

**Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение  
высшего образования «Московский авиационный институт  
(национальный исследовательский университет)»**



**Нгуен Динь То**

**«Многоэлементные антенные системы радиолинии передачи  
информации»**

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

Диссертация на соискание ученой степени  
кандидата технических наук

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

Москва – 2022

## СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	4
1. БОРТОВЫЕ АНТЕННЫ РАДИОЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ ЦЕЛЕВОЙ ИНФОРМАЦИИ.....	10
1.1 Антенны спутниковых телекоммуникационных систем и направления их развития.....	10
1.2 Конструктивные особенности антенны малых космических аппаратов.....	13
1.3 Цели, задачи и рабочие частоты антенн радиолинии передачи целевой информации малых космических аппаратов.....	16
1.4 Микрополосковые антенны малых космических аппаратов.....	21
1.5 Рупорные антенные системы малых космических аппаратов.....	26
1.6 Выводы.....	31
2. ВОЛНОВОДНЫЕ АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ С ЭЛЛИПТИЧЕСКОЙ ПОЛЯРИЗАЦИЕЙ.....	33
2.1 Волноводные и рупорные антенны с эллиптической поляризацией.....	33
2.2 Моделирование поляризатора с линейной перегородкой волноводным и коаксиальным возбуждением.....	41
2.3 Моделирование поляризатора со ступенчатой перегородкой.....	46
2.4 Минимизация продольных габаритов волноводного излучателя с линейной перегородкой.....	48
2.5 Моделирование линейной антенной решетки из излучателей на основе малогабаритного волноводного поляризатора с выступами и линейной перегородкой.....	57
2.6 Моделирование линейной антенной решетки из излучателей на основе малогабаритного волноводного поляризатора с выступами и ступенчатой перегородкой.....	65
2.7 Выводы.....	67

3. СИНТЕЗ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ РАДИОЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ ЦЕЛЕВОЙ ИНФОРМАЦИИ.....	69
3.1 Секторная диаграмма направленности и метода ее синтеза.....	69
3.2 Моделирование волноводной антенной решетки с секторной диаграммой направленности.....	74
3.3 Выводы.....	78
4. ОПРЕДЕЛЕНИЕ СТАТИСТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК АНТЕННЫХ СИСТЕМ РАДИОЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ ЦЕЛЕВОЙ ИНФОРМАЦИИ.....	79
4.1 Определение статистических характеристик волноводных излучателей с линейной перегородкой и выступами.....	79
4.2 Определение статистических характеристик линейной антенной решетки из волноводных излучателей с перегородкой и выступами....	85
4.3 Выводы.....	92
Заключение.....	93
Вводимые обозначения и сокращения.....	94
Литература.....	96

## ВВЕДЕНИЕ

### **Актуальность темы**

Одним из приоритетных направлений улучшения технических характеристик информационных спутниковых систем является совершенствование антенной техники, устанавливаемой на борту малых космических аппаратов (МКА). Модернизация бортовой аппаратуры осуществляется путем минимизации конструкций, создания многофункциональных систем и повышения энергетического потенциала. На борту МКА размещается значительное число приемо-передающих антенн различных радиосистем. В состав бортовой аппаратуры входят антенны телекоммуникационных систем различного назначения, радиолинии передачи целевой информации (РЛЦИ), антенны межспутниковой связи, антенны ГЛОНАСС, GPS, антенны КОСПАС-САРСАТ [1].

Одной из важнейших задач, решаемых РЛЦИ, является установление сеансов связи между космическим аппаратом (КА) и наземными станциями спутниковой связи, обеспечивающее качественный обмен информацией в ограниченном временном интервале [1-8]. Особую сложность представляет решение этой задачи из-за ограниченного количества пунктов приёма информации, а также малого времени сеансов связи [1,8]. На территории РФ находятся три пункта, позволяющие осуществлять прием целевой информации с КА. Еще одной сложностью является передача целевой информации на пункты приема, расположенные не по траектории движения КА. Поэтому для дальнейшего развития бортовой РЛЦИ необходимо увеличивать скорость передачи данных и разрабатывать высокоскоростные радиолинии (ВРЛ) [4]. Один из наиболее эффективных способов увеличения скорости передачи информации состоит в изыскании путей построения бортовой сканирующей антенной системы.

Помимо скорости передачи данных необходимо повышать информационную емкость каналов связи. Для этой цели используются известные методы [4]. Практическая реализация такой линии связи приводит

к необходимости создания широкополосных антенн с круговой поляризацией поля излучения в широком секторе углов, не менее  $\pm 70^\circ$ . Для многих типов антенны с круговой поляризацией достижение требуемого коэффициента эллиптичности в широком секторе углов исключает возможность согласования в рабочей полосе частот.

Следующая немаловажная задача связана с повышением энергетического потенциала РЛЦИ, которое может осуществляться различными способами: путем увеличения излучаемой мощности или коэффициента усиления антенны. Как известно [5], для повышения коэффициента усиления антенн целесообразно использовать многоэлементные антенные системы.

Таким образом, возникает актуальная задача разработки многоэлементной антенной системы для построения высокоскоростной и сверхвысокоскоростной линий передачи информации на современной элементной базе.

Повышение энергетического потенциала и скорости передачи данных современных систем спутниковой связи приводит к необходимости совершенствования конструкций антенн РЛЦИ и дальнейшего развития методов их анализа [6].

Следовательно, из вышесказанного вытекают основные цели и задачи диссертационной работы.

### **Объекты и предметы исследований**

К объектам диссертационных исследований относятся антенные решетки РЛЦИ с круговой поляризацией. Предметами исследований являются волноводные антенной решетки (АР) с эллиптической поляризацией и расширенным сектором зоны покрытия.

### **Цель и задачи работы**

Целью диссертации является изыскание возможностей реализации многоэлементных АР РЛЦИ МКА с эллиптической поляризацией. Для достижения указанной цели в рамках общей проблемы разработки и

создания многоэлементных антенных систем РЛЦИ МКА в диссертационной работе решены следующие задачи:

- Составлен обзор литературы, содержащий различные способы практической реализации АР РЛЦИ МКА.
- Исследованы направленные свойства и частотные характеристики волноводных излучателей, обеспечивающих коэффициент эллиптичности не менее 0.7 в секторе углов  $\pm 70^\circ$ .
- Предложена конструкция малогабаритного волноводного излучателя и проведена его параметрическая оптимизация.
- Разработаны многоэлементные антенные решетки систем РЛЦИ и исследованы их характеристики.

#### **Методы исследования**

Теория СВЧ устройств и антенн с эллиптической поляризацией, синтез антенных решеток, численные методы, заложенные в решающие модули программ моделирования устройств СВЧ, методы теории вероятности.

**Научная новизна диссертационной работы заключается в следующем:**

- Разработана модель волноводного излучателя на основе ступенчатого поляризатора, продольные размеры которого на 45% меньше, чем у существующих аналогов.
- Разработаны многоэлементные антенные решетки систем РЛЦИ МКА, работающие в X-диапазоне и обеспечивающие коэффициент эллиптичности не менее 0.7 в секторе углов  $\pm 70^\circ$ .
- Разработаны алгоритмы синтеза характеристик направленности антенных решеток в виде секторных функций Чебышева нечетных порядков.
- Разработана методика расчета статистических характеристик антенных решеток, позволяющая связать технологические погрешности изготовления конструктивных параметров элементов с амплитудным и фазовыми ошибками возбуждения антенного полотна.

## **Практическая значимость результатов работы**

Приводимые в диссертации модели антенных решеток, а также результаты расчета их статистических характеристик позволяют определить основные конструктивные параметры и оценить технологичность конструкции, существенно сокращая время подготовки таких систем к производству. Рассматриваемые в работе модели могут быть использованы не только для построения РЛЦИ, но и в других отраслях радиотехники.

### **Основные положения, выносимые на защиту**

1. Конструкция волноводного излучателя с эллиптической поляризацией, обеспечивающего коэффициент эллиптичности не ниже 0,7 в секторе углов  $\pm 70^\circ$ , при длине на 45%, меньшей, чем у антенны-прототипа.
2. Модели антенных решеток РЛЦИ, обеспечивающие усиление 16 дБ, коэффициент эллиптичности не ниже 0,7 в секторе углов  $\pm 70^\circ$  при продольных габаритах на 70% ниже, чем у приводимого в работе аналога.
3. Методика синтеза характеристик направленности антенных решеток с секторной формой диаграммой, позволяющая изменять зону покрытия антенной решетки в пределах сектора  $120^\circ$ .
4. Методика расчета характеристик направленности антенных решеток радиолинии целевой передачи информации с амплитудными ошибками с величиной среднеквадратического отклонения (СКО), равной 15% и фазовыми ошибками с величиной СКО, равной  $10^\circ$ , позволяющая определить допуски на изготовление элементов антенной решетки.

**Достоверность полученных результатов подтверждается** применением методов теории синтеза и статистической теории антенн, прошедших апробацию при разработке антенных решеток мобильных телекоммуникационных систем [6]. Использование компьютерных программ, применяемых для моделирования и численного электродинамического анализа характеристик антенн, достоверность

результатов которых подтверждена сравнением с известными результатами, полученными при решении тестовых задач.

### **Реализация и внедрение результатов работы**

Разработанные в диссертационной работе модели, конструкции и методики расчета нашли применение в НИР по созданию антенных решеток РЛЦИ, о чем свидетельствуют акты о внедрении.

### **Апробация результатов работы**

Результаты диссертационной работы были доложены на международных и всероссийских конференциях:

Международной молодёжной научной конференции Гагаринские чтения – Москва, 12-15 апреля 2019г., Гагаринские чтения – Москва, 23-25 апреля 2020г. «Проблемы создания КС ДЗЗ», г. Москва, 13 мая 2019., «Проблемы создания космических систем ДЗЗ». г. Москва, 27 апреля 2020 г., «Актуальные проблемы создания КС ДЗЗ». г. Москва, 27 октября 2021 г., Всероссийской открытой научно-технической конференции «Современные проблемы ДЗЗ, распространения и дифракции волн», г. Муром, 28-30 мая 2019., «Современные проблемы ДЗЗ, радиолокации, распространения и дифракции волн». Армандовские чтения 2020. г. Муром, 23–25 июня 2020 г., «Современные проблемы ДЗЗ, радиолокации, распространения и дифракции волн». Армандовские чтения. г. Муром, 25-27 мая 2021 г., 29-й Международной конференции "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии" Севастополь, сентябрь 2019 г., 30-й Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо 2020)), 6-12 сентября 2020, 31-й Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо 2021)), 5-11 сентября 2021, 18-й Международной конференции «Авиация и космонавтика» Москва, 18-22 ноября 2019 г., «Авиация и космонавтика» Москва, 24-25 ноября 2021 г., 6<sup>th</sup> International Conference «Engineering and Telecommunication En&T-2019», Москва, 20-21 ноября 2019 г., 7<sup>th</sup> International Conference «Engineering and Telecommunication En&T-



2020». Москва, 25-26 ноября 2020 г., 8<sup>th</sup> International Conference «Engineering and Telecommunication En&T-2020». Москва, 24-25 ноября 2021 г.

### **Публикации**

Результаты диссертационной работы представлены в 12 печатных трудах, из которых 5 статей опубликованы в российских журналах, включенных в перечень ВАК, 1 статья опубликована в журнале, включенном в международные системы цитирования (Скопус), 6 докладов опубликованы в сборниках трудов Международных и Всероссийских конференций, а также получен патент на полезную модель.

**Личный вклад** автора заключается в моделировании излучателей и антенных решеток для РЛЦИ, в разработке методик расчета статистических характеристик, разработке методик синтеза антенн из волноводных излучателей и их параметрической оптимизации.

### **Структура и объем диссертации**

Диссертационная работа состоит из вводной части, основное её содержание изложено в 4-х главах. В завершении работы приводятся заключение, вводимые обозначения и перечень источников. Работа содержит 104 страницы машинописного текста, в состав которого входят российские и зарубежные литературные источники, всего 71 наименований на 9 страницах.

# 1. БОРТОВЫЕ АНТЕННЫ РАДИОЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ ЦЕЛЕВОЙ ИНФОРМАЦИИ

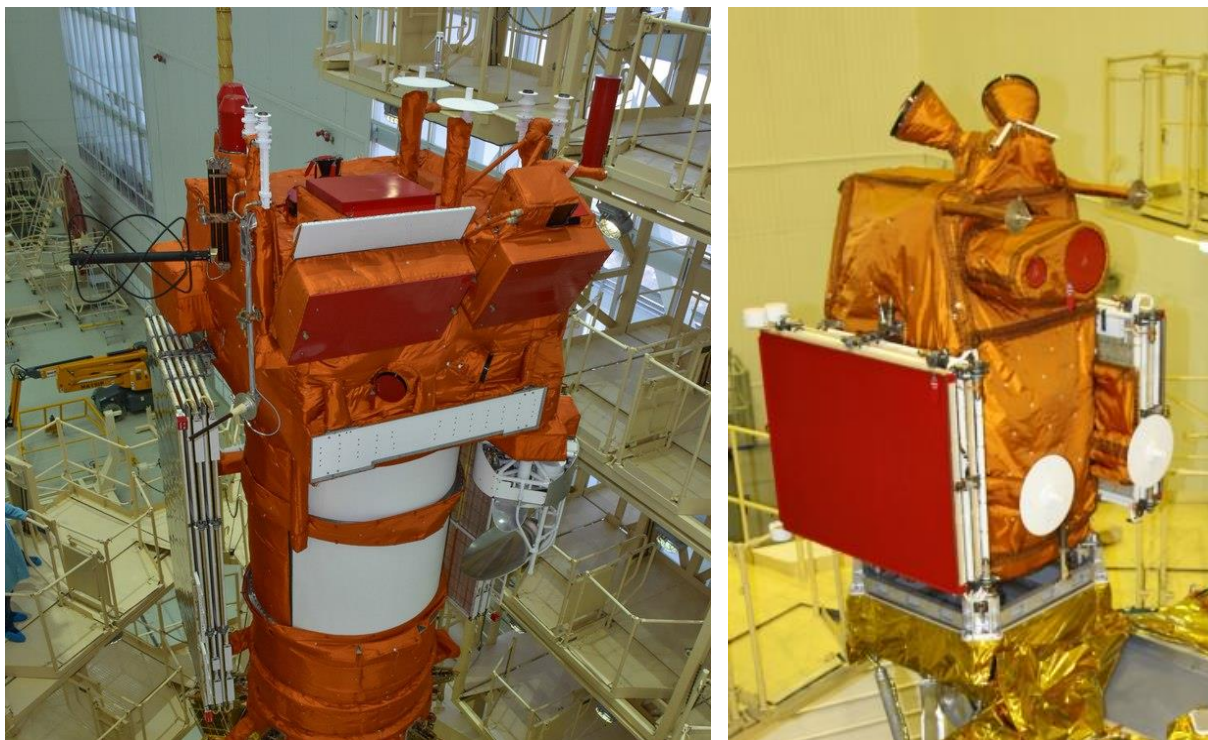
## 1.1 Антенны спутниковых телекоммуникационных систем и направления их развития

Современные КА делятся на классы по назначению, массе и габаритам, типу передаваемой информации, набору целевой аппаратуры и другим характеристикам. Малыми КА считают, не превышающие 500 кг [6]. В последние годы малые спутники становятся все более важными для космической промышленности. К достоинствам современных МКА следует отнести высокую степень интеграции различных радиотехнических систем и малое время, затрачиваемое на разработку по сравнению с большими спутниками. Использование цифровых технологий обработки сигналов позволяет создавать системы спутниковой связи с большим числом каналов и высокой скоростью передачи информации. Поэтому возникает необходимость разработки отдельных элементов и антенных систем, обеспечивающих возможности функционирования радиолинии на борту МКА, что приводит к модернизации конструкций существующих антенн, совершенствованию технологических процессов изготовления и поиску новых материалов. Дальнейшее усовершенствование антенных направлено на расширение функций, выполняемых антенной системой. В настоящее время оно связано с увеличением скорости передачи данных, информационной емкости каналов связи, усиления, сектора обзора.

Обмен информацией между КА и наземными с пунктами приёма осуществляется в интервале около 10–15 мин, что достигается путем применения высокоскоростных линий передачи информации. В статье [7] рассматривается возможность построения антенной системы для практической реализации высокоскоростной линии передачи информации.

В работах [8-11] приводятся антенные системы КА серии «Метеор–М» и малых КА на базе космической платформы «Канопус–В». Они представляют собой зеркальные антенны (ЗА) с диаграммой направленности (ДН)

специальной формы. На рис. 1.1 представлена антенная система РЛЦИ, перечисленных выше КА.



а)

б)

Рис. 1.1. Фото антенно-фидерного устройства РЛЦИ: а) КА «Метеор–М» № 2–1; б) КА «Канопус–В»

При построении антенно-фидерного устройства (АФУ) РЛЦИ для малых КА, построенных на базе платформы «Канопус-В», используется два передатчика и две зеркальные антенны сантиметрового диапазона.

Основные параметры радиолинии малого КА «Канопус–В» № 1 сведены в таблицу 1.1.

Таблица 1.1. Параметры РЛЦИ КА «Канопус–В» № 1

Несущая частота канала ПРД1	8128 МГц
Несущая частота канала ПРД1	8320 МГц
Скорость передачи в канале:	
ПРД1	61,44 Мбит/с
ПРД2	122,88 Мбит/с
Виды модуляции:	
ПРД1	Относительная фазовая

ПРД2	Двойная относительная фазовая
Потребляемая мощность: при работе ПРД1 и ПРД2 при работе ПРД1 или ПРД2 в дежурном режиме – готовность к сбросу (в течение 8 мин)	240 Вт 130 Вт Не более 20 Вт
Масса	33 кг

Таким образом, этот подход позволяет осуществлять передачу данных со скоростями 61,44 Мбит/с и 122,88 Мбит/с.

Однако используемый в настоящее время подход к построению АФУ РЛЦИ КА обладает рядом недостатков:

- для обеспечения функционирования двух бортовых передатчиков необходима большая мощность ( $\approx 120$  Вт на каждый);
- применение двух передатчиков требует применения двух передающих антенн, что, в свою очередь, приводит к дополнительным требованиям по электромагнитной совместимости и по оптимальному размещению этих антенн на поверхности КА с целью снижения влияния корпуса КА на энергетические параметры антенн;
- ограничено количество наземных пунктов приёма информации, способных принимать сигнал с данной энергетикой;
- значительные габариты применяемых передающих антенн.

К недостаткам зеркальных антенн также следует отнести низкий коэффициент использования поверхности (КИП), что снижает энергетический потенциал радиосистемы. Применение волноводных или рупорных антенных решеток с равномерным амплитудным распределением позволяет увеличить энергетический потенциал. Поэтому в большей части телекоммуникационных систем, устанавливаемых на летательных аппаратах

(ЛА) и наземных подвижных носителях, применяются антенные решетки с механическим или электромеханическим сканированием.

Рассмотренные возможности существующих технических решений по построению РЛЦИ не позволяют реализовать высокоскоростную радиолинию, поскольку для этого необходимы антенны с высоким энергетическим потенциалом и перекрытием широкого сектора углов.

## **1.2 Конструктивные особенности антенны малых космических аппаратов**

При размещении антенн на МКА возникает ряд технических проблем, связанных с обеспечением электромагнитной совместимости (ЭМС) и требуемых характеристик при ограниченных объемах размещения. Необходимо учитывать, что значительную площадь занимают камеры, а в некоторых случаях и солнечные батареи выносятся на корпус самого КА.

Оценка характеристик антенны может быть найдена с помощью электромагнитного моделирования (ЭМ) [12]. На борту МКА находятся различные радиосистемы, работающие в разных частотных диапазонах [13-15]. В работе [13] изложен набор требований к бортовым антенным МКА. Спиральные и микрополосковые антенны в основном применяются в L-, S- и X-диапазонах. В X-диапазоне спирали используются для высокоскоростной передачи данных в связных системах.

Рупорные антенны целесообразно использовать в Ku- и Ka-диапазонах. Волноводные излучатели целесообразно применять в C-, X-, Ku- и Ka-диапазонах. Выбор антенны также зависит от требований к зоне покрытия, длительности сеанса связи и энергетическому потенциалу радиотехнической системы. Микрополосковые антенны используются в системах малой и средней мощности.

Для телеметрии, необходимы всенаправленные антенны с малым усилением, высокой механической прочностью и устойчивостью к условиям окружающей среды [14]. Полный сферический охват пространства часто

достигается за счет комбинации диаграммы направленности нескольких антенн, расположенных в разных зонах МКА.

Конструкция и материалы антенн МКА выбираются таким образом, чтобы они сохраняли работоспособность и требуемые характеристики в условиях воздействия на них различных дестабилизирующих факторов, имеющих в общем случае случайный. К этим дестабилизирующим факторам можно отнести различные виды нагрузок (ударной, вибрационной и т.д.), широкий перепад температур, диапазон которых может варьироваться от  $150^{\circ}\text{C}$  до  $+150^{\circ}\text{C}$  и др. Все эти факторы подробно освещены в литературе [12,16]. Ниже приводится краткое описание основных дестабилизирующих факторов и воздействий, которые могут оказывать существенное влияние на основные характеристики бортовых антенн.

Собственные частоты МКА способствуют усилению вибрационных воздействий. Максимальные нагрузки возникают при старте ракеты-носителя (РН), при выведении КА на орбиту и в момент отделения КА от РН. Вибрационная нагрузка на КА, а следовательно, и на бортовую аппаратуру, имеет огромное влияние. Максимальная вибрационная нагрузка возникает в момент выключения основного двигателя, так как масса топлива РН в этот момент мала, а уровень тяги двигателя максимален. Учет в конструктивном исполнении антенн влияния вибрационных нагрузок очень важен, поэтому при изготовлении антенн МКА в основном используется металл, а также композитные и диэлектрические материалы, обладающие высокой механической прочностью. Схемы построения антенных систем и выбор элементной базы также определяют устойчивость конструкции к различным нагрузкам.

Выше был описан механизм появления квазистатической вибрационной нагрузки, но на борту МКА имеются и другие источники вибрации, благодаря чему возникает синусоидальная нагрузка. Она представляет собой различные низкочастотные вибрации, которые появляются во время взлета. При этом КА имеет собственную резонансную частоту, которая может

усилить влияние синусоидальной вибрационной нагрузки на бортовую аппаратуру.

Еще одним дестабилизирующим фактором, влияющим на бортовую аппаратуру, является акустический шум. Он возникает при отрыве МКА от Земли. В этот момент уровень шума и давление воздуха увеличиваются до максимального значения. Акустический шум приводит к искажению спектра сигнала. Для его описания используются удвоенные поддиапазоны частот. Акустический шум в меньшей степени влияет на распределенные структуры и может оказаться решающим фактором при выборе антенн с большой площадью раскрыва при условии малого веса. Для приведенных требований подходят ЗА.

Оценка влияния описанных дестабилизирующих факторов на работу бортовой аппаратуры осуществляется путем повеления экспериментального исследования. При этом создается случайная вибрационная нагрузка и осуществляется проверка характеристик радиосистем, работающих на борту МКА.

Кроме вибрационных нагрузок на работу аппаратуры МКА оказывают влияние ударные нагрузки. Они возникают при высоком ускорении после отделения разгонного блока и обтекателя. Воздействие ударной нагрузки локализовано вблизи ее источника. Волны от ударов быстро затухают. Поэтому изменение в работе радиотехнических систем происходит в непосредственной близости от места возникновения ударной нагрузки.

Рассмотренные дестабилизирующие факторы накладывают ограничение на выбор определенных конструкций антенн и СВЧ-устройств, а также требования к вибропрочности конструкции противоречат требованиям, предъявляемым к энергетическим характеристикам. Однако при разработке антенн МКА основное внимание уделяется конструктивным характеристикам, обеспечивающим вибропрочность и устойчивость к изменению температур в широких пределах.

### 1.3 Цели, задачи и рабочие частоты антенн радиолинии передачи целевой информации малых космических аппаратов

С каждым годом наблюдается рост объема информации, а также увеличение и усложнение целевых задач, решаемых телекоммуникационными системами МКА. На территории Российской Федерации имеются три пункта приёма, которые используются для получения и обработки целевой информации. Поэтому время сеанса обмена информацией ограничено. Оно составляет примерно 15 минут. Координаты размещения пунктов приема данных показаны на рис. 1.2.

Отмеченные трудности возможно преодолеть за счёт изменения скорости передачи данных.

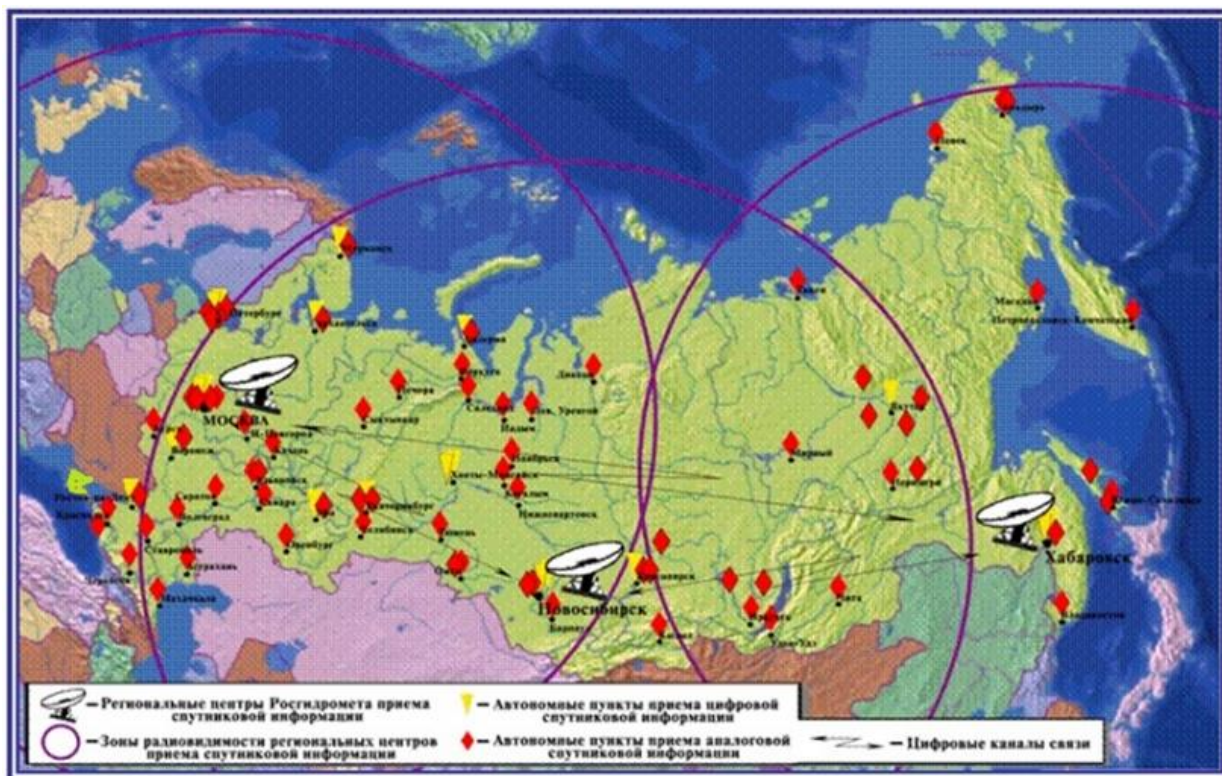


Рис. 1.2. Наземные пункты приёма информации на территории Российской Федерации

Антенны радиолинии передачи целевой информации предназначены для приема сигналов от целевой аппаратуры и передачи их на наземные пункты в цифровой форме. Бортовая информационная система (БИС) обеспечивает передача целевой информации на Землю в следующих диапазонах [1,2,17]:



137...138 МГц, 1670...1710 МГц, 8000...8400 МГц, 25500...27000 МГц [1,2,17].

Первый диапазон 137...138 МГц используется для передачи информации метеорологическими спутниками. Второй диапазон 1670...1710 МГц используется для телеметрии.

В соответствии с требованиями, предъявляемыми к аппаратуре радиолинии передачи информации целесообразно использовать (8025–8400 МГц или 25 500–27 000 МГц) [1,2,17]. Использование Ka-диапазона (25 500–27 000 МГц) приводит к ряду сложностей, отмеченных в следующих работах [1,2,17]. К сложностям реализации можно отнести: дорогую аппаратуру, снижение энергетических характеристик, Повышенные требования к точности установки луча; увеличение стоимости элементной базы.

Следует также отметить, что повышение рабочей частоты радиолинии передачи целевой информации приводит к увеличению потерь мощности при распространении сигнала при ограниченной мощности излучения [18]. Кроме того, сигнал, передаваемый в X- и Ku- диапазонах, менее восприимчив к помехам, возникающим из-за метеорологических факторов.

В работах [19-22] отмечается, что иностранные КА ДЗЗ, работающие в рассматриваемом диапазоне частот 8025–8400 МГц имеют более высокий энергетический потен, чем отечественные. Это частично связано и с применением антенных систем, имеющих большие габариты и при этом малый энергетический потенциал.

Альтернативные конструкции и схемы построения антенных систем, позволяющие повысить энергетические характеристики, представляют практический интерес, и их разработка способствует значительному улучшению как массогабаритных характеристик, так и энергетических характеристик всей радиотехнической системы.

Из отмеченных выше сложностей и ограничений, связанных с использованием Ka-диапазона следует обоснование выбора частотного диапазона: 8025 ... 8400 МГц [1,2].

Тезисы [23,24] представляют результаты разработки антенн МКА, проводимые АО Корпорацией «ВНИИЭМ». В работе [23] рассмотрены различные варианты построения антенн РЛЦИ, отмечены их достоинства и недостатки и предложен вариант применения четырёхзаходной спиральной антенны - рис. 1.3. Антенна обладает волноводным выходом, специальной формой диаграммы направленности, а также обеспечивает коэффициент усиления (КУ) -7 дБ.



Рис. 1.3. Фото опытного образца антенны.

В работе [24] в качестве бортовых антенн спутниковых информационных систем рассматриваются конические спиральные антенны.

В настоящее время в качестве бортовой антенны РЛЦИ применяется рупорная антенна рис. 1.4 [17].



Рис. 1.4. КА «TechDemoSat-1»

Однако, в статье [17] отмечено, что даже применение двух таких антенн рис. 1.5, не позволяет обеспечить требуемую пропускную способность радиолинии.

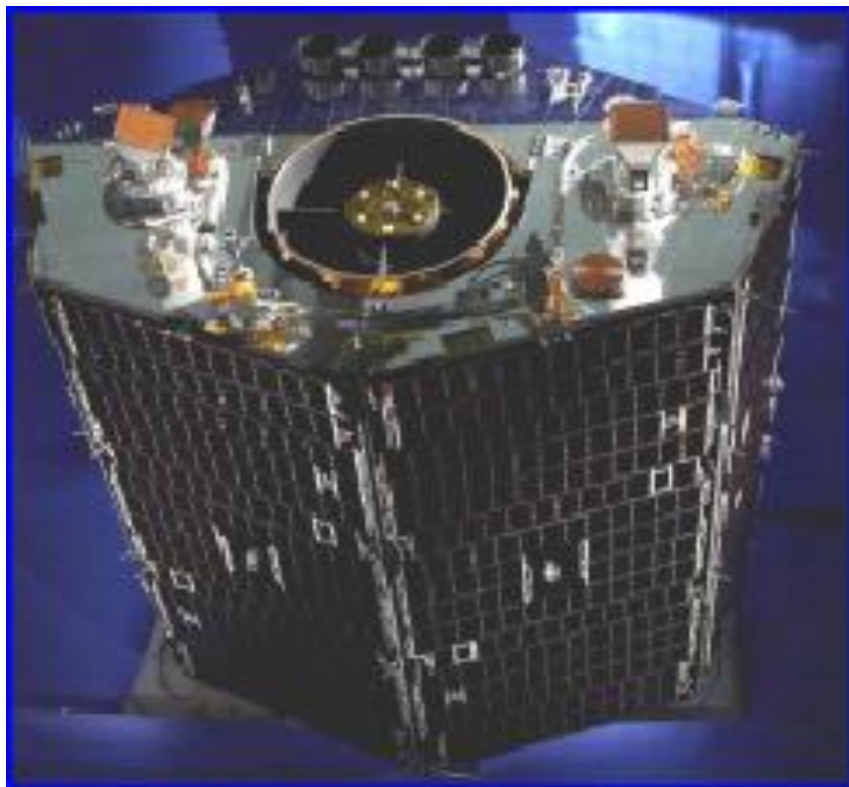


Рис. 1.5. КА «SSTL-300»

Предприятием АО «Корпорация «ВНИИЭМ» предложено использовать для РЛЦИ антенну с механическим сканированием. В работе [17] приведены требования к приводу бортовой антенны ВРЛ. В статье [25] рассмотрена

аналогичная антенна с механическим сканированием. Механическое сканирование может быть реализовано с помощью серийно выпускаемых поворотных устройств [26,27].

Рис. 1.6 иллюстрирует применение рупорных антенн для РЛЦИ с высоким коэффициентом усиления, размещаемых на иностранных МКА. Антенна позволяет осуществлять широкоугольное сканирование с помощью поворотного устройства, излучает поля как правой, так и левой круговой поляризации и обеспечивает усиление 15 дБи при ширине луча ширина луча  $25^\circ$ .

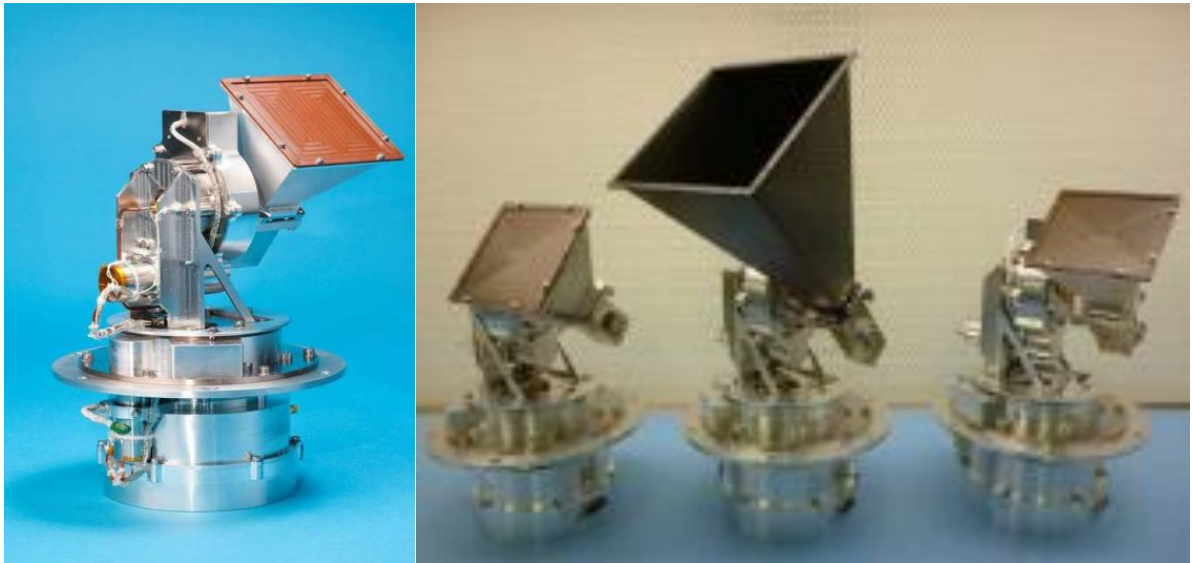


Рис. 1.6. Фотографии рупорных антенн с поворотным устройством.

Схема управления антенной компании Surrey Satellite Technology Ltd (SSTL) показана на рис. 1.7.

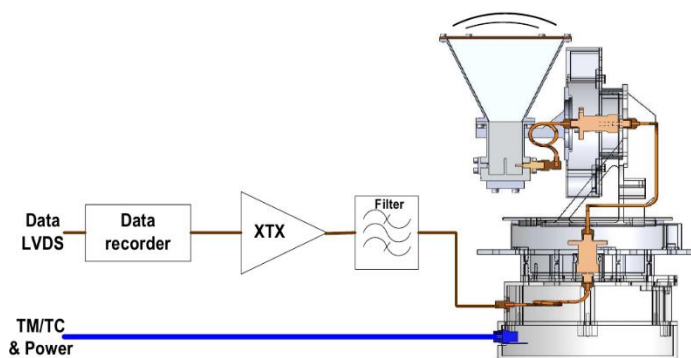


Рис. 1.7. Привод рупорной антенны.

В качестве одного из возможных вариантов построения антенной системы ВРЛ можно рассматривать многолучевые антенные решетки (МЛА). Для формирования независимых лучей в МЛА с помощью схемного метода используются диаграммообразующие схемы (ДОС), обычно Батлера или

Бласса, а также комбинированные схемы. Их недостатки хорошо известны. Перспективным направлением является применение систем цифрового диаграммообразования (ЦДО), но для практической реализации необходимо обеспечить цифровые линии задержки, процессоры и другую элементную базу, работающую в X-диапазоне.

