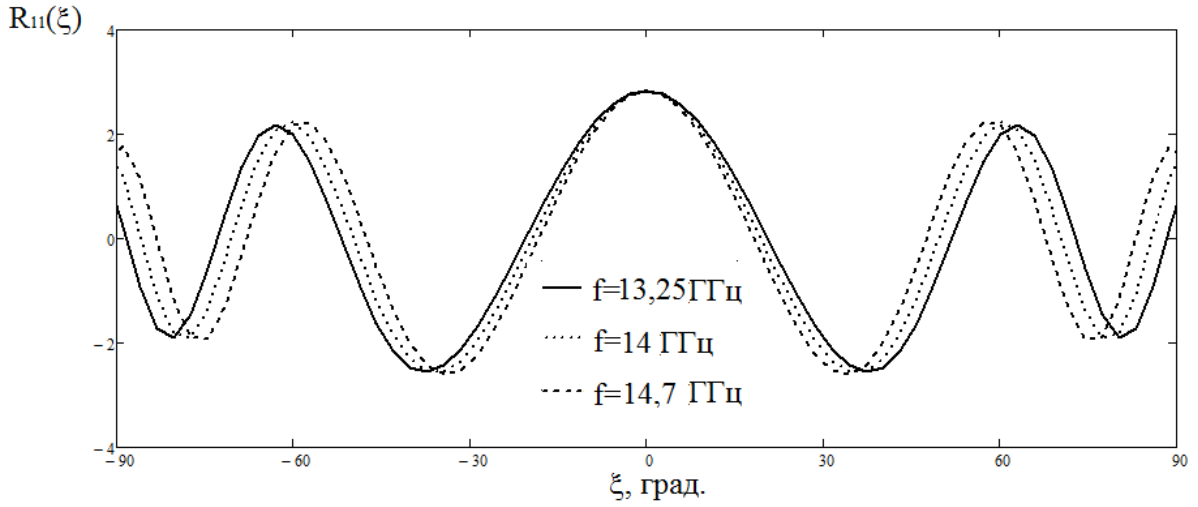


Рис.84. Зависимости периодических модифицированных функций Матье первого порядка от координаты ξ , рассчитанные для разных длин волн передающего диапазона

Несложно также найти производные этих функций:

$$C'_1(\eta, q_{11}) \approx \frac{\left\{ 2ke^{2k\sin(\eta)} \cos(\eta) \left[\cos\left(\frac{1}{2}\eta + \frac{\pi}{4}\right) \right]^3 - 1,5e^{2k\sin(\eta)} \left[\cos\left(\frac{1}{2}\eta + \frac{\pi}{4}\right) \right]^2 \sin\left(\frac{1}{2}\eta + \frac{\pi}{4}\right) \right\}}{\cos^2(\eta)} + \frac{\left\{ 1,5e^{-2k\sin(\eta)} \left[\sin\left(\frac{1}{2}\eta + \frac{\pi}{4}\right) \right]^2 \cos\left(\frac{1}{2}\eta + \frac{\pi}{4}\right) - 2ke^{-2k\sin(\eta)} \cos(\eta) \left[\sin\left(\frac{1}{2}\eta + \frac{\pi}{4}\right) \right]^3 \right\}}{\cos^2(\eta)} + \quad (14)$$

$$+ \frac{2\sin(\eta) \left\{ 2ke^{2k\sin(\eta)} \left[\cos\left(\frac{1}{2}\eta + \frac{\pi}{4}\right) \right]^3 - 2ke^{-2k\sin(\eta)} \left[\sin\left(\frac{1}{2}\eta + \frac{\pi}{4}\right) \right]^3 \right\}}{\cos^3(\eta)}$$

$$R'_{11}(\xi, q_{11}) \approx \sqrt{2} \frac{\left\{ 3e^{-2iksh(\xi)} \left[ch\left(\frac{1}{2}\xi\right) + ish\left(\frac{1}{2}\xi\right) \right]^2 \left[0,5sh\left(\frac{1}{2}\xi\right) + i0,5ch\left(\frac{1}{2}\xi\right) \right] \right\}}{ch^2(\eta)} +$$

$$+ 3\sqrt{2} \frac{\left\{ e^{2iksh(\xi)} \left[ch\left(\frac{1}{2}\xi\right) - ish\left(\frac{1}{2}\xi\right) \right]^2 \left[0,5sh\left(\frac{1}{2}\xi\right) - i0,5ch\left(\frac{1}{2}\xi\right) \right] \right\}}{ch^2(\xi)} -$$

$$- 2\sqrt{2} \frac{\left\{ -2ike^{-2iksh(\xi)} ch(\xi) \left[ch\left(\frac{1}{2}\xi\right) + ish\left(\frac{1}{2}\xi\right) \right]^3 + 2ike^{2iksh(\xi)} ch(\xi) \left[ch\left(\frac{1}{2}\xi\right) - ish\left(\frac{1}{2}\xi\right) \right]^3 \right\}}{ch^2(\eta)} -$$

$$- 2\sqrt{2} \frac{\left\{ -2ike^{-2iksh(\xi)} sh(\xi) \left[ch\left(\frac{1}{2}\xi\right) + ish\left(\frac{1}{2}\xi\right) \right]^3 + 2ike^{2iksh(\xi)} sh(\xi) \left[ch\left(\frac{1}{2}\xi\right) - ish\left(\frac{1}{2}\xi\right) \right]^3 \right\}}{ch^3(\eta)} \quad (15)$$

На рис.85 приведены зависимости производных периодических функций Матье первого порядка от координаты η , рассчитанные для разных длин волн приемного диапазона.

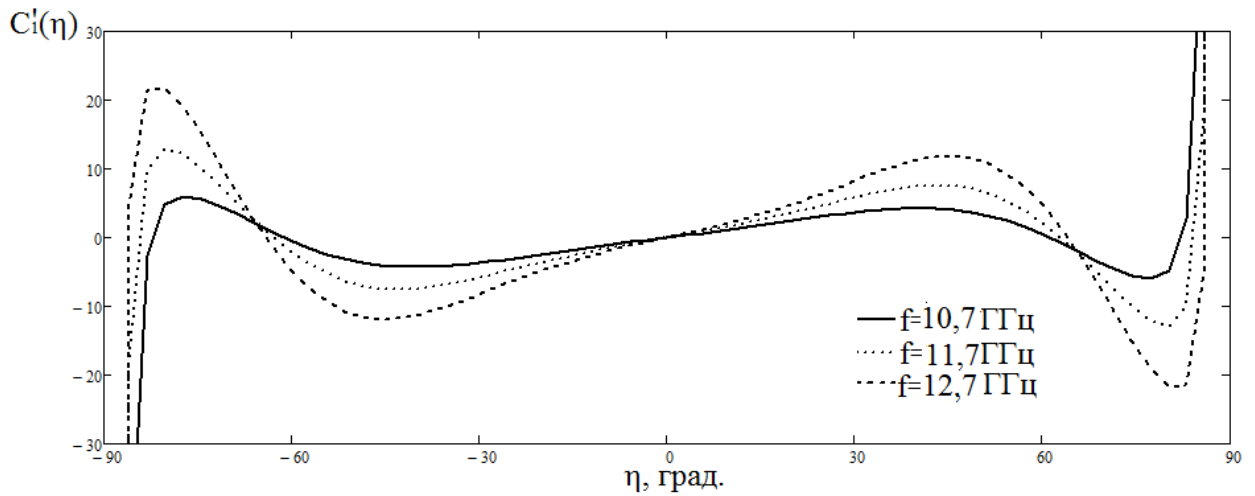


Рис.85. Зависимости производных периодических функций Матье первого порядка от координаты η , рассчитанные для разных длин волн приемного диапазона

На рис.86 приведены зависимости производных периодических функций Матье первого порядка от координаты η , рассчитанные для разных длин волн передающего диапазона.

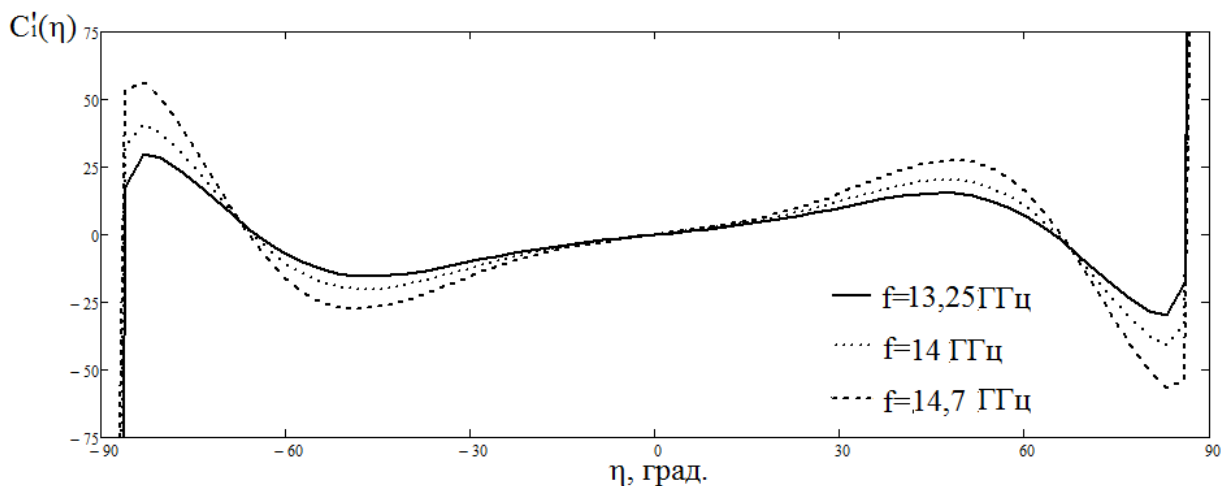


Рис.86. Зависимости производных периодических функций Матье первого порядка от координаты η , рассчитанные для разных длин волн передающего диапазона

На рис.87 приведены зависимости производных периодических модифицированных функций Матье первого порядка от координаты ξ , рассчитанные для разных длин волн приемного диапазона.

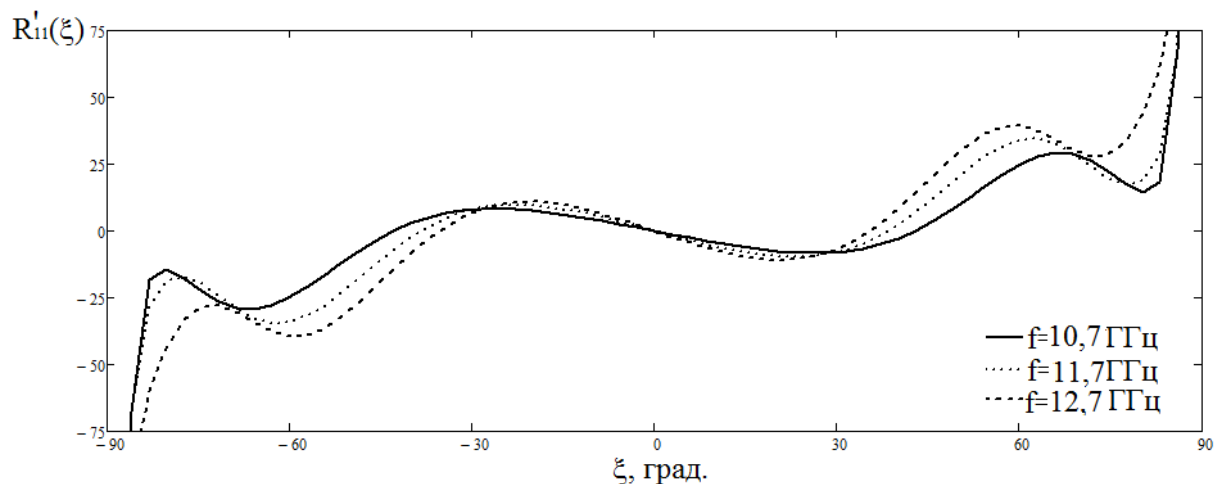


Рис.87. Зависимости производных периодических модифицированных функций Матье первого порядка от координаты ξ , рассчитанные для разных длин волн приемного диапазона

На рис.88 приведены зависимости производных периодических модифицированных функций Матье первого порядка от координаты ξ , рассчитанные для разных длин волн передающего диапазона.

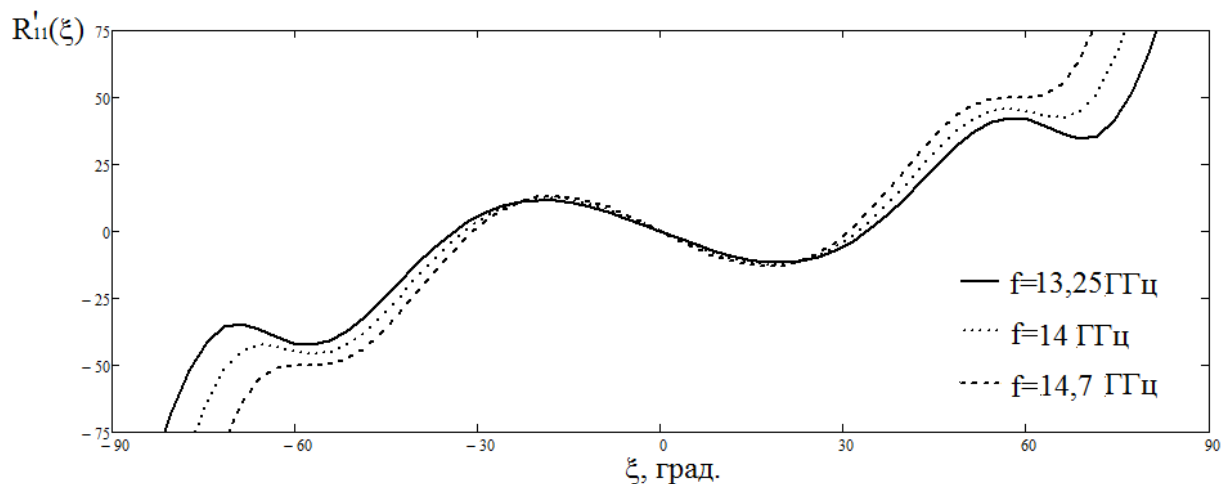


Рис.88. Зависимости периодических модифицированных функций Матье первого порядка от координаты ξ , рассчитанные для разных длин волн передающего диапазона

Применяя соотношения (1) для пересчета эллиптических координат в декартовы и подставляя выражения (12)-(15) в (7) можно определить ДН

рупорного излучателя с эллиптическим раскрывом. На рис.89-91 совмещены ДН излучателя в плоскости Н, рассчитанные аналитически и численно.