Перспективным направлением также является разработка фазированной антенной решетки (ФАР), которая позволила бы исключить поворотное устройство, применяемое для сканирования. В наземных системах связи и радиолокационных комплексах, а также в бортовых радиолокационных станциях (РЛС), устанавливаемых на ЛА, широко применяются активные фазированные антенные решетки (АФАР) и цифровые активные фазированные антенные решетки (ЦАФАР). В таких антенных системах отсутствует распределительная система, обеспечивающая требуемое амплитудно-фазовое распределение (АФР), а следовательно, и потери в распределительной системе, что позволяет повысить энергетический потенциал.

#### **1.4 Микрополосковые антенны малых космических аппаратов**

Одной из основных проблем, возникающих при разработке антенн МКА, является проблема, связанная с размещением антенн в отведенных для них ограниченных объемах [28-37]. В настоящий момент наблюдается активный процесс миниатюризации космической техники, в том числе и бортовых антенных систем [28]. Учитывая вышеперечисленные дестабилизирующие факторы на борту МКА используются в основном волноводные, рупорные и зеркальные антенны. Однако имеются публикации [28,29], в которых антенны некоторых телекоммуникационных систем изготовлены в печатном исполнении в виде микрополосковых (печатных) антенн (МПА). На рис. 1.8 представлена разработанная МПА на рабочей частоте 435 МГц для применения в составе сверхмалого КА серии «CubeSat».



Рис. 1.8. Фотография макета КА «CubeSat» с образцом МПА.

Один из основных недостатков печатных антенн состоит в том, что они имеют сравнительно узкую рабочую полосу. В работе [30] приведены способы, позволяющие её расширить печатных антенн.

В статьях [31-33] рассмотрены конструкции и характеристики МПА с закорачивающей стенкой. В состав оборудования МКА «Ионосфера» входят МПА, телекоммуникационной и телеметрической систем, работающих в диапазонах частот 137 МГц, 150 МГц и 400 МГц [34]. Помимо теоретических исследований в статье приведены экспериментальные результаты. На основе метода эталонной антенны разработана методика измерения характеристик антенн и представлена измерительная установка для проведения измерений. На рис. 1.9 приведена фотография макета МПА для КА «Ионосфера».



Рис. 1.9. Макет МПА для КА «Ионосфера».

В статье [35] представлены этапы моделирования МПА УКВ диапазона для КА «CubeSat». На рис. 1.10 приведена модель квадратной МПА, выполненная на подложке на подложке Rogers RO3006 ( $\epsilon_r = 9,80$ ,  $\tan \delta_e = 0,0020$ ,  $H = 6,4$  мм).

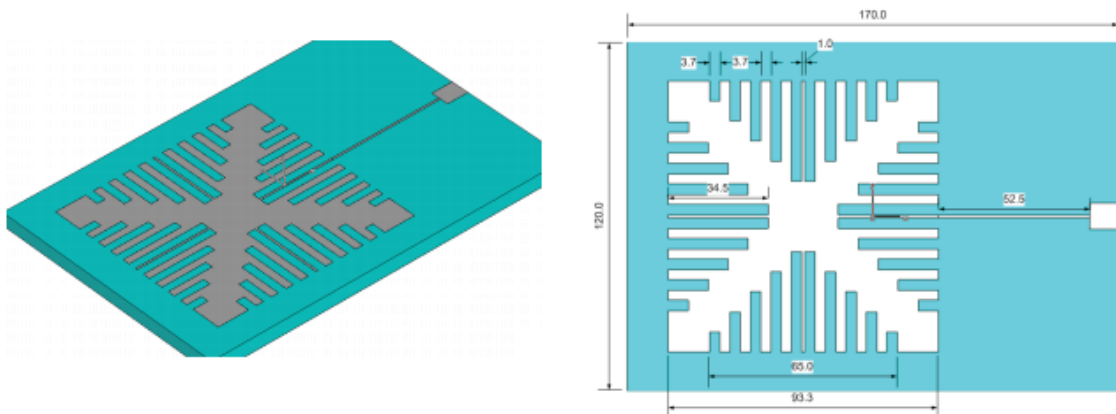


Рис. 1.10. Модель квадратной МПА.

Проблемы, связанные с разработкой антенн МКА, рассматриваются и в работе [36]. На рис. 1.11 показана МПА S-диапазона.

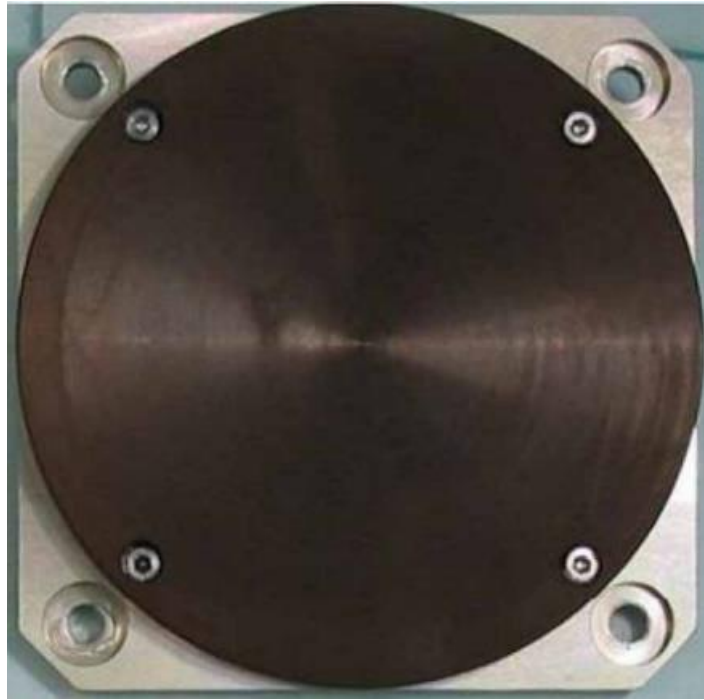
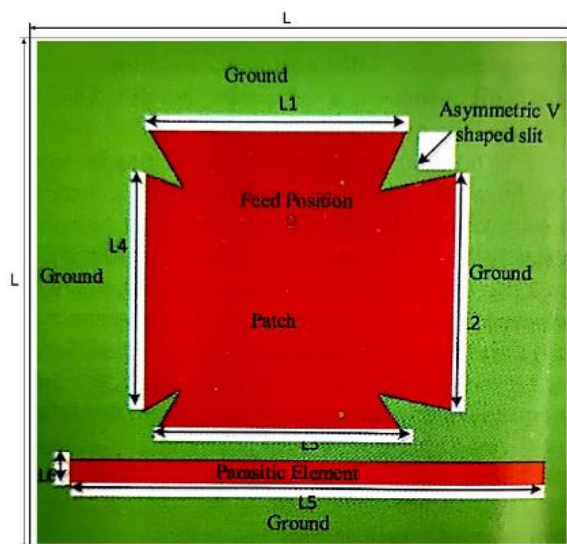


Рис. 1.11. МПА S-диапазона

Микрополосковые антенны и антенные решетки имеют малую толщину, поэтому они хорошо вписываются в отводимые объемы на МКА.

В статье [37] приведена еще одна конструкция микрополосковой антенны, применяемой в телеметрической системе низкоорбитального спутника. На рис. 1.12 и 1.13 представлен чертеж антенны с основными размерами и результат ее реализации.

Рис. 1.12. Микрополосковая антенна  
МКАРис. 1.13. Фотография  
микрополосковой антенны МКА



На рис. 1.14 показано расположение антенн на корпусе МКА. Особенностью данной конструкции является сохранение высокого коэффициента эллиптичности в широком секторе углов. Рис. 1.15 иллюстрирует хорошее совпадение измеренной и рассчитанной характеристики пространственного распределения коэффициентов эллиптичности.

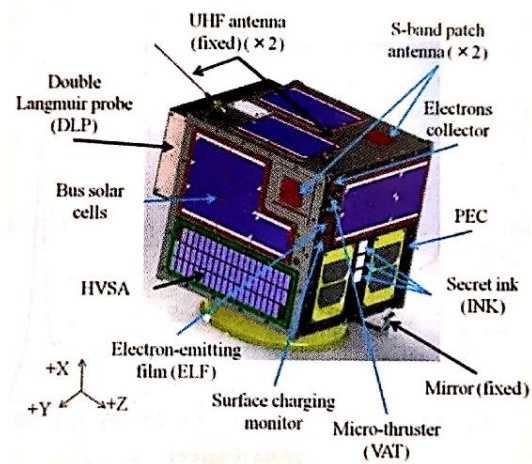


Рис. 1.14. Размещение антенн на спутнике

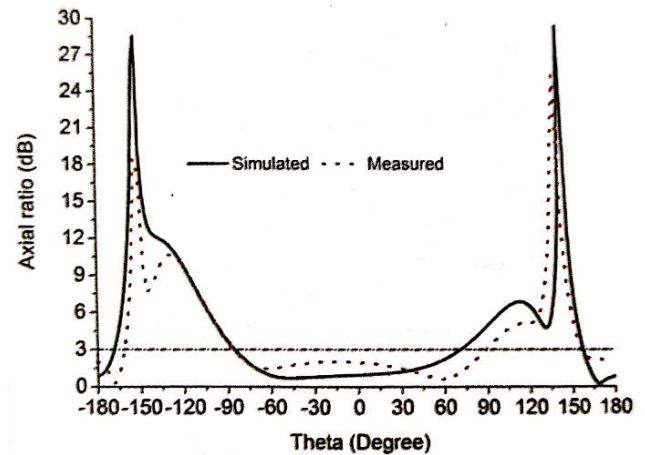


Рис. 1.15. Расчетная и экспериментальная зависимости коэффициента эллиптичности от угловой координаты в азимутальной плоскости

В работе [38] представлена широкополосная антенная решетка с круговой поляризацией, имеющая двухслойную частично отражающую поверхность рис. 1.16.

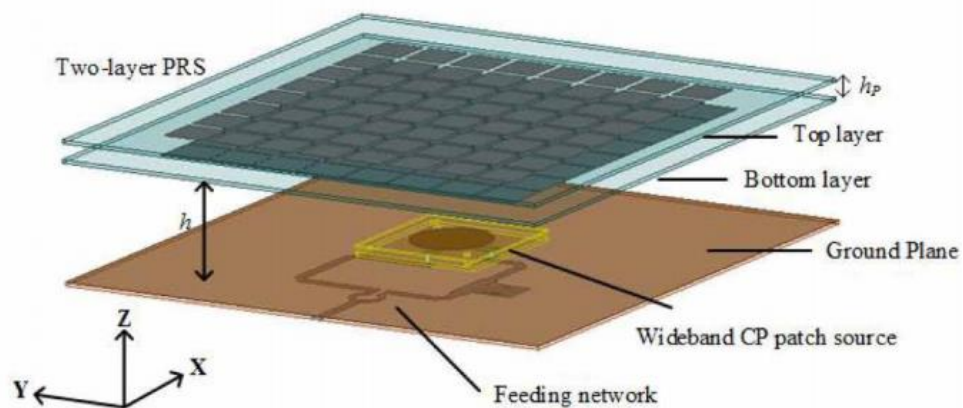


Рис. 1.16. Широкополосная антенная решетка с частично отражающей поверхностью.

Антенна работает в X-диапазоне от 8,8 до 11,7 ГГц и обеспечивает усиление 14,7 дБи.

### 1.5 Рупорные антенные системы малых космических аппаратов

Рупорные антенны являются простейшими антеннами СВЧ-диапазона. Поэтому их часто используют в бортовых телекоммуникационных системах. На рис. 1.17 приведен пример использования рупорной антенны для РЛЦИ. Ниже также представлены фотографии антенн для связи и передачи данных – рис. 1.18 и 1.19.

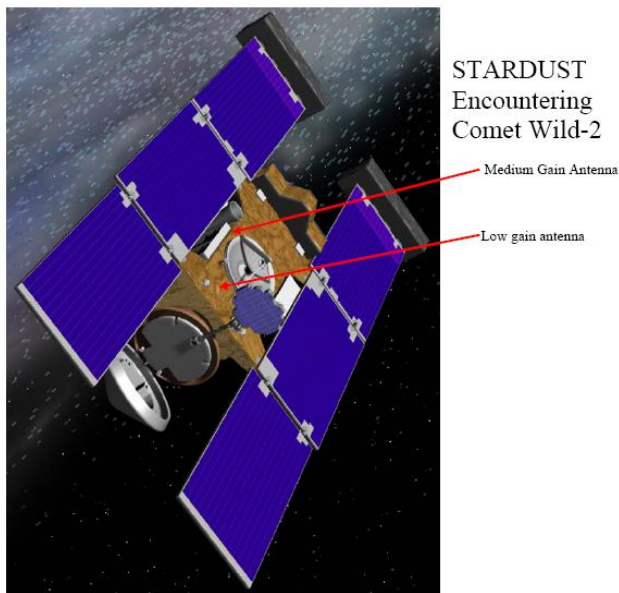


Рис. 1.17. Спутник с двумя антеннами: с малым коэффициентом усиления (LGA), выполненной с использованием печатной технологии и со средним коэффициентом усиления (MGA).

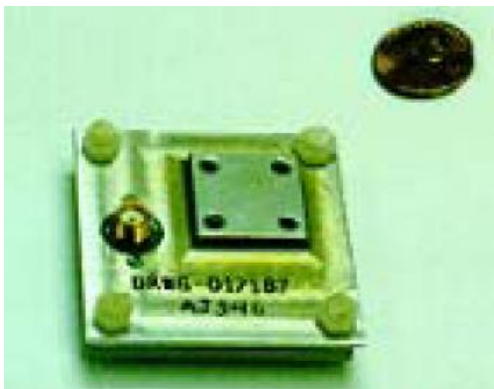


Рис. 1.18. Фотография печатной антенны с малым коэффициентом усиления (LGA).

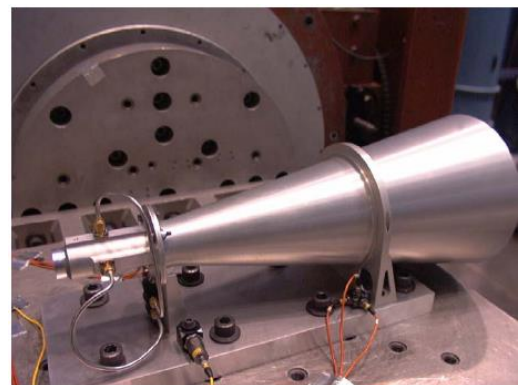


Рис. 1.19. Фотография антенны со средним коэффициентом усиления (MGA).

В работе [39] приводится АФАР телекоммуникационной системы, состоящая из 64 конических рупорных излучателей рис. 1.20. Антенна размещается на спутнике "Купон", работает в Ku-диапазоне и обеспечивает сканирование в секторе  $\pm 9^\circ$ . На основе рупорных излучателей для МКА строятся активные АР, один из примеров такой реализации показан на рис. 1.21 [40].

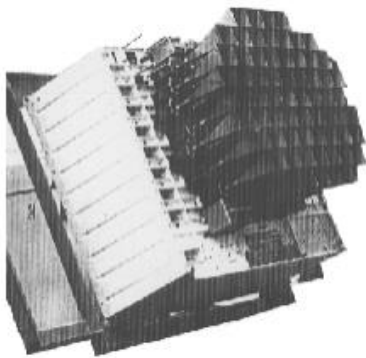
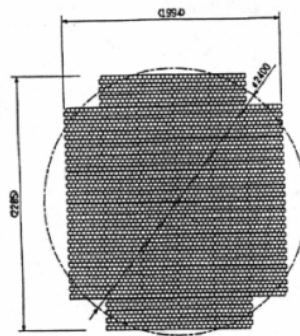
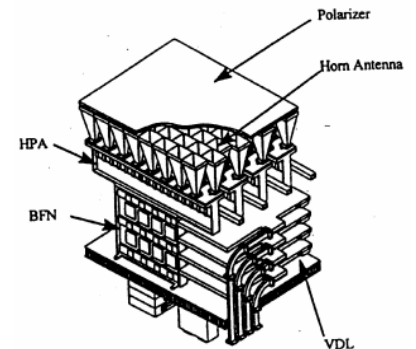


Рис. 1.20. Активная антенная решетка спутниковой связи из конических рупорных излучателей



а)



б)

Рис. 1.21. Активная фазированная антенная решетка спутниковой телекоммуникационной системы: а – антенное полотно, состоящее из 44 подрешеток, б - подрешетка

На рис. 1.22 показан общий вид активной фазированной антенной решетки спутника WINDS [41], которая состоит из передающей антенны, приемной антенны, блока управления лучом, обогревателя, блока управления нагревателями, и распределительных устройств.

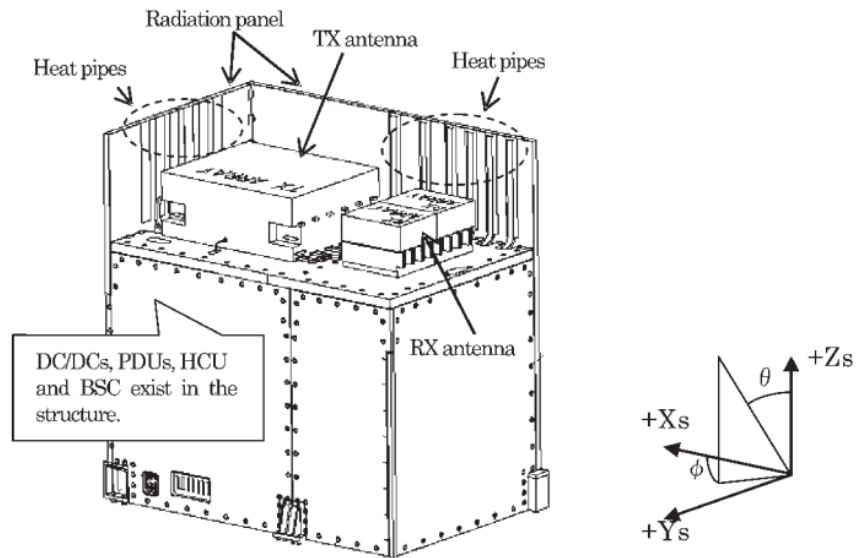


Рис. 1.22. АФАР спутника WINDS.

Передающая и приемная антенны состоят из 128 рупоров рис. 1.23.

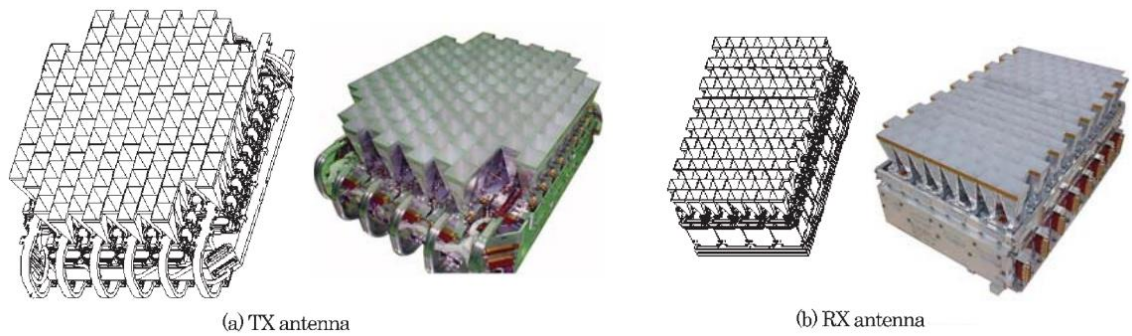


Рис. 1.23. Передающая и приемная антенные решетки.

На рис. 1.24 показана модель рупорной антенны с металлической отражающей пластиной, которая служит для корректировки фазового распределения в раскрытие рупора.

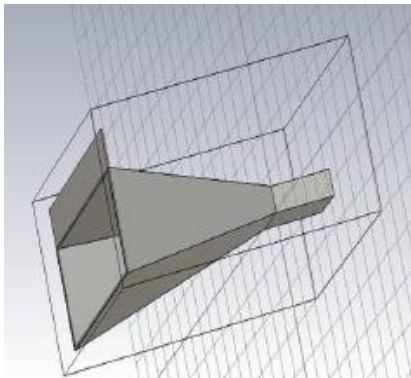


Рис. 1.24. Модель рупорной антенны

Возбуждение рупорной антенны осуществляется с помощью коаксиально-волноводного перехода (КВП), а сканирование реализовано при

использовании коаксиального вращающегося сочленения (ВС). Рисунки 1.25 и 1.26 иллюстрируют зависимости характеристик согласования и направленности от коэффициент стоячей волны (КСВ) и ДН модели антенны соответственно.

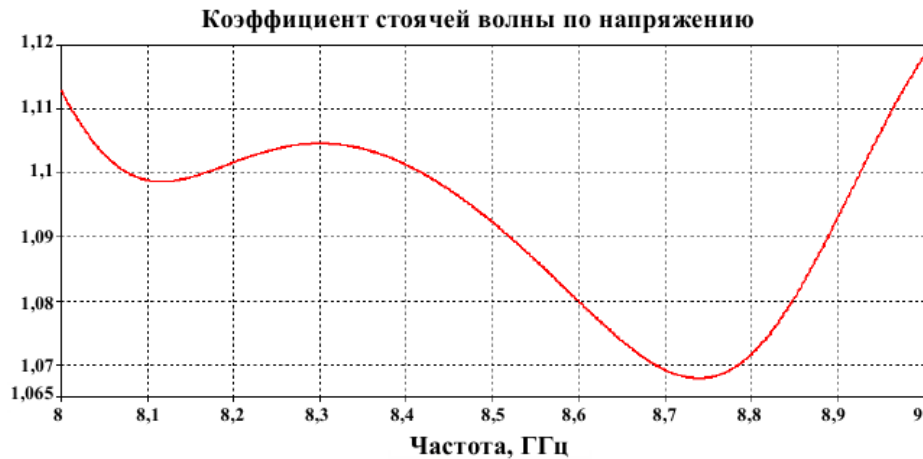


Рис. 1.25. Частотная зависимость КСВ рупора с металлической пластиной.

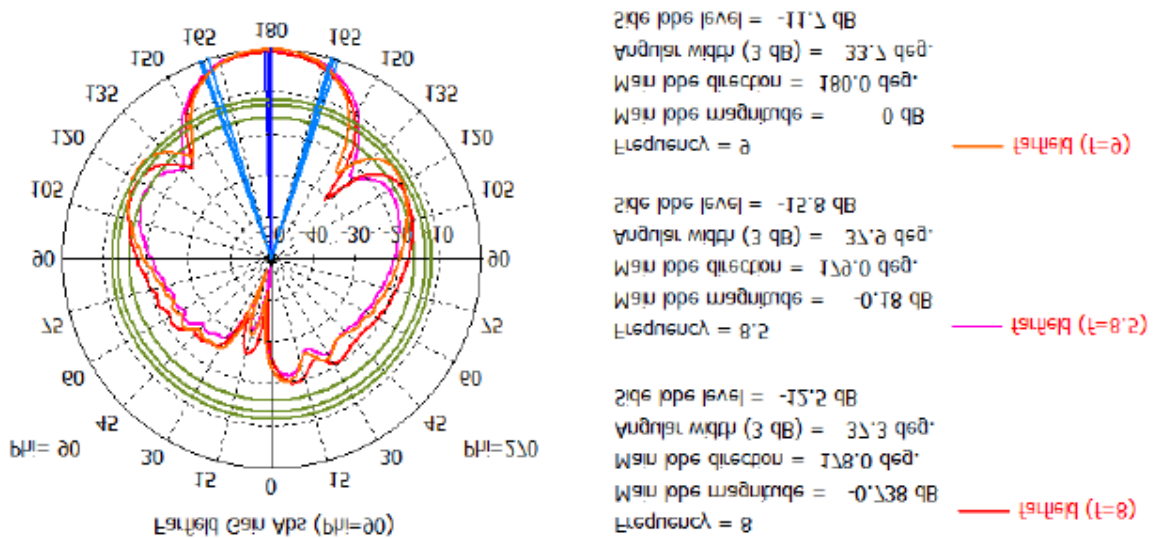


Рис. 1.26. ДН рупора с металлической пластиной

По результатам моделирования была изготовлена рупорная антенна, излучающая поле линейной поляризации. Поперечное сечение раскрыва рупора составляет 7 на 7 см. Фото рупора представлено на рис. 1.27.



Рис. 1.27. Рупорная антенна с линейной поляризацией.

После изготовления опытного образца и изменения его параметров были достигнуты следующие значения, хорошо согласующиеся в расчётом: КСВ не более 1,3 в рабочей полосе;  $2\theta_{0.7} \approx 30^\circ$ ; КУ - 13,7 дБ; антенна излучает поле линейной поляризации.

На рис. 1.28 дана экспериментальная зависимость КСВ. Фотография макета, на котором исследовались характеристики согласования, представлен на рис. 1.29.



Рис. 1.28. КСВ макета рупорной антенны

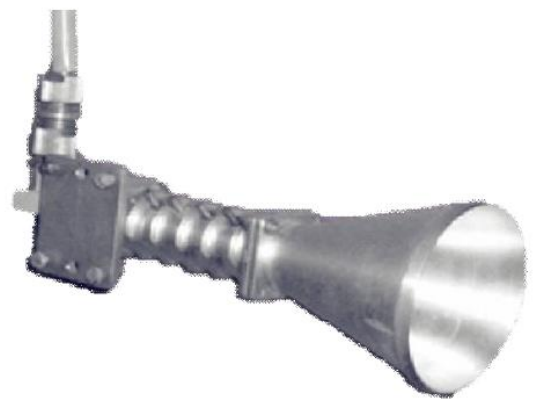


Рис. 1.29. Рупорная антенна с круговой поляризацией

Антенна с круговой поляризацией реализована в виде конического рупора. В состав макета входят: поляризационная секция, трансформаторная секция, КВП, если антенна возбуждается с помощью коаксиальной линии.

После изготовления опытного образца и изменения его параметров были достигнуты следующие значения, хорошо согласующиеся в расчётом: КСВ не более 1,2 в рабочей полосе;  $2\theta_{0,7} \approx 30^\circ$ ; КУ - 17 дБ; антенна излучает поле эллиптической поляризации с коэффициентом эллиптичности  $\leq -3$  дБ..

Рупорные антенны технологичны, сравнительно широкополосны, а также обладают повышенной надёжностью конструктивного исполнения. Благодаря этим свойствам они применяются в качестве бортовых антенн и элементов антенных систем на борту МКА.

## 1.6 Выводы

Приведены конструкции антенн МКА, приспособленные к вибрационным нагрузкам и работе в широком диапазоне температур. Определены требования к конструкциям и характеристикам спутниковых антенн РЛЦИ. Показаны конструкции рупорных антенн с механическим сканированием, устанавливаемые на отечественных и зарубежных спутниках. Определены преимущества рупорных антенн, такие как высокая надёжность и электрическая прочность, широкая рабочая полоса, малые потери. Показаны примеры применения таких антенн на борту МКА и отмечена их работоспособность при ударных и вибрационных нагрузках. Однако необходимость построения ВРЛ требует увеличения энергетического потенциала и перехода к антенным системам.

В рассмотренных работах показана возможность повышения энергетического потенциала путем использования двух параболических зеркальных антенн. Отмечены недостатки такого подхода к построению антенн РЛЦИ, связанные с необходимостью использования двух передатчиков на борту МКА, обеспечения ЭМС, а также значительные

габариты. Показаны преимущества антенных решеток в сравнении с параболическими зеркальными антеннами. Они заключаются в уменьшении массогабаритных характеристик и применении только одного передатчика. Определены пути построения антенных систем РЛЦИ, позволяющих увеличить энергетический потенциал и скорость передачи данных, а также уменьшить энергопотребление передающих систем. Таким образом, одним из возможных путей построения ВРЛ КА является применение остроуправленной бортовой антенной решетки с приводом.

Показана целесообразность исследования характеристик антенных решеток, применительно к РЛЦИ МКА, а также необходимость определения путей построения многоэлементных антенных систем. Обоснован выбор рабочего диапазона частот антенных решеток радиолинии передачи целевой информации.



## 2. ВОЛНОВОДНЫЕ АНТЕННЫ С ЭЛЛИПТИЧЕСКОЙ ПОЛЯРИЗАЦИЕЙ

### 2.1 Волноводные и рупорные антенны с эллиптической поляризацией

Рупорные и волноводные антенны обеспечивают высокую надежность и малые потери поэтому они нашли широкое применение в бортовых системах спутниковой связи (ССС). Одной из важнейших характеристик таких антенн является сохранение высокого коэффициента эллиптичности в широком секторе углов. Антенны с эллиптической поляризацией поля излучения могут возбуждаться двумя источниками, обеспечивающими пространственный и временной фазовый сдвиг  $90^\circ$  или одним источником, возбуждающим две ортогональные вырожденные волны, распространяющимися с разными скоростями [42-46]. Второй способ возбуждения имеет более простую практическую реализацию, однако поляризационные характеристики таких антенн в основном определяются параметрами поляризаторов. Важнейшей поляризационной характеристикой антенны является коэффициент эллиптичности, который связан с компонентами поля в раскрыве поляризатора.

В работе [43] приведена конструкция волноводно-щелевой антенны с круговой поляризацией, работающей в Ка-диапазоне. Фотография антенны показана на рис. 2.1.

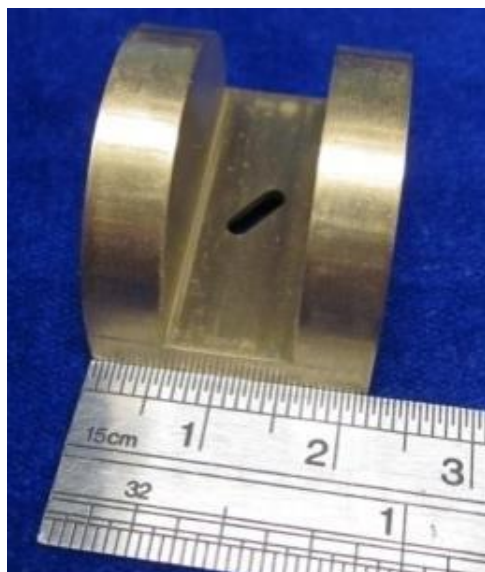


Рис. 2.1. Волноводно-щелевая антенна с круговой поляризацией.

Между двумя металлическими плоскостями возбуждаются ТЕМ и Н – волны. Фазовый сдвиг  $90^\circ$  между этими волнами достигается высотой металлических пластин. Антенна работает в полосе 13% и имеет усиление 9 дБ. В рабочей полосе коэффициент эллиптичности близок к 0 дБ. Зависимость коэффициента эллиптичности от пространственных координат в работе не приведена.

Основными поляризационными характеристиками антенн РЛЦИ являются коэффициент эллиптичности, его частотная зависимость и зависимость от пространственных угловых координат. Хорошими поляризационно-частотными зависимостями обладают волноводные поляризаторы [44-46]. Немаловажными характеристиками являются энергетические характеристики, к которым относится кроссполяризационное излучение и потери, связанные с излучением паразитной поляризации. В силу конструктивных особенностей излучатели с поляризаторами на основе волновода с квадратным поперечным сечением имеют низкий уровень излучения полей паразитной поляризации. Поляризационные секции в квадратном волноводе обычно реализуются в виде набора тонких диафрагм. Тонкие диафрагмы в различных комбинациях располагаются на противоположных стенках волновода. Если имеется достаточный объем для размещения антенной системы, то вместо диафрагм используются отрезки гофрированных волноводов. В некоторых случаях излучатели имеют громоздкую возбуждающую систему, т.к. приходится применять согласующие переходы, изгибы, скрутки и т.д. [45,46].

Применение диафрагм, гофров, выступов и других неоднородностей позволяет улучшить не только частотные, но и поляризационные характеристики. В работах [43,44-46] описаны конструкции излучателей и поляризаторов, имеющих высокий коэффициент эллиптичности  $>0,7$  и широкую рабочую полосу.

Улучшения частотных и поляризационных характеристик можно добиться, используя синтез диафрагм. Применение диафрагм сложной

формы в волноводах с квадратным и прямоугольным сечением, а также результаты экспериментальных исследований частотных зависимостей и поляризационных характеристик приведены в литературе [42,44,45]. В некоторых из перечисленных источников отмечаются недостатки таких устройств, связанные с ограничением работы по частоте или по мощности.

В ряде случаев расширение рабочей полосы волноводных поляризаторов достигается за счет использования сложных диафрагм, рассмотренных в статьях [42, 46]. Данный класс устройств применяется в бортовых и наземных станциях космической связи для преобразования линейно поляризованных волн в волны круговой поляризации и обратно. На практике применяются различные конструкции, отличающиеся распределением и формой диафрагм, одна из конструкций диафрагменного поляризатора приведена в статье [45]. Отличительной особенностью данной конструкции является оптимальный закон распределения высот гребней замедляющей структуры (ЗС). Выбор оптимального закона распределения высот ЗС позволяет не только расширить полос частот, но и повысить точность фазового сдвига до  $1.2^\circ$ . При этом обеспечивается хорошее согласование по уровню КСВ  $<1,038$ . В работе [43] рассмотрен поляризатор, в котором при коэффициенте перекрытия по частоте 1,29 дифференциальный фазовый сдвиг получается с погрешностью, меньшей, чем  $1.5^\circ$ . При этом обеспечивается хорошее согласование по уровню КСВ  $<1,045$ . В качестве недостатка конструкции можно отметить наличие громоздкой замедляющей структуры.

Волноводный поляризатор, который рассмотрен в работах [42,46], имеет простую конструкцию, но при этом обеспечивает высокий коэффициент эллиптичности  $k_3 = 0,98$ , хорошо согласован в рабочей полосе частот с коэффициентом бегущей волны (КБВ) не менее 0,95 в полосе частот 18%. Поскольку конструкция поляризатора проста и технологична, аналогичные устройства рассматриваются и в других источниках. Поляризатор изготовлен на основе квадратного волновода, который возбуждается двумя

стандартными прямоугольными волноводами с металлической перегородкой со сглаженным ступенчатым профилем. Схематичное изображение поляризатора с линейной перегородкой приведено на рис. 2.2.

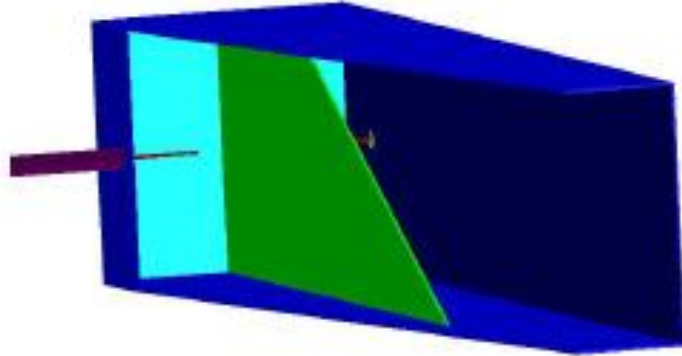


Рис. 2.2. Септум-поляризатор с линейной перегородкой.

Для расширения рабочей полосы по согласованию перегородку делают ступенчатой рис. 2.3.

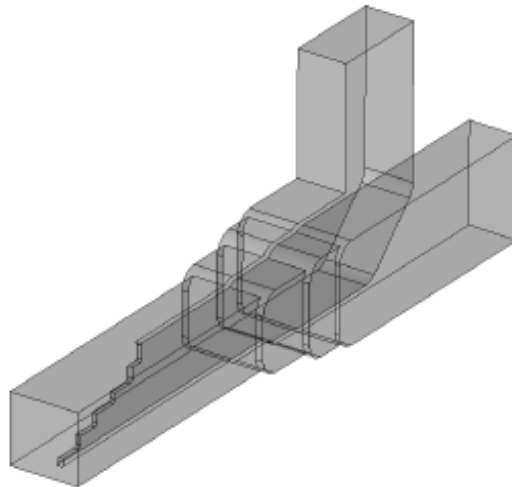


Рис. 2.3. Септум-поляризатор со ступенчатой перегородкой.

Расчет и модернизация облучателя ЗА на основе септум-поляризатора рассматривается в работе [46]. Путем сглаживания ступеней септум-поляризатора достигается уменьшение коэффициента отражения и, соответственно, улучшение энергетических характеристик. Но это приводит к ухудшению зависимостей коэффициента эллиптичности от пространственных координат. Требуемый коэффициент достигается в широкой полосе от 5 до 6 ГГц в не сглаженном поляризаторе на рис. 2.4

приведены оптимизированные ступенчатые перегородки. Для этих моделей рассчитаны зависимости коэффициента эллиптичности от частоты рис. 2.5. В работе показано, что не сглаженный ступенчатый поляризатор имеет лучшие поляризационные характеристики, чем сглаженный.

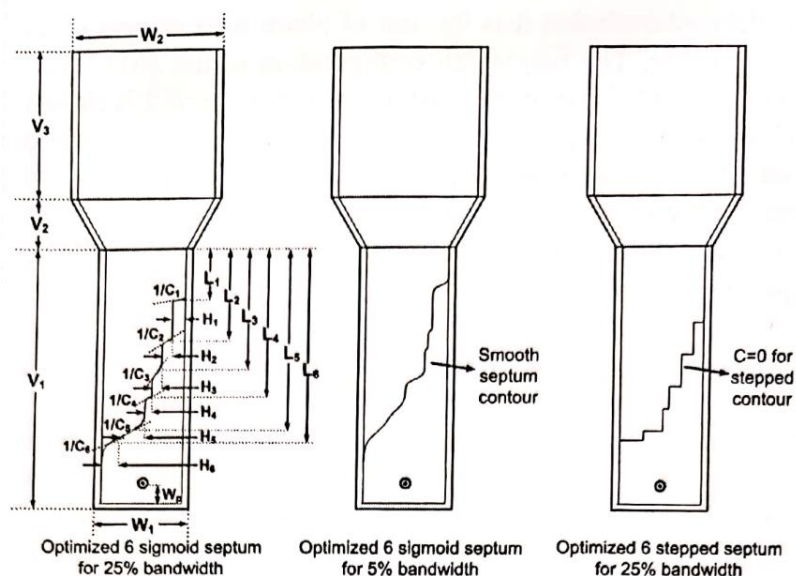


Рис. 2.4. Оптимизированные ступенчатые поляризаторы.

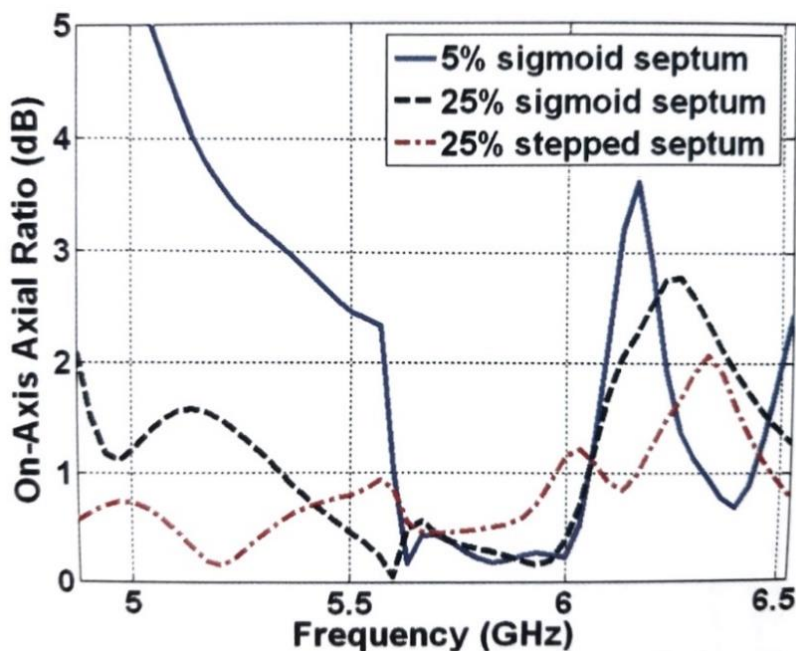


Рис. 2.5. Частотные зависимости поляризационных характеристик.

В работе [47] предложен вариант применения антенной решётки, состоящей из открытого конца волновода. Возбуждение антенной решетки 4 осуществляется зеркальным рупором 1, который, в свою очередь, возбуждается открытым концом волновода 2. Габаритные размеры антенны

приведены в работе [53]. На рис. 2.6 позицией 3 обозначена ленточная вырезка из параболической ЗА (ПЗА) [47].

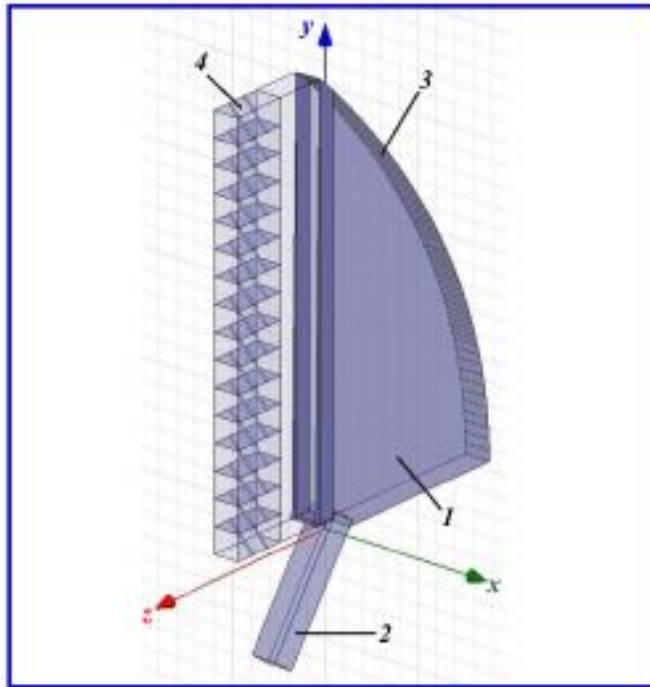


Рис. 2.6. Антенная решётки с возбуждителем в виде зеркального рупора.

На рис. 2.7 приведено распределение коэффициента усиления в зависимости от угла места и азимута.

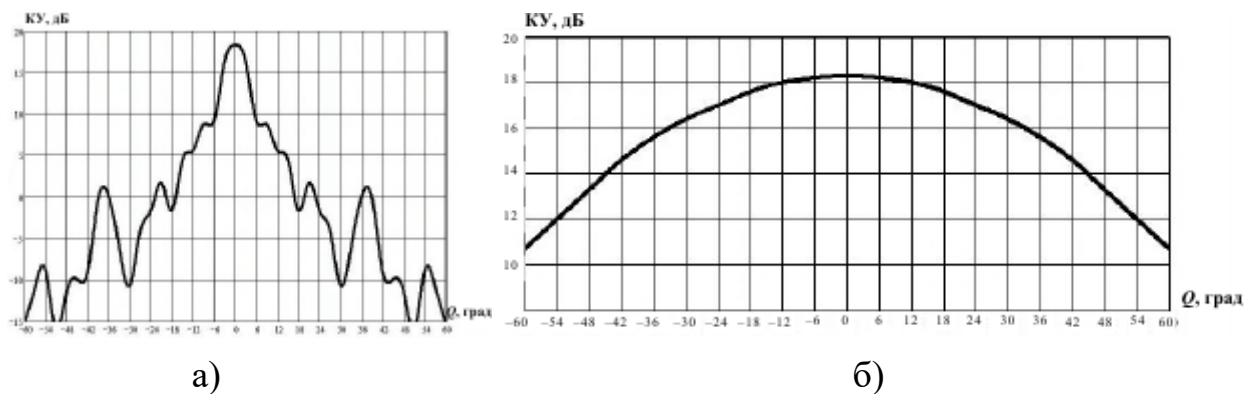


Рис. 2.7. ДН модели антенной решётки: а) в плоскости ZOY;  
б) в плоскости ZOX

Немаловажной задачей является обеспечение требуемого коэффициента эллиптичности в широком секторе углов. На рис. 2.8 приведена поляризационная характеристика AP в плоскости ZOX в зависимости от азимутальной координаты.

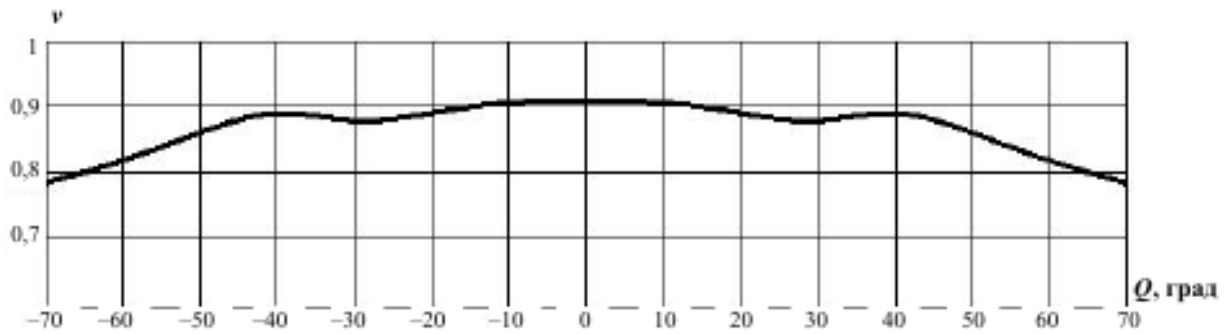


Рис. 2.8. Зависимость коэффициента эллиптичности AP от азимутальной координаты.

Усиление антенны находится в пределах от 11 до 18,3 дБ в широком секторе углов при  $\theta = \pm 70^\circ$ , в таком же секторе сохраняется и высокий коэффициент эллиптичности выше 0.78.

В качестве недостатка приведенной выше конструкции антенны, можно отметить значительные габариты распределительной системы. В работе [48] приведена сканирующая антенная решетка спутниковой связи X-диапазона с компактной микрополосковой распределительной системой.

Приемный и передающий каналы развязаны по поляризации: прием осуществляется на правой круговой поляризации, а передача – на левой. Антенна имеет электромеханическое управление лучом. Поляризационные характеристики антенны в статье не приведены.

В работе [49] показана возможность создания компактной распределительной системы на основе отрезка несимметричной полосковой линии с волновым сопротивлением, периодически меняющимся вдоль линии. Возбуждение AP осуществляется с помощью полосковой линии, которая помещена в металлический желоб с размером, равным размеру раскрыва  $500 \times 25$  мм. Размер жёлоба равен 40 мм [49]. Модель антенны приведена на рис. 2.9. На рис. 2.10 представлена экспериментальная зависимость излучения паразитной поляризации.

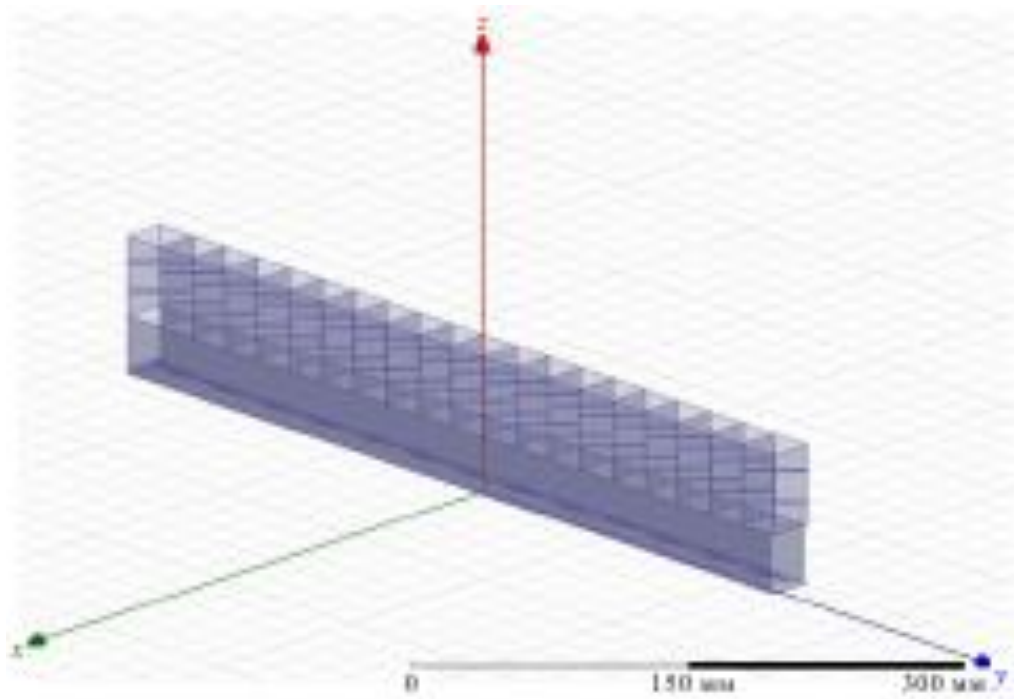
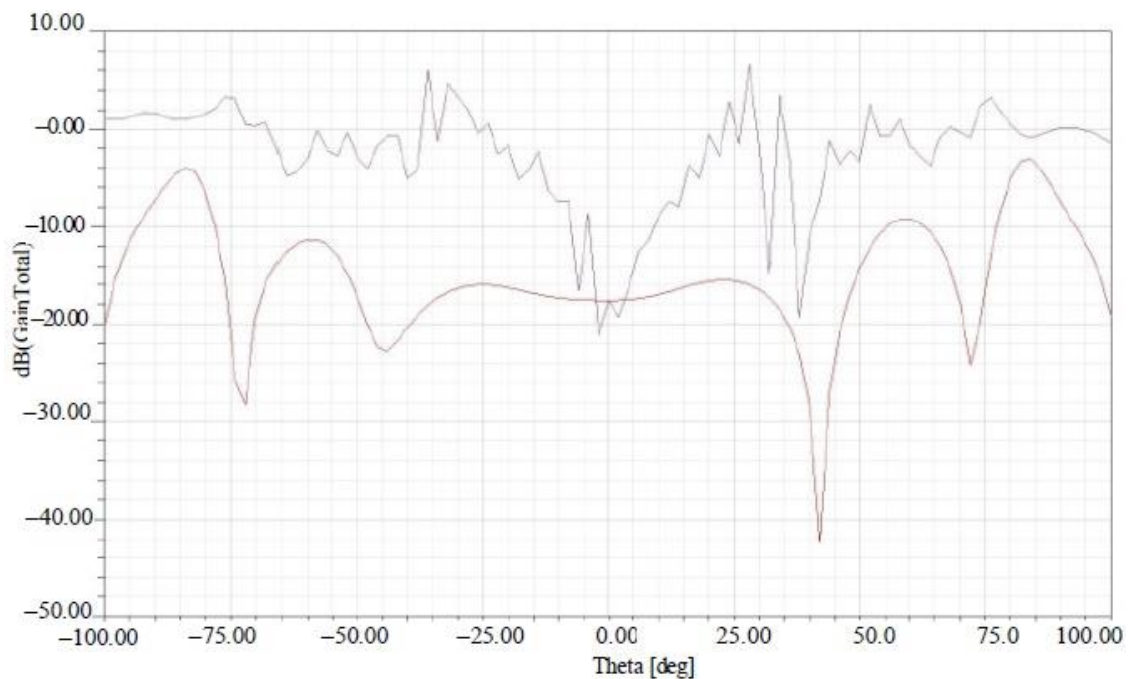


Рис. 2.9. Общий вид антенны

Рис. 2.10. Уровни основной и паразитной поляризации  
антенной решётки

В данной статье показана возможность существенного уменьшения габаритных размеров по сравнению с конструкцией, приведенной в статье [47], путем применения микрополосковой распределительной системы. Габаритные размеры антенной решетки  $-500 \times 80 \times 25$  мм. Из рис. 2.9 видно, что наибольший вклад в продольный габарит вносит излучатель, поэтому



целесообразно рассмотреть возможные способы снижения продольного габаритного размера излучателя и провести параметрическую оптимизацию, позволяющую уменьшить его длину с сохранением частотных и поляризационных характеристик.

## **2.2 Моделирование поляризатора с линейной перегородкой волноводным и коаксиальным возбуждением**

Ступенчатые поляризаторы стали применяться в системах спутниковой связи и радиоастрономии начиная с середины 60-х годов. Первая статья [56] была опубликована в 1967 году. Как было отмечено выше, наиболее простая конструкция волноводного поляризатора со ступенчатой вставкой, обеспечивающая высокий коэффициент эллиптичности в широком секторе углов, приведена в работах [50-52]. Ступенчатые или септум-поляризаторы предназначены для селекции сигналов с правой и левой круговыми поляризациями, поэтому они имеют два входа. При излучении одной круговой поляризации один из входов необходимо нагрузить на согласованную нагрузку. Септум-поляризаторы обычно строятся на основе стандартных волноводов, поэтому на начальном этапе построения модели возьмем за основу волновод WR-112. Возбуждение ступенчатого поляризатора может осуществляться с волноводом или коаксиальным зондом. Важнейшей поляризационной характеристикой антенны является коэффициент эллиптичности, который связан с компонентами поля в раскрыве поляризатора соотношением:

$$K_3 = 2m \sin(\psi) / [1 + m^2 + [(1 + m^2)^2 - (2m \sin(\psi))^2]^{0.5}] \quad (2.1)$$

где  $m = E_\varphi / E_\theta$  – отношение амплитуд вырожденных волн,  $\psi = \arg E_\varphi - \arg E_\theta$  – разность фаз вырожденных волн.

Соотношение (2.1) можно использовать для определения зависимостей поляризационных характеристик от конструктивных параметров поляризаторов по известным из решения внутренней задачи компонентам векторов напряженности электрического поля вырожденных волн.

При этом длина поляризатора приближенно может быть определена из следующего соотношения:

$$L_{90^\circ} = \frac{\lambda}{\left(\sqrt{1-\left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2} - \sqrt{1-\left(\frac{\lambda}{2b}\right)^2}\right)} \quad (2.2)$$

Это выражение применяется к квазиквадратным волноводам, у которых  $a \approx b$ . Однако от размеров поперечного сечения квадратного волновода зависят его энергетические и частотные характеристики, а также зависимость коэффициента эллиптичности от азимутальной координаты. Кроме того, длина поляризатора, рассчитываемая по формуле (2.2), определяется исходя из разности скоростей распространения волн  $H_{10}$  и  $H_{01}$  без учета замедляющей системы.

Требуемый фазовый сдвиг  $90^\circ$  между волнами  $H_{10}$  и  $H_{01}$  обеспечивает перегородка поляризатора. Поэтому целесообразно провести оптимизацию поляризатора численными методами по трем параметрам: размерам поперечного сечения и длине. На рис. 2.11 показан вид септум-поляризатора-прототипа с линейной перегородкой. Характеристики, рассчитанные для этого поляризатора, показаны на рис. 2.12-2.14.

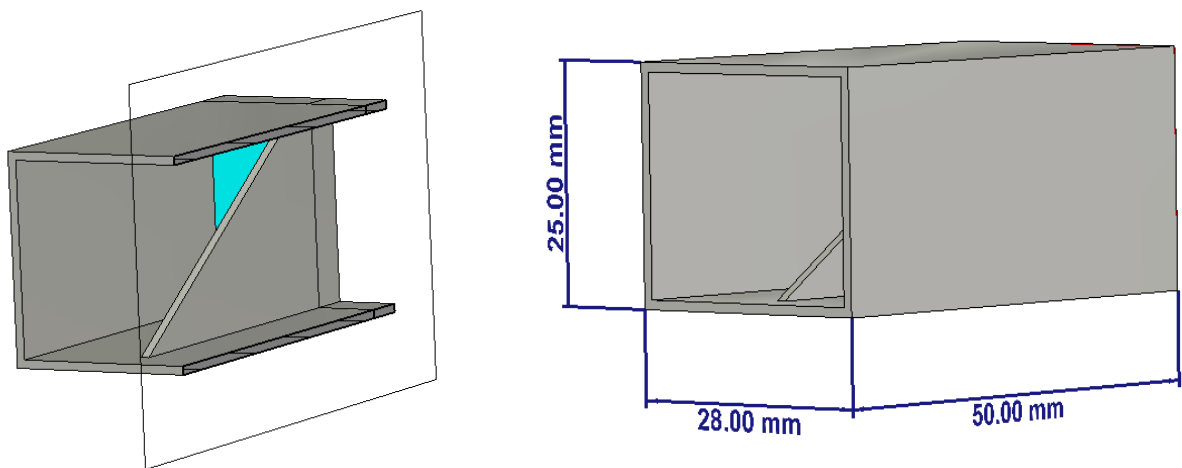


Рис. 2.11. Модель поляризатора с линейной перегородкой и волноводным возбуждением.

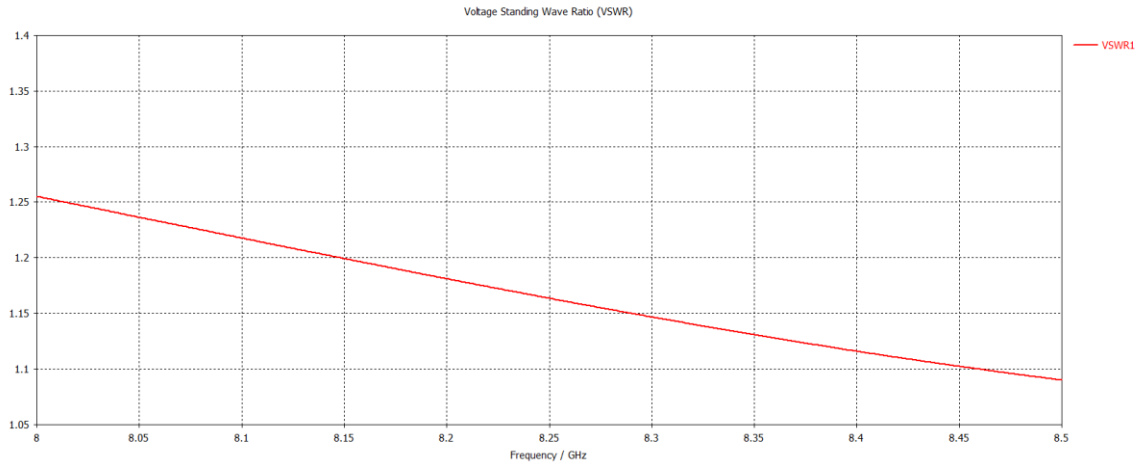


Рис. 2.12. Зависимость КСВ от частоты.

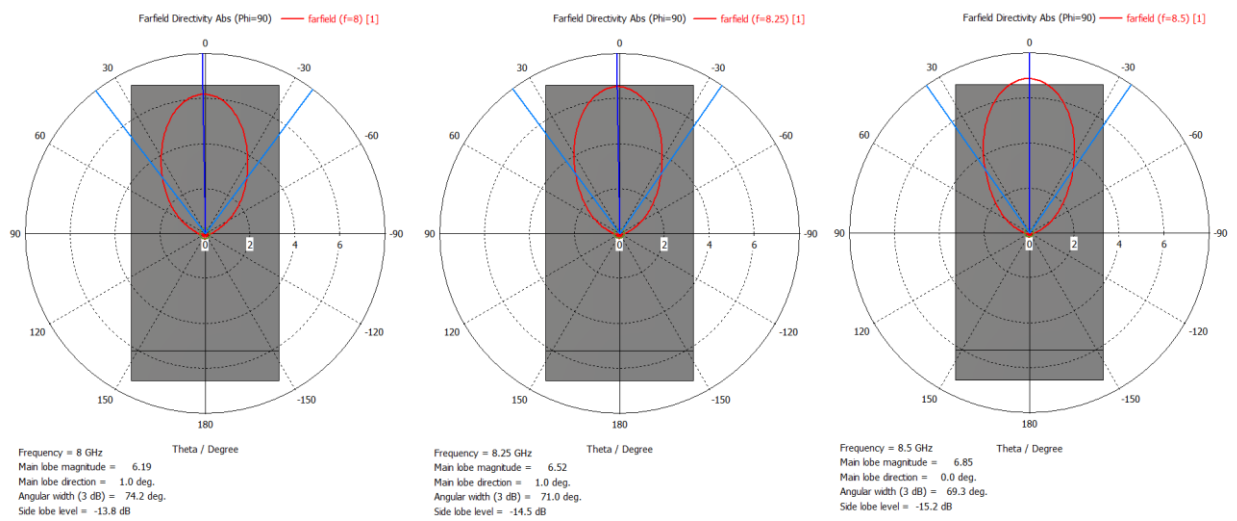


Рис. 2.13. Диаграммы направленности волноводного излучателя с эллиптической поляризацией

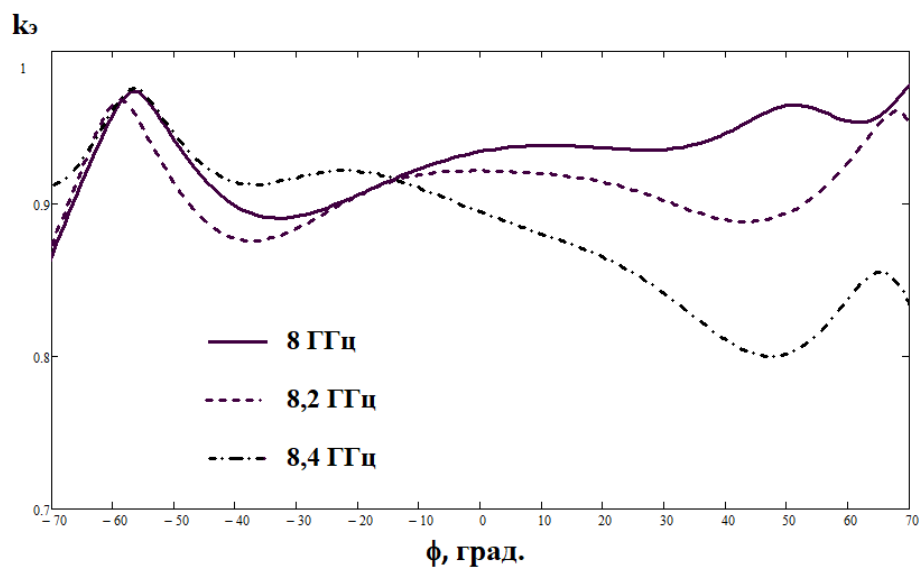


Рис. 2.14. Зависимости коэффициента эллиптичности от угловой координаты в азимутальной плоскости

Возбуждение волноводного излучателя может осуществляться различными способами. На практике волноводные и рупорные антенные решетки часто имеют волноводную или коаксиальную распределительную систему. Возбудители на основе экранированных линий передачи известны, а их технологии достаточно хорошо отработаны. При использовании коаксиальной линии можно обеспечить допустимое изменение поляризационных характеристик в рабочем секторе углов при допустимом согласовании путем выбора оптимальной точки запитки. Конструкция и основные характеристики излучателя приведены на рис. 2.15-2.18.

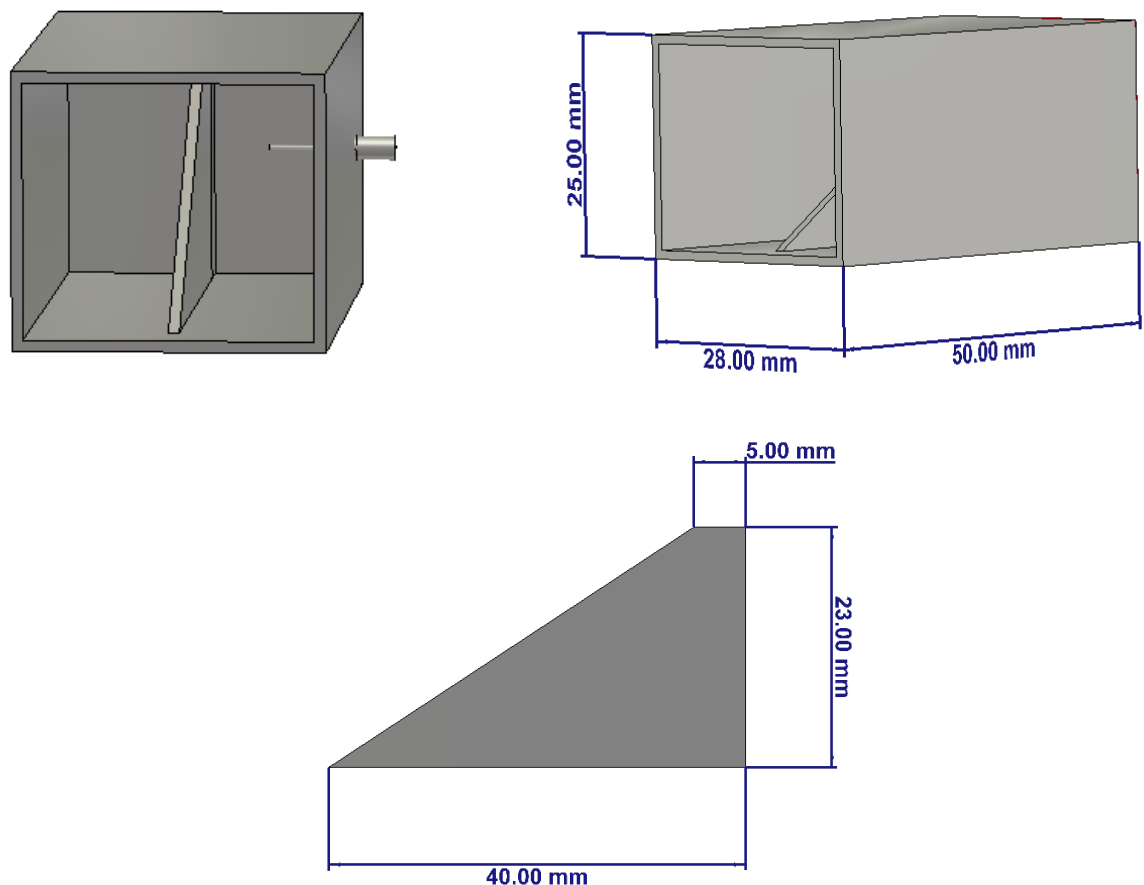


Рис. 2.15. Модель волноводного излучателя с коаксиальным возбуждением.

Излучатель имеет одну точку запитки, при размещении еще одного КВП можно переключать направление вращения вектора напряженности электрического поля, получая таким образом возможность излучения право- и лево- поляризованной волн. Использование односточечного питания не

позволяет осуществлять переключение с круговой поляризации на линейную, но существенно упрощает возбуждающую систему.

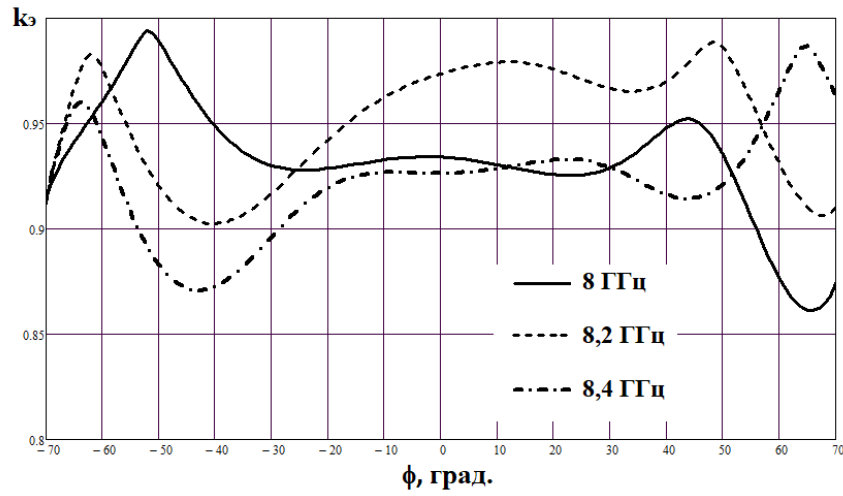


Рис. 2.16. Зависимости коэффициента эллиптичности от угловой координаты в азимутальной плоскости

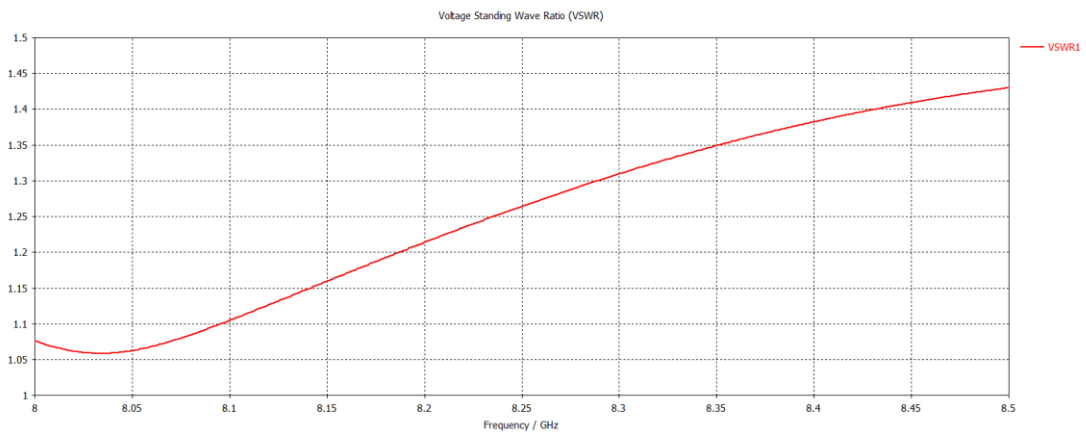


Рис. 2.17. Зависимость КСВ от частоты.

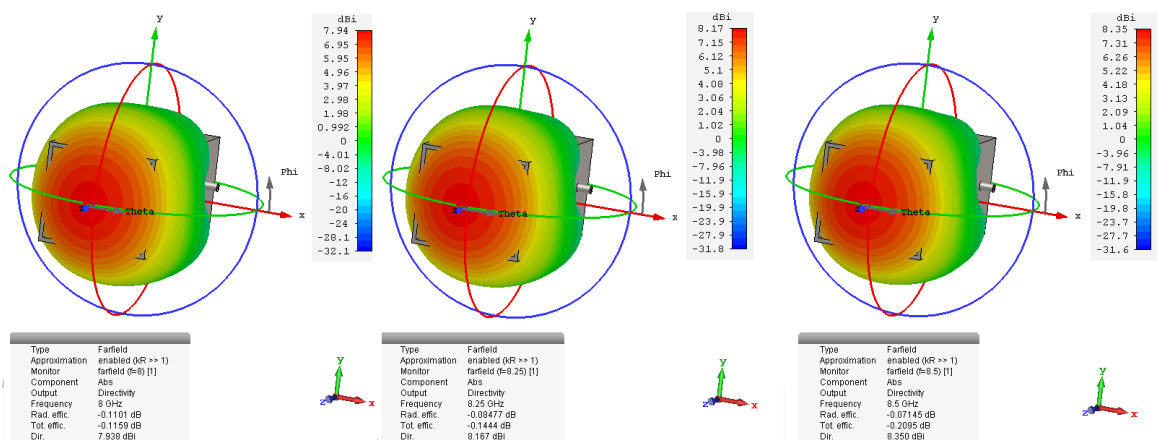


Рис. 2.18. Диаграммы направленности волноводного излучателя с коаксиальным возбуждением.

### 2.3 Моделирование поляризатора со ступенчатой перегородкой

Его модель показана на рис. 2.19. На рис. 2.20-2.22 приведены результаты моделирования.

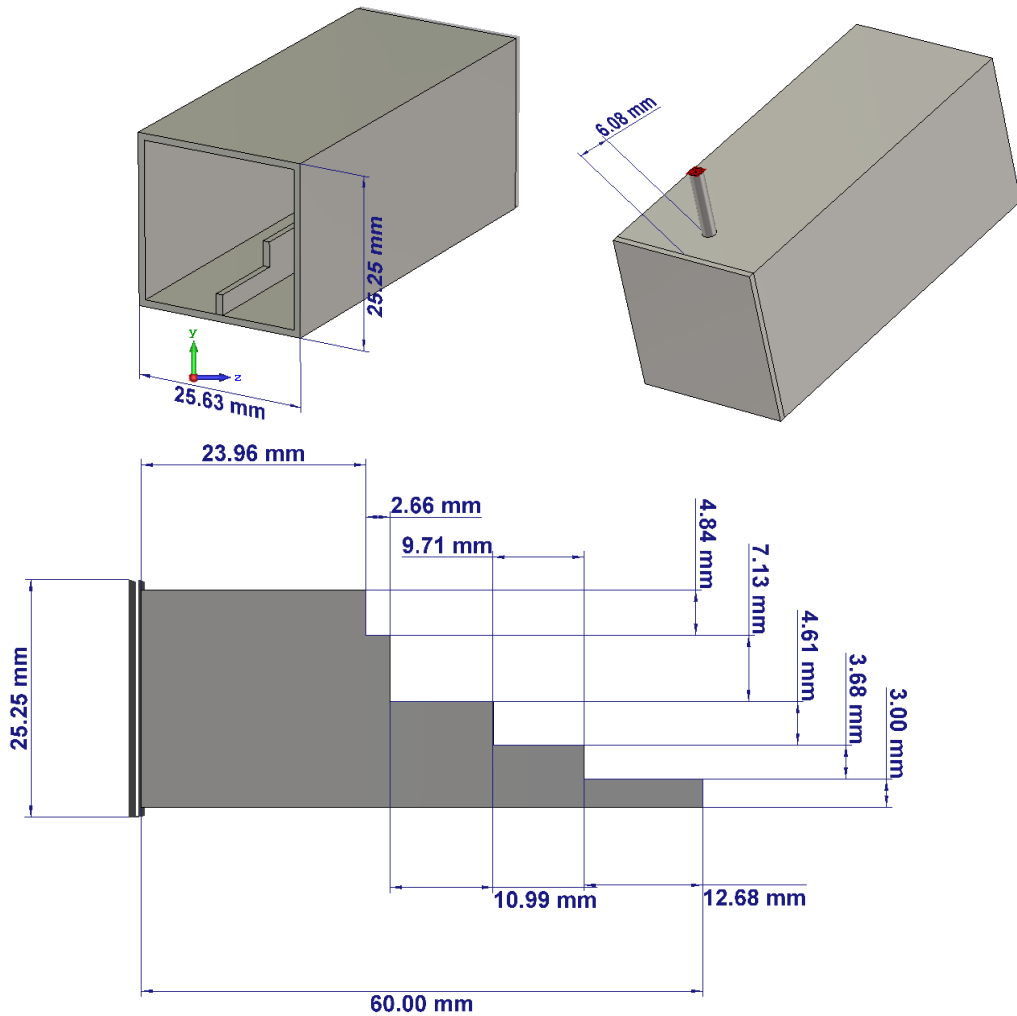


Рис. 2.19. Модель волноводного излучателя с эллиптической поляризацией.