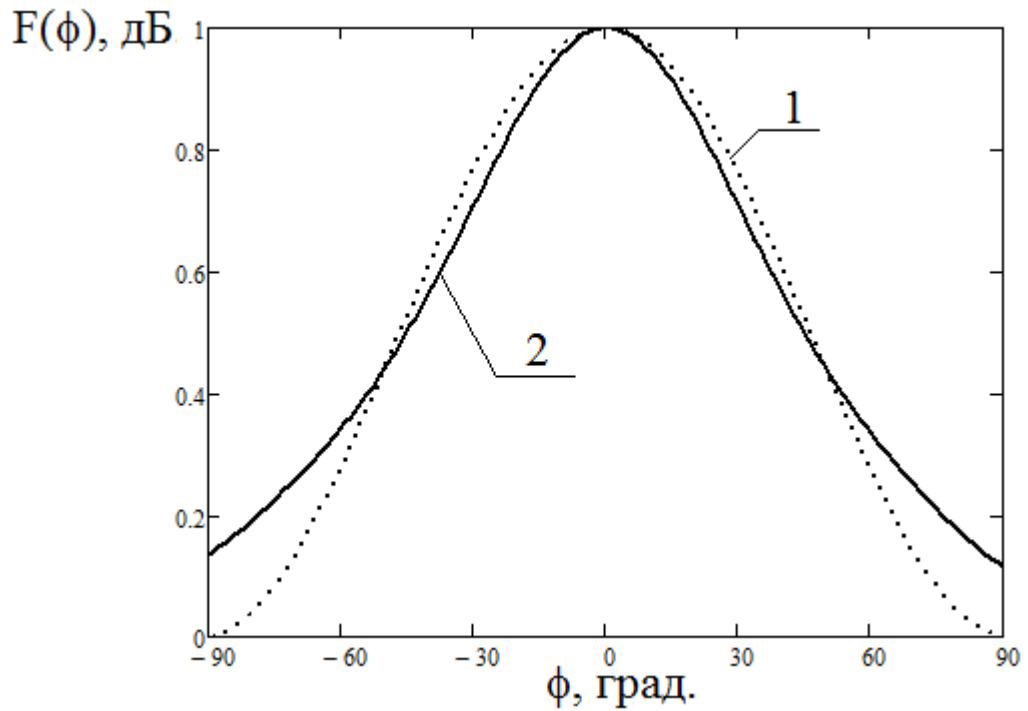


Рис.89. ДН излучателя в плоскости Н, рассчитанные аналитически (1) и численно (2) на частоте $f=10,7\text{ГГц}$

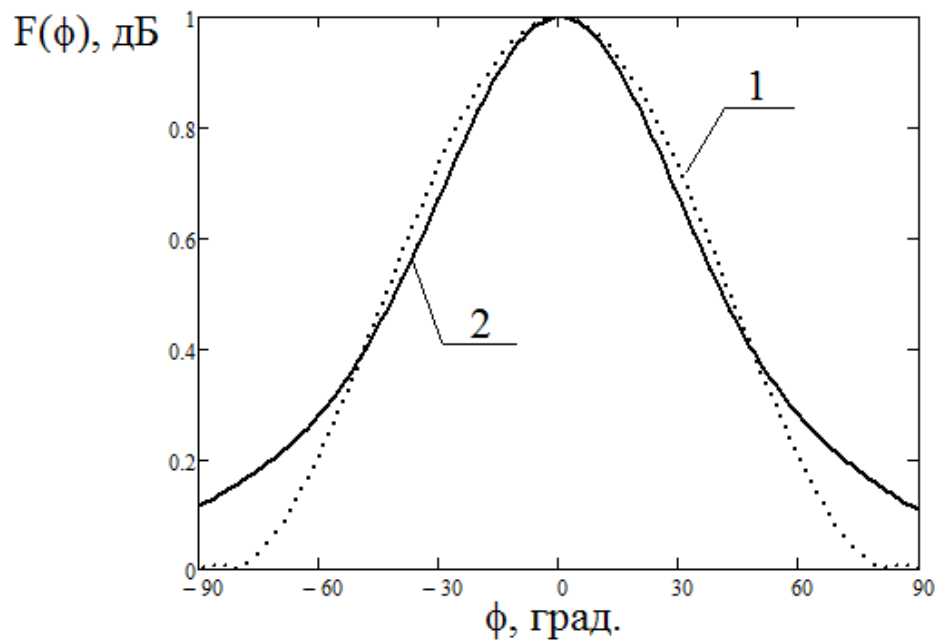


Рис.90. ДН излучателя в плоскости Н, рассчитанные аналитически (1) и численно (2) на частоте $f=11,7\text{ГГц}$

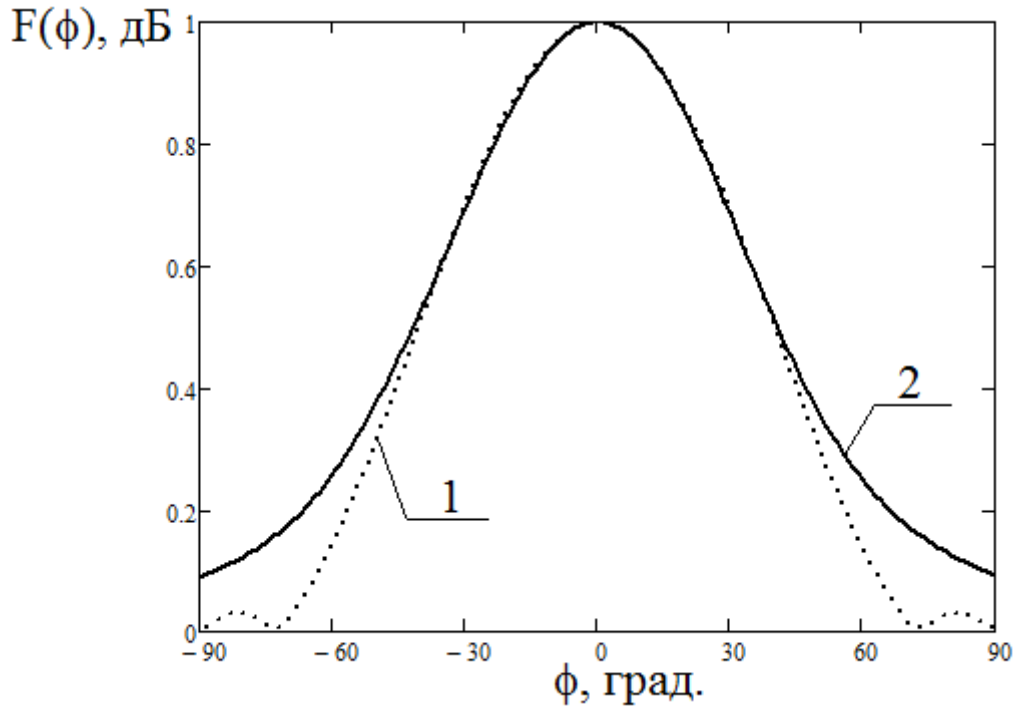


Рис.91. ДН излучателя в плоскости Н, рассчитанные аналитически (1) и численно (2) на частоте $f=12,7\text{ГГц}$

Приближенный расчет поля излучения антенн с эллиптическим раскрывом может быть выполнен с помощью скалярной формулы Кирхгофа:

$$E(\theta, \phi) = \frac{j}{\lambda} \oint_S E_s \cos(n, R) e^{-jkrsin(\theta)\cos(\phi-\phi')} ds \quad (16)$$

где E_s – поле в излучающем раскрыве, r – расстояние до точки интегрирования на поверхности S , k – волновое число, θ, ϕ – координаты сферической системы координат. Множитель $\cos(\vec{n}, \vec{R})$ характеризует изменение поля в зависимости от направления излучения и может быть вынесен за знак интеграла. Для вычисления поля путем интегрирования (16) целесообразно перейти от поверхностного интеграла к двумерному.

Для апертуры эллиптической формы $\rho(\phi') = \frac{b}{\sqrt{1-\varepsilon^2 \cos^2(\phi')}}$ поле излучения

определяется по формуле:

$$E(\theta, \phi) = a \cos(n, R) \int_0^{2\pi} \int_0^{\rho(\phi')} \frac{E(r, \phi') e^{-jk\rho(\phi')\sin(\theta)\cos(\phi-\phi')}}{(k\sin(\theta)\cos(\phi-\phi'))^2} \times \\ \times \frac{(jk\rho(\phi')\sin(\theta)\cos(\phi-\phi')+1)-1}{(k\sin(\theta)\cos(\phi-\phi'))^2} r dr d\phi' \quad (17)$$

Такой метод расчета удобно использовать при анализе характеристик направленности многоэлементных антенных решеток, например, с размерностью $N=1024$ и более элементов. Диаграмма элемента рассчитывается по формуле (17) и умножается на множитель системы. Диаграммы антенной решетки из $N=1024$ элементов, рассчитанные в двух ортогональных плоскостях с учетом амплитудных и фазовых ошибок, приведены на рис.91. На рис.92 сплошной линией показана ДН решетки в плоскости E, а пунктирной – в плоскости H.

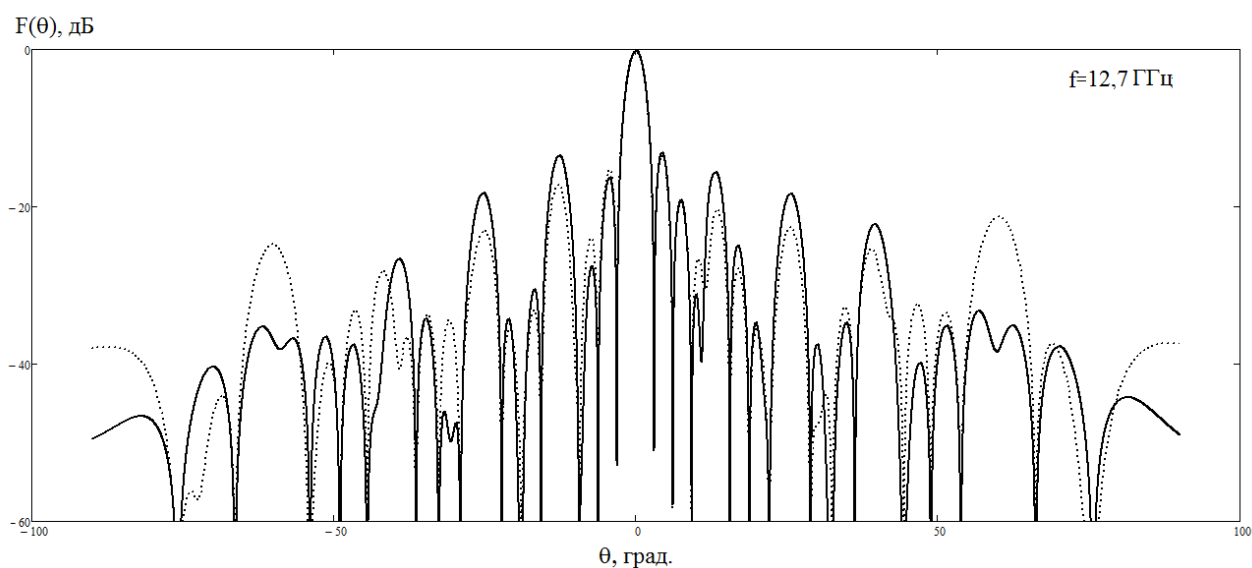


Рис.92. ДН решетки из 1024 элементов

Излучатели с эллиптическим раскрывом обладают лучшими частотными и поляризационными характеристиками, чем излучатели с ромбической формой раскрыва, поэтому целесообразно строить антенную решетку на основе эллиптических рупоров.

Для совмещения антенного полотна с распределительной системой удобно использовать прямоугольные волноводы, по размерам близкие к стандартному волноводу типа R120. Параметры стандартного волновода приведены в таблице 4.

Таблица 4

Обозначение	Внутренние размеры			Диапазон частот, ГГц		Толщина стенки, мм
	a, мм	b, мм	Допуск на ширину и высоту, мм	f_H	f_B	
R120(WR-75)	19,050	9,525	0,038	9,84	15,0	1,027

При построении двухдиапазонной антенной решетки целесообразно использовать волноводы различных размеров для разных поддиапазонов. Учитывая небольшую мощность в приемном тракте, размеры волноводов можно существенно уменьшить по узкой стенке. В первом рабочем поддиапазоне 10,7 – 12,7 ГГц ($\lambda=23 - 28$ мм) можно выбрать размеры 18 мм×3мм. При необходимости размещения элементов фидерного тракта, размер широкой стенки можно сократить до 14 -15 мм. Во втором рабочем поддиапазоне 12,75 – 14,75 ГГц ($\lambda=20 - 23$ мм) можно выбрать размеры 11,5 мм×2мм.

2.7. Выводы

Для построения АР предложены 5 типов излучателей для построения антенной системы спутникового телевидения. Проведен сравнительный анализ и расчет характеристик таких излучателей.

Разработаны модели широкополосных и двухдиапазонных микрополосковых излучателей, а также рупорных излучателей с эллиптической формой излучающего горшка.

Проведена параметрическая оптимизация излучателей. Определены оптимальные размеры элементов антенной решетки по критерию наилучшего согласования. Рассчитаны варианты элементов, заполненных диэлектриком. Такое заполнение позволяет не только уменьшить размеры элементов, но и учесть влияние защитного покрытия излучателей. Проведена параметрическая оптимизация излучателя в виде рупора с эллиптической формы.

Получены частотные характеристики и характеристики направленности излучателей в двух частотных диапазонах работы антенной системы спутникового телевидения.

Разработана методика приближенного расчета характеристик направленности излучателей с эллиптической формой излучающего раскрыва, позволяющая определить характеристики направленности многоэлементных антенных систем.

3. ПОСТРОЕНИЕ АНТЕННОЙ СИСТЕМЫ СПУТНИКОВОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ

3.1. Микрополосковые антенные решетки для систем спутникового телевидения

В настоящее время перспективным направлением является разработка компактных конструкций волноводно-рупорных АР спутникового телевидения с механическим сканированием. Важнейшим этапом в создании антенной системы спутникового телевидения является электродинамическое моделирование элементов антенного полотна и фидерного тракта. Для разработки электродинамических моделей и расчета характеристик направленности можно применить универсальные методы, такие, например, как метод конечных элементов, конечного интегрирования, конечных разностей во временной области. На основе вышеприведенных электродинамических методов функционируют программные модули различных пакетов прикладных программ, применяемых для трехмерного моделирования антенн и устройств СВЧ.

Модель антенной решетки из двухдиапазонных микрополосковых излучателей показана на рис.93. На рис.93а показан 1 модуль антенной решетки, состоящей из 64 элементов. На рис.93б показана антенная решетка, состоящая из 1024 элементов.



Рис.93. Антенная решетка из двухдиапазонных микрополосковых излучателей: а – с числом элементов $N=64$, б – с числом элементов $N=1024$

Разработка моделей выполнялась с помощью современных программных продуктов [99,100].

По размерам апертуры антенная решетка соответствует зеркальной антенне, диаметром $D=60$ см. Коэффициент усиления прямофокусной зеркальной антенны (G_a) выражается следующей формулой [101]:

$$G_a = 10 \log ((\pi d)^2 p / 100 \lambda^2), \text{ дБ}, \quad (18)$$

где d - диаметр антенны, м; p - процент эффективности антенны; λ - длина волны, м.

На рис.94 показаны зависимости коэффициента усиления от частоты антенной решетки и прямофокусной зеркальной антенны при разной эффективности.

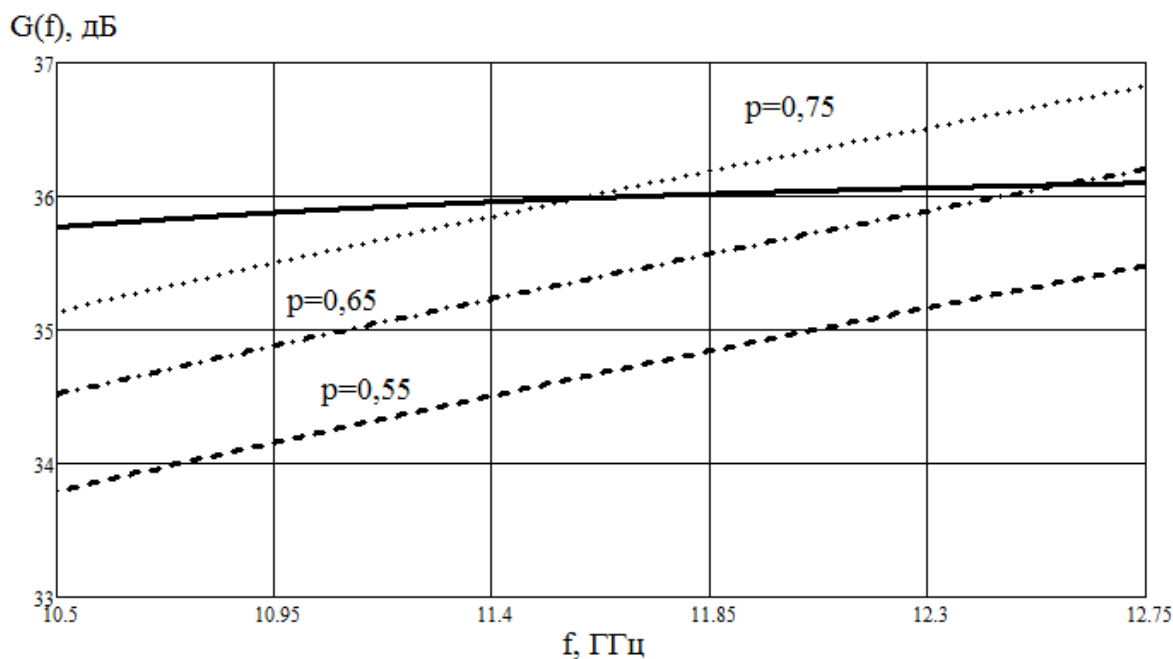


Рис.94. Зависимости коэффициента усиления от частоты антенной решетки и зеркальной антенны при разной эффективности p

В соответствии с [102] эффективность малоразмерных зеркал с диаметром менее 5м, не превышает 0,5-0,6. На рис.95 сплошной линией показан график зависимости коэффициента усиления от частоты решетки, построенный по данным из [103] и пунктирной линией для зеркальной антенны с соответствующими размерами апертуры.