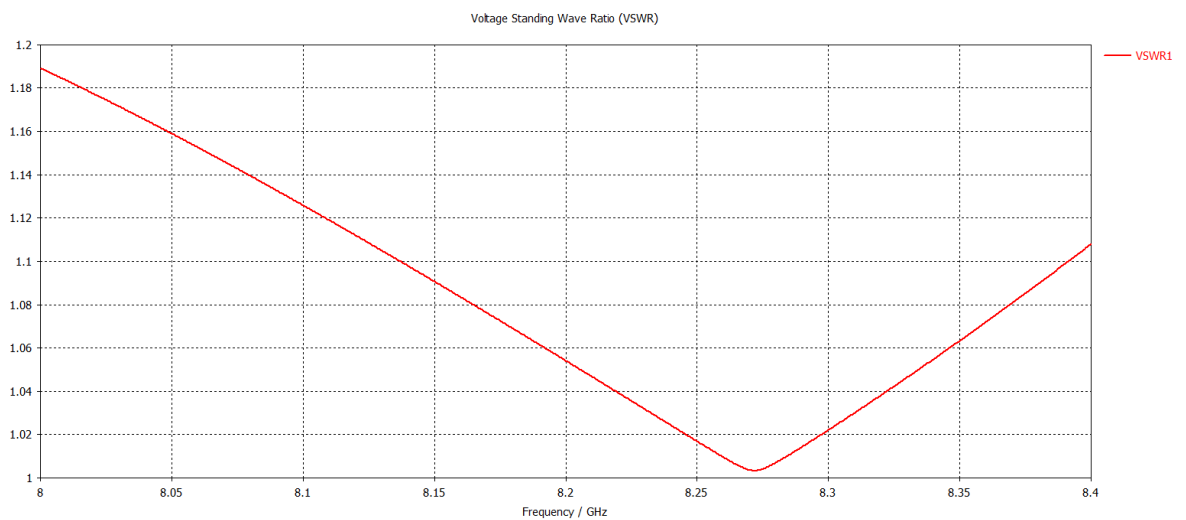


Рис. 2.20. Зависимость КСВ от частоты.

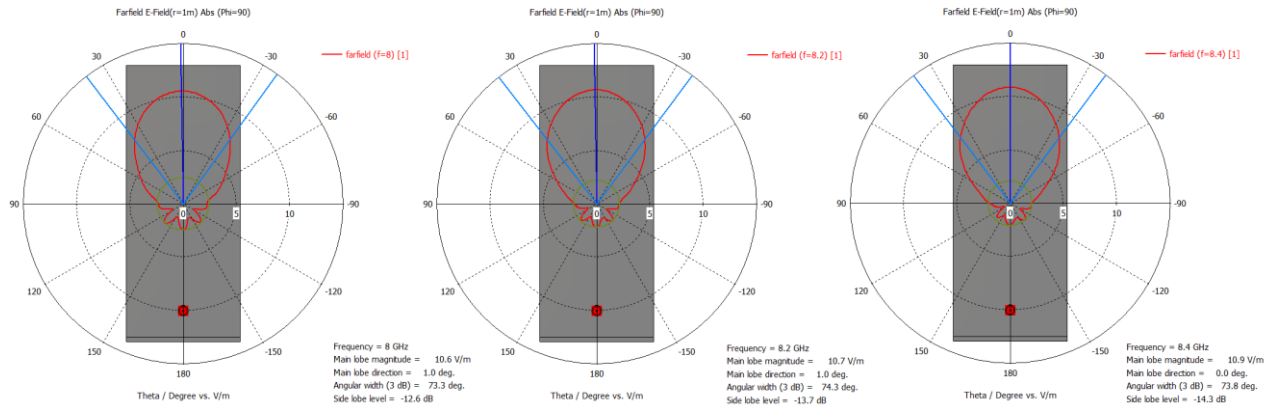


Рис. 2.21. Диаграммы направленности волноводного излучателя с эллиптической поляризацией

На рис. 2.22 показаны поляризационные характеристики в рабочем диапазоне.

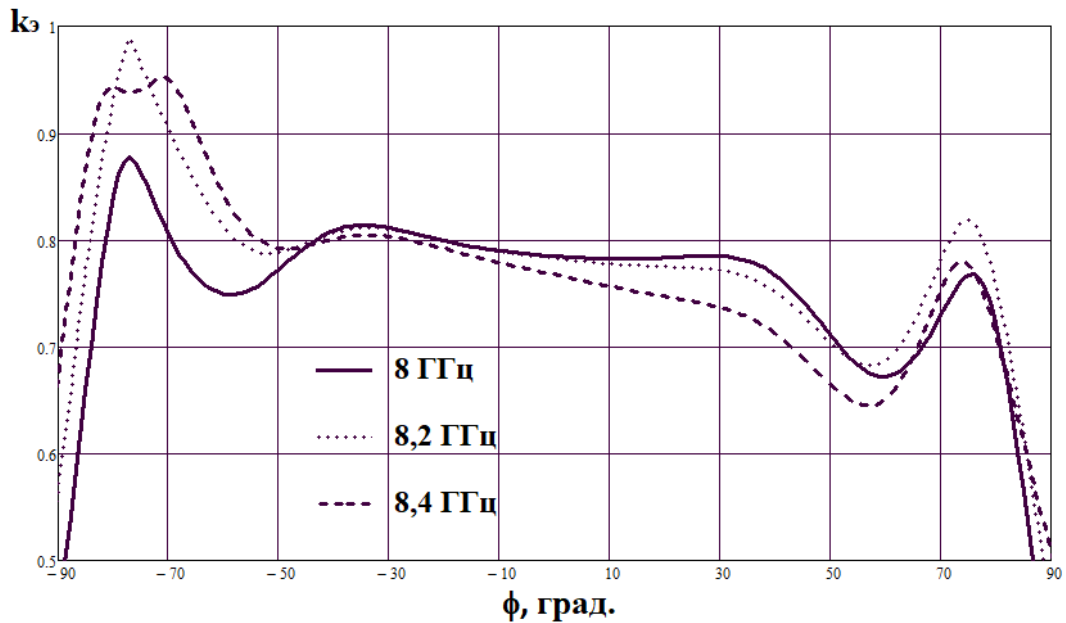


Рис. 2.22. Зависимости коэффициента эллиптичности от угловой координаты в азимутальной плоскости

Рассмотренные волноводные излучатели имеют требуемые характеристики направленности и частотные характеристики, однако их общим недостатком является сравнительно большая длина, что затрудняет их использование в качестве бортовых антенн МКА. Поэтому возникает необходимость минимизации продольных габаритов антенны.

## **2.4 Минимизация продольных габаритов волноводного излучателя с линейной перегородкой**

Как было показано выше, волноводные и рупорные антенны на основе квадратных поляризаторов перспективны для применения в бортовых системах связи. Однако для большей части практических применений возникают ограничения по продольным габаритным размерам. Поэтому важнейшей задачей является уменьшение продольных габаритов при сохранении частотных и поляризационных характеристик антенн.

В работе [51] выполнена оптимизация параметров поляризатора на основе квадратного волновода сложного поперечного сечения и приведены частотные характеристики, показывающие возможность работы поляризатора в полосе 23%. Даны габаритные размеры, а также показано, что параметрической оптимизацией выступов можно добиться снижения продольного габаритного размера до одной длины волны. Зависимости коэффициента эллиптичности от пространственных угловых координат в статье не приводятся.

Поэтому целесообразно рассмотреть характеристики волноводного излучателя с комбинированной замедляющей структурой. Такой излучатель с комбинированной замедляющей системой в виде линейной или ступенчатой перегородки и двух выступов с экспоненциальной огибающей приведен на рис. 2.23. На этом же рисунке показана ступенчатая перегородка с размерами ступенек. Форма огибающей выступов обеспечивает лучшие частотные характеристики согласования по сравнению с линейной. Возможны и другие формы огибающих выступов, однако, рассматриваемые в данной работе формы наиболее просты для практической реализации.



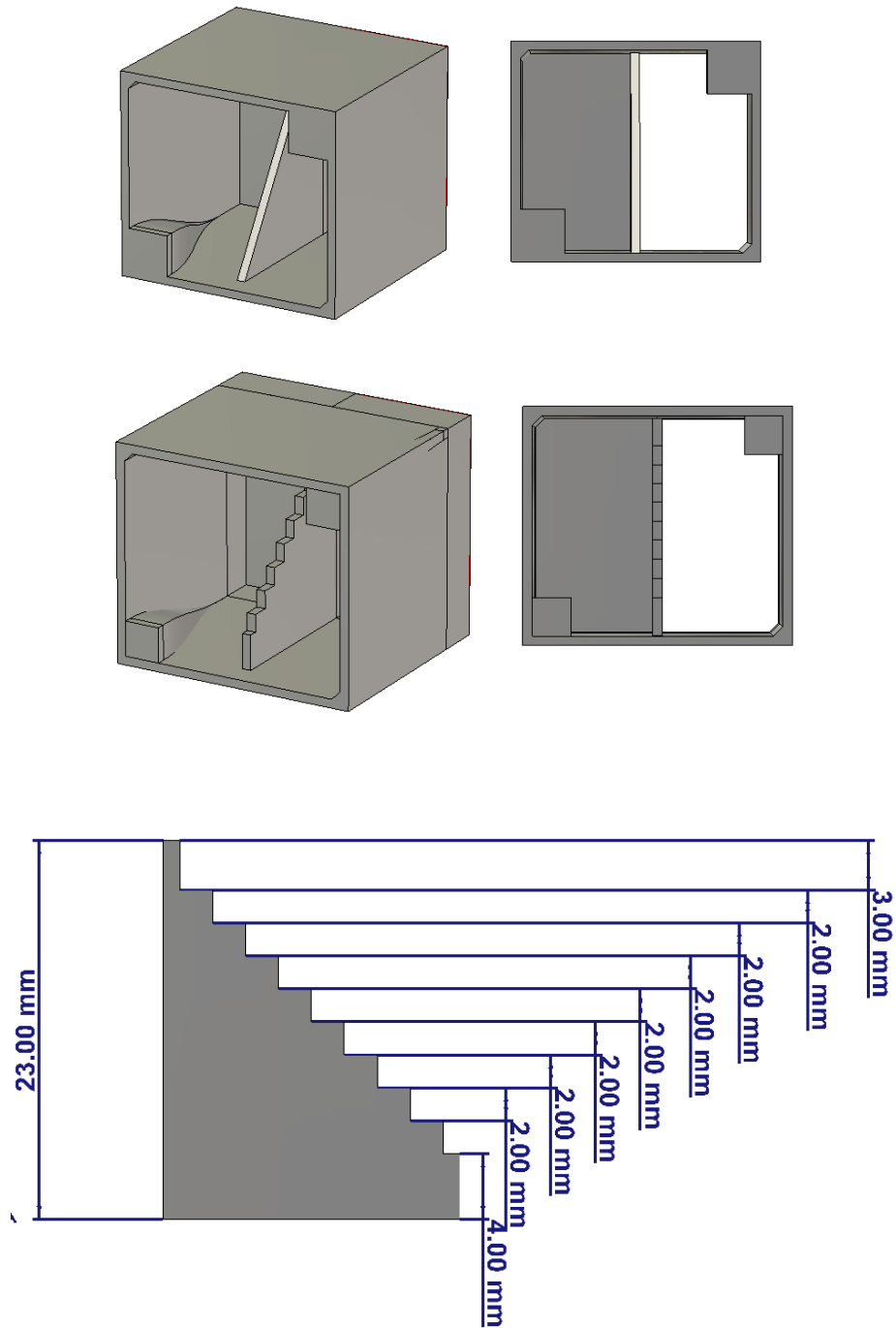


Рис. 2.23. Общий вид поляризатора.

В результате расчета характеристик поляризатора, возбуждаемого прямоугольным волноводом, его длина получилась  $0,6-0,7\lambda$  в рабочем диапазоне частот 8-8,5 ГГц, что на 45% меньше, чем у излучателей такого типа, рассмотренных в литературе. На рис. 2.24 показаны модели волноводных излучателей без выступов и с выступами.

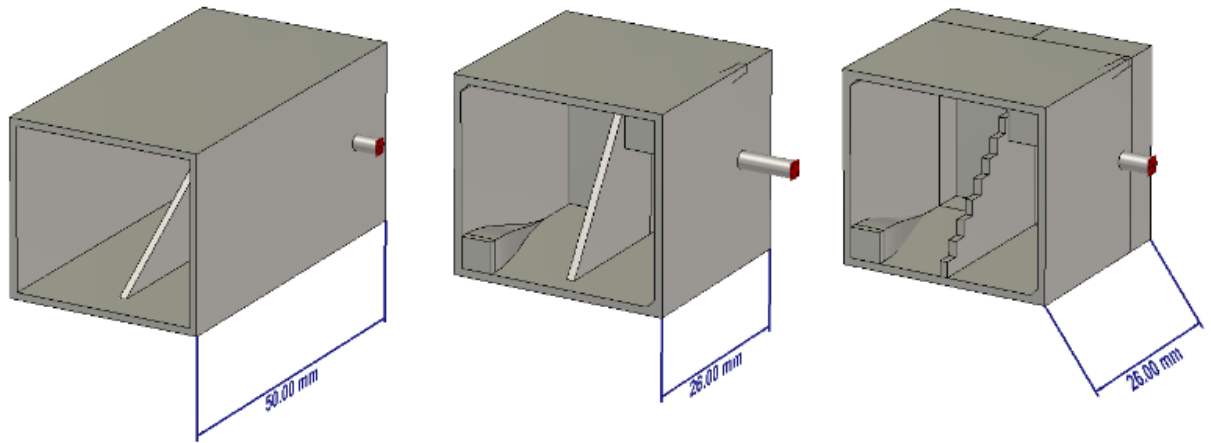


Рис. 2.24. Модели волноводных излучателей без выступов и с выступами

На рис. 2.25 приведены зависимости КСВ от частоты для поляризаторов с линейной и ступенчатой перегородкой. Сплошной линией показана зависимость для поляризатора с линейной перегородкой, а пунктирной линией - для поляризатора со ступенчатой перегородкой.

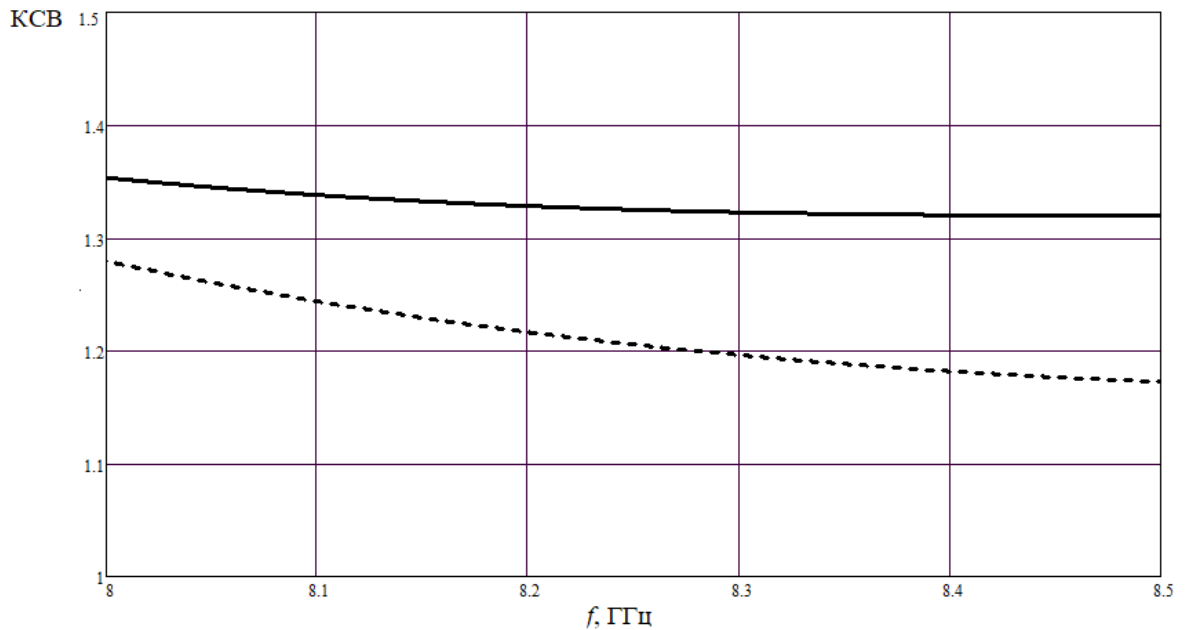


Рис. 2.25. Зависимость КСВ от частоты.

Многочисленные результаты исследования волноводных поляризаторов показывают, что использование ступенчатой перегородки улучшает частотные характеристики, но влиянию формы перегородки на поляризационные характеристики в литературе уделяется недостаточно большое внимание. В работе [47] показано, что путем сглаживания ступеней септум-поляризатора достигается уменьшение коэффициента отражения и,

соответственно, улучшение энергетических характеристик. Но это приводит к ухудшению зависимостей коэффициента эллиптичности от пространственных координат.

На рис. 2.26 приведены пространственные диаграммы направленности волноводного излучателя с линейной перегородкой в рабочем диапазоне частот.

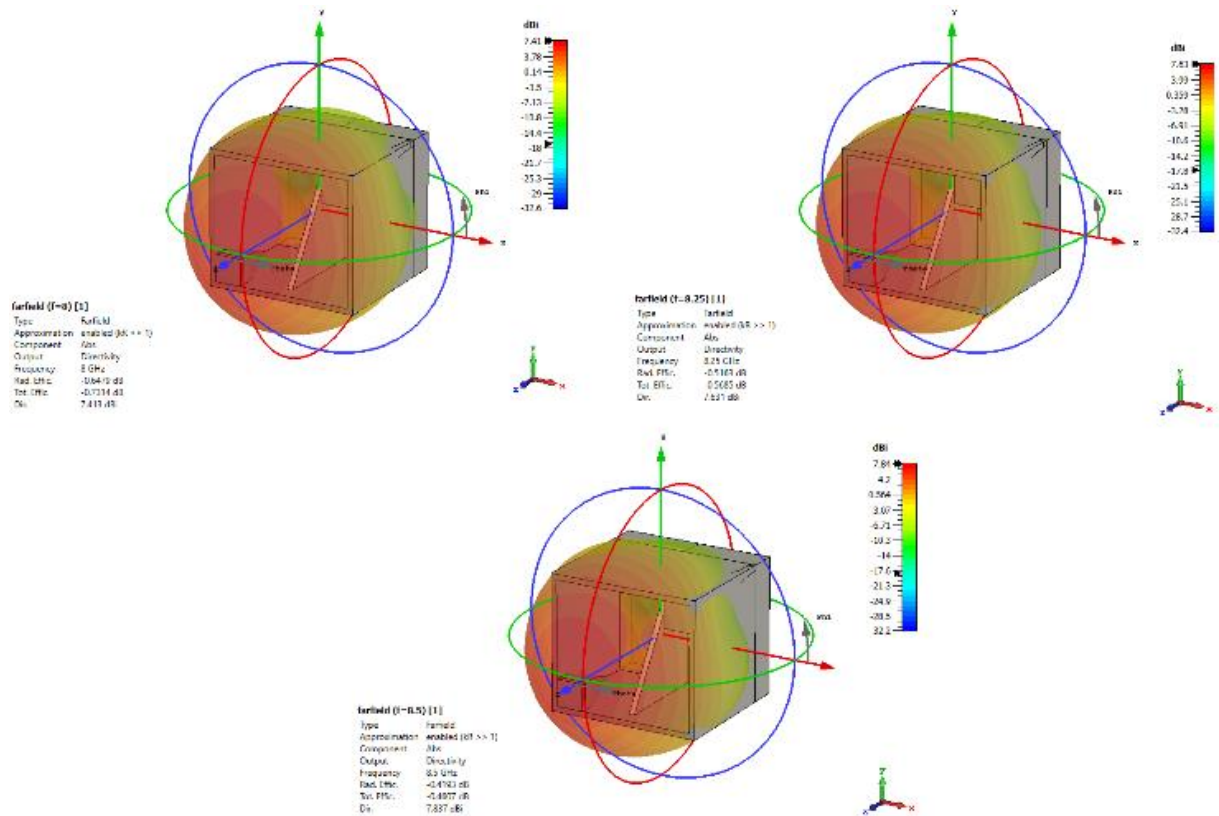


Рис. 2.26. Пространственные диаграммы направленности волноводного излучателя с линейной перегородкой.

На рис. 2.27 показаны аналогичные характеристики для антенны со ступенчатой перегородкой.

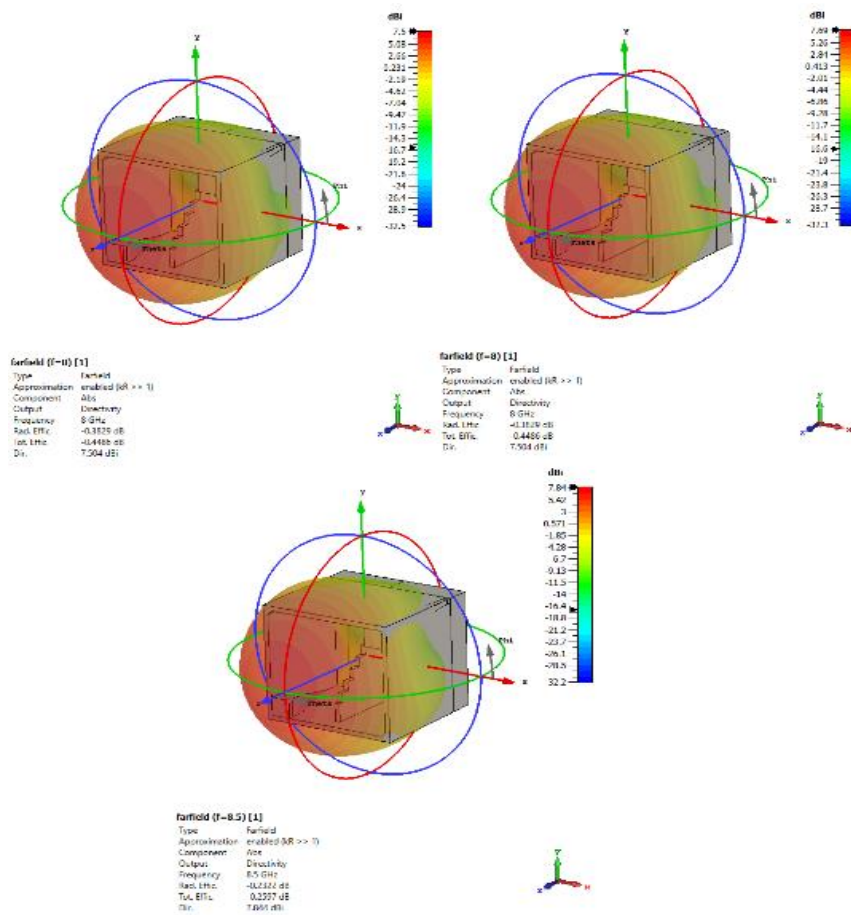


Рис. 2.27. Пространственные диаграммы направленности волноводного излучателя со ступенчатой перегородкой.

На рис. 2.28 приведены зависимости коэффициента усиления от частоты для излучателя с линейной и ступенчатой перегородкой. Сплошной линией показана зависимость для поляризатора с линейной перегородкой, а пунктирной линией - для поляризатора со ступенчатой перегородкой.

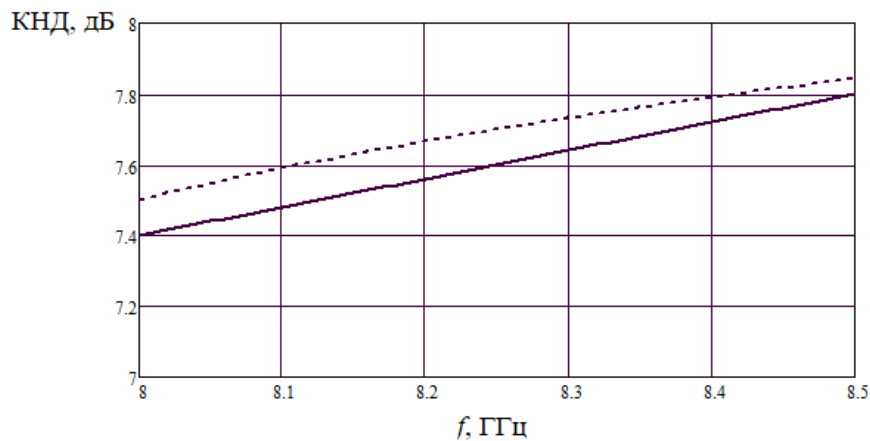


Рис. 2.28. Зависимости коэффициента усиления от частоты для излучателя с линейной и ступенчатой перегородкой.

На рис. 2.29 приведены зависимости коэффициента эллиптичности от азимутальной угловой координаты для излучателя с линейной и ступенчатой перегородкой. На рис. 2.29 черными линиями обозначены характеристики для излучателя с линейной перегородкой, а красными – для излучателя со ступенчатой перегородкой.

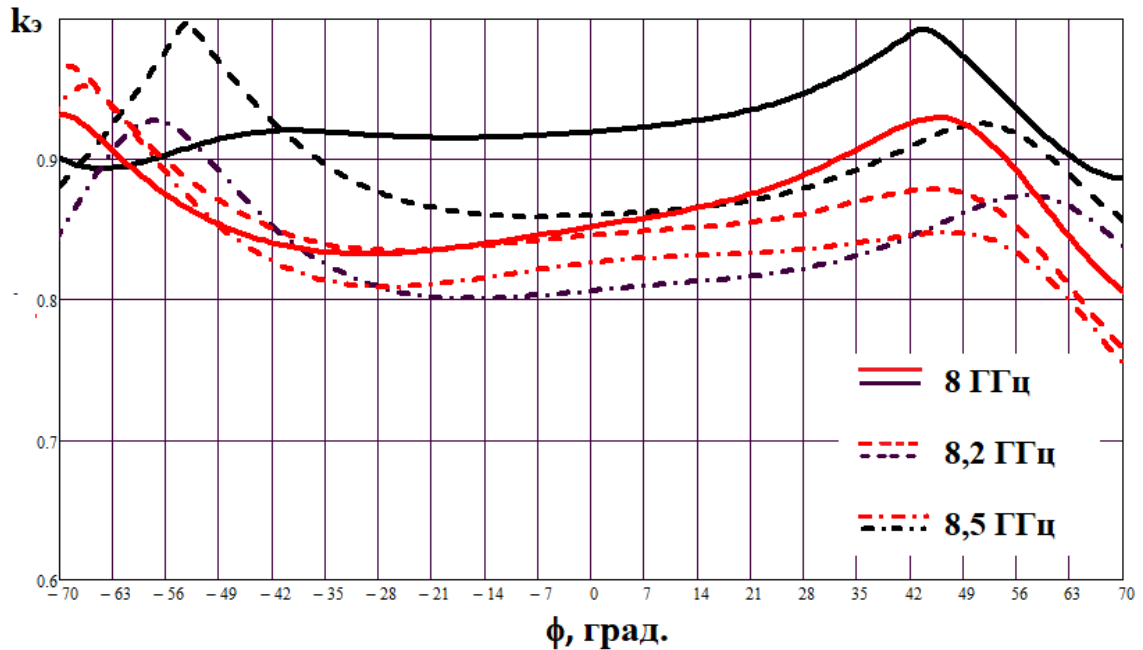


Рис. 2.29. Зависимости коэффициента эллиптичности от азимутальной угловой координаты.

Из рис. 2.29 видно, что коэффициент эллиптичности не менее 0,7 в секторе углов  $\pm 70^\circ$ . Ступенчатая аппроксимация перегородки в рассмотренном примере улучшает характеристики согласования, но приводит к уменьшению коэффициента эллиптичности в требуемом секторе углов. При этом коэффициент эллиптичности уменьшается незначительно и удовлетворяет предъявляемым к антенне требованиям.

Для оценки характеристик разработанной конструкции целесообразно ее сравнить с конструкцией антенны-прототипа, рассмотренной выше. На рис. 2.30 приведены зависимости коэффициента эллиптичности для антенны-прототипа и волноводного излучателя с выступами, линейной перегородкой и волноводным возбуждением.

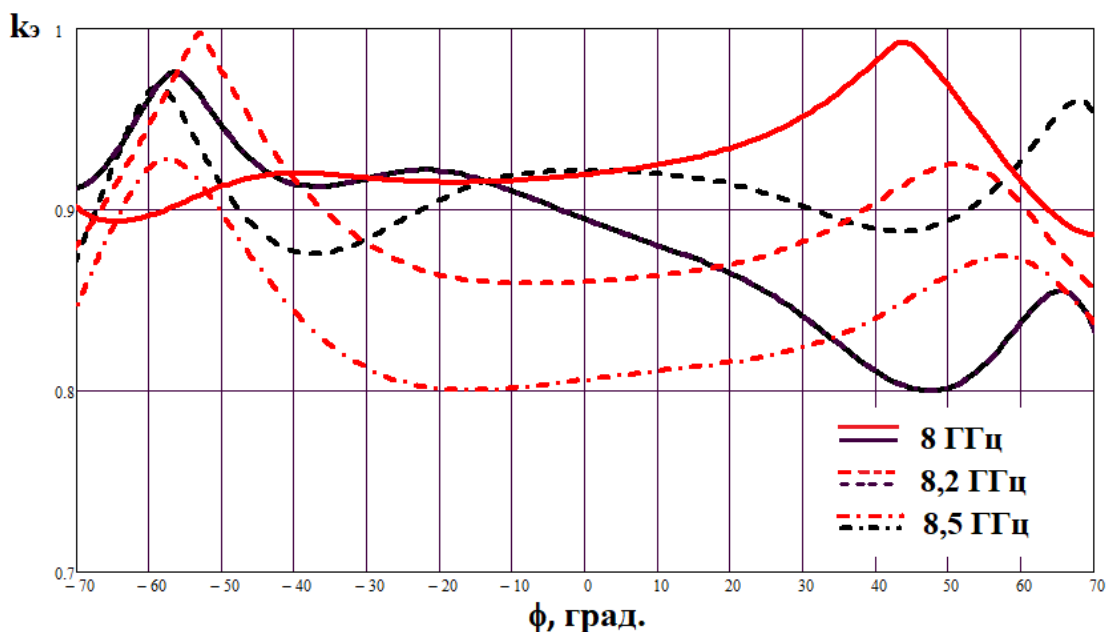


Рис. 2.30. Зависимости коэффициента эллиптичности от азимутальной угловой координаты.

На рис. 2.30 черными линиями обозначены характеристики для излучателя с линейной перегородкой, а красными – для излучателя с линейной перегородкой и выступами. Из рис. 2.30 видно, что зависимость коэффициента эллиптичности в секторе углов не зависит от типа замедляющей системы. На рис. 2.31 показаны ДН для антенны-прототипа и волноводного излучателя с выступами, линейной перегородкой и волноводным возбуждением.

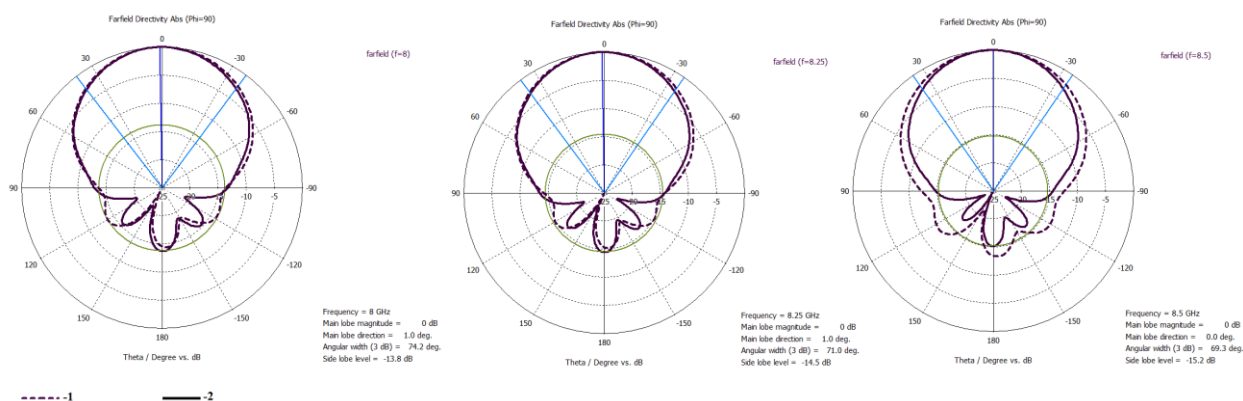


Рис. 2.31. Диаграммы направленности: 1- с выступами, линейной перегородкой и волноводным возбуждением, 2- с линейной перегородкой и волноводным возбуждением.

На рис. 2.32 приведены зависимости КСВ от частоты для поляризаторов с линейной перегородкой, линейной перегородкой и выступами, ступенчатой перегородкой и выступами. Сплошной линией показана зависимость для поляризатора с линейной перегородкой, а пунктирной линией - для поляризатора линейной перегородкой и выступами, а штрихпунктирной линией - для поляризатора со ступенчатой перегородкой.

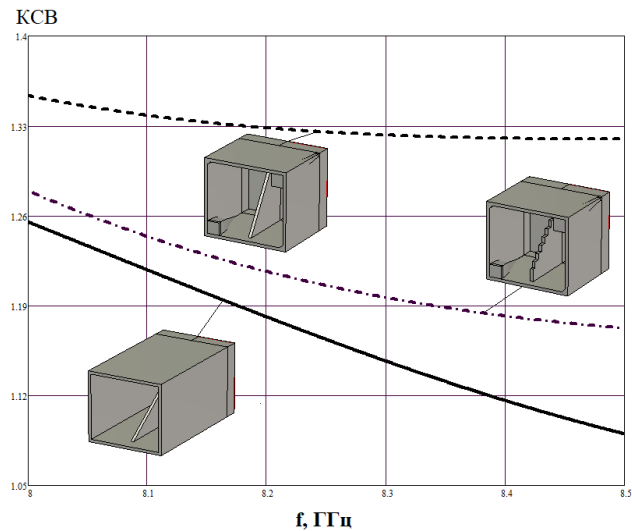


Рис. 2.32. Зависимость КСВ от частоты.

Для оценки поляризационных характеристик бывает полезным наглядное представление структуры полей волн  $H_{10}$  и  $H_{01}$ . На рис. 2.33 приведены структуры полей волн  $H_{10}$  и  $H_{01}$  на входе и выходе волноводного излучателя с выступами и ступенчатой перегородкой.

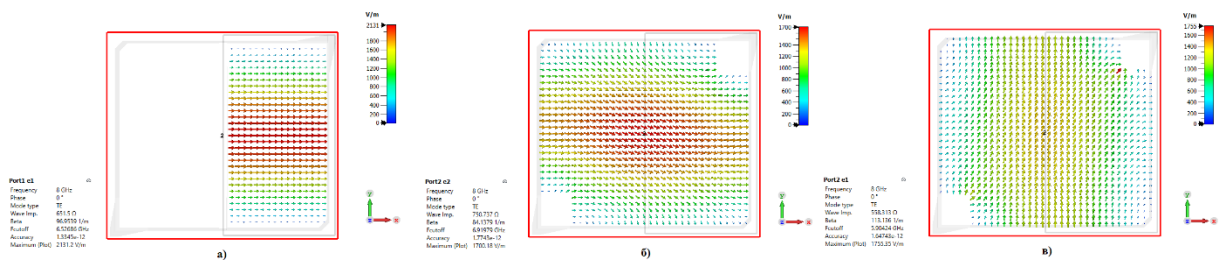


Рис. 2.33. Структуры полей волн  $H_{10}$  и  $H_{01}$  на входе и выходе волноводного излучателя с выступами и ступенчатой перегородкой: а-структура поля волны  $H_{10}$  на входе стандартного волновода волновод WR-112, б – структура поля волны  $H_{10}$  на выходе квадратного волновода, в - структура поля волны  $H_{01}$  на выходе квадратного волновода с выступами и ступенчатой перегородкой.

Амплитудные и фазовые зависимости коэффициента прохождения от частоты для волн  $H_{10}$  и  $H_{01}$  показаны соответственно на рис. 2.34 и 2.35.

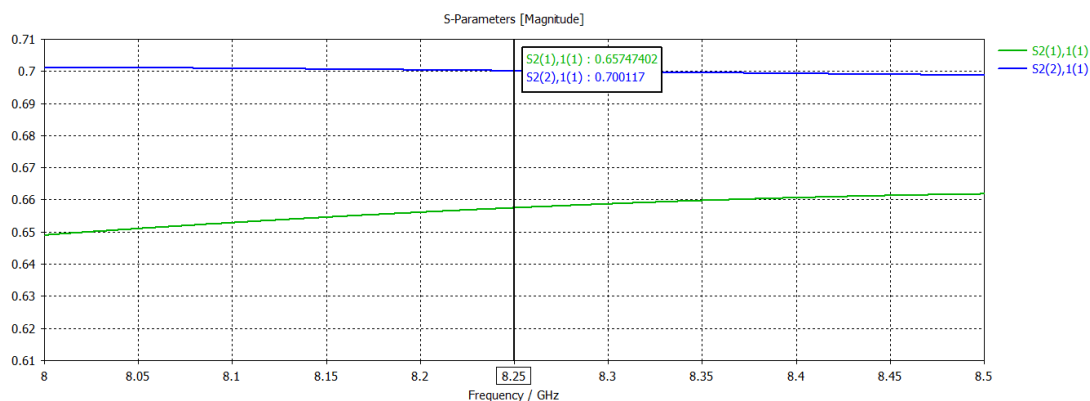


Рис. 2.34. Амплитудные зависимости коэффициента прохождения от частоты для волн  $H_{10}$  и  $H_{01}$

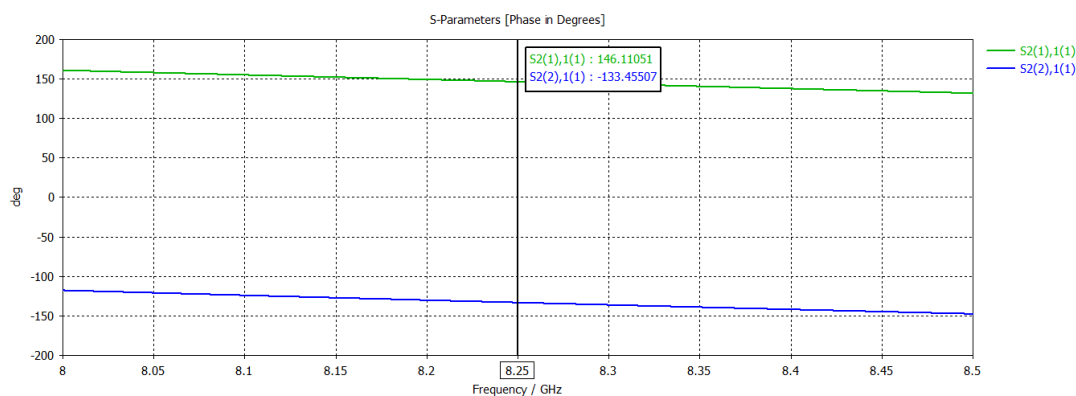


Рис. 2.35. Фазовые зависимости коэффициента прохождения от частоты для волн  $H_{10}$  и  $H_{01}$

На рис. 2.36 приведены фазовые зависимости коэффициента прохождения от частоты для волн  $H_{10}$  и  $H_{01}$ .

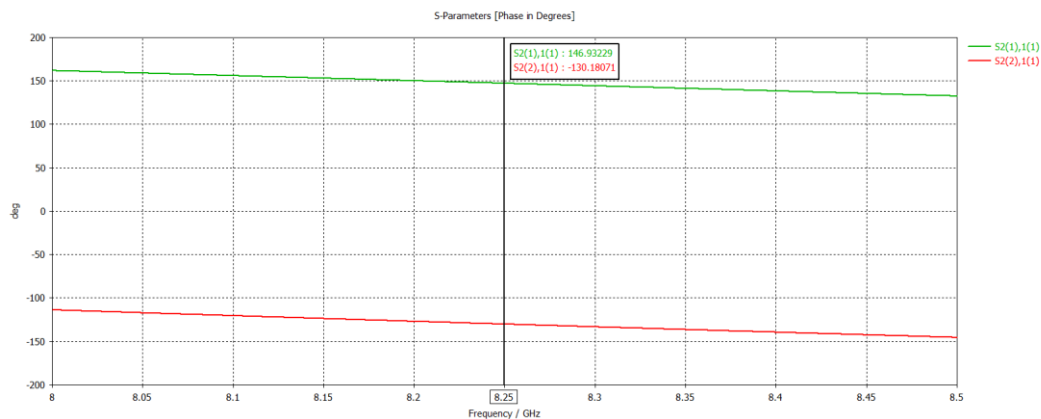


Рис. 2.36. Фазовые зависимости коэффициента прохождения от частоты для волн  $H_{10}$  и  $H_{01}$



Таким образом разработана конструкция волноводного излучателя с комбинированной замедляющей системой, позволяющей уменьшить его длину в два раза по сравнению с аналогичными излучателями на квадратном волноводе с линейной или ступенчатой металлической замедляющей системой. Показано, что при одной и той же длине ступенчатая перегородка обеспечивает лучшее согласование в рабочей полосе частот, чем линейная. Определены поляризационные характеристики и характеристики направленности для излучателя с линейной и со ступенчатой перегородкой. Показано, что коэффициент эллиптичности превосходит 0,7 в секторе углов  $(-70^\circ, 70^\circ)$  в азимутальной плоскости. Таким образом, поляризационные характеристики удовлетворяют требованиям, предъявляемым к бортовым антенным системам спутниковой связи.

## **2.5 Моделирование линейной антенной решетки из излучателей на основе малогабаритного волноводного поляризатора с выступами и линейной перегородкой**

Для обеспечения функционирования системы РЛЦИ на борту МКА, антенна должна иметь коэффициент усиления не менее 15 дБ, поэтому в работе [47] рассмотрен вариант построения волноводной антенной решетки, синфазное возбуждение которой осуществляется с помощью ленточной вырезки из параболического зеркала. Такая распределительная система оказалась громоздкой, поэтому авторы в следующей работе [49] исследовали компактную распределительную систему на основе микрополосковой линии. Волноводные излучатели удобно возбуждать различными типами линий передачи. В работах [52,53] приведены конструкции компактных волноводных распределительных систем. В работах [52-54] рассмотрено возбуждение рупорной антенной решетки с помощью коаксиальной распределительной системы. Возможно также применение широкополосных многоканальных распределительных систем. Однако на начальном этапе моделирования целесообразно определить структуру антенного полотна, так

как взаимное влияние элементов в решетке приводит к существенному изменению характеристик направленности, а, следовательно, и поляризационных характеристик. Ниже приводятся результаты моделирования антенной решетки из излучателей на основе волноводных поляризаторов с линейной перегородкой.

На рис. 2.37 приведена модель волноводной антенной решетки из восьми элементов. Элементы антенной решетки размещены эквидистантно с шагом  $d=28\text{мм}$ . Габаритные размеры антенного полотна  $224\times 50\times 25\text{ мм}$ . Возбуждение элементов осуществляется стандартным волноводом WR-112.

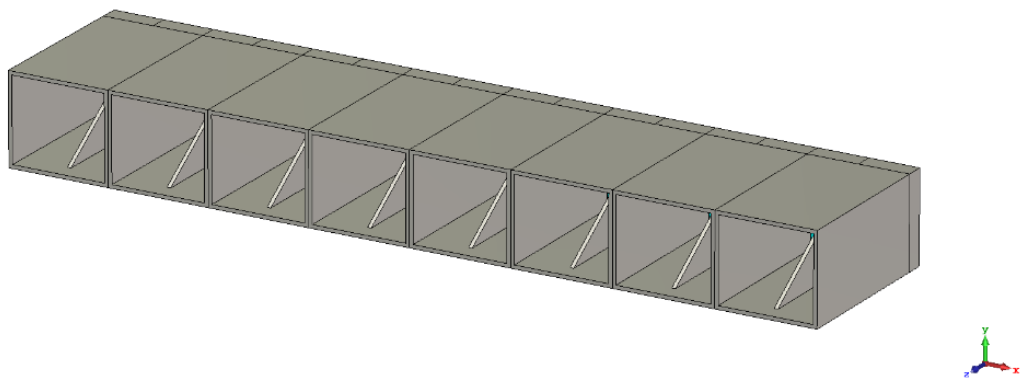


Рис. 2.37. Модель волноводной антенной решетки из восьми элементов.

На рис. 2.38 показаны зависимости КСВ от частоты для антенной решетки из восьми элементов.

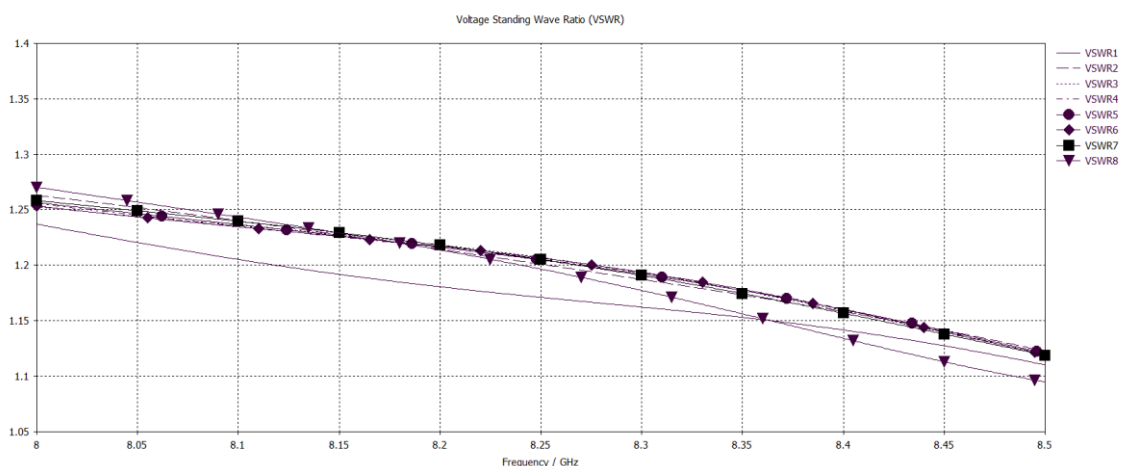


Рис. 2.38. Зависимость КСВ от частоты.

Из рис. 2.38 видно, что взаимодействие излучателей в решетке слабо влияет на согласование. Поскольку поляризационные характеристики

связаны с характеристиками направленности, то целесообразно определить, как влияет взаимодействие излучателей на характеристики направленности.

Для решетки, приведенной на рис. 2.37, исследованы характеристики направленности и поляризационные характеристики. На рис. 2.39 показана пространственная диаграмма направленности линейной антенной решетки из волноводных излучателей с эллиптической поляризацией.

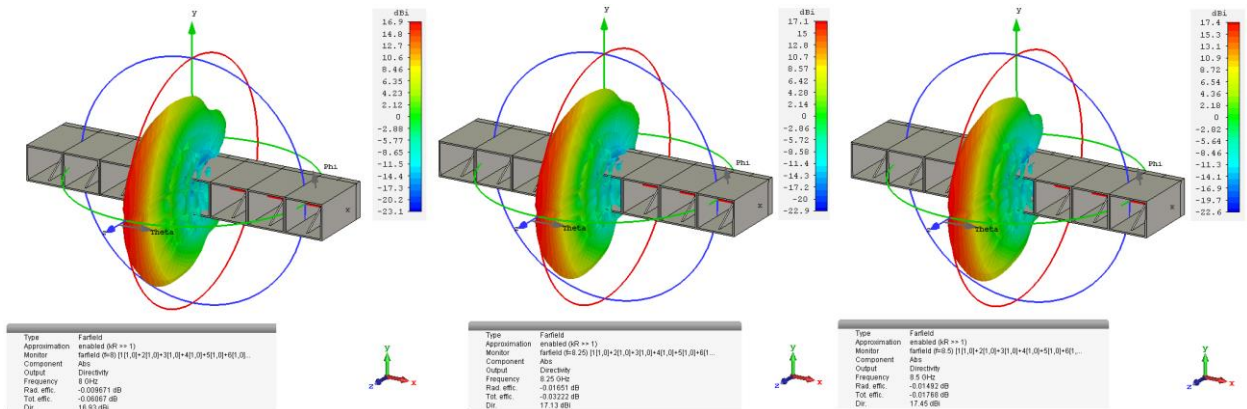


Рис. 2.39. Пространственные диаграммы направленности антенной решетки из волноводных излучателей с линейной перегородкой.

На рис. 2.40. приведены зависимости коэффициента эллиптичности от пространственной угловой координаты в азимутальной плоскости.

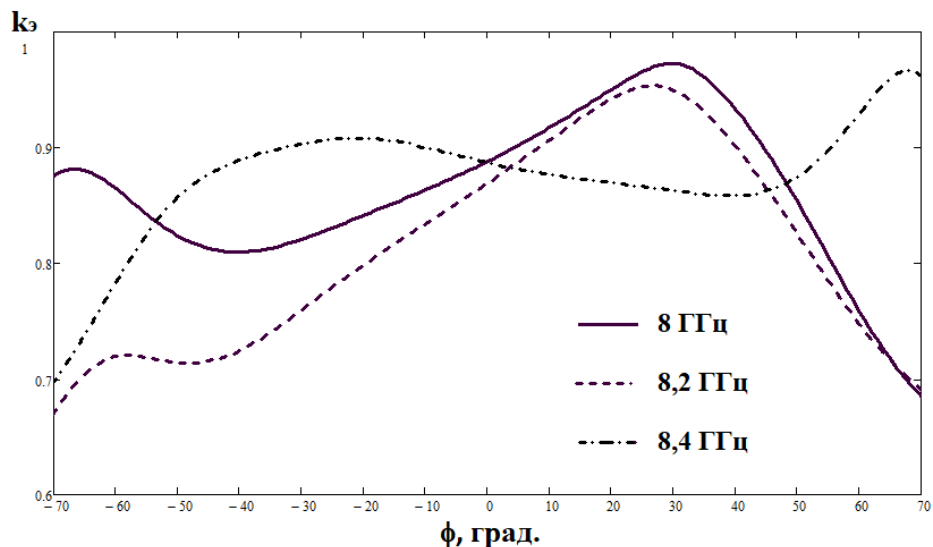


Рис. 2.40. Зависимости коэффициента эллиптичности от угловой координаты в азимутальной плоскости

Из рис. 2.40 видно, что взаимодействие излучателей существенно влияет на поляризационные характеристики. Коэффициент эллиптичности

становится меньше требуемого на краях зоны покрытия. На сегодняшний день имеются различные способов снижения эффектов взаимодействия элементов, но большая часть этих способов приводит к усложнению конструкции и увеличению массогабаритных характеристик, что нежелательно для антенных систем МКА.

На следующем рисунке приведена зависимость коэффициента усиления от частоты.

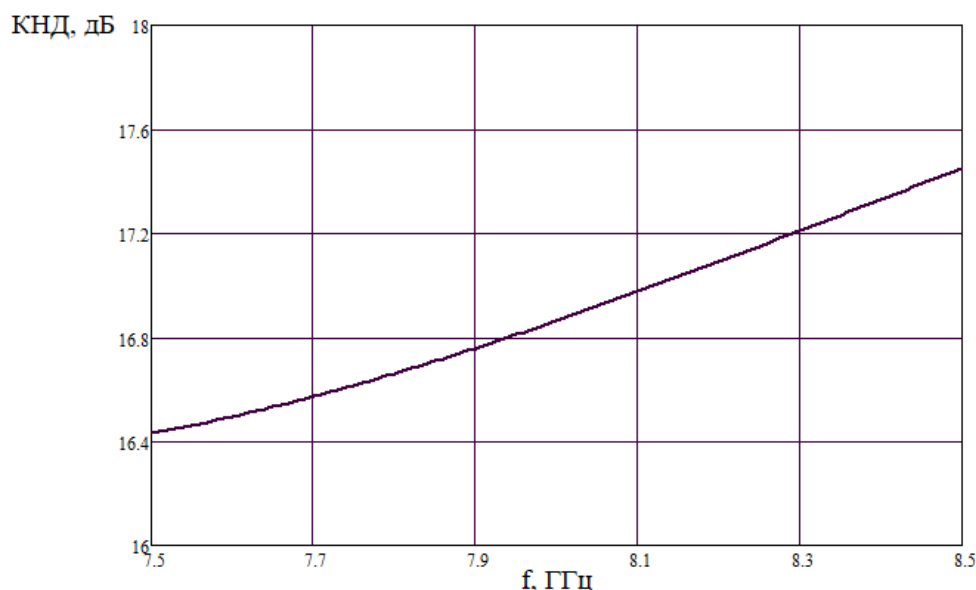


Рис. 2.41. Зависимость коэффициента направленного действия от частоты.

Из полученных зависимостей видно, что взаимодействие излучателей в антенной решетке больше влияет на характеристики направленности, чем на характеристики согласования. Как известно, одним способом борьбы с эффектом взаимодействия является пространственное разнесение элементов антенной решетки рис. 2.42. Элементы антенной решетки размещены эквидистантно с шагом  $d=35$  мм. Габаритные размеры антенного полотна  $280 \times 50 \times 25$  мм. Возбуждение элементов осуществляется стандартным волноводом WR-112.

На рис. 2.43 показаны пространственные диаграммы направленности линейной антенной решетки из восьми элементов, разнесенных на расстояние 8 мм. На рис. 2.44. приведены зависимости коэффициента

эллиптичности от пространственной угловой координаты в азимутальной плоскости.

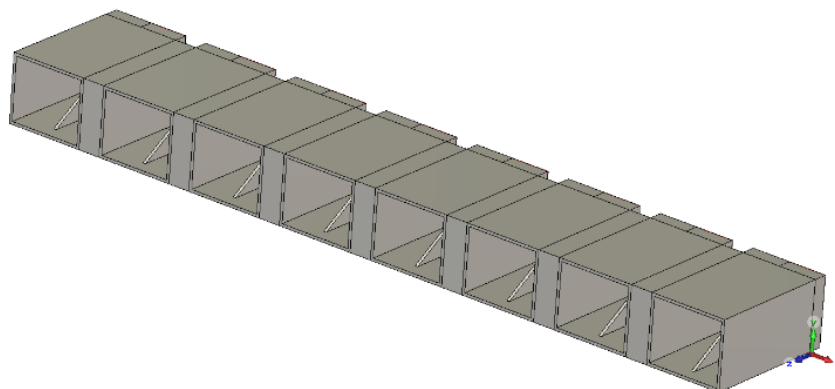


Рис. 2.42. Модель волноводной антенной решетки из восьми элементов разнесенных на расстояние 8 мм.

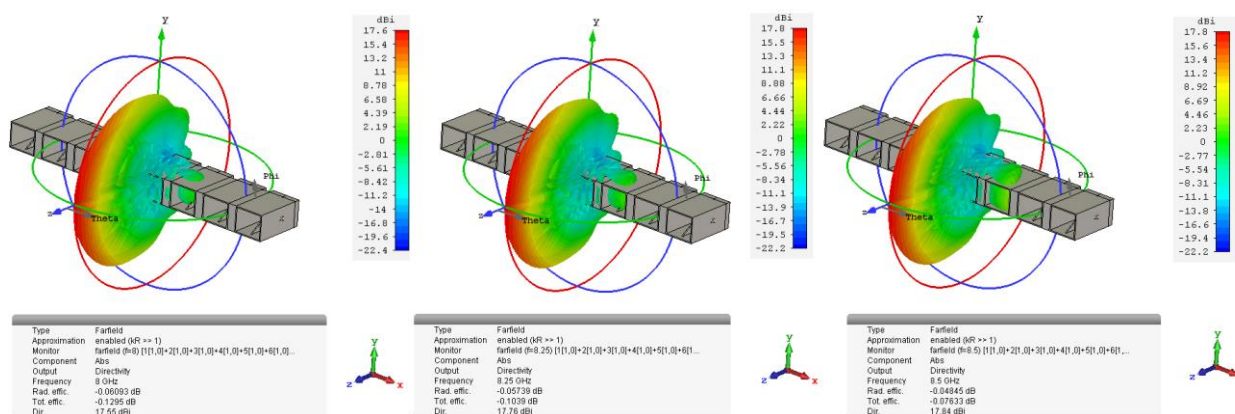


Рис. 2.43. Пространственные диаграммы направленности антенной решетки из септум-поляризатора с линейной перегородкой.

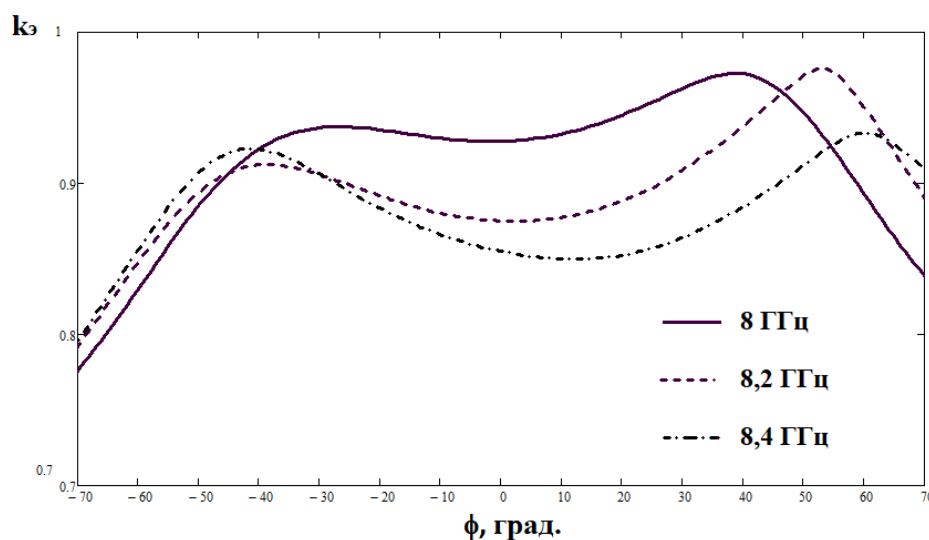


Рис. 2.44. Зависимости коэффициента эллиптичности от угловой координаты в угломерной плоскости

Полученные зависимости показывают, что пространственное разнесение элементов позволяет улучшить поляризационные характеристики антенной решетки, поэтому эффективным методом расширения углового сектора поляризационных характеристик является синтез размещения элементов в полотне решетки [54].

Немаловажное значение при разработке бортовых антенных систем МКА имеет минимизация габаритных размеров. При этом антенны должны сохранять характеристики в условиях влияния различных дестабилизирующих факторов. Особенности работы бортовых антенных систем, устанавливаемых на малых космических аппаратах, подробно рассмотрены в первой главе. Конструкции антенн определяют не только механические характеристики, но и важнейшие энергетические характеристики, от которых зависит энергетический потенциал всей системы связи. С этими характеристиками тесно связаны направленные и поляризационные свойства антенн. Одним из требований, предъявляемым к поляризационным характеристикам является изменение коэффициента эллиптичности в заданных пределах в широком секторе углов  $\pm 70^\circ$ . Известные методы достижения требуемых поляризационных характеристик, основанные на использовании антенн с широкоугольным сканированием [55–59], применять при решении данной задачи нецелесообразно из-за ограниченного объёма, отведенного под размещение антенной системы. Разработка антенных решеток из малогабаритных волноводных элементов позволяет найти компромиссное решение, обеспечивающее требуемые энергетические, поляризационные и массогабаритные характеристики.

На рис. 2.45 показана модель антенной решетки из излучателей с линейной перегородкой и выступами с габаритными размерами. На следующем рисунке приведена коаксиальная распределительная система, которая представляет собой двоичную схему деления мощности на основе коаксиальных тройников. На рис. 2.47 и 2.48 представлены зависимости КСВ

от частоты и зависимости коэффициента эллиптичности азимутальной угловой координаты соответственно.

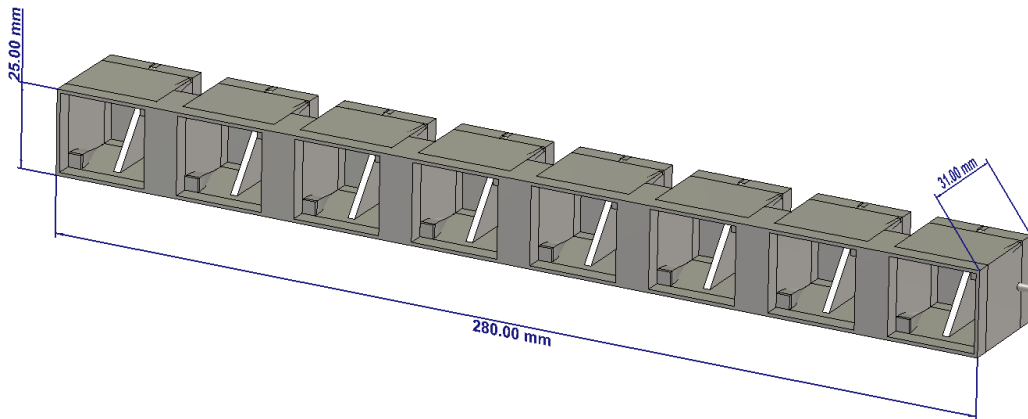


Рис. 2.45. Модель волноводной антенной решетки из восьми излучателей с линейной перегородкой и выступами, разнесенных на расстояние 8 мм.

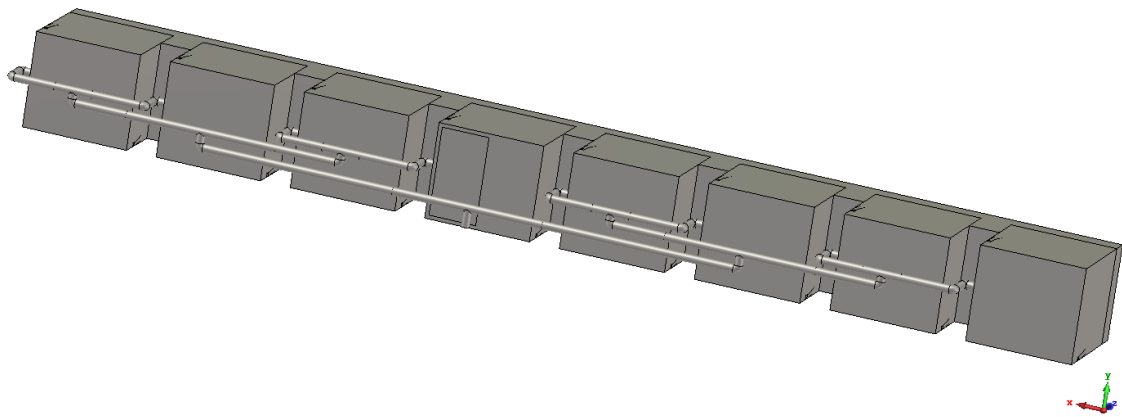


Рис. 2.46. Распределительная система волноводной антенной решетки из восьми излучателей с линейной перегородкой и выступами.

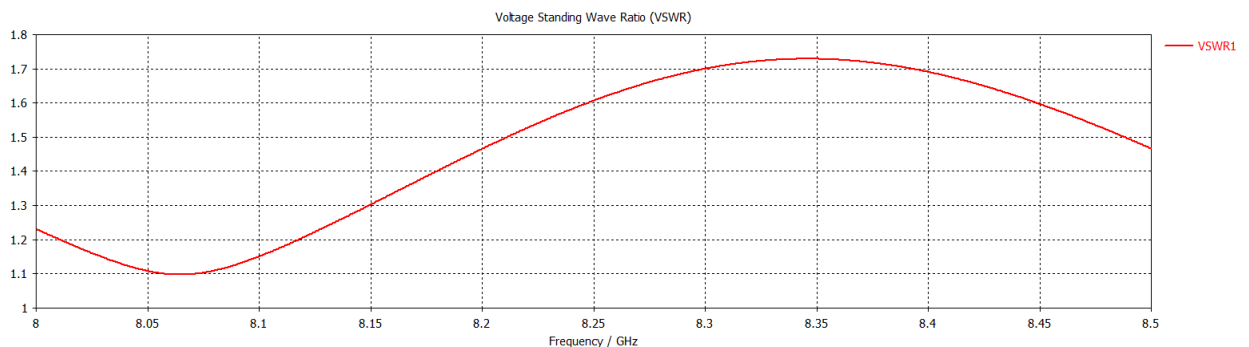


Рис. 2.47. Зависимости КСВ от частоты

На рис. 2.48 черным цветом обозначены зависимости коэффициента эллиптичности от пространственной угловой координаты для

разрабатываемой антенной решетки, а красным цветом показана аналогичная зависимость, приведенная для в литературе для АР из волноводов. Значение коэффициента эллиптичности волноводных излучателей с линейной перегородкой имеет больший разброс в зоне покрытия, чем аналогичное значение, рассчитанное для решетки из волноводных излучателей, разработанной АО Корпорацией ВНИИЭМ, но при коэффициенте эллиптичности изменяется в допустимых пределах.

На следующем рисунке приведены пространственные ДН.

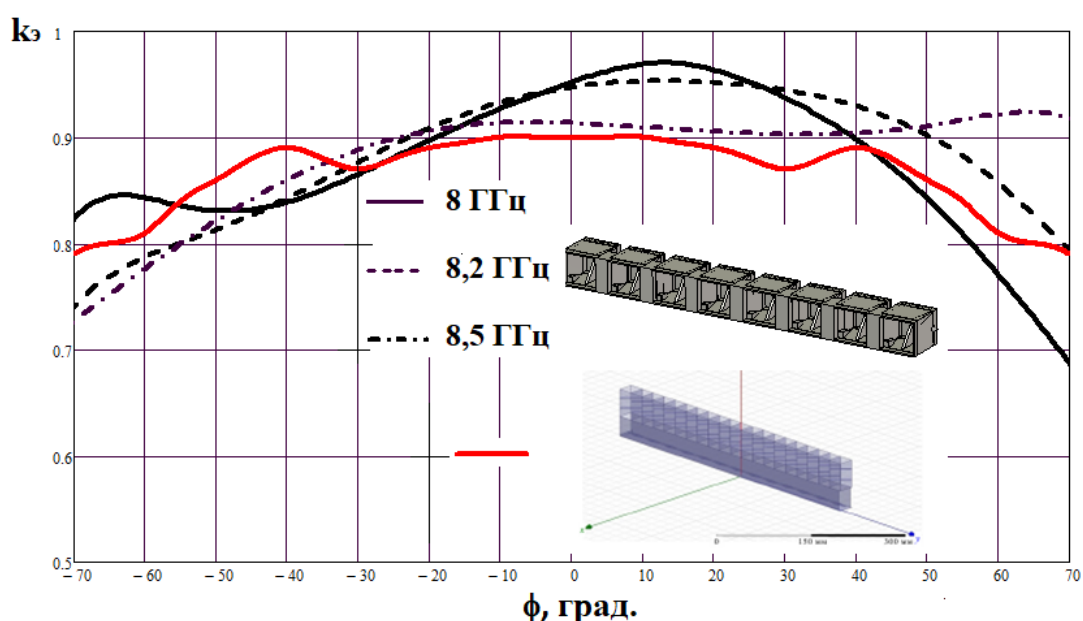


Рис. 2.48. Зависимости коэффициента эллиптичности от угловой координаты.

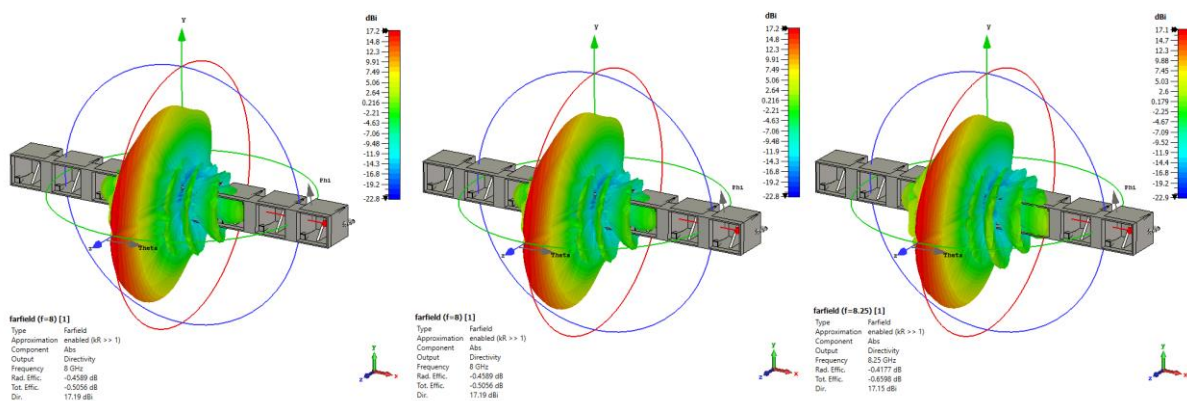


Рис. 2.49. Пространственные диаграммы направленности

Таким образом, характеристики направленности и поляризационные характеристики антенных решеток из малогабаритных волноводных



излучателей больше искажаются при взаимодействии, чем аналогичные характеристики антенных решеток из излучателей-прототипов.

## 2.6 Моделирование линейной антенной решетки из излучателей на основе малогабаритного волноводного поляризатора с выступами и ступенчатой перегородкой

Как было показано выше, излучатели со ступенчатой перегородкой обладают более широкой рабочей полосой по согласованию. Поэтому целесообразно провести численное моделирование антенной решетки из волноводных излучателей со ступенчатой перегородкой и выступами. На рис. 2.50 приведена модель антенной решетки с габаритными размерами.

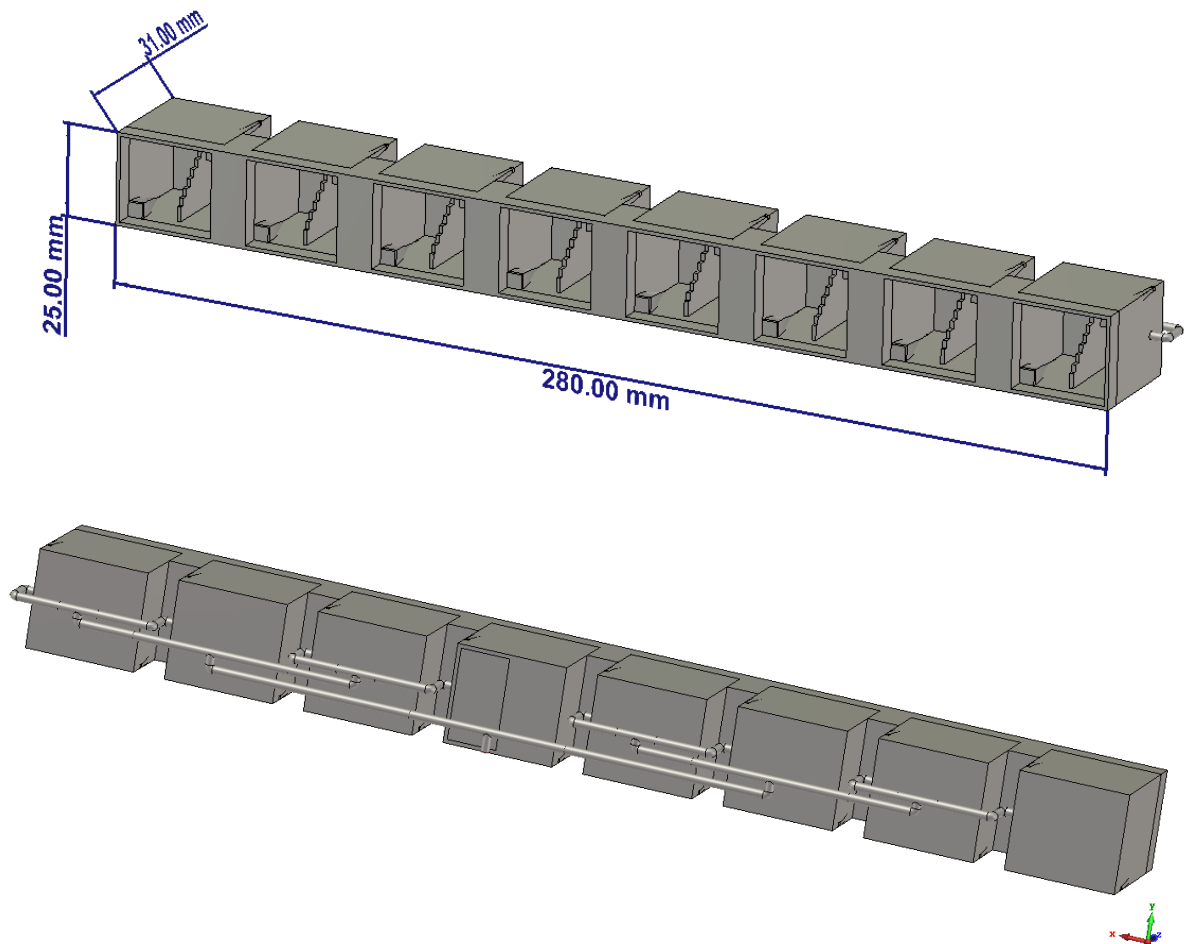


Рис. 2.50. Модель антенной решетки основе малогабаритного волноводного поляризатора с выступами и ступенчатой перегородкой

Возбуждение антенной решетки можно осуществить, используя распределительную систему, рассмотренную в предыдущем разделе. На рис. 2.51 и 2.52 представлены зависимости КСВ от частоты и зависимости коэффициента эллиптичности азимутальной угловой координаты.