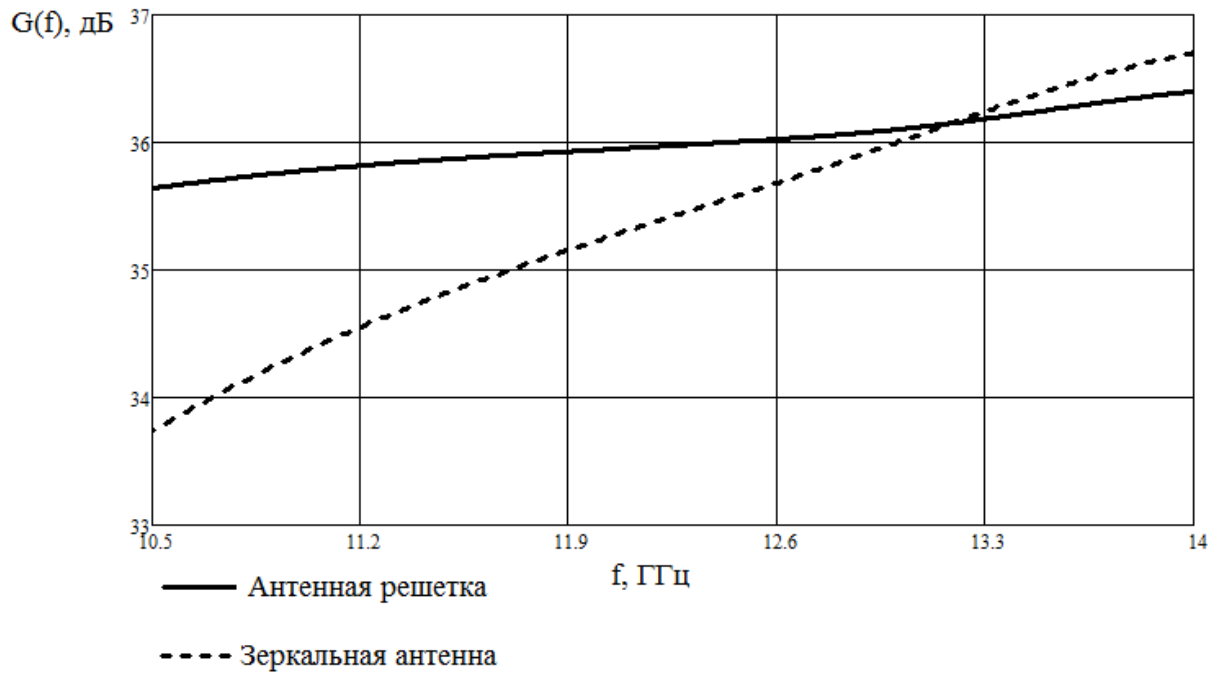


Рис.95. Зависимости коэффициента усиления от частоты антенной решетки и зеркальной антенны

Различие коэффициентов усиления обусловлено различием АФР. Превышение коэффициента усиления зеркальной антенны над коэффициентом усиления антенной решетки наблюдается только при значении эффективности 0,75, что на практике сложно достичь особенно в малых зеркалах, применяемых для приема сигналов спутникового телевидения. Эти графики иллюстрируют правильность выбранного решения о применении антенной решетки. Производство решеток до недавнего времени было дорогим, но применение современных технологий изготовления позволило реализовать недорогие антенные системы с высокой механической и электрической прочностью. Решетки малозаметны и соответствующая маскировка с помощью обтекателя позволяет сохранять вид зданий и сооружений. Вторым немаловажным фактором являются потери учитываемые в процессе расчета. Как известно, потери с ростом частоты увеличиваются, что и показывает падение КУ с увеличением частоты по сравнению с зеркалом на рис.95.

Целесообразно также провести сравнение характеристик направленности двухдиапазонной микрополосковой антенны с известными

теоретическими и экспериментальными характеристиками отражательных антенных решеток. На рис.96 приведены теоретическая и экспериментальная зависимости УБЛ от частоты для отражательной антенной решетки, которые совмещены с аналогичной характеристикой, построенной для микрополосковой антенны. Теоретическая и экспериментальная кривая взяты из статьи [104].

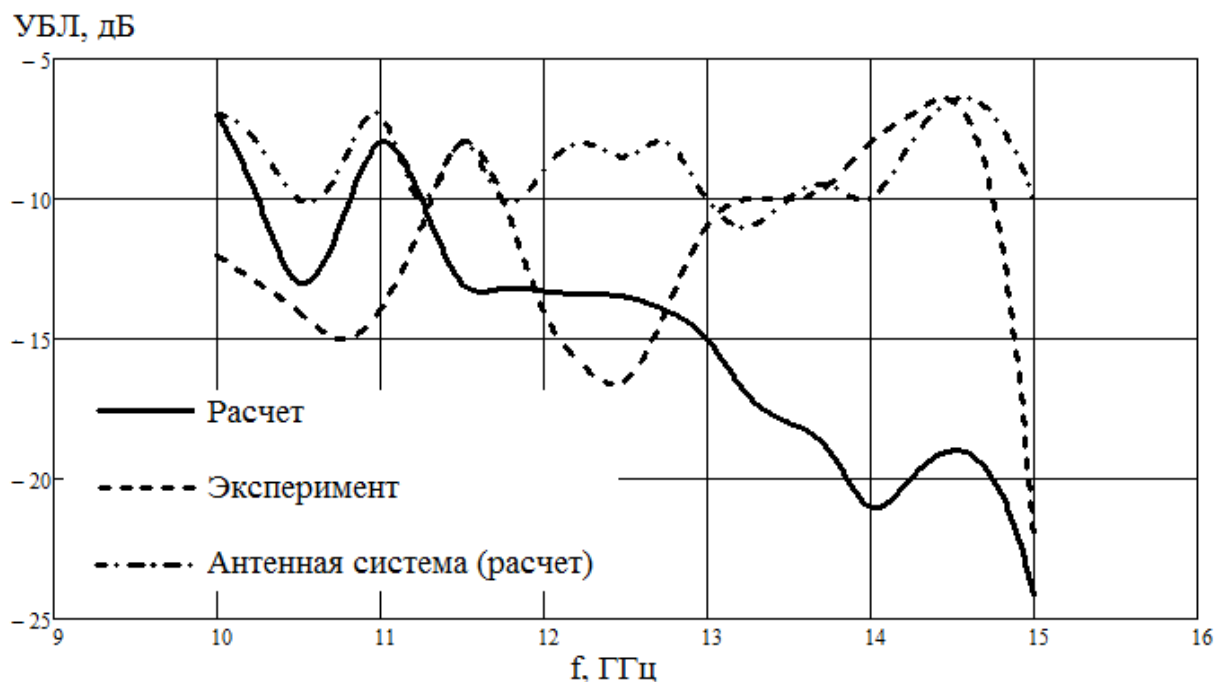


Рис.96. Расчетная и экспериментальная зависимости УБЛ от частоты для отражательной антенной решетки и расчетная зависимость УБЛ от частоты для микрополосковой антенны

Из графиков видно, что характеристики направленности и энергетические характеристики антенной системы из рупорных элементов соизмеримы с соответствующими характеристиками зеркальных антенн и отражательных решеток, но при этом плоские антенные системы имеют меньшие продольные габариты.

3.2. Разработка антенного полотна и распределительной системы рупорной антенной решетки, состоящей из элементов с эллиптической формой раскрыва

Рупорная антенная решётка с волноводно-коаксиальной распределительной системой в заданном частотном диапазоне обладает существенно меньшими потерями, чем микрополосковая. Апертурные антенны занимают больший объём, чем антенные решетки, и имеют большие массогабаритные параметры. Волноводные излучатели в СВЧ диапазоне позволяют сформировать компактную антенную решетку с малыми потерями. Для реализации требуемого фазового распределения могут быть использованы неоднородные среды или замедляющие структуры в распределительной системе. В такой антенной решетке также легко реализовать двух поляризационный режим работы, путём размещения парных волноводных элементов с различной ориентацией в пространстве.

Изготовление антенны методами гальванопластики позволяет уменьшить массу и габаритные размеры антенны, а также исключить из распределительной системы все неоднородности, возникающие при соединении отдельных элементов фидерного тракта.

Метод гальванопластики заключается в нанесении металлических покрытий на пластмассовую оправку с последующим удалением последней. Волноводные узлы формируются вместе с фланцами. Металлические покрытия являются многослойными. Непосредственно контактирующий с оправкой слой является токонесущим. Следующий слой – медь, обеспечивает механическую прочность. Железо служит для улучшения адгезии металлического покрытия с пластмассовой оболочкой. Оправка извлекается из волноводного узла путём нагрева сборки. Используется разница коэффициентов линейного расширения пластмассы и металла. В процессе эксплуатации пластмасса защищает и увеличивает механическую прочность волноводного узла. Использование технологии гальванопластики даёт возможность серийного изготовления объёмных деталей с высокой

точностью. Широкие возможности гальванопластики позволяют изготавливать тонкостенные лёгкие полые изделия сложной формы и высокой точности. Эта технология позволяет повысить качество, надёжность и технологичность изделий, уменьшить их массу в 10–100 раз, а габариты – в 2–4 раза. Кроме того, применение многослойной гальванопластики с разборными матрицами многоразового использования в сочетании с элементами гальванопластического монтажа позволит существенно снизить стоимость готовых изделий при серийном производстве.

Нельзя не упомянуть еще об одном важнейшем достоинстве описываемых здесь технологических решений при изготовлении СВЧ-элементов и узлов – их высоконадежная герметичность. Это достигается, благодаря отсутствию фланцевых соединений в монолитной конструкции, содержащей металlostеклянные гермовводы сигналов управления и вакуумноплотные СВЧ-вводы, вмонтированные в конструкцию при гальванопластическом монтаже. Такое решение гарантирует долговременную работу системы в целом с сохранением заданных технических характеристик, а также, что немаловажно, позволяет не герметизировать корпуса активных полупроводниковых элементов, что, само по себе, сложнейшая проблема, особенно коротковолновой части КВЧ-диапазона.

Антенное полотно (АП) представляет собой единую конструкцию, включающую в себя излучающие элементы и элементы распределительной системы.

Рупорная антенная решетка и коаксиальная распределительная система выполняются в виде монолитных конструкций, позволяющих минимизировать габаритно-весовые характеристики. Общий вид излучающегораскрыва показан на рис.97-98.

Для обеспечения требуемого диапазона частот целесообразно использовать параллельную схему возбуждения. Применение схемы двоичного деления мощности в качестве основного элемента распределителя

позволяет уменьшить искажения амплитудно-фазового распределения (АФР) в раскрыве антенной решетки.

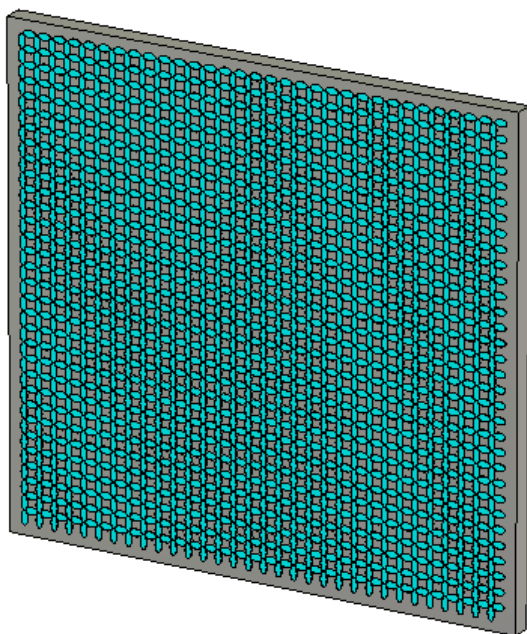


Рис.97. Общий вид двухдиапазонной антенны из $N=1024$ рупорных излучателей

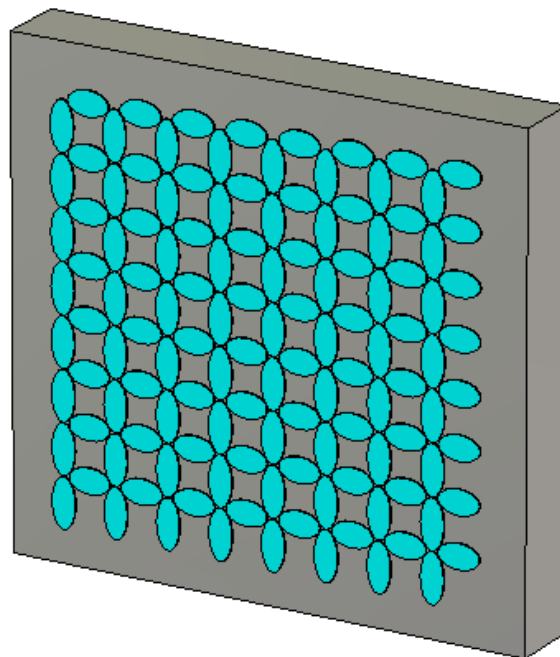


Рис.98. Общий вид двухдиапазонной антенны из $N=64$ рупорных излучателей

Требования к массогабаритным характеристикам антенной системы исключают применение пространственных способов возбуждения. Закрытый (фидерный) способ возбуждения позволяет получить минимальную глубину антенной решетки в рабочей полосе частот. Реализация антенны на стандартных элементах волноводного тракта с использованием фланцевых соединений и крепежа не удовлетворяет требованиям к массогабаритным характеристикам современных антенных систем. Поэтому целесообразно при изготовлении антенной системы использовать новые технологии, позволяющие объединить все элементы излучающей и распределительной системы в единый блок. Таким образом, можно отдельно рассматривать антенное полотно, состоящее из рупорных излучателей и распределительную систему. Распределительная система, выполненная на коаксиальных

делителях, приведена на рис.99. В процессе моделирования распределительной системы были проведены расчеты различных вариантов распределительных систем: коаксиальной, волноводной и комбинированной волноводно-коаксиальной. С точки зрения уменьшения потерь, целесообразно применение волноводной распределительной системы, однако для построения двухчастотной двухполяризационной АР необходимы два параллельно работающих тракта, что сложно реализовать на практике. Коаксиальная распределительная система позволяет минимизировать объем, но замена волноводной на коаксиальную распределительную систему увеличивает потери

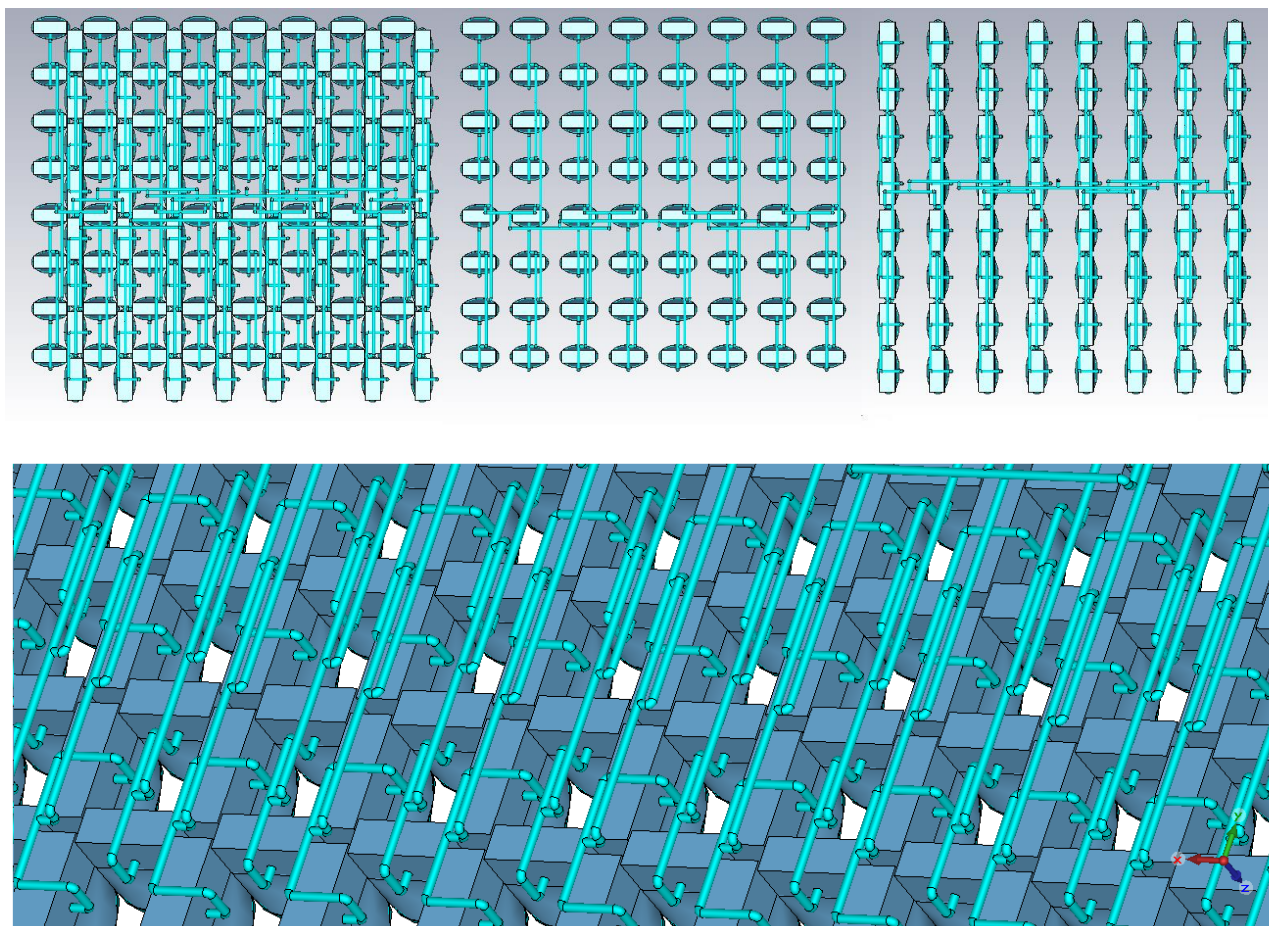


Рис.99. Распределительная система

На рис.100 приведены зависимости КСВ от частоты при совместной работе антенной системы на передачу и на прием первого и второго каналов.