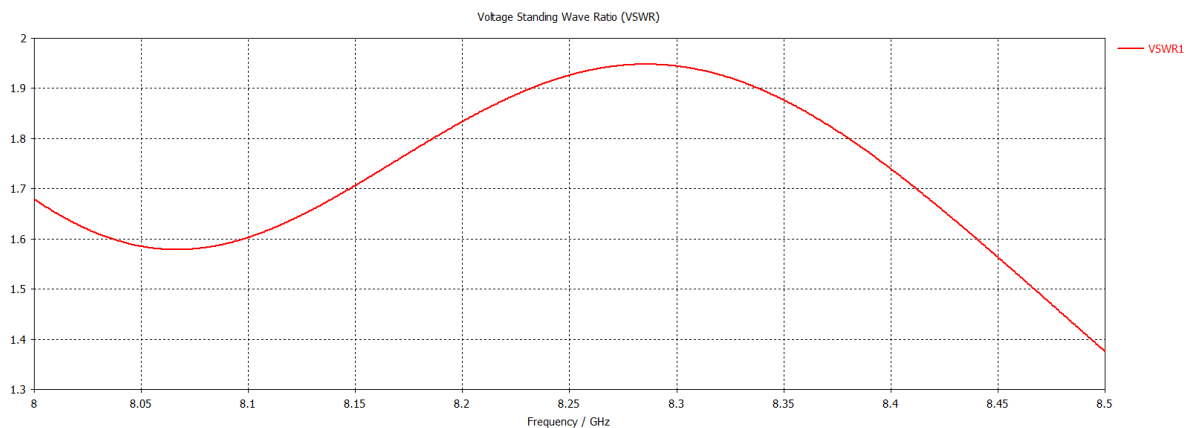


Рис. 2.51. Зависимости КСВ от частоты

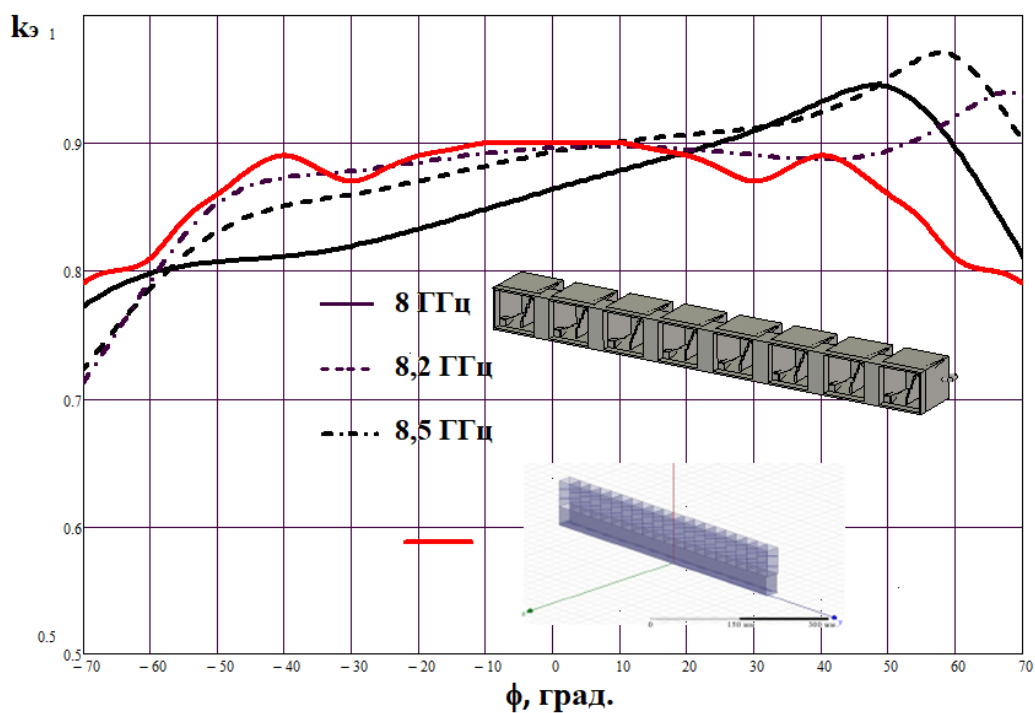


Рис. 2.52. Зависимости коэффициента эллиптичности от угловой координаты.

На рис. 2.52 черным цветом обозначены зависимости коэффициента эллиптичности от пространственной угловой координаты для разрабатываемой антенной решетки, а красным цветом показана аналогичная зависимость, приведенная для антенной решетки, разработанной АО Корпорацией ВНИИЭМ. На следующем рисунке приведены пространственные ДН.

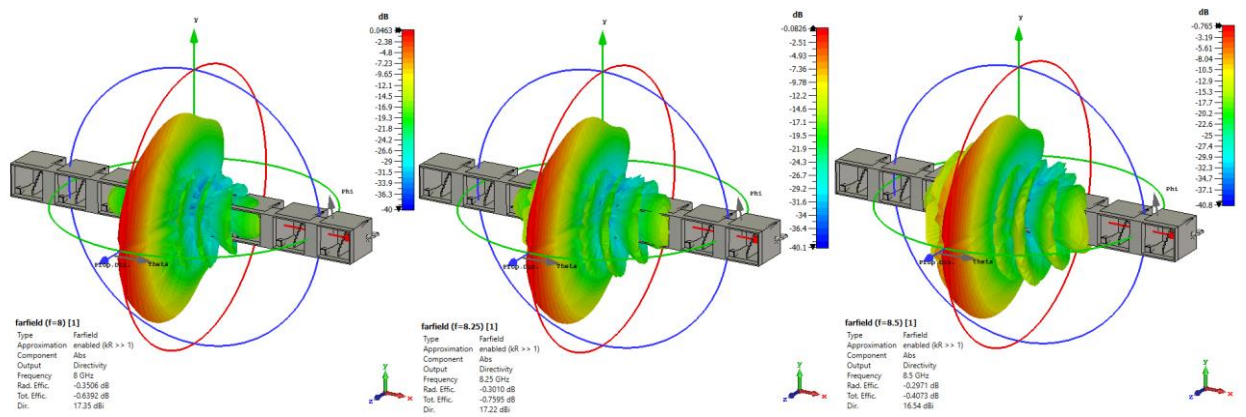


Рис. 2.53. Пространственные диаграммы направленности

Важнейшими характеристиками антенных решеток телекоммуникационных систем являются энергетические характеристики. На рис. 2.54 приведены зависимости коэффициента направленного действия от частоты для решеток с линейной и ступенчатой перегородками. На рис. 2.55 приведены кроссполяризационные диаграммы.

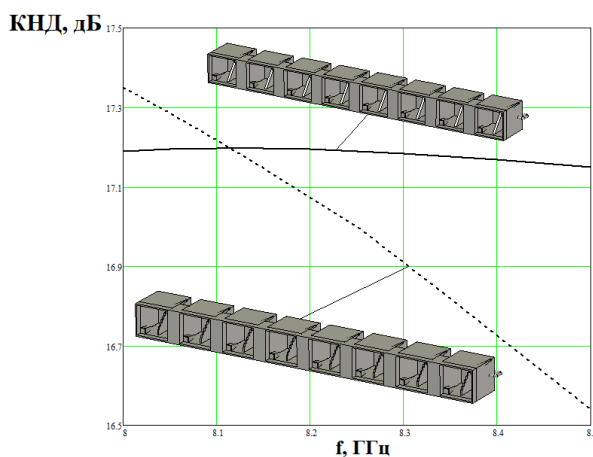


Рис. 2.54. Зависимости коэффициента направленного действия от частоты

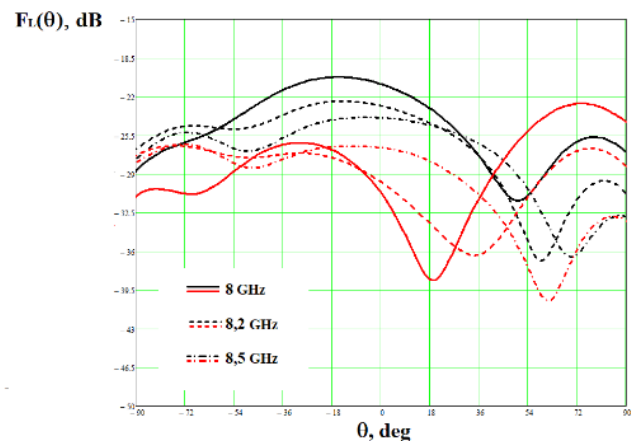


Рис. 2.55. Кроссполяризационные диаграммы.

На рис. 2.55 черным цветом обозначены кроссполяризационные диаграммы для разрабатываемой антенной решетки с линейной перегородкой, а красным цветом – со ступенчатой перегородкой.

## 2.7 Выводы

Таким образом во второй главе разработаны различные конструкции

волноводных излучателей, обеспечивающих требуемые поляризационные характеристики. Показано, что поляризационные характеристики излучателя зависят от способа его возбуждения и положения точки запитки при возбуждении с помощью коаксиального зонда.

Разработана и исследована конструкция волноводного излучателя, которая позволяет на 45% уменьшить его длину за счет применения комбинированной замедляющей структуры, состоящей из двух выступов и перегородки. При этом сохраняются частотные и поляризационные характеристики, полученные при исследовании поляризатора-прототипа, известного из литературы.

Разработаны и исследованы модели линейных антенных решеток из излучателей на основе волноводного поляризатора с выступами, линейной перегородкой и ступенчатой перегородкой.

Исследовано влияние взаимодействия излучателей на характеристики направленности АР, а следовательно, и на её поляризационные характеристики. Для снижения влияния взаимодействия рассмотрены антенные решетки с пространственным разнесением элементов.

Показано, что пространственное разнесение элементов позволяет улучшить поляризационные характеристики антенной решетки, поэтому эффективным методом расширения углового сектора поляризационных характеристик является синтез размещения элементов в полотне решетки.

Определены энергетические характеристики различных вариантов антенных решеток. Проведено сравнение поляризационных характеристик разработанных антенных решеток и антенной решетки, рассмотренной в [47]. Показано, что поляризационные характеристики удовлетворяют требованиям, предъявляемым к антенным решеткам РЛЦИ при меньших габаритных размерах антенны, чем приведены в литературе.

### 3. СИНТЕЗ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ РАДИОЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ ЦЕЛЕВОЙ ИНФОРМАЦИИ

#### 3.1 Секторная диаграмма направленности и методы ее синтеза

Антенные решетки позволяют осуществлять гибкое управление характеристиками направленности в соответствии с тактико-техническими задачами, решаемыми радиотехнической системой. Изменение формы диаграммы направленности, а также возможность формирования диаграмм направленности (ДН) специальной формы, требуется для функционирования радиолокационных систем, систем радиоэлектронной борьбы, связи и т.д. В ряде радиотехнических систем возникает необходимость формирования секторных ДН, поэтому в настоящее время имеется значительное число статей, посвященных решению этой задачи [60-68]. Похожие задачи возникают и при построении информационных телекоммуникационных систем, для которых необходимо обеспечивать допустимое изменение коэффициентов усиления и эллиптичности в заданном секторе углов, что можно достичь с помощью синтеза диаграммы направленности специальной формы. Для решения такой задачи подходит секторная ДН. Секторные ДН синтезируются и исследуются достаточно давно, они используются в гидроакустике радиолокации и связи. Многочисленные публикации по синтезу секторных ДН содержат рекомендации по выбору шаблонных функций, в качестве которых рассматриваются: модифицированные квадратичные функции и функции Хевисайда. Выбор данных функций обусловлен возможностью введения предыскажений для лучшего воспроизведения секторной ДН. Ряды, используемые для разложения секторных ДН, также определяются качеством воспроизведения шаблонной функции, минимизацией эффекта Гиббса и геометрией задачи. В литературе применяются ряды Фурье, модифицированные ряды Тейлора и разложение по нечетным функциям Матье.

В одной из первых работ [60] рассмотрено формирование секторной ДН в гидроакустической системе. В ней изложен модифицированный метод

парциальных диаграмм, который заключается во введении по элементам акустической антенной решетки только фазового распределения. При синтезе секторной диаграммы направленности с помощью ряда Фурье сложно обеспечить требуемую форму, т.к. она зависит от количества базисных функций.

В работе [61] показана возможность уменьшения неравномерности диаграммы путем применения оптимизированного шаблона. Оптимизация шаблона получается за счет введения в его предсказаний.

В статье [62] рассмотрен синтез косекансной ДН. Основной целью работы было достижение минимального отклонения синтезируемой ДН от шаблона. Критерием оценки точности воспроизведения заданной функции был расчет допустимой величины ошибки. В приведенных результатах осуществляется синтез требуемой формы ДН (шаблона) путем разложения её в ряд Котельникова или Фурье.

В статье [63] предложен метод введения дополнительных переколебаний плоской вершины главного лепестка секторной диаграммы направленности шаблонной функции, за счет чего достигается более высокая точность при синтезе ДН.

В работе [64] рассмотрен синтез секторной диаграммы направленности линейного излучателя путем разложения требуемой функции в ряд по нечетным функциям Матье. Точность воспроизведения секторной ДН при использовании изложенного метода зависит от длины линейного излучателя. Хорошее описание требуемой формы ДН метод даёт при длине излучателя от  $5\lambda$  и более.

В статье [65] приведен обзор работ по фазовому синтезу секторных ДН фазированной антенной решетки (ФАР) многофункциональной РЛС. Разработан алгоритм формирования всерных парциальных диаграмм, обеспечивающий требуемое изменение формы ДН в реальном времени при высоком быстродействии цифровой АФАР. В статье показано, что

использование парциальных ДН соседних излучателей позволяет сформировать секторные ДН различной ширины.

Форма синтезируемой функции, а также её представление в виде ряда во многом определяется геометрией задачи. В работе [66-68] рассмотрено формирование секторной ДН в антенной решетке с круглой апертурой, поэтому для удобства ее представления авторами был выбран ряд Тейлора и различные его модификации. В статье приведены секторные ДН различной формы для антенной решетки с круглой апертурой и прямоугольной сеткой размещения элементов.

Возможность оперативного изменения характеристик направленности необходима также в телекоммуникационных системах, т.к. от энергетического потенциала и покрытия области пространства, в которой размещены пользователи зависит качество связи. При построении радиолинии передачи целевой информации, устанавливаемой на борту малого космического аппарата, возникает необходимость сохранения поляризационных характеристик в секторе размещения пунктов приема. Для получения требуемых поляризационных характеристик и характеристик направленности предлагается использовать ДН решетки в виде модифицированной функции Чебышева нечетного порядка:

$$F(\phi) = \begin{cases} 1 - hT_n\left(\frac{\phi}{s}\right) & \text{if } -\phi_1 < \phi < \phi_1 \\ hT_n\left(\frac{\phi}{s}\right) & \text{if } |\phi| > \phi_1 \end{cases}, \quad (3.1)$$

где  $h, s$  - нормирующие коэффициенты,  $T_n$  - функция Чебышева первого рода  $n$ -го порядка.

Функции (3.1) для  $n=11,15,19$  приведены на рис. 3.1. На рис. 3.2 показано разложение в ряд Фурье трех функций. Требуемая форма секторной ДН для спутниковой антенны системы передачи целевой информации приведена на рис. 3.3. На рис. 3.4 показаны зависимости амплитуд и фаз возбуждения от координаты элемента в антенной решетке.

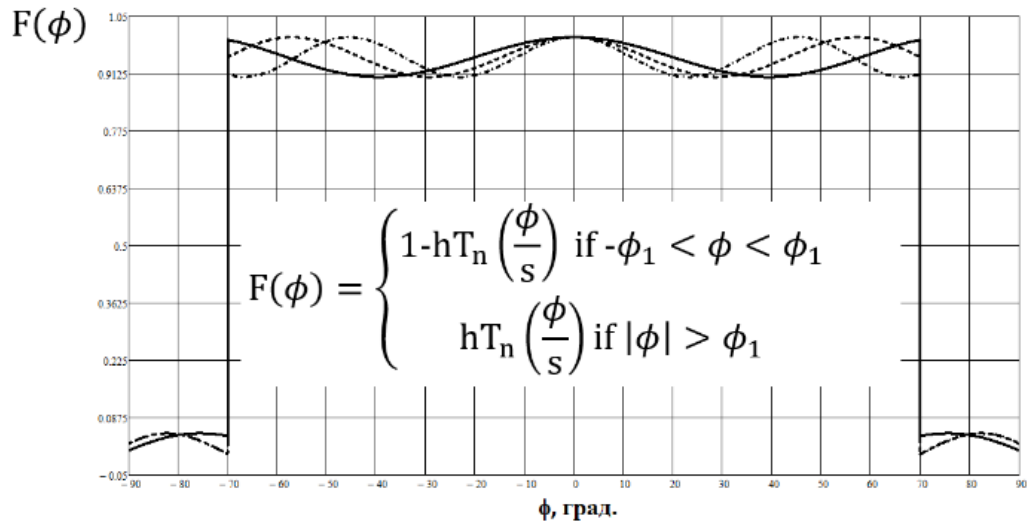


Рис. 3.1. Функции Чебышева нечетного порядка

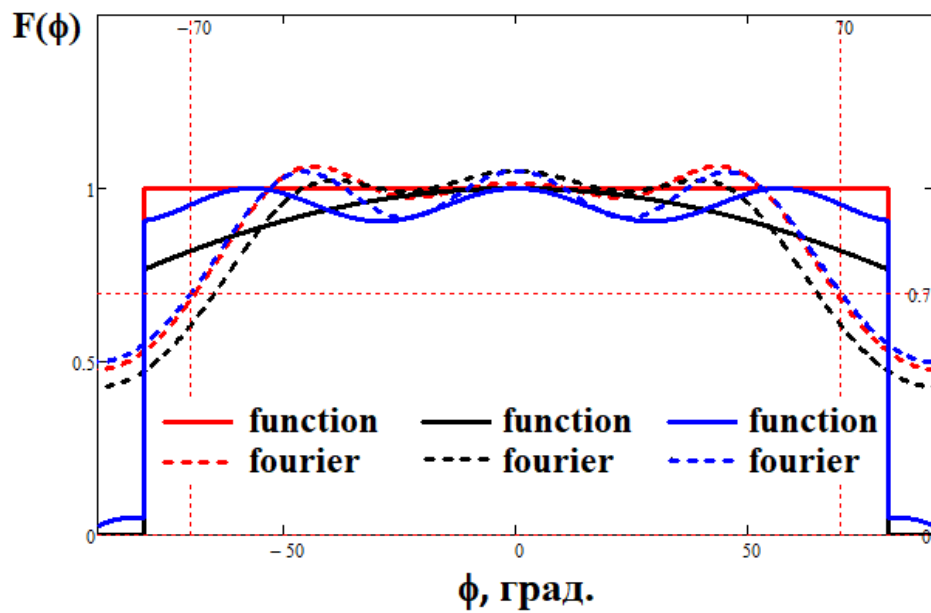


Рис. 3.2. Разложение шаблонных функций в ряд Фурье

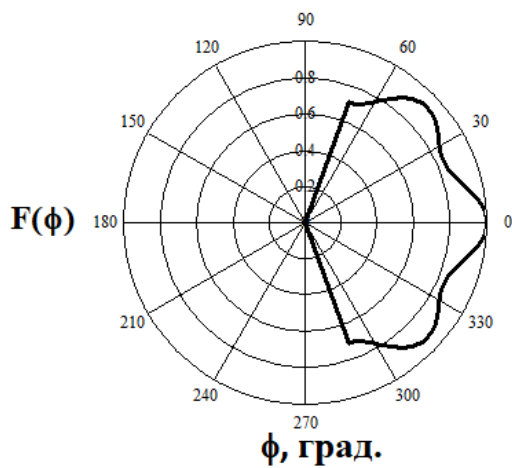


Рис. 3.3. Требуемая форма секторной ДН для спутниковой антенны системы передачи целевой информации.



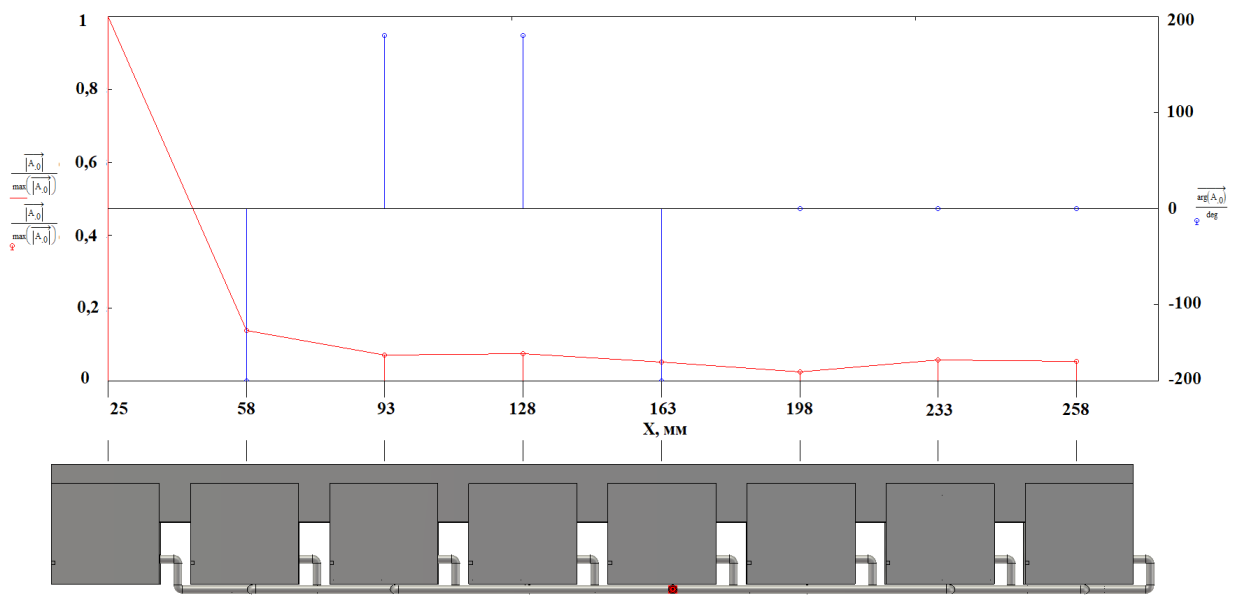


Рис. 3.4. Зависимости амплитуд и фаз возбуждения от координаты элемента в антенной решетке

На рис. 3.4 красной линией обозначены амплитуды возбуждения элементов, а синей – фазы возбуждения элементов.

Максимальное отклонение требуемой формы ДН от расчетной определяется выражением:

$$\Delta f(\phi) = \max |F(\phi) - f(\phi)|, \quad (3.2)$$

где  $F(\phi)$ - требуемая форма ДН,  $f(\phi)$  – синтезируемая форма ДН.

Максимальное отклонение рассматриваемых функций от требуемых приведено на рис. 3.5.

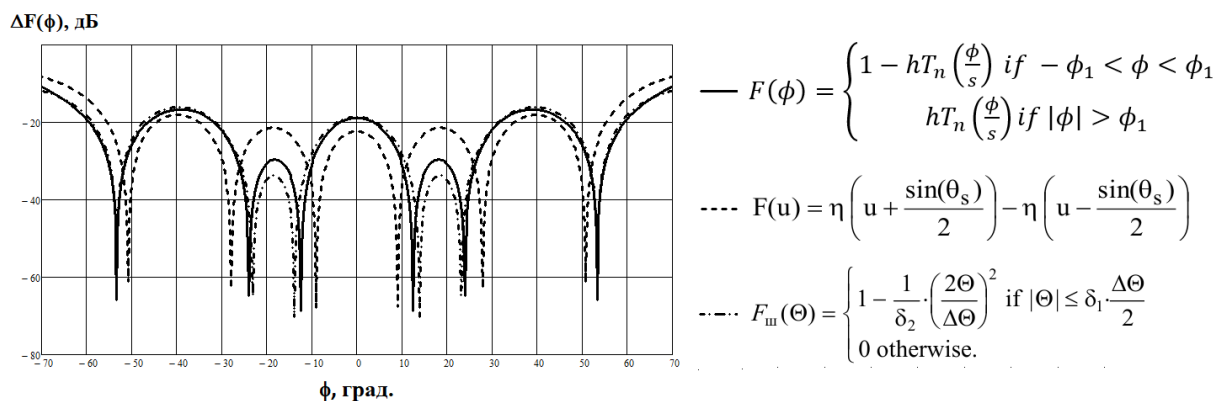


Рис. 3.5. Максимальное отклонение рассматриваемых функций от требуемых.

На рис. 3.5 сплошной линией показана кривая, соответствующая максимальному отклонению для функции Чебышева  $n=19$  порядка. Выбор

функций нечетных порядков обусловлен минимальным отклонением требуемой формы ДН от расчетной.

На рис. 3.6 приведены синтезированные ДН решеток из  $N=8,16$  и  $32$  элементов, совмещенные с ДН требуемой формы.

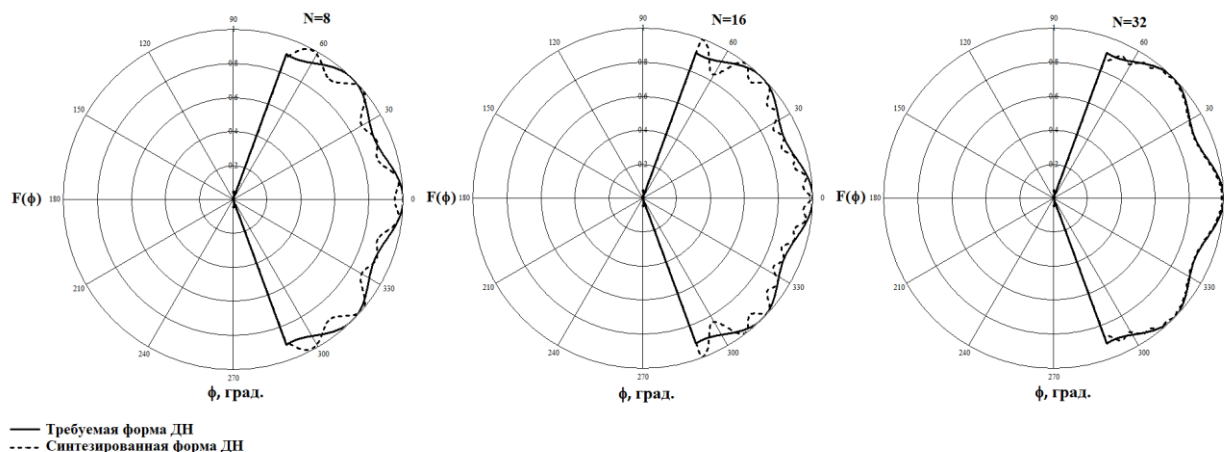


Рис. 3.6. Синтезированные ДН решеток из  $N=8,16$  и  $32$  элементов

Из рисунков видно, что наилучшим образом требуемая ДН аппроксимируется решеткой из  $N=32$  элементов. Если антенная решетка имеет меньшую размерность, ДН одиночного излучателя обеспечивает лучшие поляризационные характеристики, чем секторная ДН. Однако, если требуется покрывать меньший сектор или возникает необходимость управления сектором перекрытия, то в этом случае антенная решетка с синтезированной секторной ДН имеет лучшие поляризационные характеристики.

### 3.2 Моделирование волноводной антенной решетки с секторной диаграммой направленности

На рис. 3.7 приведены результаты моделирования антенной решетки с секторной ДН в виде функции Чебышева 19-го порядка. Для получения секторной ДН было реализовано амплитудное и фазовое распределение, показанное на рис. 3.4.

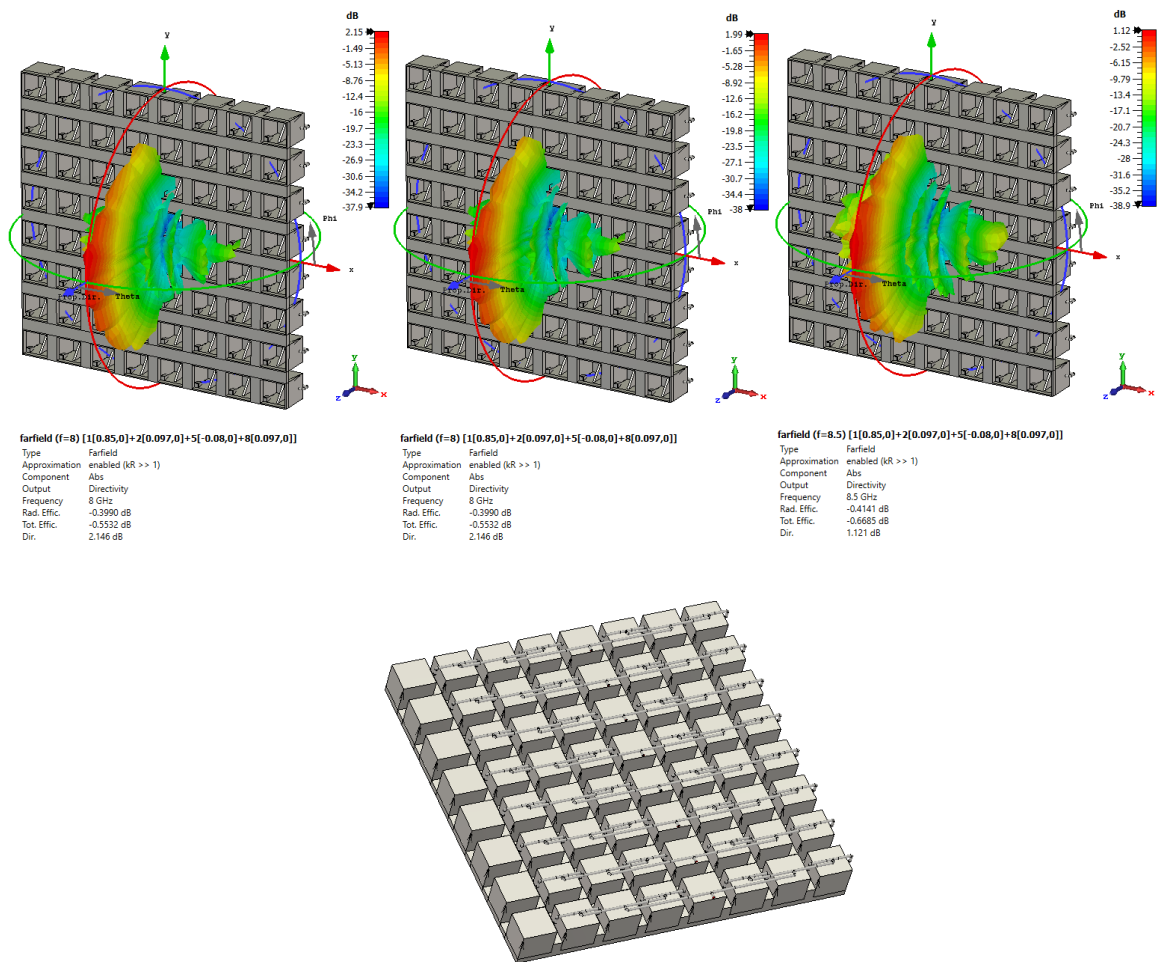


Рис. 3.7. Пространственные секторные ДН антенной решетки в виде функции Чебышева 19-го порядка и распределительная система антенной решетки

На рис. 3.8 приведены совмещенные графики для требуемой синтезируемой и полученной при моделировании ДН антенной решетки.

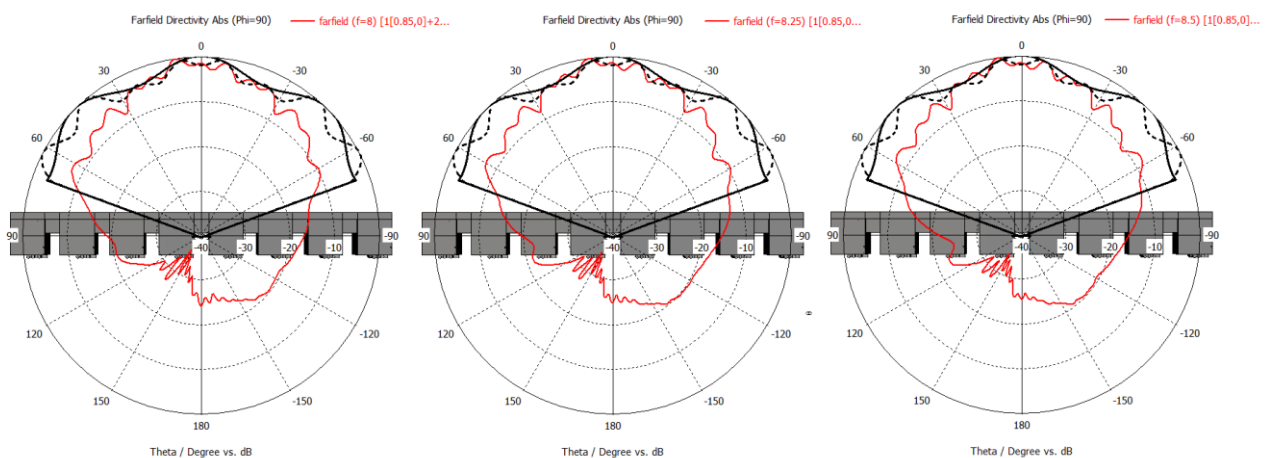


Рис. 3.8. ДН антенной решетки в азимутальной плоскости, совмещенные с синтезируемой ДН

Диаграммы практически не изменяются при изменении частоты в рабочем диапазоне на рис. 3.9 приведены ДН антенной решетки на трех частотах рабочего диапазона.

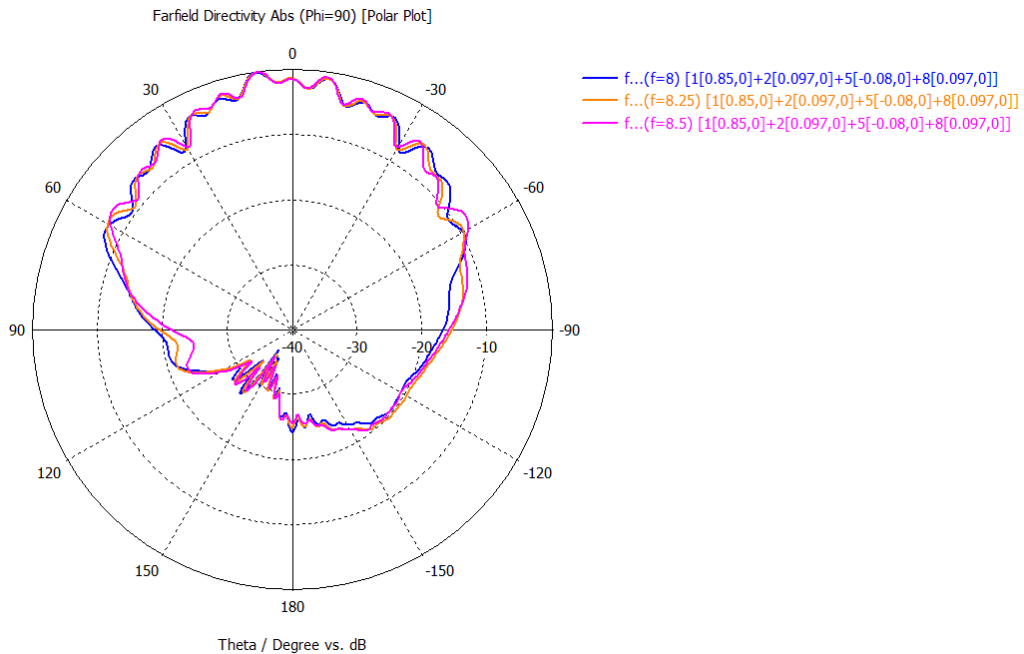


Рис. 3.9. ДН антенной решетки на трех частотах рабочего диапазона.

На следующем рисунке показаны зависимости коэффициента эллиптичности от угловой координаты.