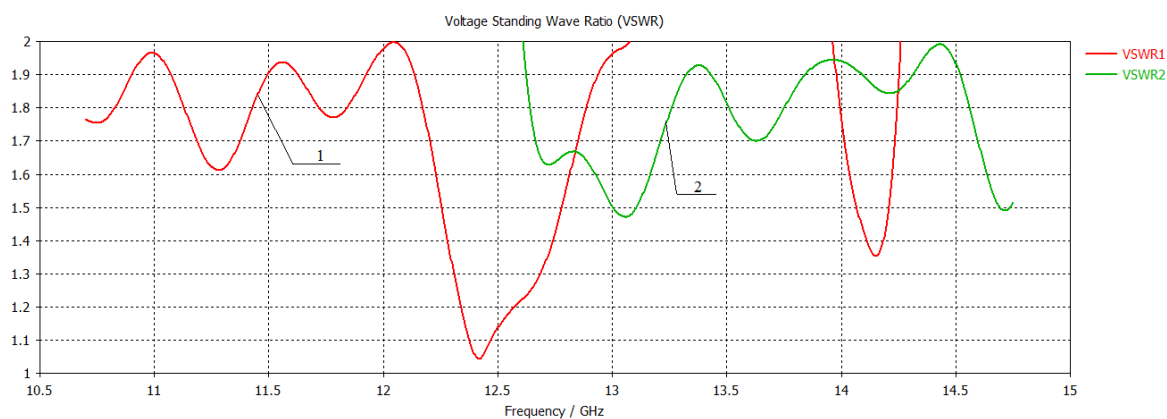


Рис.100. Зависимости КСВ от частоты двухдиапазонной рупорной антенной решетки: 1 – при работе на приём, при работе на передачу

На рис.101-102 приведены пространственные ДН антенной решетки при работе на передачу и на прием. На рис.103 показана развязка передающего и приемного каналов.

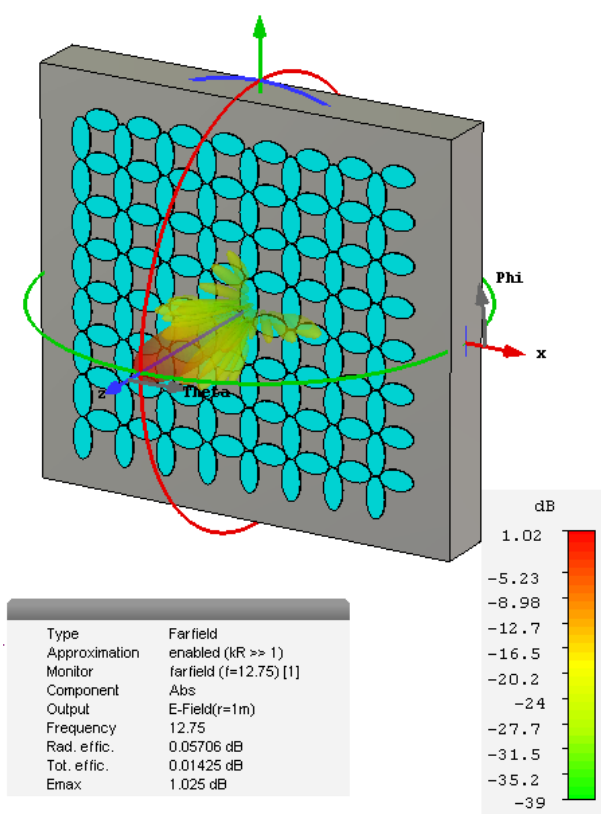


Рис.101. Пространственная ДН двухдиапазонной антенной решетки из рупорных излучателей в режиме приёма

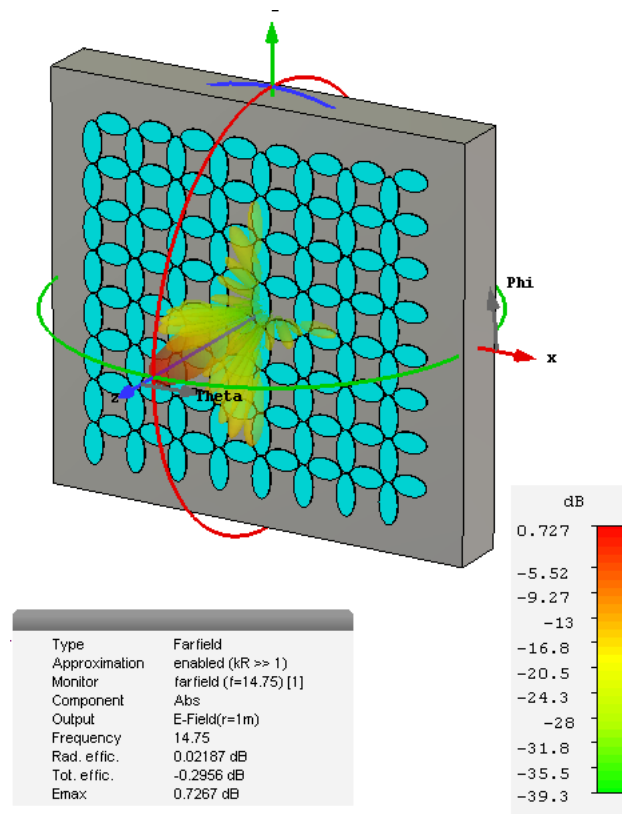


Рис.102. Пространственная ДН двухдиапазонной антенной решетки из рупорных излучателей в режиме передачи

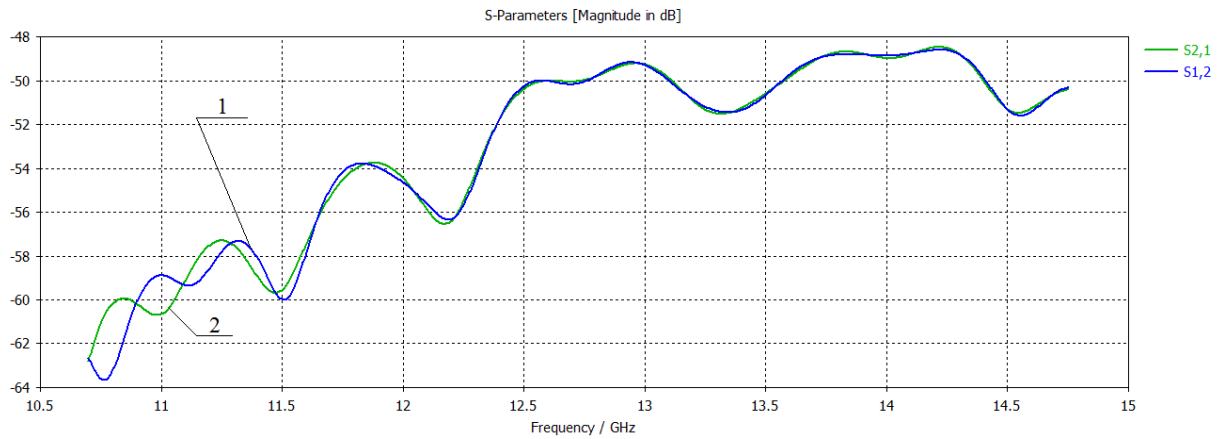


Рис.103. Зависимости развязки между приемным и передающим каналом от частоты

3.3. Разработка антенного полотна и распределительной системы рупорной антенной решетки, состоящей из элементов с крестообразной формой раскрыва

Рупорная антенная решетка из излучателей крестообразной формы имеет более высокую развязку передающего и приемного каналов из-за отсутствия кроссполяризованных составляющих поля отдельных излучателей. Далее приводятся результаты исследования характеристик направленности и согласования антенных решеток, состоящих из крестообразных элементов. Общий вид излучающего раскрыва показан на рис.104.

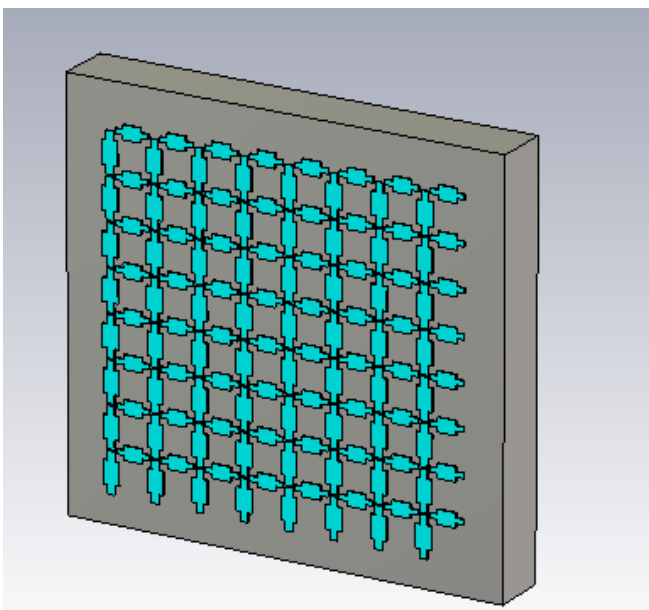


Рис.104. Общий вид двухдиапазонной антенны из $N=64$ рупорных излучателей с крестообразной формой раскрыва

На рис.105 приведены зависимости КСВ от частоты при совместной работе антенной системы на передачу и на прием.

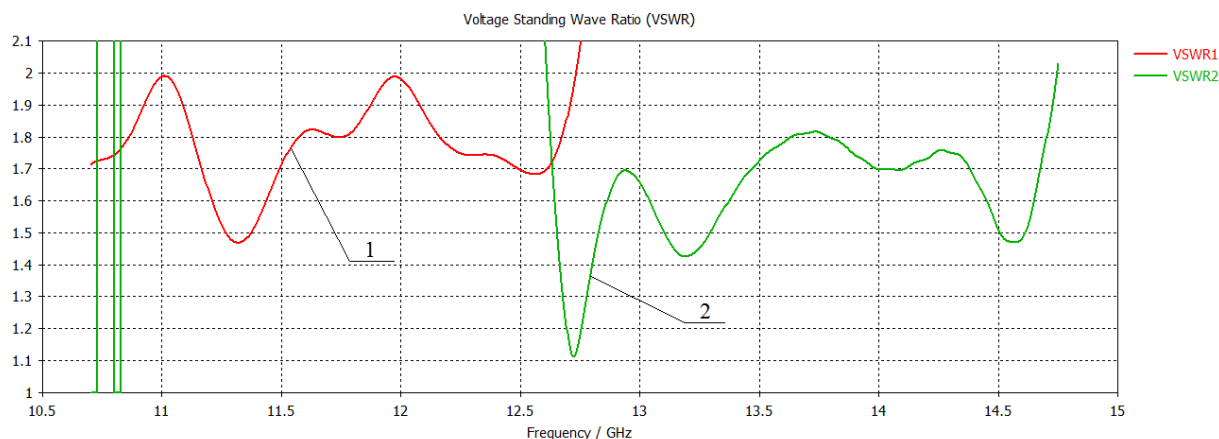


Рис.105. Зависимости КСВ от частоты двухдиапазонной рупорной антенной решетки: 1 – при работе на приём, при работе на передачу

На рис.106 и 107 приведены пространственные ДН антенной решетки при работе на передачу и на прием. На рис.108 показана развязка передающего и приемного каналов. На рис.109-112 приведены ДН антенной решетки в двух ортогональных плоскостях при работе на передачу и прием.

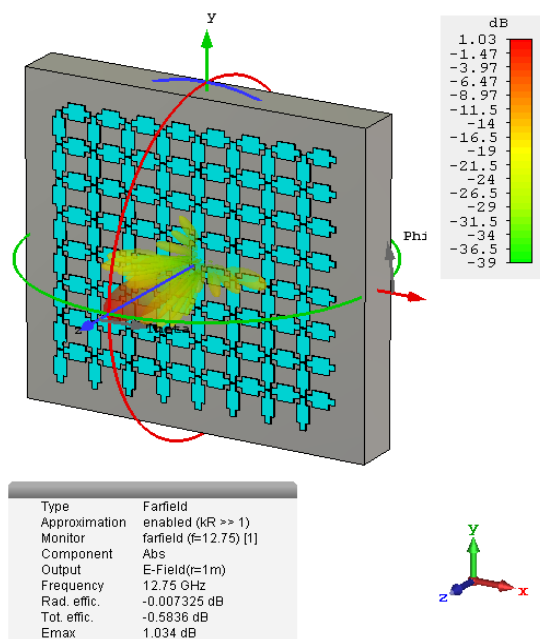


Рис.106. Пространственная ДН двухдиапазонной антенной решетки из рупорных излучателей в режиме приёма

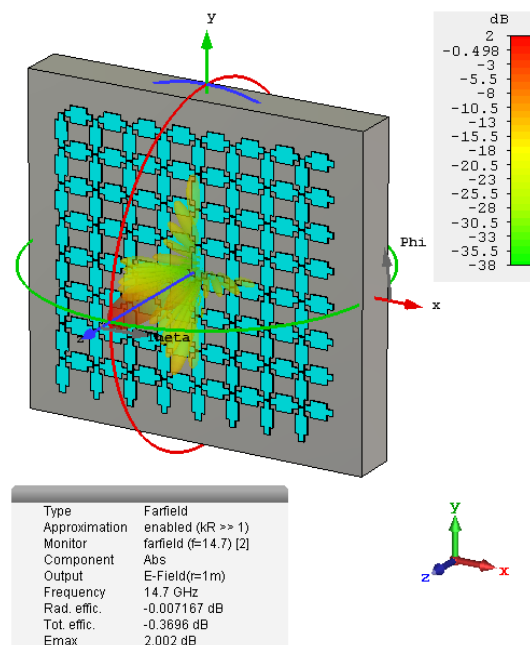


Рис.107. Пространственная ДН двухдиапазонной антенной решетки из рупорных излучателей в режиме передачи

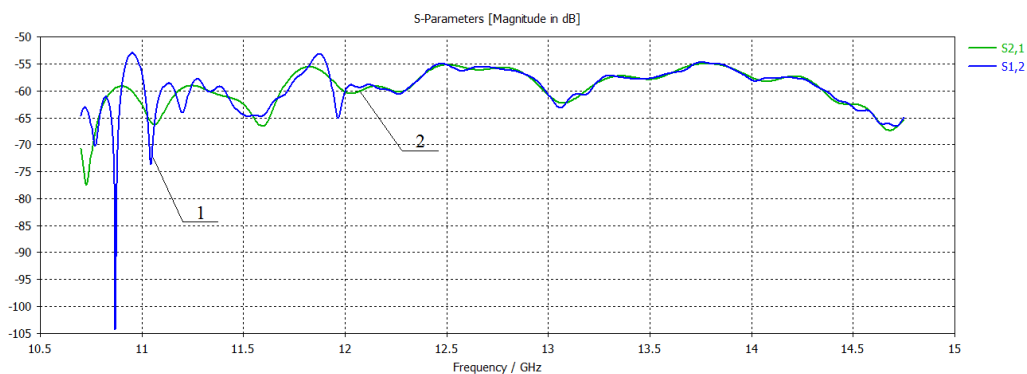


Рис.108. Зависимости коэффициентов передачи от частоты для приемного и передающего каналов

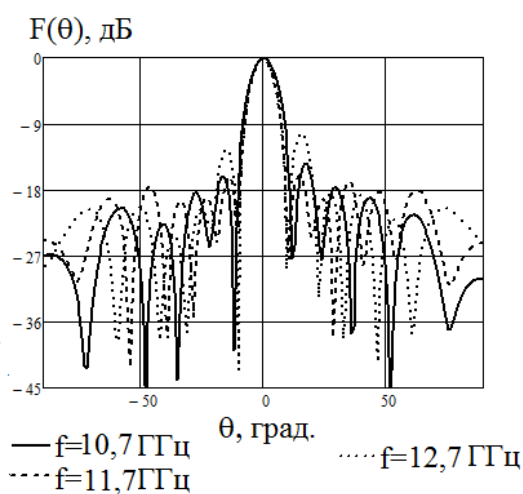


Рис.109. Диаграммы направленности антенной решетки работающей в режиме приема в плоскости E