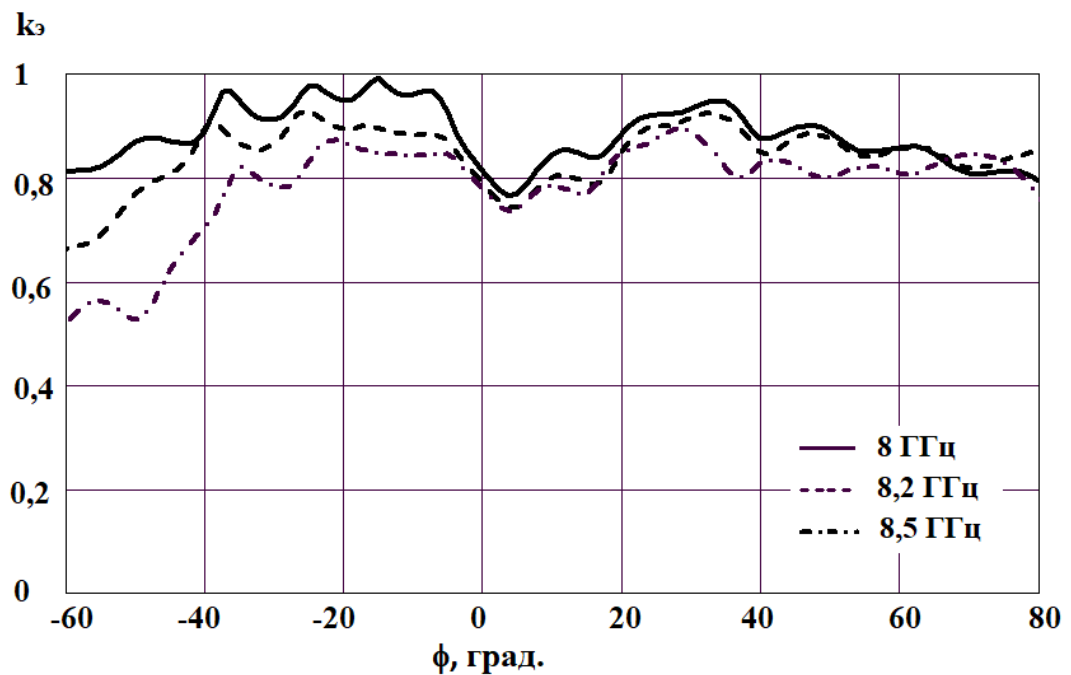


Рис. 3.10. Зависимости коэффициента эллиптичности от угловой координаты.

Для телекоммуникационных систем очень важны энергетические характеристики, поэтому ниже приводятся результаты расчета КНД и кроссполяризационных ДН антенных решеток с секторной ДН. На рис. 3.11 показаны кроссполяризационные ДН.

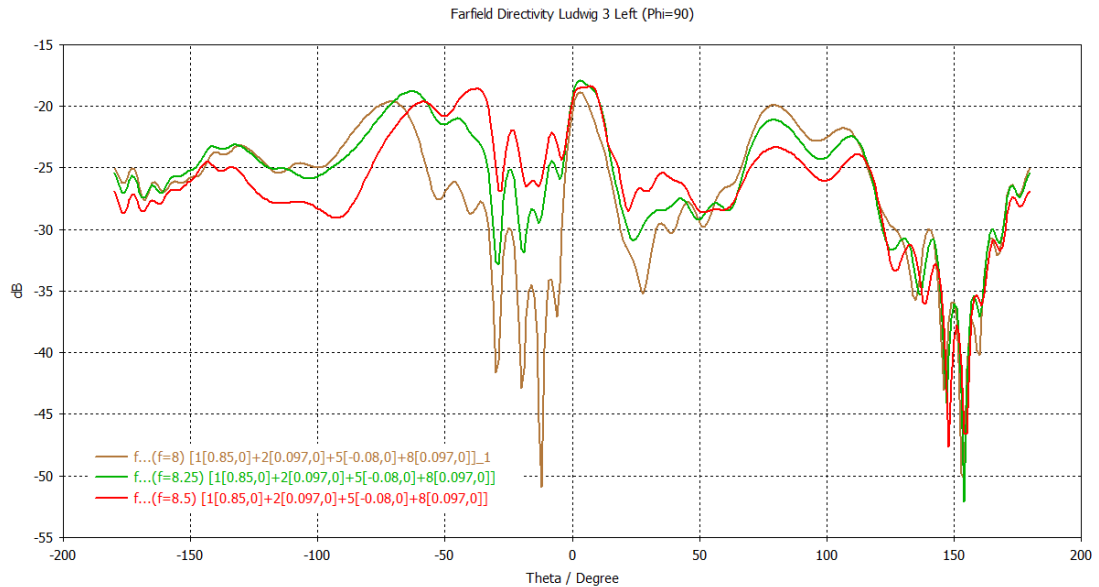


Рис. 3.11 Кроссполяризационные ДН антенной решетки.

На рис. 3.12 приведены зависимости КНД от частоты для плоской антенной решетки с секторной ДН.

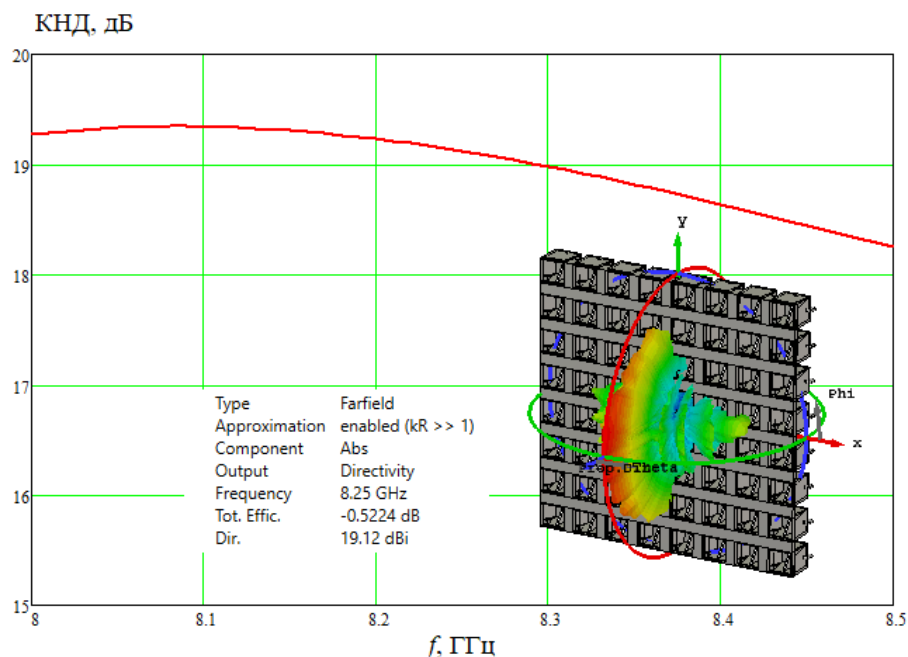


Рис. 3.12. Зависимости КНД от частоты для плоской антенной решетки с секторной ДН.

### 3.3 Выводы

Таким образом в третьей главе приведен обзор способов формирования секторных ДН в линейных антенных решетках. Определены области применения секторных ДН. Рассмотрены антенные решетки с различным числом элементов. Показано, что для антенных решеток с малым числом элементов целесообразно вносить предсказания в форму синтезируемой ДН. Для непрерывных антенных систем или антенн с большим числом элементов рассмотрены различные модификации метода парциальных диаграмм, обеспечивающие заданную точность воспроизведения форм секторных ДН. Дано обоснование выбора данной шаблонной функции. Предложена методика синтеза секторной ДН антенной решетки в виде функций Чебышева нечетных порядков. Проведен расчёт максимального отклонения функций Хевисайда и функций с предсказаниями от требуемых. Приведены результаты расчета максимального отклонения функций для функций Чебышева нечетных порядков. Показано, что применение этих функций обеспечивает требуемое отклонение ДН от заданной формы. С помощью разработанной методики рассчитаны диаграммы направленности антенной решетки из волноводных излучателей с круговой поляризацией. Показано, что форма синтезируемых секторных ДН слабо зависит от частоты. Рассчитаны ДН решеток, состоящих из  $N=8$ ,  $N=16$  и  $32$  элементов. Показано, что требуемая ДН хорошо аппроксимируется решеткой из  $N=32$  элементов. При меньшем числе элементов целесообразно использовать ДН одиночного излучателя, который обеспечивает лучшие поляризационные характеристики и более широкий сектор покрытия. Показано, что требуемые поляризационные характеристики сохраняются в широком секторе углов.

#### 4. ОПРЕДЕЛЕНИЕ СТАТИСТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК АНТЕННЫХ СИСТЕМ РАДИОЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ ЦЕЛЕВОЙ ИНФОРМАЦИИ

##### **4.1 Определение статистических характеристик волноводных излучателей с линейной перегородкой и выступами.**

Исследование статистических характеристик антенных решеток является важнейшей задачей. Решение такой задачи традиционно проводилось с помощью статистической теории антенн [69-71]. Расчет статистических характеристик позволяет связать допуски на изготовление антенны с допустимыми изменениями характеристик направленности и поляризационных характеристик.

При разработке многоэлементных антенн вопросы практической реализации их характеристик определяются технологическими возможностями производства, которые в свою очередь подразумевают выполнение отдельных элементов с погрешностями. Как известно, эти погрешности делятся на систематические и случайные [71]. Если влияние первого типа погрешности легко учесть и устранить, то на второй тип влияет множество факторов, которые являются случайными.

На рис. 4.1 приведены зависимости коэффициента эллиптичности от пространственной угловой координаты для излучателя с линейной перегородкой и выступами без учета и с учетом влияния амплитудных и фазовых ошибок. Зависимость коэффициента эллиптичности без учета фазовых ошибок показана сплошной линией, аналогичная зависимость с учетом фазовых ошибок показана пунктирной линией. На рис. 4.2 представлены аналогичные зависимости для излучателя со ступенчатой перегородкой и выступами.

Характеристики рассчитывались для амплитудных ошибок с СКО, равной 15% и фазовых ошибок с величиной СКО, равной 10°. Статистика ошибок взята с производства.

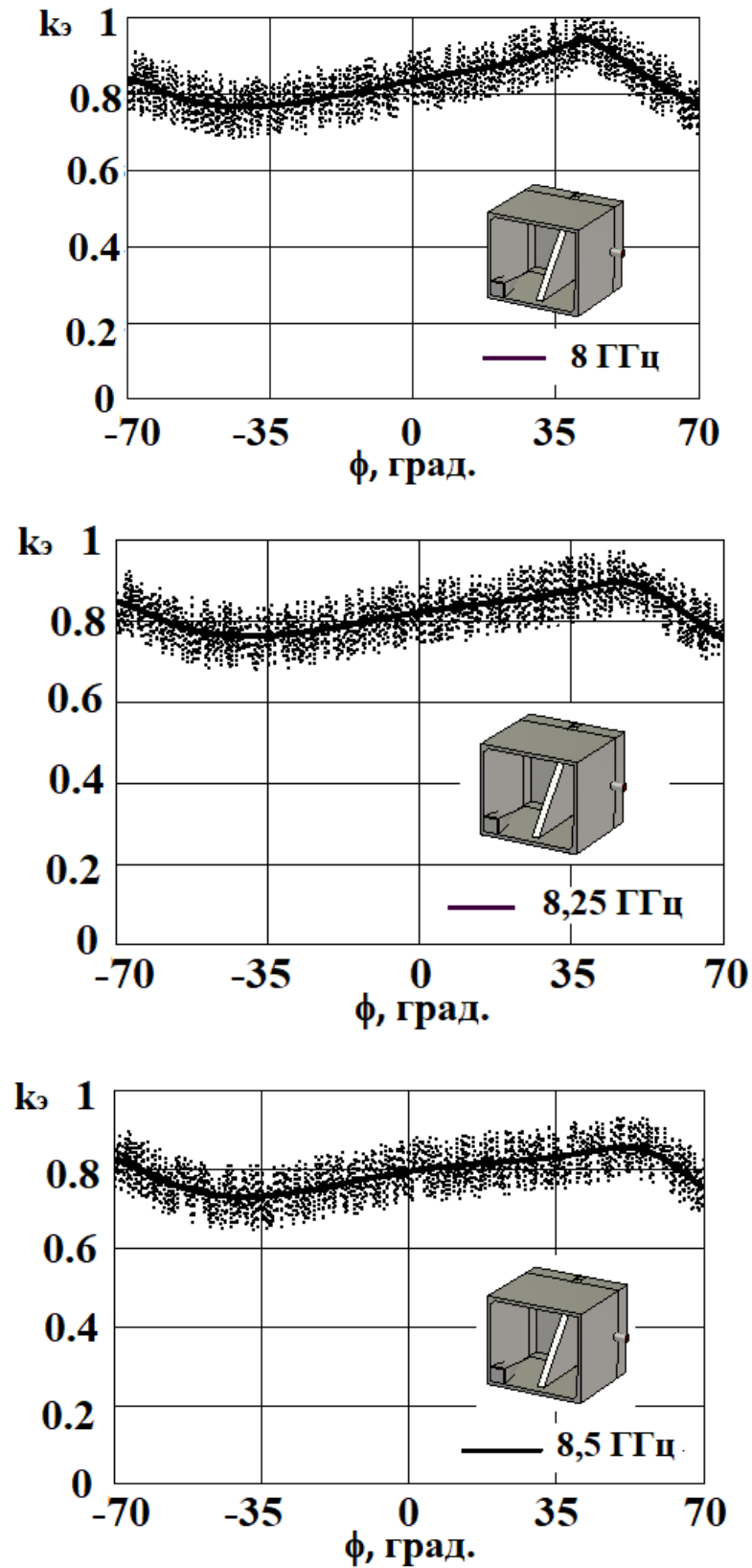


Рис. 4.1. Зависимости коэффициента эллиптичности от пространственной угловой координаты для излучателя с линейной перегородкой и выступами без учета и с учетом влияния амплитудных и фазовых ошибок.



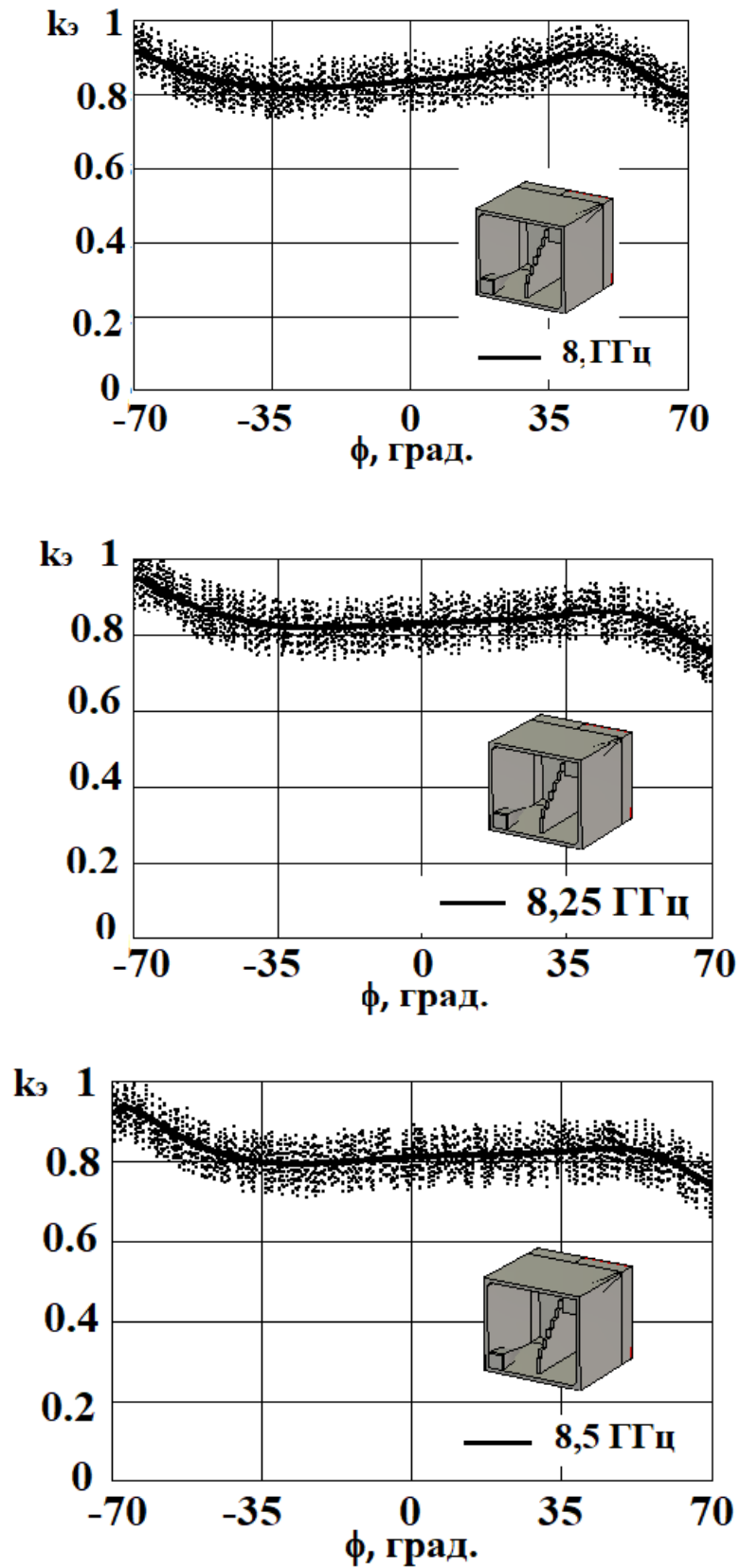


Рис. 4.2. Зависимости коэффициента эллиптичности от пространственной угловой координаты для излучателя со ступенчатой перегородкой и выступами без учета и с учетом влияния амплитудных и фазовых ошибок.

Проведенные расчеты позволяют найти допустимые величины искажений поляризационных характеристик, обеспечивающие функционирование антенной системы. Однако при практической реализации антенны важно знать, какая точность изготовления должна выдерживаться при воспроизведении ее конструктивных параметров. В рассматриваемом диапазоне частот шероховатость поверхности волновода слабо влияет на поляризационные характеристики, характеристики направленности и согласования. А точность изготовления выступов и пластины могут оказать существенное влияние. Поэтому целесообразно оценить влияние изменения параметров этих элементов конструкции на её характеристики. Для расчета поляризационных характеристик можно использовать методы статистической теории антенн, задавая изменение угла среза пластины с помощью датчика случайных чисел. На рис. 4.3 показано изменение угла пластины по случайному закону с линейно нарастающей зависимостью параметра  $\alpha$ .

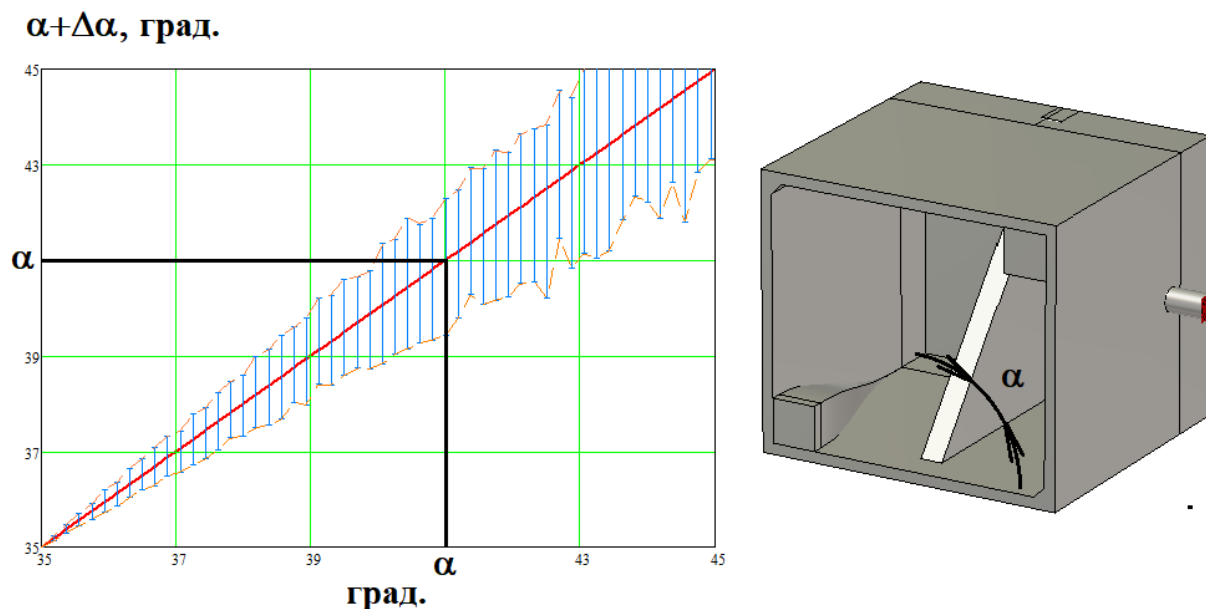


Рис. 4.3. Изменение угла пластины по случайному закону с линейно нарастающей зависимостью параметра  $\alpha$ .

На рис. 4.4-4.6 приведены зависимости коэффициента эллиптичности от пространственной угловой координаты для разных значений  $\alpha$ .

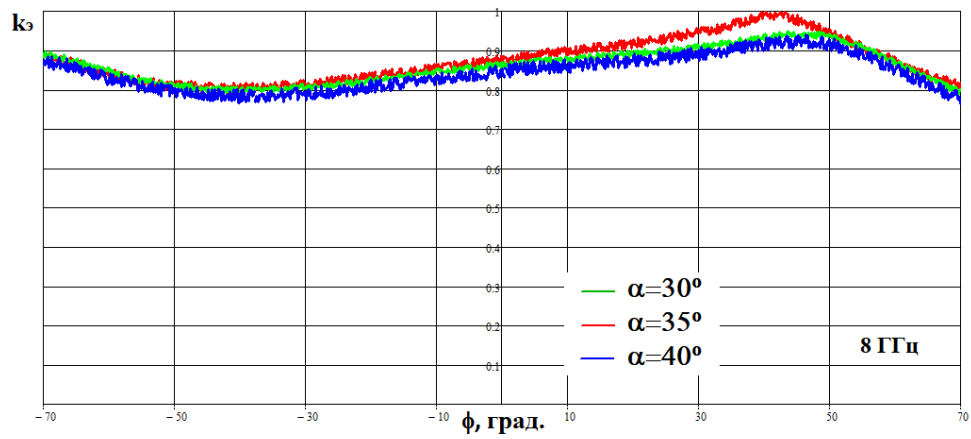


Рис. 4.4. Зависимости коэффициента эллиптичности от пространственной угловой координаты для разных значений  $\alpha$  на частоте  $a=8$  ГГц.

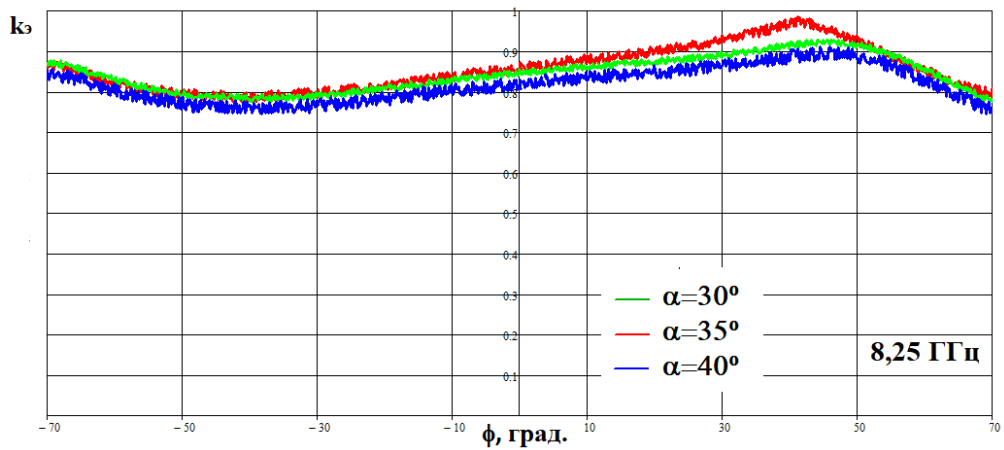


Рис. 4.5. Зависимости коэффициента эллиптичности от пространственной угловой координаты для разных значений  $\alpha$  на частоте  $a=8,25$  ГГц.

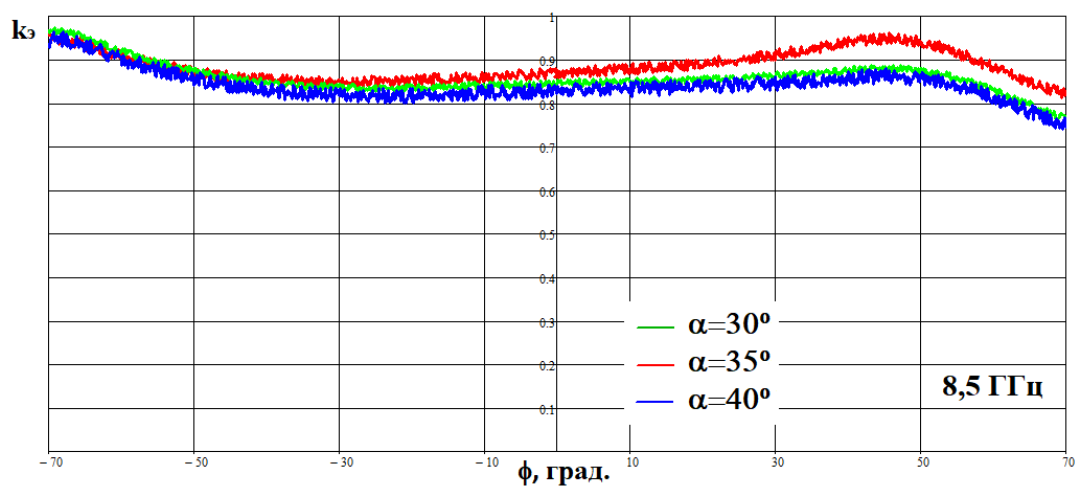


Рис. 4.6. Зависимости коэффициента эллиптичности от пространственной угловой координаты для разных значений  $\alpha$  на частоте  $a=8,5$  ГГц.

На следующем рисунке приведены зависимости КСВ от частоты.

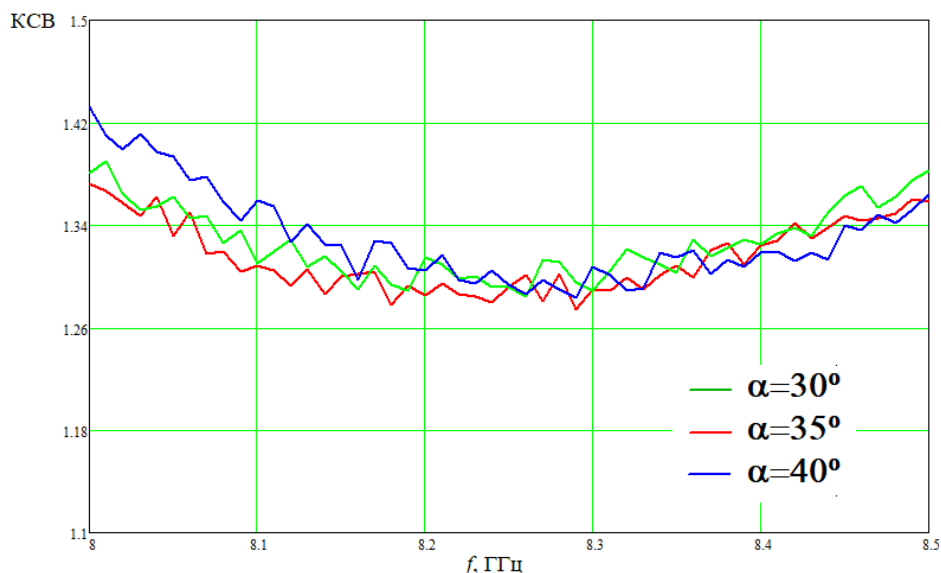


Рис. 4.7. Зависимости коэффициента КСВ от частоты.

Из рис. 4.4–4.6 видно, что оптимальным углом среза пластины является угол  $\alpha=35^\circ$ . Изменение угла на  $5^\circ$  соответствует увеличению или уменьшению среза на 2 мм. Современная технология изготовления волноводных устройств позволяет выдерживать такие допуски.

На рис. 4.8 показаны ДН антенны с линейной перегородкой при выполнении угла среза перегородки с ошибкой  $\pm 5^\circ$ .

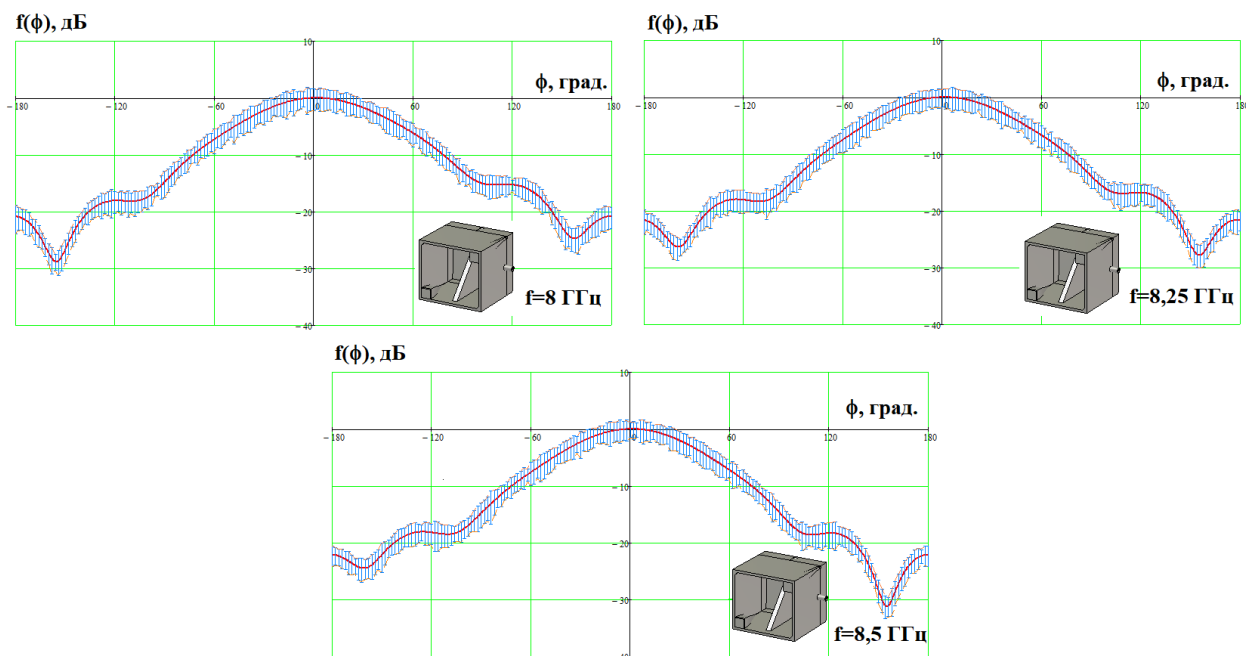


Рис. 4.8. ДН антенны с линейной перегородкой при выполнении угла среза перегородки с ошибкой  $\pm 5^\circ$ .

Изменение размеров выступов на 1,5-2 мм также не приводит к существенным изменениям поляризационных характеристик, характеристик направленности и согласования.

#### 4.2 Определение статистических характеристик линейной антенной решетки из волноводных излучателей с перегородкой и выступами.

Дисперсия коэффициента усиления и УБЛ линейной АР определяются из диаграммы направленности антенной решетки, при расчете которой учитываются как амплитудные, так и фазовые ошибки:

$$F(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N f(\theta, \varphi) [A_n + r_n e^{j\alpha_n}] e^{jk(x_n \cos(\varphi) \sin(\theta))} \quad (4.1)$$

где  $f(\theta, \varphi)$  – диаграмма излучателя антенной решетки,  $r_n$  – амплитудная ошибка,  $\alpha_n$  – фазовая ошибка,  $A_n$  – амплитуда возбуждения элемента.

Закон распределения фазовой ошибки определяется следующим выражением:

$$P(\alpha) = \begin{cases} \frac{1}{2\pi}, & -\pi \leq \alpha \leq \pi, \\ 0, & \alpha > \pi. \end{cases} \quad (4.2)$$

Амплитудная ошибка, обычно, распределена по нормальному закону [6\*]:

$$P(r) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \frac{1}{\sigma_r} e^{-\frac{r^2}{\sigma_r^2}} \quad (4.3)$$

где  $\sigma_r$  – дисперсия величины  $r$ .

Таким образом, если известна статистика технологических погрешностей, возникающих при серийном изготовлении волноводных антенн и СВЧ устройств, то несложно определить статистические зависимости основных характеристик от пространственных угловых координат. Диаграммы направленности одиночного излучателя в азимутальной плоскости приведены на рис. 4.8 и они мало отличаются от ДН того же излучателя в составе антенной решетки.

Диаграммы направленности, построенные с учетом амплитудных и фазовых ошибок для решетки из восьми волноводных излучателей с линейной перегородкой и выступами, приведены на рис. 4.9-4.11.

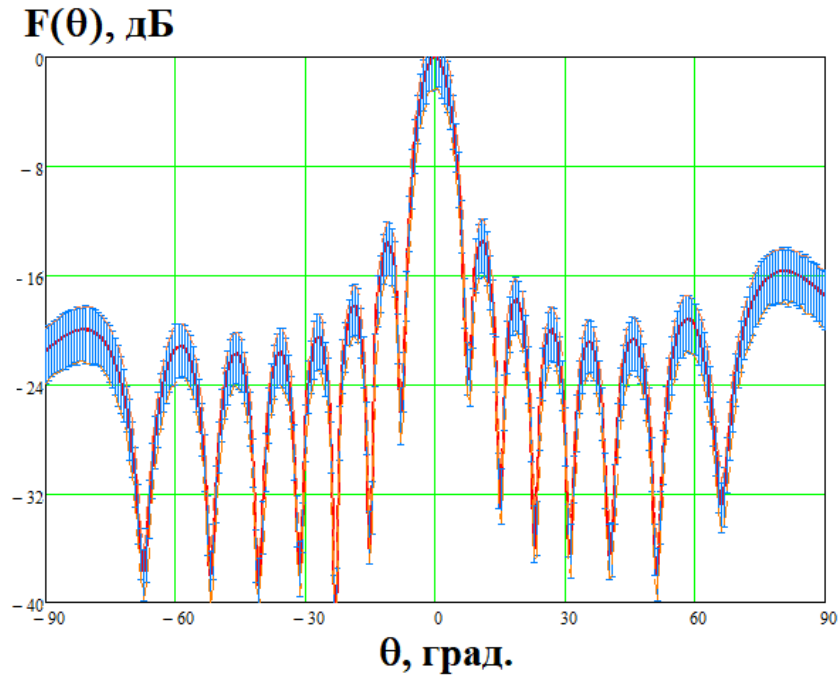


Рис. 4.9. Диаграмма направленности антенной решетки из волноводных излучателей, построенная с учетом амплитудных и фазовых ошибок при  $f=8$  ГГц.

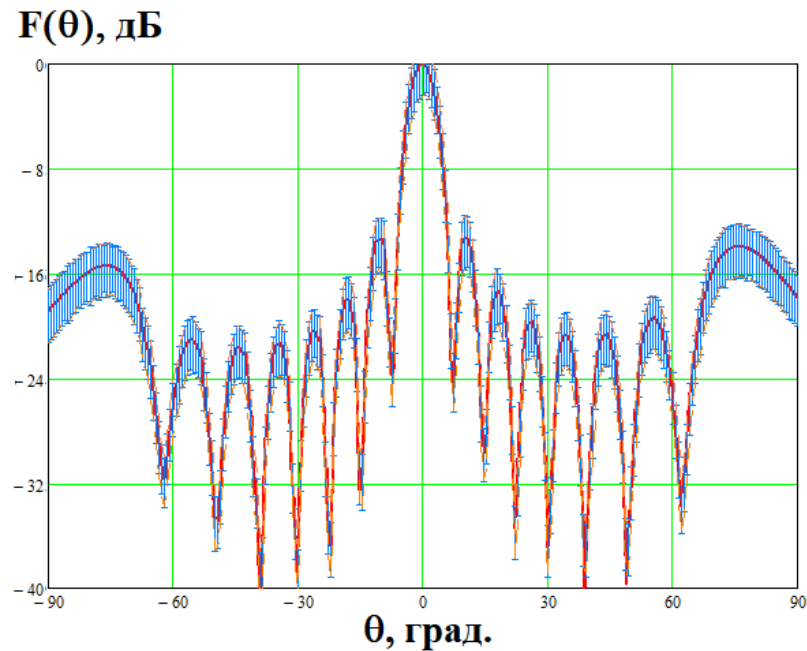


Рис. 4.10. Диаграмма направленности антенной решетки из волноводных излучателей, построенная с учетом амплитудных и фазовых ошибок при  $f=8,25$  ГГц.