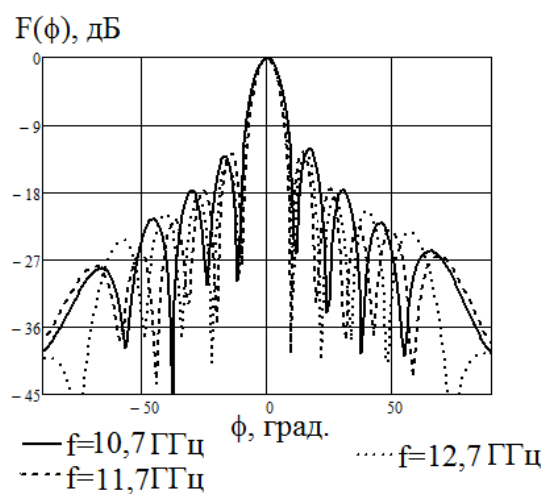


Рис.110. Диаграммы направленности антенной решетки работающей в режиме приема в плоскости H

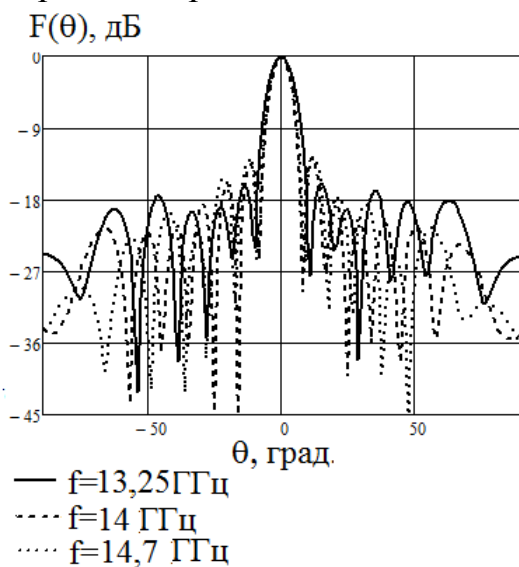


Рис.111. Диаграммы направленности антенной решетки работающей в режиме передачи в плоскости E

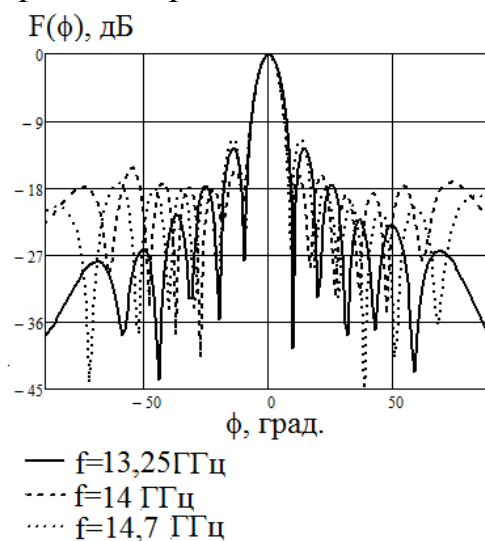


Рис.112. Диаграммы направленности антенной решетки работающей в режиме передачи в плоскости H

На рис.113. приведены зависимости коэффициентов передачи от частоты для антенной решетки из рупорных излучателей с эллиптической и крестообразной формой раскрыва.

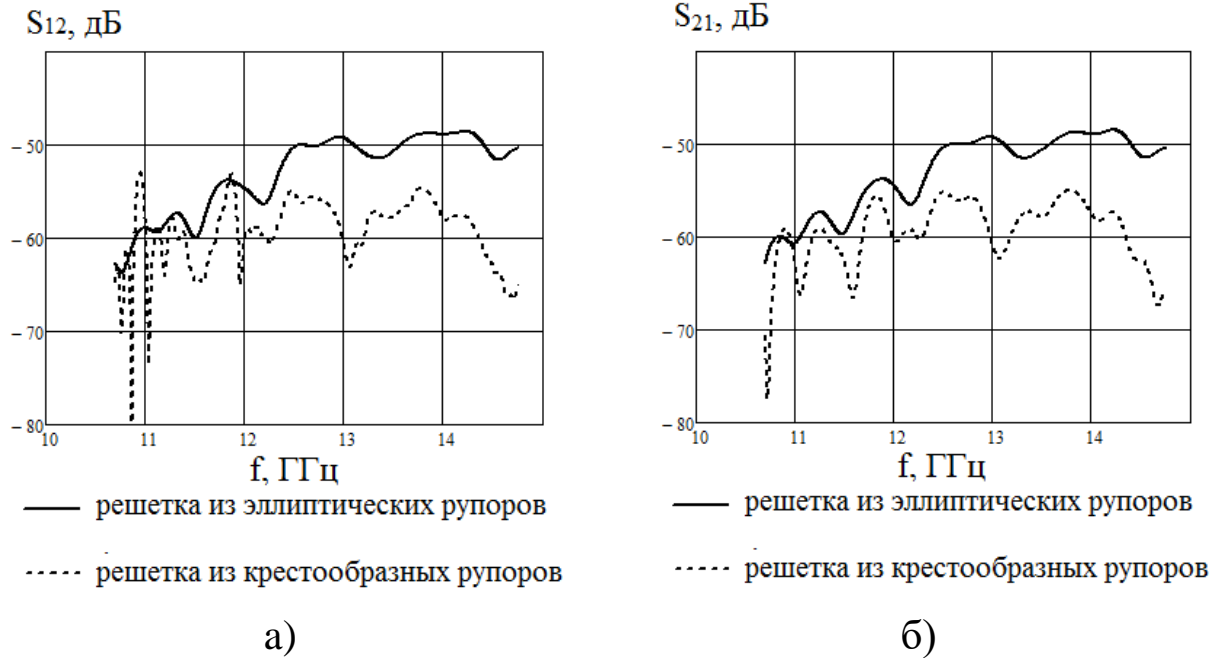


Рис.113. Зависимости коэффициентов передачи от частоты для антенной решетки из рупорных излучателей с эллиптической и крестообразной формой раскрыва: а – в режиме приема, б – в режиме передачи

3.4.Выводы

Разработаны модели АР на основе трех типов излучателей, предложенных во второй главе. Проведен сравнительный анализ и расчет характеристик направленности таких антенн и широко применяемых на практике, зеркальных и отражательных антенн.

Показано, что предлагаемые конструкции антенн позволяют существенно уменьшить продольный размер, при достижении требуемых характеристик направленности.

Разработаны модели распределительных систем. Проведена параметрическая оптимизация элементов антенно-фидерного тракта с целью получения требуемых характеристик согласования. Для рупорных антенн с эллиптическими и крестообразными излучателями определена развязка между передающим и приемным каналами.

4. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ СПУТНИКОВОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ С УЧЕТОМ АМПЛИТУДНЫХ И ФАЗОВЫХ ОШИБОК

4.1. Определение статистических характеристик рупорной антенной решетки с эллиптической формой излучающего горшка

Исследование влияния технологических погрешностей на характеристики направленности является важнейшей задачей, которая решается посредством их статистического анализа [105-110]. Как правило, это влияние учитывается путем введения амплитудных и фазовых ошибок в характеристики направленности с последующей оценкой статистических характеристик антенной системы. Амплитудные и фазовые ошибки являются случайными независимыми величинами, имеющими различные распределения плотностей вероятности и характеризующиеся различными величинами средних значений и дисперсий. В соответствии с [111], фазовая ошибка имеет равномерное распределение плотности вероятности в интервале $[-\pi, \pi]$, а амплитудная – имеет гауссово распределение. Диаграмму направленности плоской антенной решетки с прямоугольной сеткой размещения элементов при наличии амплитудных и фазовых ошибок можно представить в виде:

$$F(\theta, \phi) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N f(\theta, \phi) I_{mn} [1 + r_{mn} e^{j\alpha_{mn}}] e^{jk(x_{mn} \cos(\phi) \sin(\theta) + y_{mn} \sin(\phi) \sin(\theta))}$$

где $f(\theta, \phi)$ – диаграмма направленности элемента, I_{mn} – амплитуда возбуждения элемента, r_{mn} – амплитудная ошибка, α_{mn} – фазовая ошибка.

Фазовая ошибка имеет равномерное распределение вида:

$$P(\alpha) = \begin{cases} \frac{1}{2\pi}, & -\pi \leq \alpha \leq \pi, \\ 0, & \alpha > \pi. \end{cases} \quad (19)$$

Если рассматривается антенная решетка большой размерности, под которой подразумевается число элементов, то амплитудная ошибка имеет гауссово распределение:

$$P(r) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \frac{1}{\sigma_r} e^{-\frac{r^2}{\sigma_r^2}} \quad (20)$$

где σ_r – дисперсия величины r

При рассмотрении случайных ошибок, возникающих в результате технологических погрешностей изготовления, можно считать, что их статистические характеристики известны. Поскольку между приемным и передающим каналом обеспечена высокая развязка, то величины амплитудных и фазовых ошибок в различных каналах можно считать статистически независимыми. Тогда расчет характеристик направленности передающего и приемного каналов можно выполнить, используя методы статистической теории антенн, позволяющей оценить влияние амплитудных и фазовых ошибок на характеристики антенных решеток. Исходя из требований, предъявляемых к характеристикам антенной решетки, могут быть определены максимально допустимые уровни погрешностей амплитуд и фаз токов.

Ниже приводятся графики для распределения амплитудных и фазовых ошибок по излучателям решетки. Диаграммы рассчитаны для амплитудных ошибок с гауссовским распределением, нулевым средним значением и величиной среднеквадратического отклонения (СКО), равной 15% от максимального значения и фазовых ошибок с равномерным распределением, нулевым средним значением и величиной СКО, равной 10° . На рис.114а показана зависимость амплитудной ошибки от номера элемента. На рис.114б показана аналогичная зависимость фазовой ошибки. Сплошной линией показана зависимость ошибки от номера элемента на частоте $f=10,7$ ГГц, пунктирной - на частоте $f=12,7$ ГГц, штриховой – на частоте $f=13,7$ ГГц, штрихпунктирной – $f=14,7$ ГГц.

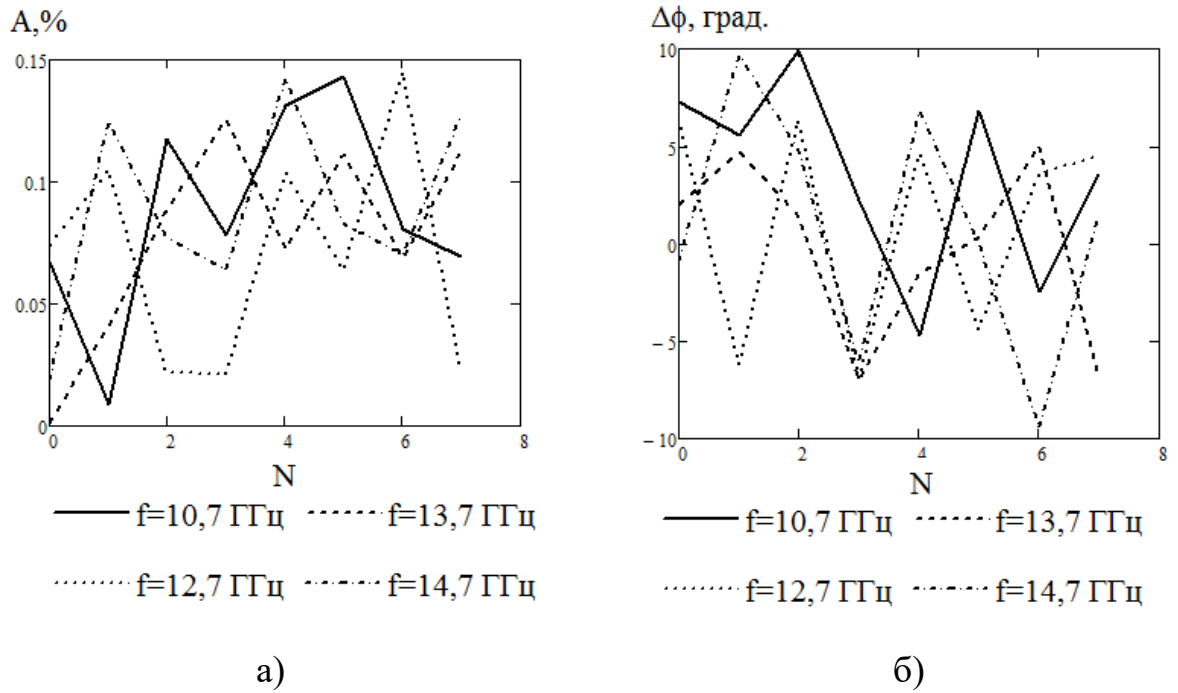


Рис.114а - Зависимость амплитудной ошибки от номера элемента, б - зависимость фазовой ошибки от номера элемента

Распределение амплитудных и фазовых ошибок в полотне антенной решетки удобно изображать в картографическом масштабе рис.115а,б. Здесь по осям отложены номера элементов, а величины случайных ошибок показаны линиями уровня.

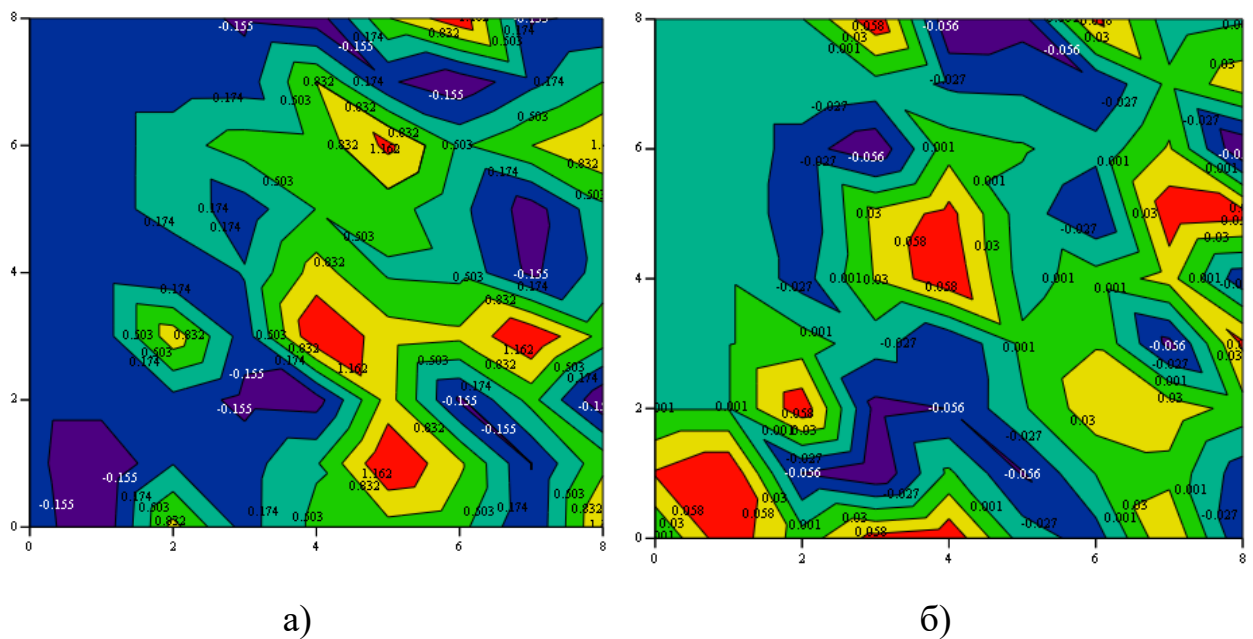
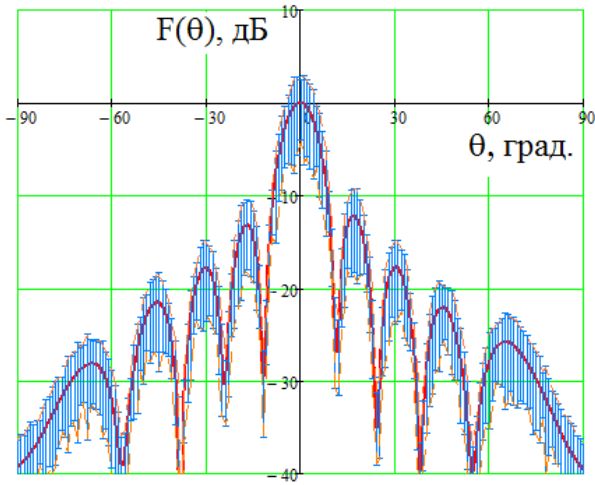


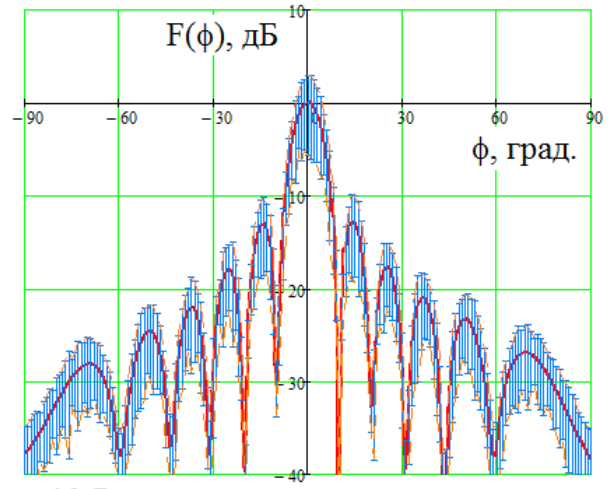
Рис.115а - Распределение амплитудной ошибки в полотне антенной решетки, б - распределение фазовой ошибки в полотне антенной решетки

Диаграммы направленности с учетом амплитудных и фазовых ошибок для решетки из рупоров с эллиптическим раскрывом в режиме приема, показаны на рис.116 - рис.121.



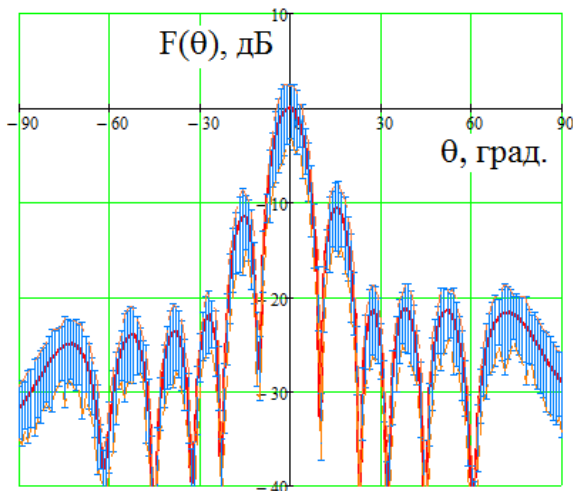
$f=10,7$ ГГц

Рис.116. Диаграмма направленности с учетом амплитудных и фазовых ошибок для решетки из рупоров с эллиптическим раскрывом, в плоскости Е на частоте 10,7 ГГц



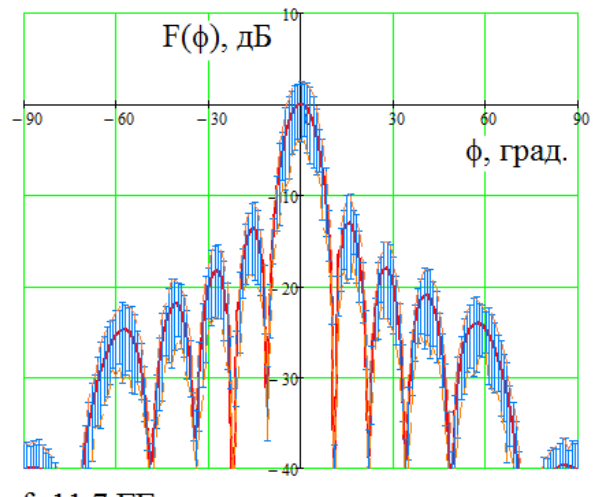
$f=10,7$ ГГц

Рис.117. Диаграмма направленности с учетом амплитудных и фазовых ошибок для решетки из рупоров с эллиптическим раскрывом, в плоскости Н на частоте 10,7 ГГц



$f=11,7$ ГГц

Рис.118. Диаграмма направленности с учетом амплитудных и фазовых ошибок для решетки из рупоров с эллиптическим раскрывом, в плоскости Е на частоте 11,7 ГГц



$f=11,7$ ГГц

Рис.119. Диаграмма направленности с учетом амплитудных и фазовых ошибок для решетки из рупоров с эллиптическим раскрывом, в плоскости Н на частоте 11,7 ГГц

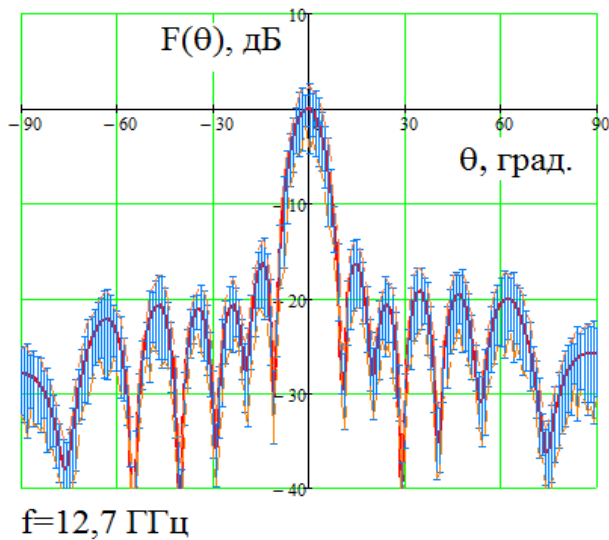


Рис.120. Диаграмма направленности с учетом амплитудных и фазовых ошибок для решетки из рупоров с эллиптическим раскрывом, в плоскости E на частоте 12,7 ГГц

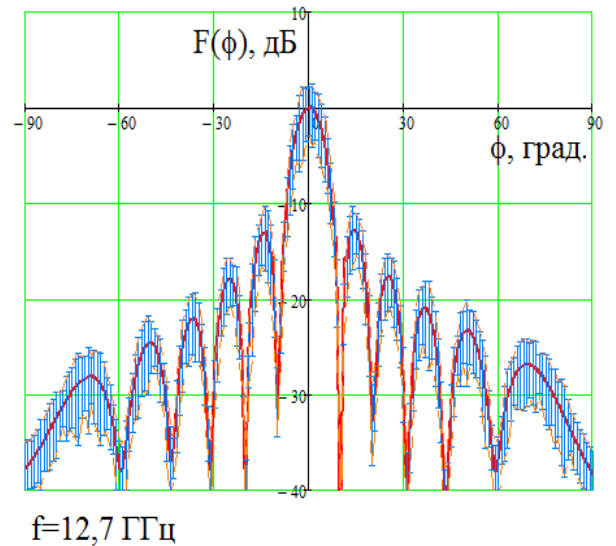


Рис.121. Диаграмма направленности с учетом амплитудных и фазовых ошибок для решетки из рупоров с эллиптическим раскрывом, в плоскости H на частоте 12,7 ГГц

Диаграммы направленности с учетом амплитудных и фазовых ошибок для решетки из рупоров с эллиптическим раскрывом в режиме передачи, показаны на рис.122.-рис.127.

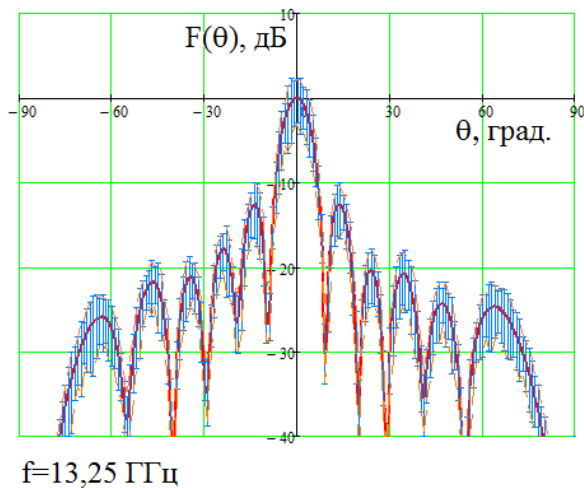


Рис.122. Диаграмма направленности с учетом амплитудных и фазовых ошибок для решетки из рупоров с эллиптическим раскрывом, в плоскости E на частоте 13,25 ГГц

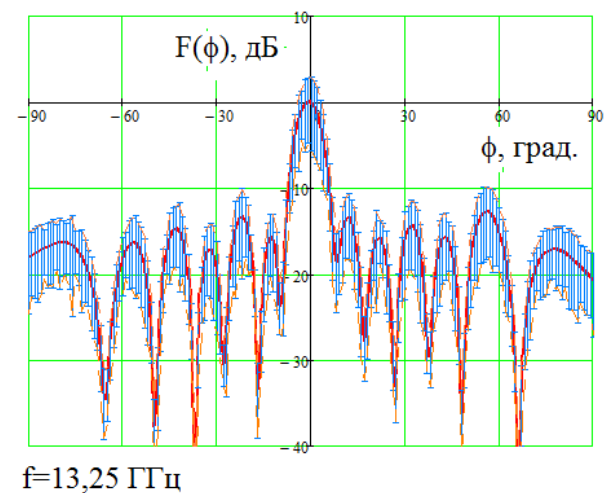


Рис.123. Диаграмма направленности с учетом амплитудных и фазовых ошибок для решетки из рупоров с эллиптическим раскрывом, в плоскости H на частоте 13,25 ГГц

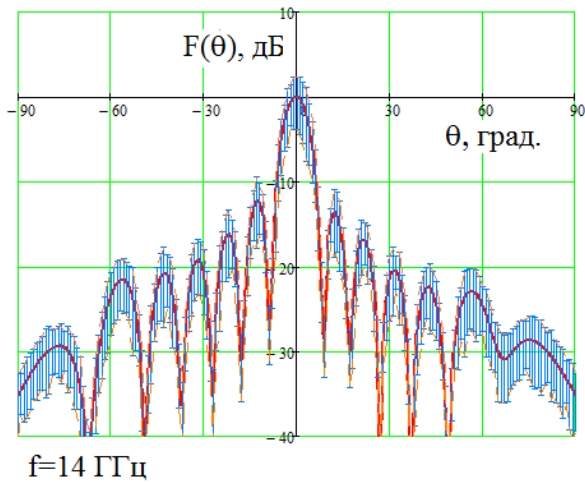


Рис.124. Диаграмма направленности с учетом амплитудных и фазовых ошибок для решетки из рупоров с эллиптическим раскрывом, в плоскости Е на частоте 14 ГГц

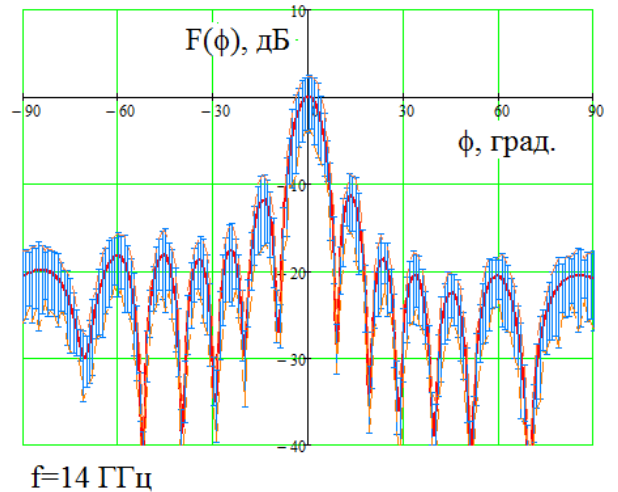


Рис.125. Диаграмма направленности с учетом амплитудных и фазовых ошибок для решетки из рупоров с эллиптическим раскрывом, в плоскости Н на частоте 14 ГГц

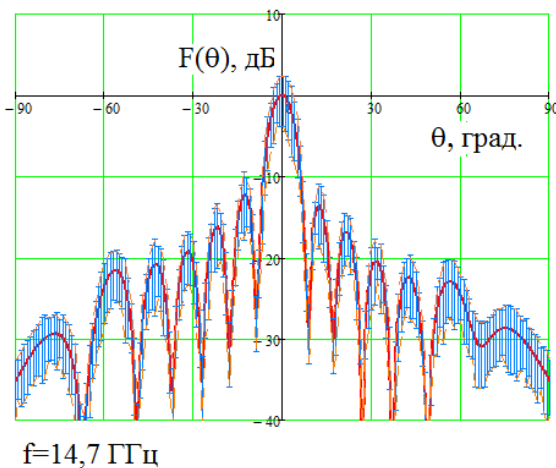


Рис.126. Диаграмма направленности с учетом амплитудных и фазовых ошибок для решетки из рупоров с эллиптическим раскрывом, в плоскости Е на частоте 14,7 ГГц

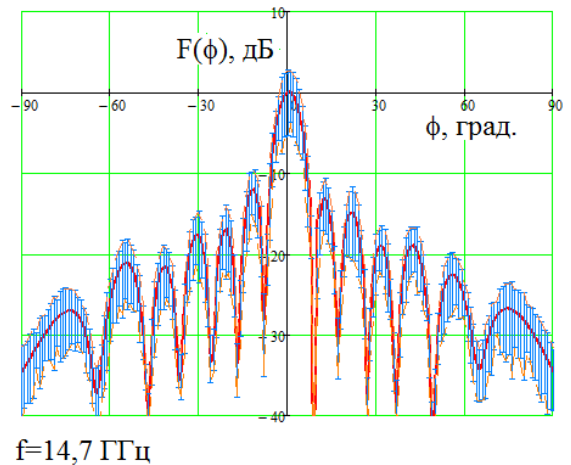


Рис.127. Диаграмма направленности с учетом амплитудных и фазовых ошибок для решетки из рупоров с эллиптическим раскрывом, в плоскости Н на частоте 14,7 ГГц

Проведенные расчеты позволяют найти допустимые величины искажений характеристик направленности, обеспечивающие функционирование антенной системы.

4.2. Определение статистических характеристик рупорной антенной решетки с крестообразной формой излучающего раскрыва

Диаграммы направленности с учетом амплитудных и фазовых ошибок для решетки из рупоров с крестообразным раскрывом в режиме приема, показаны на рис.128 - рис.133.

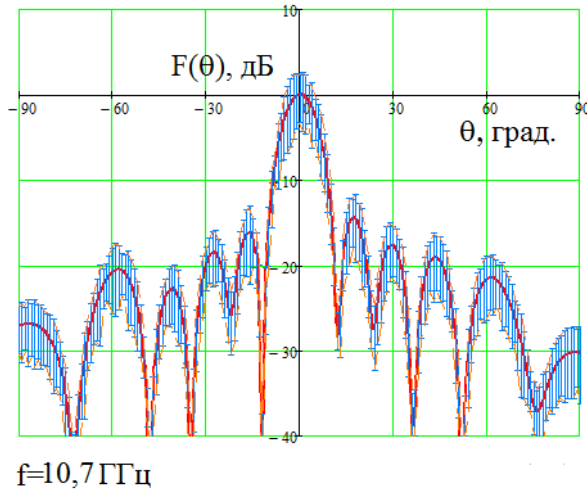


Рис.128. Диаграмма направленности с учетом амплитудных и фазовых ошибок для решетки из рупоров с крестообразным раскрывом, в плоскости Е на частоте 10,7 ГГц

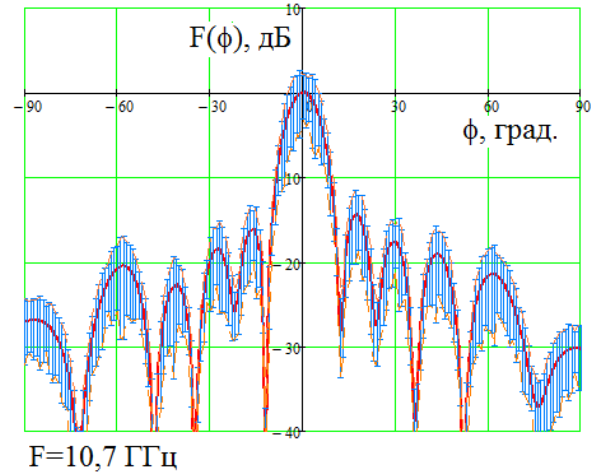


Рис.129. Диаграмма направленности с учетом амплитудных и фазовых ошибок для решетки из рупоров с крестообразным раскрывом, в плоскости Н на частоте 10,7 ГГц

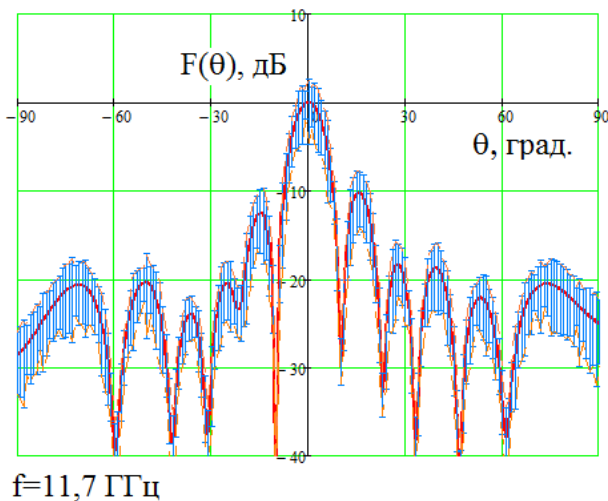


Рис.130. Диаграмма направленности с учетом амплитудных и фазовых ошибок для решетки из рупоров с крестообразным раскрывом, в плоскости Е на частоте 11,7 ГГц

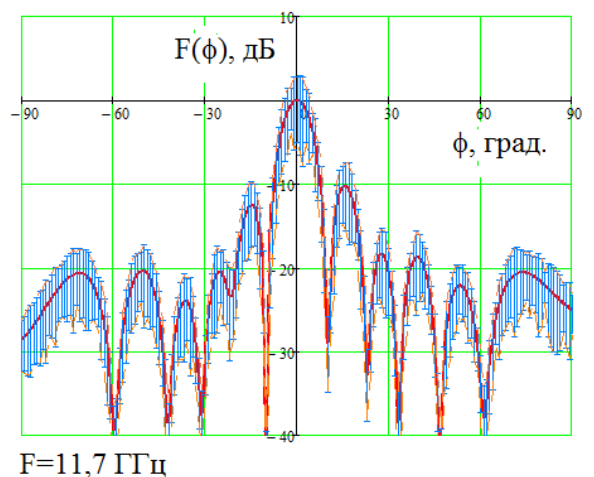


Рис.131. Диаграмма направленности с учетом амплитудных и фазовых ошибок для решетки из рупоров с крестообразным раскрывом, в плоскости Н на частоте 11,7 ГГц

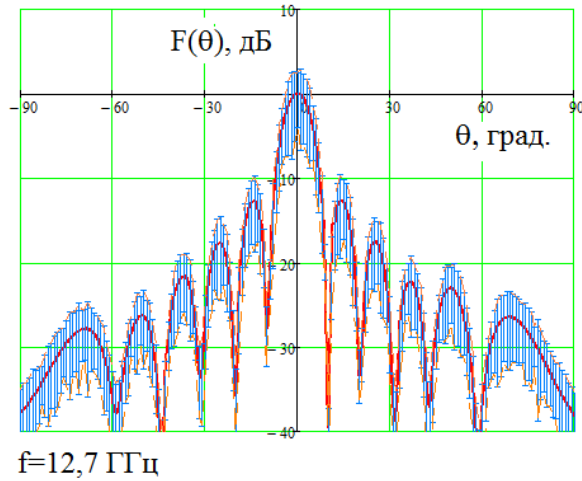


Рис.132. Диаграмма направленности с учетом амплитудных и фазовых ошибок для решетки из рупоров с крестообразным раскрывом, в плоскости Е на частоте 12,7 ГГц

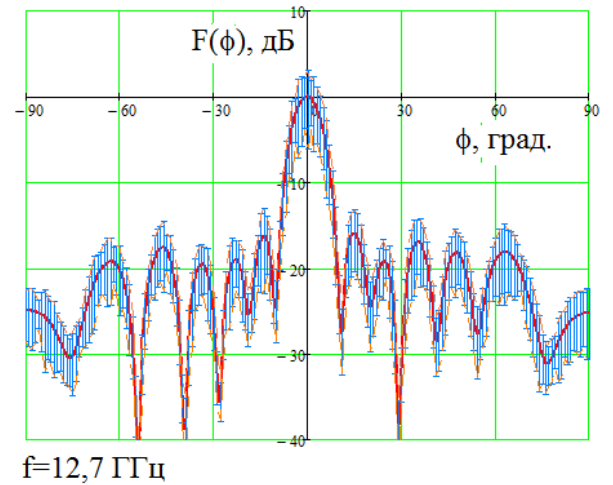


Рис.133. Диаграмма направленности с учетом амплитудных и фазовых ошибок для решетки из рупоров с крестообразным раскрывом, в плоскости Н на частоте 12,7 ГГц

Диаграммы направленности с учетом амплитудных и фазовых ошибок для решетки из рупоров с эллиптическим раскрывом в режиме передачи, показаны на рис.134 - рис.139.

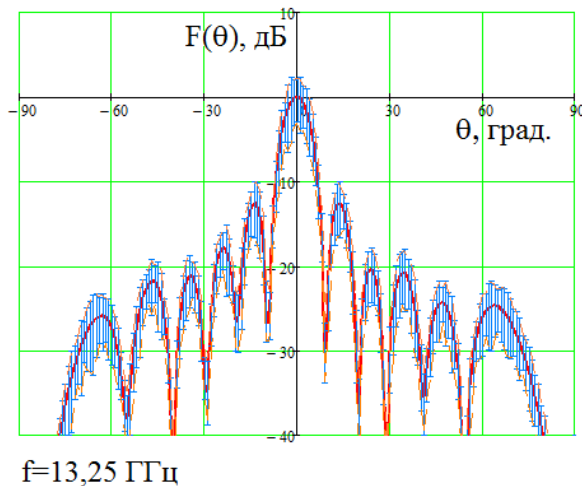


Рис.134. Диаграмма направленности с учетом амплитудных и фазовых ошибок для решетки из рупоров с крестообразным раскрывом, в плоскости Е на частоте 13,25 ГГц

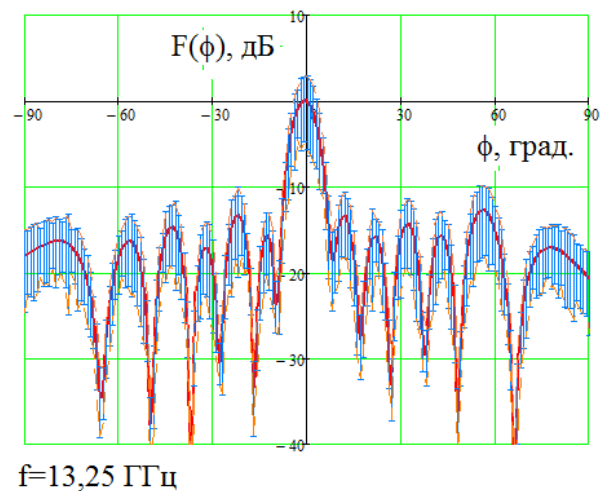


Рис.135. Диаграмма направленности с учетом амплитудных и фазовых ошибок для решетки из рупоров с крестообразным раскрывом, в плоскости Н на частоте 13,25 ГГц

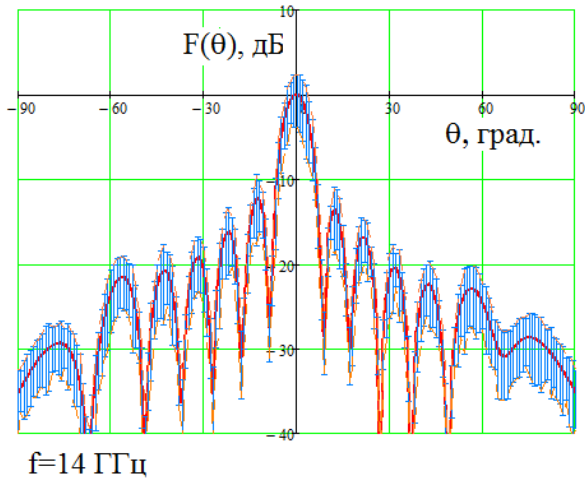


Рис.136. Диаграмма направленности с учетом амплитудных и фазовых ошибок для решетки из рупоров с крестообразным раскрывом, в плоскости E на частоте 14 ГГц

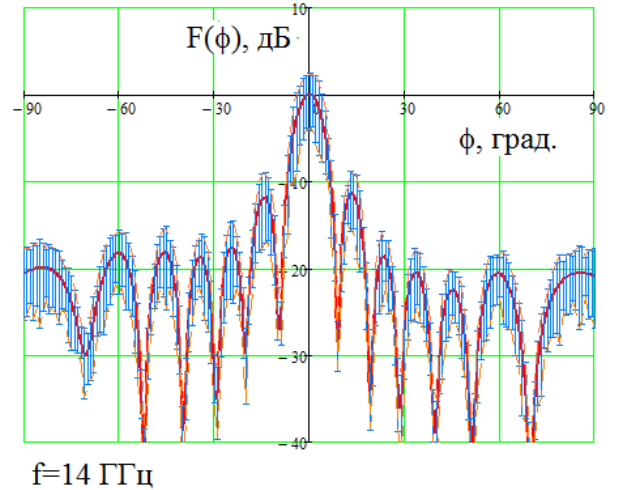


Рис.137. Диаграмма направленности с учетом амплитудных и фазовых ошибок для решетки из рупоров с крестообразным раскрывом, в плоскости H на частоте 14 ГГц

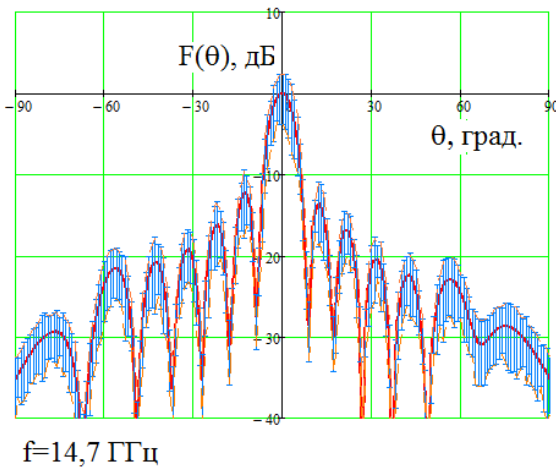


Рис.138. Диаграмма направленности с учетом амплитудных и фазовых ошибок для решетки из рупоров с крестообразным раскрывом, в плоскости E на частоте 14,7 ГГц

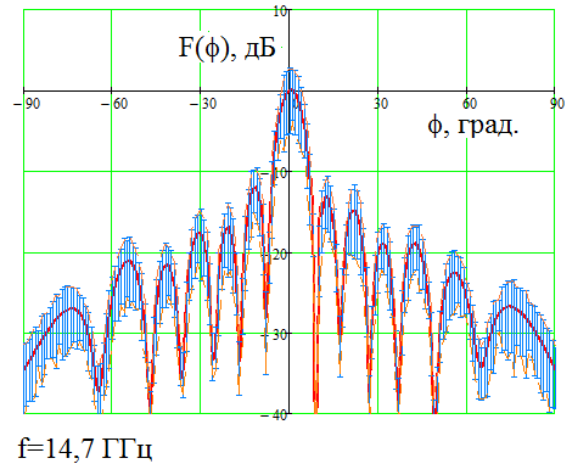


Рис.139. Диаграмма направленности с учетом амплитудных и фазовых ошибок для решетки из рупоров с крестообразным раскрывом, в плоскости H на частоте 14,7 ГГц

4.3 Выводы

Найдены соотношения, позволяющие рассчитывать диаграммы направленности двухдиапазонной антенной решетки, учитывающие амплитудные и фазовые ошибки, возникающие при технологических погрешностях изготовления антенно-фидерной системы. Полученные диаграммы направленности необходимы для определения статистических характеристик антенной решетки при наличии случайных ошибок.

Проведён анализ уровня боковых лепестков и ширины луча диаграммы направленности от значений СКО амплитуд и фаз возбуждающих полей, распределенных по нормальному и равномерному закону.

Показано что, исходя из требований, предъявляемых к уровню боковых лепестков и энергетическому потенциалу, могут быть определены максимально допустимые значения погрешностей амплитуд и фаз возбуждения элементов антенной решетки.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертационной работе предложены и разработаны три варианта приемо-передающих антенн спутникового телевидения, а также выявлен ряд преимуществ для практического использования, связанных с минимизацией массогабаритных характеристик и повышением энергетического потенциала по сравнению с зеркальными антеннами. В том числе получены следующие результаты:

1. Проведён обзор и анализ существующих антенн, применяемых в системах непосредственного телевизионного вещания. В результате показаны целесообразность разработки антенных систем как для ретрансляции, так и для систем специального телевидения, которые позволили бы существенно уменьшить массогабаритные характеристики. Обзор показывает целесообразность построения широкополосных и двухдиапазонных излучателей для антенных систем непосредственного телевизионного вещания.
2. Путем параметрического синтеза с помощью численных методов электродинамики были проведены исследования характеристик направленности широкополосных микрополосковых излучателей и рупорных излучателей с различной формой излучающего раскрыва.
3. Исследованы характеристики направленности антенных систем спутникового телевидения из микрополосковых и рупорных излучателей. Определены зависимости характеристик направленности от частоты, иллюстрирующие возможность работы излучателей в двух рабочих поддиапазонах Ku-диапазона.
4. Разработаны методики расчета излучающих элементов и многоэлементных антенных систем, состоящих из рупорных излучателей с эллиптической формой излучающего раскрыва.
5. Разработаны компьютерные модели многоэлементных антенных систем из микрополосковых и рупорных излучателей, позволяющие

определить характеристики направленности с учетом погрешностей изготовления элементов антенного полотна и возбуждающего устройства.

6. Результаты диссертационной работы опубликованы в 7 статьях, доложены на 12 конференциях, а также получен 1 патент.

ВВОДИМЫЕ ОБОЗНАЧЕНИЯ И СОКРАЩЕНИЯ

АП –	антенное полотно;
АР –	антенная решетка;
АФАР –	активная фазированная антенная решетка;
АФР –	амплитудно-фазовое распределение;
ГСО –	геостационарная орбита;
ДН –	диаграмма направленности;
ЗА –	зеркальная антенна;
КИП –	коэффициент использования поверхности;
КНД –	коэффициент направленного действия;
КПД –	коэффициент полезного действия;
КСВ –	коэффициент стоячей волны;
КУ –	коэффициент усиления;
ЛА –	летательный аппарат;
МСЭ –	международный союз электросвязи;
МШУ –	малошумящий усилитель;
МЭМС –	микроэлектромеханические системы;
НЭМС –	наноэлектромеханические системы;
ОАР –	отражательная антенная решетка;
СКО –	среднеквадратическое отклонение;
СНТВ –	система непосредственного телевизионного вещания;
СССВ –	системы спутниковой связи и вещания;
ССС –	системы спутниковой связи;
ТВ –	телевидение;
УБЛ –	уровень боковых лепестков;
ФАР –	фазированная антенная решетка;
ЦАФАР –	цифровая активная фазированная антенная решетка;
ШПД –	широкополосный доступ;
VSAT –	Very Small Aperture Terminal;
GSM –	Global System for Mobile Communications.

ЛИТЕРАТУРА

Литература к главе 1

1. Бушминский И. П., Тюхтин М. Ф. Приемные системы спутникового телевидения. - М.: Радио и связь, 1993, - 216 с.
2. Всеволод, Колубакин. Система спутниковой мобильной связи Инмарсат. Санкт-Петербург: "Телеспутник", №156, октябрь 2008 г., Теле-Спутник. -С.90.
3. Спутниковая связь и вещание: Справочник/ Под.ред. Я.Л. Кантора. – М.:Радио и связь, 1997.
4. В.А.Калошин, Двухзеркальная антенна, Патент РФ №2173496-2001-09-10.
5. US 3828352, 343/837, 06.08.1974.
6. JP 5-3762, H 01 Q 19/19, 16.03.1985
7. US 4603334, 343/779, 29.07.1986.
8. SU 1181020, H 01 Q 19/18, 30.03.1984.
9. Касьянов А.О., Обуховец В.А. Конструктивный синтез зеркальной антенны с рефлектором в виде плоской решетки печатных излучателей// Сб. статей: Антенны.- М.: ИПРЖР. - 1999. - №2(43). - С. 10-17.
10. Поленга С.В. Оптимизация характеристик микрополосковых отражательных антенных решеток / С.В. Поленга, Ю.П. Саломатов // Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. тр. – Красноярск: ИПК СФУ, 2009. – С. 152–156.
11. Опыт разработки антенных решёток с квазиоптическим типом питания / С.В. Поленга, Р.О. Рязанцев, Ю.П. Саломатов и др. // Журнал Сибирского федерального университета. Техника и технологии (Красноярск). – 2011. – № 1. – С. 40–50.
12. Поленга С.В., Ю.П. Саломатов. Разработка и исследование отражательной антенной решетки для сетей спутниковой связи.

- Вестник Сибирского государственного аэрокосмического университета имени академика М.Ф. Решетнева. – 2010. – № 6. – С. 91–94.
13. Tsai F.-C.E. Designing a 161-element ku-Band microstrip reflectarray of variable size patches using an equivalent unit cell waveguide approach/ F.-C.E. Tsai, M.E. Bialkowski // IEEE transactions on antennas and propagation. - 2003. -Vol. 51, № 10. - P. 2953-2962.
 14. <http://web.snauka.ru/issues/2014/06/35823>
 15. Е.А. Литинская, С.В. Поленга, Ю.П. Саломатов. Разработка и исследование отражательной антенной решетки для сетей дуплексной спутниковой связи. Радиотехника. Телекоммуникации. Антенны. Микроволновые устройства. Доклады ТУСУРа, № 2 (24), часть 1, декабрь 2011.
 16. Касьянов А. О. Двухзеркальная антенна Кассегрена на основе решеток печатных элементов // Антенны. 2003. № 6 (73). С. 17-22. Готовые рефераты (часть 2)
 17. Обуховец В. А., Касьянов А.О. Микрополосковые отражательные антенные решетки. Методы проектирования и численное моделирование. М.: Радиотехника, 2006. 239 с. Готовые рефераты (часть 2).
 18. Патент 2038742 RU, МКИ {7} Н 01 Q 21/00. Антенная система проходного типа (варианты) / Ю. П. Виниченко, И. А. Горшков, А. И. Запорожец (RU) и др. - заявл. 30.07.03; опубл. 27.01.05.
 19. Johansson F. S. A new planar grating-reflector antenna // IEEE Trans. Antennas and Propag. 1990. Vol. 38. № 9. P. 1491-1495.
 20. А. с. 1732800 СССР, МКИ {6} Н 01 Q 15/14. Антенна / Г. А. Ерохин, В. В. Шкварин, В. А. Макин (СССР). - № 4794099/09; заявл. 21.02.90; опубл. 27.03.95. Готовые рефераты (часть 2).
 21. Патент 1741621 СССР, МКИ {5} Н 01 Q 19/17. Антенна / Г. А. Ерохин, В. В. Шкварин, В. А. Макин (СССР).- № 4913473/09; заявл. 16.01.91; опубл. 15.06.92. Готовые рефераты (часть 2)

22. Зеркальная СВЧ антенна с плоским дифракционным рефлектором для систем телекоммуникаций и спутникового телевидения / К. Б. Меркулов, А. В. Останков, Ю. Г. Пастернак и др. // Телекоммуникации. 2002. № 11. С. 25-29. Готовые рефераты (часть 2)
23. Антенна трехсантиметрового диапазона волн с плоским фокусирующим рефлектором / К. Б. Меркулов, А. В. Останков, Ю. Г. Пастернак и др. // Приборы и техника эксперимента. 2003. Т. 46. № 4. С. 165-166.
24. Малогабаритный облучатель для короткофокусных рефлекторных антенн / А. В. Останков, Ю. Г. Пастернак, О. И. Шерстюк, В. И. Юдин // Приборы и техника эксперимента. 2002. Т. 45. № 3. С. 156-157.
25. Прилуцкий А. А., Шепелева Е. А. Сканирующая реконфигурируемая отражательная антенная решетка из щелевых излучателей // Труды IV Всероссийской конференции «Радиолокация и радиосвязь». М.: ИРЭ РАН. 2010. С. 353-360.
26. Рилей Джордж А. Мир микро- и наноэлектроники: Учебное пособие по современным технологиям в производстве микросистем. Ч. 1/Пер. с англ./Общ. ред. ООО "Совтест АТЕ": "Экспромт", 2009.
27. Рилей Джордж А. Мир микро- и наноэлектроники: Учебное пособие по современным технологиям в производстве микросистем Ч.2/Пер. с англ./Общ. ред. ООО "Совтест АТЕ": "Экспромт", 2009.
28. Сестрорецкий Б. В., Пригода Б. А., Иванов С. А. Широкополосная плоская отражающая антенна с наклонным лучом // Антенно-фидерные устройства, системы и средства радиосвязи: сб. тр. III междунар. науч.-техн. конф. Воронеж: ВГУ, 1997. Т. 2. С. 255-263.
29. Останков А. В. Анализ излучения антенны с плоским ребристым зеркалом // Наука производству. 2004. № 11 (79). С. 46-50. Готовые рефераты (часть 2)
30. Останков А. В., Фролов В. Н. Математическая модель зеркальной антенны с плоским ребристым зеркалом // Вестник Воронежского госу

- дарственноготехнического университета.. 2005. Т. 1. № 11. С. 99-102. Готовые рефераты (часть 2).
31. Останков А. В. Дифракция локальной плоской волны на отражательной квазипериодической решетке // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2006. Т. 2. № 1. С. 101-104. Готовые рефераты (часть 2).
32. Останков А. В., Пастернак Ю. Г., Юдин В. И. Рассеивающие свойства группы канавок в бесконечном металлическом экране при наклонном облучении плоской волной // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2002. № 4.2. С. 37-40. Готовые рефераты (часть 2).
33. Останков А. В. Моделирование дифракции волн на неперриодической отражательной решетке // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2007. Т. 3. № 8. С. 9-15. Готовые рефераты (часть 2)
34. Останков А. В. Электродинамические модели резонансных гребенчатых структур для анализа и синтеза высокоэффективных дифракционных антенн: дис. д-ра техн. наук: 05.12.07 / Воронежский государственный технический университет. Воронеж, 2011. 421 с.
35. Останков А. В. Антенна СВЧ-диапазона с плоским ребристым зеркалом и малой высотой подвеса облучателя // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2009. Т. 5. № 7. С. 14-18. Готовые рефераты (часть 2)
36. Останков А. В. Оптимизация свойств вынесенного облучателя в антенне с плоским гребенчатым зеркалом // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2013. Т. 9. № 5-1. С. 25-27. Готовые рефераты (часть 2)
37. Широкополосность и радиолокационная заметность антенных решеток на основе ребристых структур / Н. А. Гальченко, В. Н. Курносенко, А.

- С. Настаченко и др. // Радиолокация, навигация, связь: сб. докл. VII междунар. науч.-техн. конф. Воронеж: ВГУ, 2002. Т. 3. С. 1328-1333.
38. Матрично-электродинамический анализ неэквилидистантных антенных решеток / Н. А. Гальченко, В. Н. Курносенко, А. С. Настасенко и др. // Антенны. 2002. № 4 (50). С. 35–39.
39. А.А. Былов, Ю.П. Саломатов. Диаграммообразующая схема однозеркальной антенны Ку-диапазона на основе планарной фазированной антенной решетки отражательного типа.
40. М.Парнес. Фазированные антенные решетки в системах спутникового телевидения. Телеспутник. Август, 1997.
41. Чон Кен-Хван. Широкополосные многоэлементные микрополосковые антенные решетки. Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук. Москва, 2004.
42. TEI, 1990, V111, №8, p. 63, 64.
43. Elliot, P.G. Conformal array beam synthesis and taper efficiency comparisons / P.G. Elliot. - MITRE Corp. - P. 1-6.
44. Development of a Broadband and Squint-Free Ku-Band Phased Array Antenna System for Airborne Satellite Communications / D. Marpaung, C. Roeloffzen, W. Beeker et al. // InTech. - 2011.
45. «Проблемы антенной техники» под редакцией члена-корреспондента АН СССР Л.Д.Бахраха и профессора Д.И.Воскресенского. Москва «Радио и связь».
46. <http://ciars.uwaterloo.ca/collaboration/collab1.html>
47. Two-way low profile satellite antenna system for mobile applications / G. Bellaveglia, L. Marcellini, A. Ferrarotti, S. Arenaccio, R. Lo Forti. - Italy. - P. 1-5.
48. Two-way airborne broadband communications using phased array antennas / C.O. Adler, A.D. Monk, D.N. Rasmussen, M.J. Taylor // IEEE Aerospace Conference. - USA, 2003. - Vol. 2. - P. 925-932.

49. Ku band hemispherical fully electronic antenna for aircraft in flight entertainment / A. Catalani, F. Di Paolo, M. Migliorelli et al. // International Journal of Antennas and Propagation. - 2009. - Vol. 2009. - P. 1-7
50. Shelley, M. Low profile, dual polarised antenna for aeronautical and land mobile sitcom / M. Shelley, R. Pearson, J. Vazquez // the 4th Advanced Satellite Mobile Systems (ASMS '08). - Italy, 2008. - P. 16 -19.
51. ETSI EN 302 186 V1.1.1. Satellite Earth Stations and Systems (SES). Harmonized EN for satellite mobile Aircraft Earth Stations (AESs) operating in the 11/12/14 GHz frequency bands covering essential requirements under article 3.2 of the R&TTE Directive. - 2004.
52. Patent № EP 1973239. Russo P., Catalani A., Di Paolo F., Migliorelli M. A system for electronically aligning the polarisation of an antenna. Опубликовано 24.09.2008.
53. Recommendation ITU-R M.1643. Technical and operational requirements for aircraft earth stations of aeronautical mobile-satellite service including those using fixed-satellite service network transponders in the band 14-14.5 GHz (Earth-to-space). - 2003.
54. Казначей Б.Я. Гальванопластика в промышленности. М.:ГИМП РСФСР, 1955.- 174 с.
55. Мелащенко Н.Ф. Гальванические покрытия диэлектриков. Ми.: Беларусь, 1987. - 176 с.
56. Панченко Б.А. Нефедов Е.И. Микрополосковые антенны. Радио и связь, 1986.- 144 с.
57. Овчинникова Е. В, Кондратьева С.Г. Многофункциональная антенная решетка для бортовой РЛС. Труды 7-й международной молодежной научно-технической конференции «Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций РТ-2011», Севастополь, апрель 11-15, 2011 г.
58. Овчинникова Е. В, Рыбаков А.М. Печатная антенная решетка для бортовой РЛС сантиметрового диапазона. Труды 7-й международной

молодежной научно-технической конференции «Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций РТ-2011», Севастополь, апрель 11-15, 2011 г.

Литература к главе 2

59. Satellite Communications Fixed – satellite service //International Radio Consultative Commite, International Telecommunication Union. – Geneva, 1988.
60. В. Бобков, М. Ефимов, А. Киселев, В. Нагорнов. Поляризация развязка: взгляд эксперта. Connect, № 2, 2004 г. <http://www.connect.ru>
61. Котов Ю.В. Широкополосные волноводные антенные решётки интегрированных радиоэлектронных комплексов. Диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук. Москва, МАИ, 2004.
62. T.A. Axness, R.V. Coffman, B.A. Kopp, and K.W. O' Haver. Shared aperture technology development. Jones Hopkins APL Technical digest, vol. 17, N3, 1996, pp. 285-294.
63. Овчинникова Е.В., Соколов А.А. Двухдиапазонная антенная решетка с косекансной диаграммой направленности. «Антенны», №4, 2011 г.
64. Яковлев А. С. Двухчастотные моноимпульсные антенные решетки. Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук. - Москва, 2009, 126 с.
65. Fitzsimmons G.W. " Phase-Array Antenna "Microwave Journal, January 1994, Vol. 37, №1, p. 114-128.
66. Д. И. Воскресенский, Л. И. Пономарев, В. С. Филиппов. Выпуклые сканирующие антенны.-М.: Сов. радио, 1978.
67. Двухдиапазонные микрополосковые антенны сотовой связи/ Д.И. Воскресенский, Е.В. Овчинникова, КаоНинь Буй, С.Г. Кондратьева //Антенны. - 2015. - № 1. - С. 17-27.
68. Гринев А.Ю., Волков А.П., Мосейчук Г.Ф., Синани А.И. Полосно-заграждающие частотно-селективные структуры для контроля

- диаграммы обратного рассеяния линейной АФАР L-диапазона. Антенны, 2016 г, № 10, с. 60 -70.
69. Сверхширокополосные антенны. Перевод с американского под редакцией Бененсона Л.С. М., Мир, 1964 г.
70. Семенин С.Н., Бушкин С.С., Колмакова Н.Г. и Меджитов Р.Д. Широкополосная печатная антенна X-диапазона. Электроника и микроэлектроника СВЧ. Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В.И. Ульянова (Ленина), Санкт-Петербург, с.241-245.
71. Д.И. Воскресенского, Ю.В. Котова и Е.В. Овчинниковой. Тенденции развития широкополосных фазированных антенных решеток (обзор работ), журнал «Антенны» №11, 2005 г.
72. Пат. RU № 2432646
73. Дженг Сын. Разработка технологии формообразования заготовок плоских волноводно-щелевых антенных решеток для спутникового телевидения на основе физического и математического моделирования. Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук. Москва, МСИС, 2003г.
74. Чон Кён-Хван. Широкополосные многоэлементные микрополосковые антенные решетки. Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук. Москва, МТИЭМ, 2004г.
75. Чон К. Х., Микрополосковые антенные решетки для стационарных и мобильных систем спутниковых телекоммуникаций. // Тезисы докладов на конф. МТИЭМ, Москва, февраль 2003 г., с. 329 - 330.
76. James J.R., Hall P.S. Handbook of microstrip antennas. - London: Peregrinus Ltd, 1989.-1312 pp.
77. Garg R., Bhartia P., Bahl L Microstrip antenna handbook. London: Artech House Books, 2000. - 868 pp.
78. Carver K.R., Mink J.W. Microstrip antenna technology. - IEEE Trans. AP, 1981, vol.29, N. 1, pp. 2-24.

79. Пат. RU №2122263
80. Мушников В. В. Печатная ФАР с продольными излучателями, VIII Всероссийская научная конференция студентов и аспирантов «Техническая кибернетика, радиоэлектроника и системы управления», Тезисы докладов, 2006 г., с. 40.
81. Касьянов А. О., Обуховец В. А. и Мушников В. В., Результаты численного и экспериментального исследований широкополосных печатных излучателей антенных решеток. Антенны, 2007 г, № 5 (120), с. 9 – 15.
82. Clarke R. A High Efficiency Bow-tie Antenna//Microwave Journal.-2001.- №8.-Р. 94-105.
83. Буй Као Нинь. Малогабаритные диапазонные печатные антенны сотовых телефонов. Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук. Москва, МАИ, 2015г.
84. Сверхширокополосные антенны. Перевод с американского под редакцией Бененсона Л.С. М., Мир, 1964 г.
85. Е.В. Овчинникова. Широкополосные антенные решетки с широким сектором обзора. Диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук. Москва, МАИ, 2017г.
86. M. S. A. Rani, S. K. A. Rahim, M. R. Kamarudin, T. Peter, S. W. Cheung, and B. M. Saad, "Electromagnetic behaviors of thin film CPW-fed CSRR loaded on UWB transparent antenna," IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 13, pp. 1239-1242, December 2014.
87. Спутниковая связь и вещание: Справочник/ Под.ред. Я.Л. Кантора. - М:Радио и связь, 1997.
88. Фам Ван Винь. Двухдиапазонная антенная решетка спутникового телевидения. Труды 26-й Международной конференции "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии" Севастополь, сентябрь 2016 г.
89. А.З. Фрадин. Антенны сверхвысоких частот. Москва: Советское радио, 1957. - 652 с.

90. Каценеленбаум Б. З. Теория нерегулярных волноводов с медленно меняющимися параметрами / Б. З. Каценеленбаум. - М. : АН СССР, 1961. - 218 с.
91. Головченко Г.С. Гибкие эллиптические волноводы.: М.: Связь, 1979 г. - 48 с.
92. Метрикин А.А. Антенны и волноводы РРЛ.:М: Связь, 1977 г.
93. Градштейн И.С., Рыжик Н.М. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений. - М.: Физматгиз, 1962.
94. Мак-Лахлан Н.В. Теория и приложения функций Матьё. Перевод с английского В. А. Братановского под редакцией И. Н. Денисюка. - М: Издательство иностранной литературы, 1953. - 476 с.
95. Абрамовиц М., Стиган И., ред. Справочник по специальным функциям с формулами, графиками и математическими таблицами. Москва, Наука, 1979. 832 с.
96. Кацеленбаум Б.З. Теория нерегулярных волноводов. - М.: Изд-во АН СССР, 1961. - 216 с.
97. Гуревич А.Г. Полые резонаторы и волноводы. Введение в теорию М. Советское радио 1952г. 256с.
98. А. Анго. Математика для электро- и радиоинженеров. -М.: Наука, 1964.
Литература к главе 3
99. Банков С.Е., Курушин А.А. Электродинамика и техника СВЧ для пользователей САПР. – М., 2008.
100. Фатеев А.В. Применение ПО CST MicrowaveStudio для расчёта микроволновых антенн и устройств СВЧ: Учебное пособие. – Томск: Томск.гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2014. – 121 с.
101. <http://www.chishma.ru/antenna/koeffes-usileniy-paraboli-reflektora.html>
102. Фролов О.П."Антенны и фидерные тракты для радиорелейных линий связи". М: Радио и связь, 2001. - 416с

103. Фролов О.П., Вальд В.В. зеркальные антенны для земных станций спутниковой связи. М.: Горячая линия - Телеком, 2008. - 496 с.
104. Боев Н.М., Шаршавин П.В., Нигруца И.В. Построение систем связи беспилотных летательных аппаратов для передачи информации на большие расстояния. Таганрог: Известия ЮФУ. Технические науки, 2015. - 12 с.
- Литература к главе 4
105. Шифрин Я.С. Вопросы статистической теории антенн. М.: Советское радио, 1970. - 384 с.
106. Ekstrom J.L. New results of the random errors theory for phased arrays. Wescon Technical Papers (Antennas and Microwaves). 1964. Pt.1. P. 1-7.
107. Зайцев, Э. Ф. Статистическая теория антенн : Учеб. пособие / Э. Ф. Зайцев, А. С. Черепанов ; СПбГТУ .- Санкт-Петербург : Изд-во СПбГТУ, 1999 .- 73 с.: ил .- Библиогр.: с.72.
108. Статистическая теория антенн сверхвысоких и оптических и частот. (Влияниеатмосферной турбулентности на характеристики антенн) / Л. М. Лобкова. - М. : Связь, 1975. - 175 с.
109. Rocca, P. Analysis of the pattern tolerances in linear arrays with arbitrary amplitude errors [Текст] / P. Rocca et al. // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2013. – Vol. 12. – P. 639-642.
110. Compton Jr, R. T. The effect of random steering vector errors in the Applebaum adaptive array [Текст] / R. T. Compton // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. – 1982. – №. 4. – P. 392-400.
111. Бененсон Л. С., Журавлев В. А., Попов С. В., Постов Г. А. Антенные решетки. Под ред. Л. С. Бененсона. М.: Сов.радио. 1966. -368с.