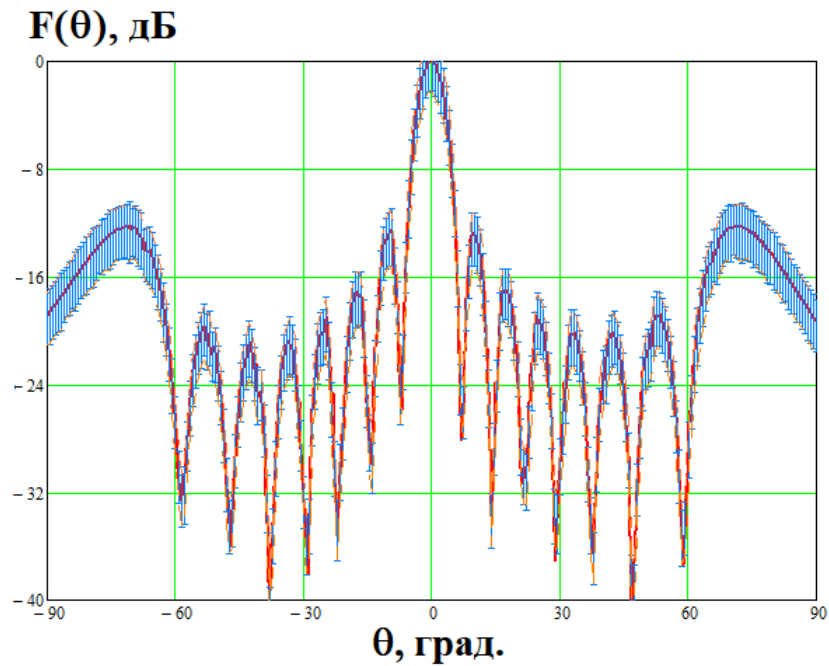


Рис. 4.11. Диаграмма направленности антенной решетки из волноводных излучателей, построенная с учетом амплитудных и фазовых ошибок при  $f=8,5$  ГГц.

Диаграммы направленности, построенные с учетом амплитудных и фазовых ошибок для решетки из волноводных излучателей со ступенчатой перегородкой и выступами, приведены на рис. 4.12 – 4.14.

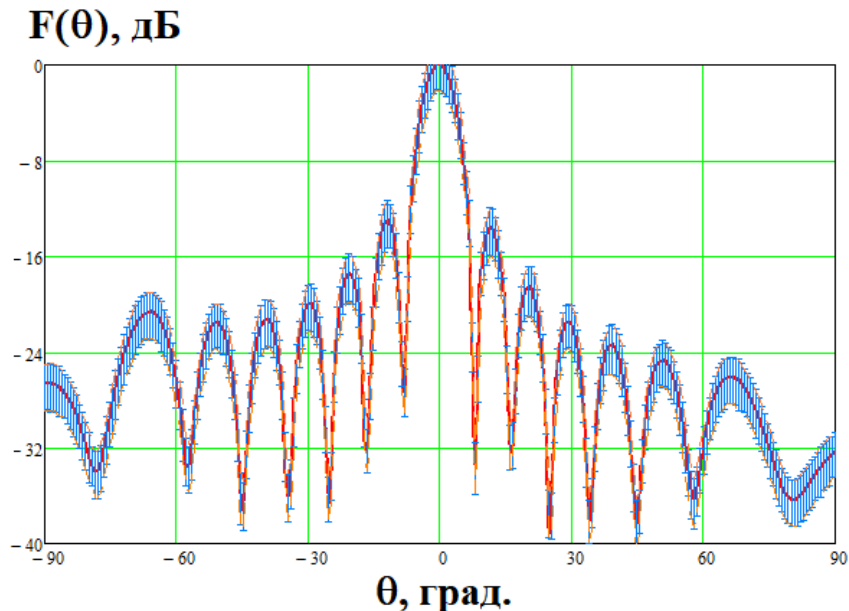


Рис. 4.12. Диаграмма направленности антенной решетки из волноводных излучателей, построенная с учетом амплитудных и фазовых ошибок при  $f=8$  ГГц.

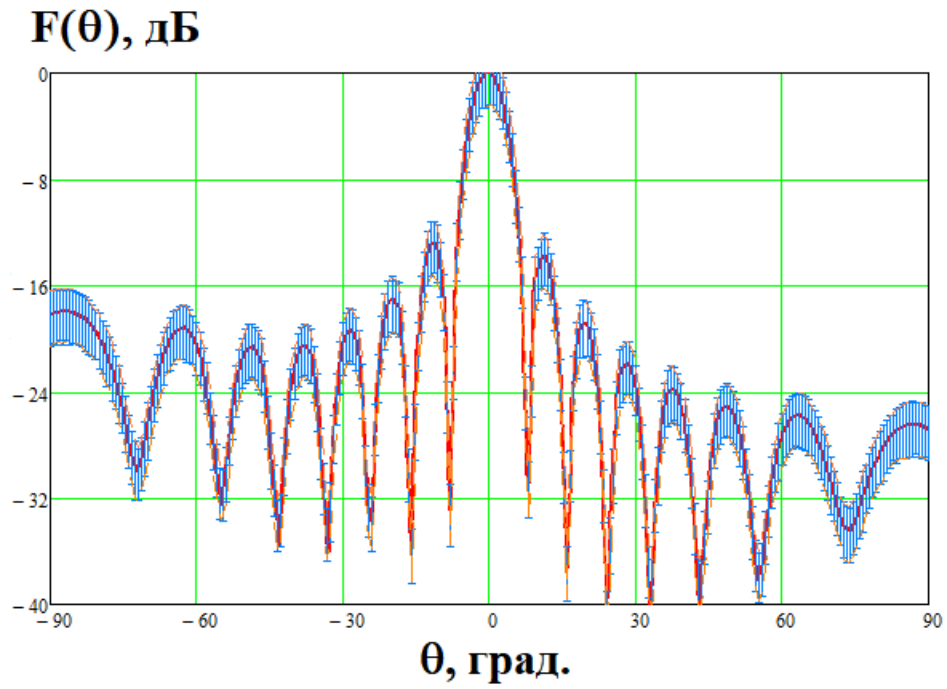


Рис. 4.13. Диаграмма направленности антенной решетки из волноводных излучателей, построенная с учетом амплитудных и фазовых ошибок при  $f=8,25$  ГГц.

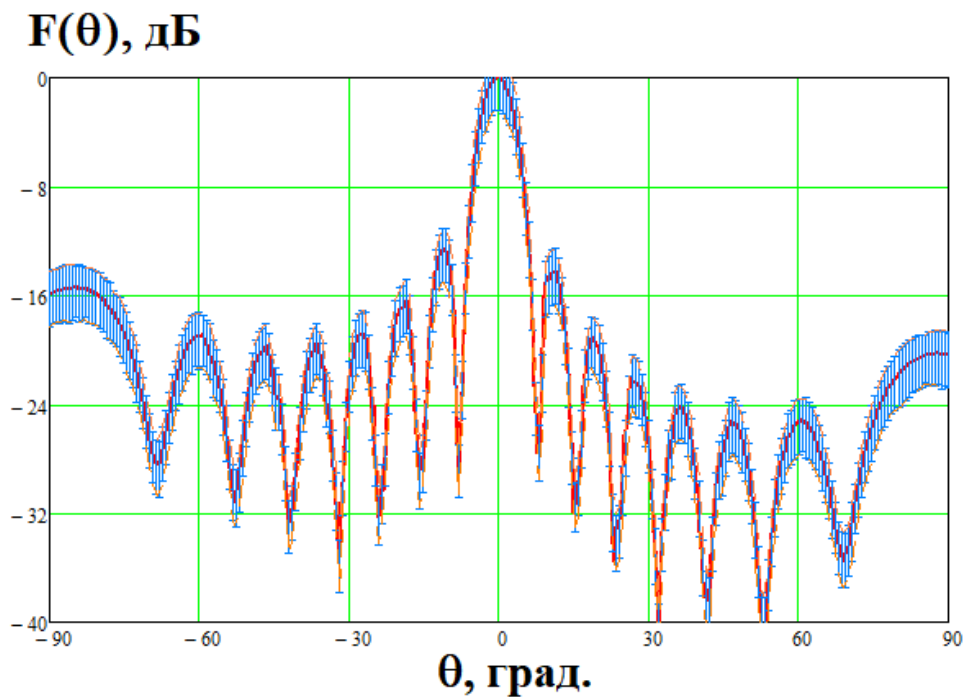


Рис. 4.14. Диаграмма направленности антенной решетки из волноводных излучателей, построенная с учетом амплитудных и фазовых ошибок при  $f=8,5$  ГГц.



На рис. 4.15 приведены характеристики согласования для решеток с различными формами перегородок.

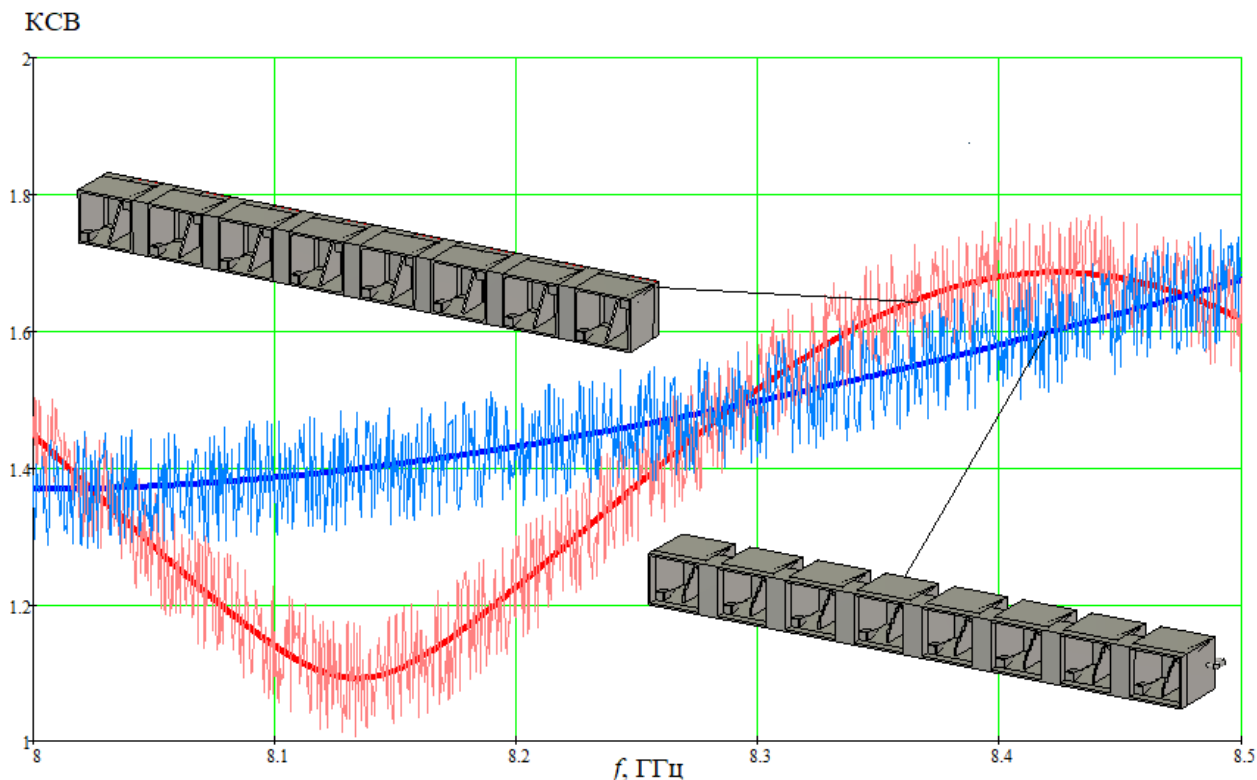


Рис. 4.15. Зависимости коэффициента КСВ от частоты.

Из результатов расчета видно, что при амплитудных ошибках с СКО, равным 15% и фазовых ошибках с СКО, равным  $10^\circ$  характеристики направленности и согласования изменяются в допустимых пределах. Изменение угла среза пластин волноводных излучателей также не оказывает существенного влияния как на характеристики излучения, так и на характеристики согласования.

При оценке энергетических характеристик необходимо учитывать излучение антенной паразитной поляризации. На рис. 4.16 и 4.17 показаны кроссполяризационные ДН для антенной решетки с линейной перегородкой. На рис. 4.18 и 4.19 показаны кроссполяризационные ДН для антенной решетки со ступенчатой перегородкой.

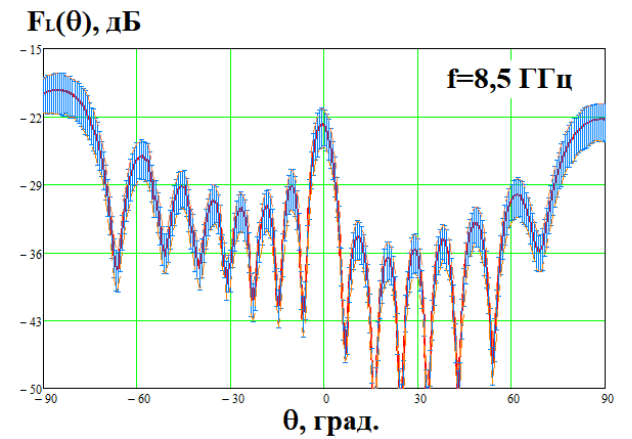
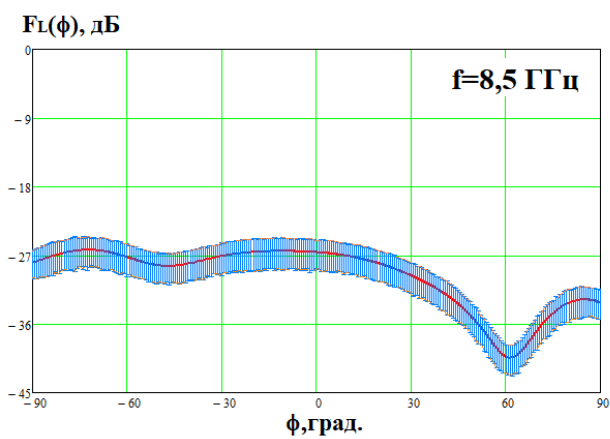
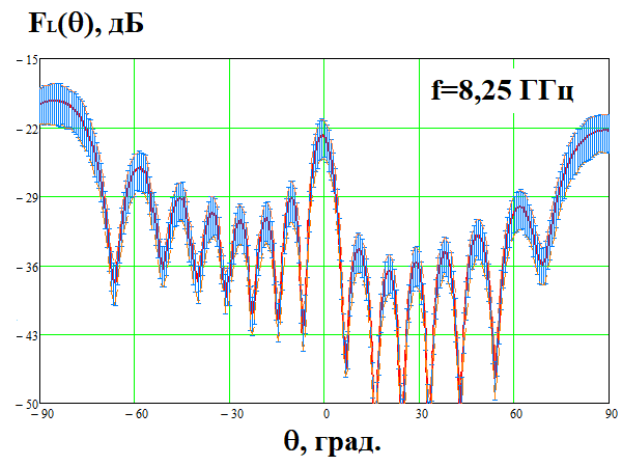
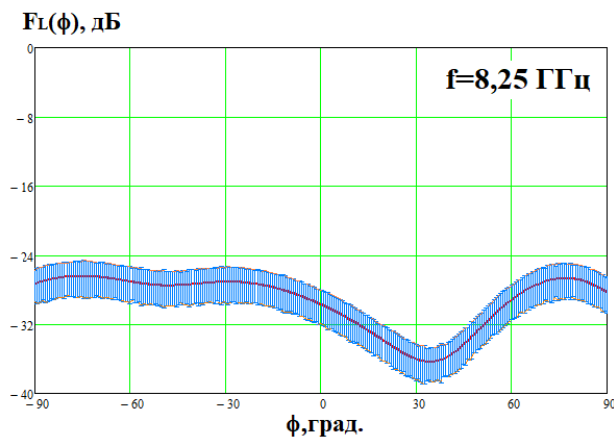
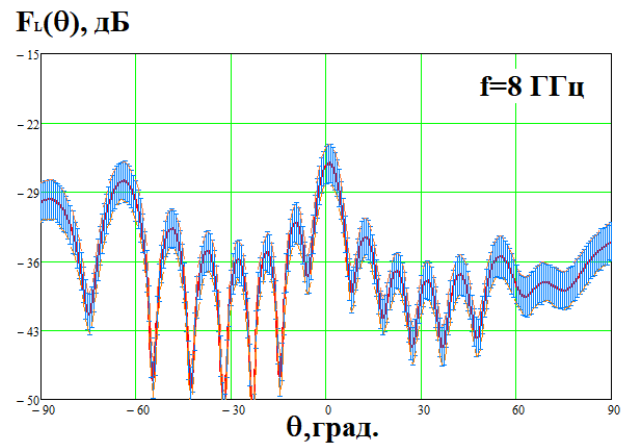
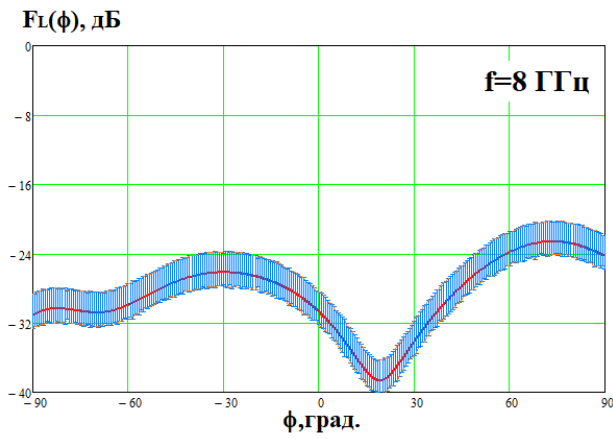


Рис. 4.16. Кроссполяризационные ДН в азимутальной плоскости для антенной решетки со ступенчатой перегородкой.

Рис. 4.17. Кроссполяризационные ДН в угломестной плоскости для антенной решетки со ступенчатой перегородкой.

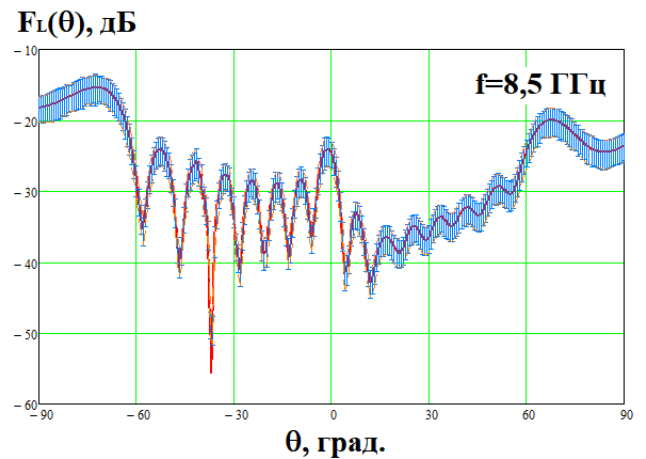
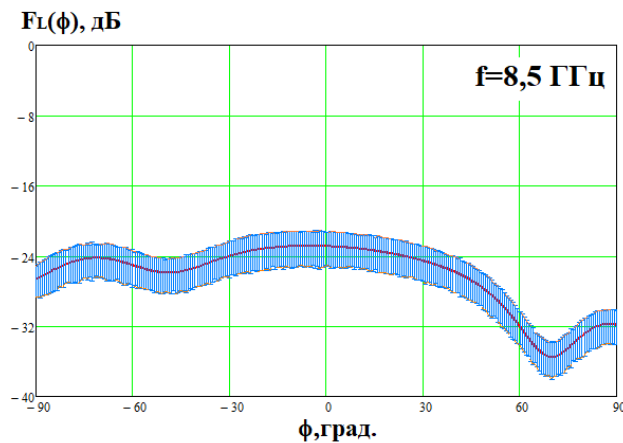
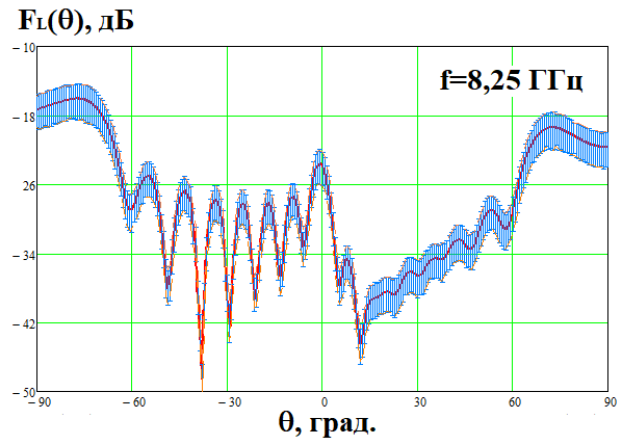
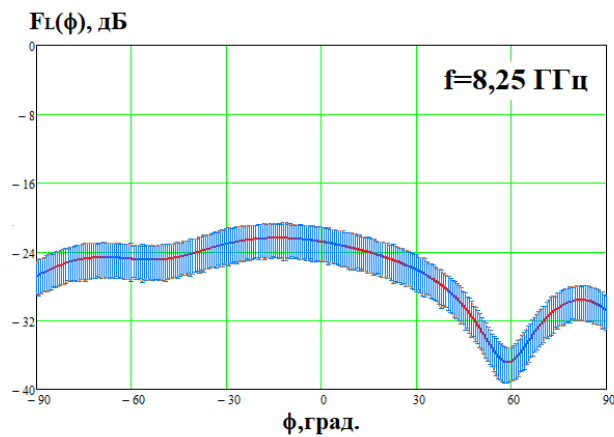
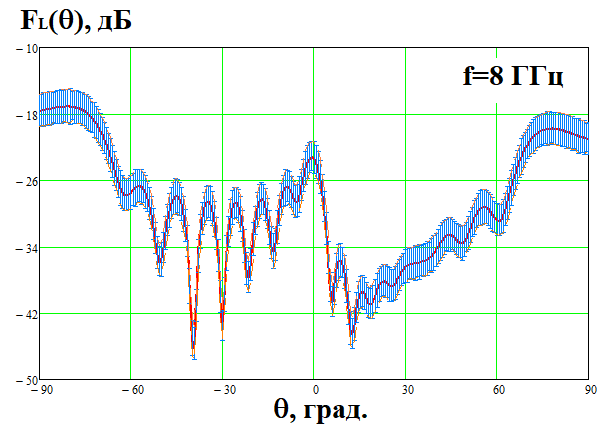
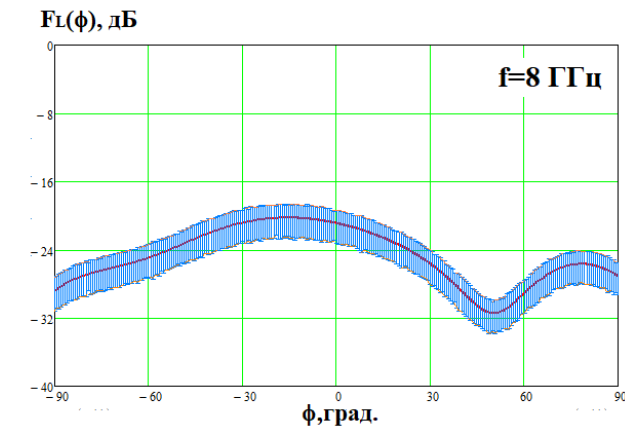


Рис. 4.18. Кроссполяризационные ДН в азимутальной плоскости для антенной решетки со ступенчатой перегородкой.

Рис. 4.19. Кроссполяризационные ДН в угломестной плоскости для антенной решетки со ступенчатой перегородкой.

### 4.3 Выводы

В четвертой главе проведено исследование характеристик направленности, согласования и поляризационных характеристик одиночного излучателя и антенной решетки, учитывающее влияние погрешностей изготовления. Приведены выражения, позволяющие рассчитать основные характеристики антенной системы при возникновении амплитудных и фазовых ошибок. Определены законы распределения ошибок. Рассчитаны ДН элемента и антенной решетки из восьми излучателей. Определены зависимости коэффициента эллиптичности от пространственных координат в рабочем диапазоне частот с учетом амплитудных и фазовых ошибок. Рассчитаны кроссполяризационные ДН. Найдена связь между статистическими характеристиками и основным конструктивными параметрами элемента. Показано, что допуски на изготовление элементов составляют 1,5-2 мм и не являются критичным при современном уровне развития производства.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертационной работе предложены и разработаны варианты построения антенных решеток РЛЦИ, а также выявлен ряд преимуществ для практического использования, связанных минимизацией продольных габаритов и повышением энергетического потенциала по сравнению с двумя зеркальными антеннами, применяемыми на борту МКА в настоящее время, а также получены результаты, приводимые ниже:

1. Проведён обзор существующих антенн телекоммуникационных систем, устанавливаемых на борту МКА. В результате обоснован выбор рабочего диапазона и показана целесообразность разработки антенных систем для РЛЦИ, которые позволили бы уменьшить массогабаритные характеристики в 1,5 – 2 раза.
2. Путем параметрического синтеза с помощью численных методов электродинамики были проведены исследования характеристик направленности широкополосных волноводных излучателей на основе ступенчатых поляризаторов с различной формой перегородки, обеспечивающих коэффициент эллиптичности не менее 0.7 в секторе углов  $\pm 70^\circ$ .
3. Разработана конструкция волноводного излучателя с комбинированной замедляющей системой, позволяющей уменьшить его длину на 45% по сравнению с аналогичными излучателями на квадратном волноводе путем добавления двух выступов с экспоненциальной огибающей.
4. Разработаны модели многоэлементных АР, состоящих из волноводных излучателей с выступами, линейной и ступенчатой перегородками.
5. Проведено моделирование многоэлементных антенных систем из волноводных излучателей. Определены диаграммы направленности, поляризационные характеристики и зависимости КСВ от частоты с учетом погрешностей изготовления элементов антенного полотна, приводящих к возникновению амплитудных и фазовых ошибок с СКО, равной 15% и  $10^\circ$  соответственно.
6. Результаты диссертационной работы опубликованы в 6 статьях, доложены на 6 конференция и получен патент на полезную модель.

## ВВОДИМЫЕ ОБОЗНАЧЕНИЯ И СОКРАЩЕНИЯ

АР –	антенная решетка; с.5
АФАР –	активная фазированная антенная решетка; с.21
АФР –	амплитудно-фазовое распределение; с.21
АФУ –	антенно-фидерное устройство; с.11
БИС	бортовая информационная система; с.16
ВРЛ –	высокоскоростная радиолиния; с.4
ВС–	Вращающееся сочленение; с.29
ГЛОНАСС–	Глобальная навигационная спутниковая система; с.4
ДЗЗ –	дистанционное зондирование Земли; с.8
ДН –	диаграмма направленности; с.10
ДОС –	диаграммообразующая схема; с.20
ЗА –	зеркальная антенна; с.10
ЗС –	Замедляющая структура; с.35
КА–	космический аппарат; с.4
КБВ–	Коэффициент бегущей волны; с.35
КВП –	Коаксиально-волноводный переход; с.28
КИП –	коэффициент использования поверхности; с.12
КС–	космическая система; с.8
КСВ –	коэффициент стоячей волны; с.29
КУ –	коэффициент усиления; с.18
ЛА –	летательный аппарат; с.13
МКА–	малый космический аппарат; с.4
МЛА–	многолучевая антенная решетка; с.20
МПА–	микрорешетчатая печатная антенна; с.21
ПЗА–	параболическая зеркальная антенна; с.38
ПРД–	передатчик; с.11
РЛС –	радиолокационная станция; с. 21
РЛЦИ –	радиолиния целевой информации; с.4

РН –	ракета-носитель; с.14
СКО –	среднеквадратическое отклонение; с.7
ССС –	системы спутниковой связи; с.33
ФАР –	фазированная антенная решетка; с.21
ЦАФАР–	цифровая активная фазированная антенная решетка; с.21
ЦДО–	цифровое диаграммообразование; с.21
ЭМ –	электромагнитное моделирование; с.13
ЭМС –	электромагнитная совместимость; с.13
LGA -	Large gain antenna; с.26
MGA -	Middle gain antenna; с.26
WINDS -	Wideband Internet working engineering test and Demonstration Satellite; с.27
GPS –	Global Positioning System; с.4
SSTL –	Surrey Satellite Technology Ltd.; с.20

## ЛИТЕРАТУРА

1. Генералов А.Г., Гаджиев Э. В. Состояние и перспективы развития бортовых антенно–фидерных устройств радиолинии передачи целевой информации. Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2018. № 2 (30). С. 44–52.
2. Генералов А. Г., Гаджиев Э. В. К вопросу о построении остронаправленной перенацеливаемой бортовой антенны космических аппаратов // Сборник тезисов Второй молодёжной конференции «Инновационная деятельность в науке и технике. Электромеханика, автоматика и робототехника». – Истра: АО «НИИЭМ», 2018. С. 33–36.
3. Овчинникова Е. В., Шмачилин П.А., Кондратьева С. Г., Генералов А.Г., Гаджиев Э. В. Состояние и перспективы развития АФУ РЛЦИ КА. Тезисы докладов Пятой международной научно–технической конференции «Актуальные проблемы создания космических систем дистанционного зондирования Земли». – М.: АО «Корпорация «ВНИИЭМ». 2017. С. 160–162.
4. Бахтин А. А., Омелянчук Е.В., Семенова А. Ю. Анализ современных возможностей организации сверхвысокоскоростных спутниковых радиолиний. Труды МАИ. 2017. № 96.
5. Сазонов Д. М. Антенны и устройства СВЧ: учебник для ВУЗов. Москва : Высшая школа, 1988. 432 с.
6. Л.А. Гришанцева, Д.И. Бубненко, Н.А. Егорова, А.А. Емельянов, В.А. Селин. О технологии комплексного применения группировки малых космических аппаратов. Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса. 2016. Т. 13. № 6. С. 43–50.
7. Alexander Generalov. Antenna systems for small spacecraft radio data communication channels/Elchin Gadzhiev, Elena Ovchinnikova, Nguen Dinh To, Svetlana Kondratieva and Pavel Shmachilin// ITM Web of Conferences. — 2019. — V. 30. — 05007. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://www.itm->



conferences.org/articles/itmconf/pdf/2019/07/itmconf\_crimico2019\_05007.pdf  
(дата обращения: 01.12.2019).

8. Космический комплекс гидрометеорологического и океанографического обеспечения «Метеор-3М» с космическим аппаратом «Метеор-М» № 2–1. – М.: АО «Корпорация «ВНИИЭМ», 2017. – 156 с.
9. Владимирова А.В., Салихов Р.С., Сенник Н.А., Золотой С.А. Космическая система оперативного мониторинга техногенных и природных чрезвычайных ситуаций на базе КА «Канопус-В» и Белорусского космического аппарата. Вопросы электромеханики. Труды НПП ВНИИЭМ. 2008. Т. 105. С. 49–57.
10. Космический комплекс оперативного мониторинга техногенных и природных чрезвычайных ситуаций «Канопус-В» с космическим аппаратом «Канопус-В» № 1. – М.: ФГУП «НПП ВНИИЭМ», 2011. – 110 с.
11. Макриденко Л. А., Волков С. Н., Горбунов А. В., Салихов Р. С., Ходненко В. П. КА «Канопус-В» № 1 – первый российский малый космический аппарат высокодетального дистанционного зондирования земли нового поколения. Вопросы электромеханики. Труды ВНИИЭМ. 2017. Т. 156. С. 2–11.
12. Гаджиев Э.В. УКВ антенны малых космических аппаратов. Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук. Москва, 2016 г.
13. C. Kakoyiannis and P. Constantinou, “Electrically small microstrip antennas targeting miniaturized satellites: the CubeSat paradigm,” in *Microstrip Antennas*, N. Nasimuddin, Ed.
14. “Optimizing TT&C antenna placement on minisatellites,” in *Proceedings of the 15th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications (MIKON '04)*, pp. 489–492, Warsaw, Poland, May 2004.
15. Makridenko L. A., Boyarchuk K. A. Microsatellites. The development trend. Features of the market and social significance // *Journal of Electromechanics. Proceedings of NPP VNIIEМ*. 2005. Vol. 102. P. 12–27.

16. Состояние и перспективы развития бортовых антенно-фидерных устройств радиолинии передачи целевой информации / А. Г. Генералов, Э. В. Гаджиев // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2018 – № 2 (30). – С. 44 – 52.
17. А. Г. Генералов, э. В. Гаджиев. К вопросу о построении остронаправленной перенацеливаемой бортовой антенны космических аппаратов. Вопросы электромеханики. Труды ВНИИЭМ т. 164 № 3. 2018. С.26-31.
18. Бахтин А.А., Омелянчук Е.В., Семенова А.Ю. Анализ технических характеристик, ограничивающих пропускную способность радиолинии Космос-Земля // VIII Всероссийская конференция «Радиолокация и радиосвязь». Сборник трудов. Москва, 2014, С. 145-149.
19. В. Е. Братышева, Д. В. Орлов. Особенности бортовых антенно-фидерных устройств космических аппаратов. Решетневские чтения. 2018.С.86-87.
20. Макриденко Л. А., Боярчук К. А. Микроспутники. Тенденция развития. Особенности рынка и социальное значение // Вопросы электромеханики: тр. НПП ВНИИЭМ. 2005. Т. 102. С. 12–27.
21. Гершензон В., Карпенко С. Малые спутники – провокация или перспективное направление // Экология и жизнь. 2011. № 12 (121). С. 51-57.
22. Гончаров А. К., Бекренев О. В., Варейчук Н. С. Инновационные технические решения создания приёмных комплексов с малым диаметром антенн // Актуальные проблемы создания космических систем дистанционного зондирования Земли : тезисы докл. междунар. науч.-техн. конф. М. : Корпорация «ВНИИЭМ», 2013. С. 31–34.
23. Генералов А.Г., Гаджиев Э.В., Салихов М.Р. Применение спиральной антенны в качестве бортовой антенны радиолинии передачи целевой информации. Всероссийские открытые Армандовские чтения [Электронный ресурс]: Современные проблемы дистанционного

- зондирования, радиолокации, распространения и дифракции волн / Материалы Всероссийской открытой научной конференции. – Муром: Изд.-полиграфический центр МИ ВлГУ, 2019. С. 549–553.
24. Генералов А.Г., Гаджиев Э.В., Туманов М.В. Применение спиральных антенн для перспективных бортовых систем и комплексов. 17-я Международная конференция «Авиация и космонавтика–2018». 19–23 ноября 2018 года. Москва. Типография «Люксор», 2018. С. 248–249.
25. Steven Gao, Ya Hua Rahmat-Samii, Richard E. Hodges, Xue-Xia Yang. Advanced Antennas for Small Satellites. Proceedings of the IEEE. Vol. 106, No. 3, March 2018. P.391-403.
26. Фельдштейн А.Л., Явич Л.Р., Смирнов В.П. Справочник по элементам волноводной техники. Государственное энергетическое издательство 1963.
27. Е.В. Овчинникова, М.А. Соков, С.Г. Кондратьева, А.О. Перфилова, П.А. Шмачилин, Нгуен Динь То, Щербачёв А.Ю. Моделирование коаксиального вращающегося сочленения. «Антенны», №5 (267), 2020, С.56-63.
28. Бочаров В. С., Генералов А. Г., Гаджиев Э. В. Разработка прямоугольной микрополосковой антенны дециметрового диапазона для применения на КА «Ионосфера». Электронный журнал «Труды МАИ». Выпуск № 65. С.1-9.
29. Бочаров В.С., Генералов А.Г., Гаджиев Э.В. Миниатюризация бортовых антенно–фидерных устройств космических аппаратов. В книге: Перспективы развития антенно-фидерных устройств летательных аппаратов Материалы научно-технического семинара. 2013. С. 51–54.
30. Д.И. Воскресенский, Е.В. Овчинникова, Нгуен Динь То, С.Г. Кондратьева, П.А. Шмачилин. Расширение рабочей полосы печатных излучателей с помощью распределенного возбуждения. Журнал Журнал «Электросвязь» №, 2020. С.44-47.

31. Генералов А.Г., Гаджиев Э.В. Построение миниатюрной антенной системы малых и сверхмалых космических аппаратов. Труды МАИ. Выпуск № 100. С. 1–22.
32. Бочаров В.С., Генералов А.Г., Гаджиев Э.В. Антенны для малых космических аппаратов. В сборнике: Материалы круглого стола "Создание малых космических аппаратов. Актуальные проблемы и пути их решения" В рамках конференции "Иосифьяновские чтения". 2016. С. 190–197.
33. Гаджиев Э.В. Пути построения малогабаритных, невыступающих бортовых антенно-фидерных систем космических аппаратов. Электронный журнал «Труды МАИ». Выпуск № 76. С.1-20.
34. Бочаров В.С., Генералов А.Г., Гаджиев Э.В. Миниатюризация антенной системы космического аппарата «Ионосфера» // Антенны. 2015. № 3 (214). С. 32 – 38.
35. C. Kakoyiannis and P. Constantinou, “Electrically small microstrip antennas targeting miniaturized satellites: the CubeSat paradigm,” in *Microstrip Antennas*, N. Nasimuddin, Ed. chapter 12, InTech, Rijeka, Croatia, 2011.
36. SSTL S-Band Patch Antenna for TTC. [Online]. Available: <https://www.sstl.co.uk/Products/Subsystems/Communication/Antennas/S-Band-Patch-Antenna>.
37. T.M. Islam, Mengu Cho, M. Samsuzzaman and S.Kibria. Compact antenna for small satellite applications. *IEEE Antennas and Propagation magazine*, Vol.57, No2, april 2015.
38. F. Qin et al., “Wideband circularly polarized Fabry–Perot antenna [antenna applications corner],” *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 57, no. 5, pp. 127–135, Oct. 2015.
39. E.N. Yegorov, V.V. Likhtenvald, G.V. Sbitnev. The system of Active Phased Array Antennas nfor satellite relay "Kupon". *Proceedings of the XVIII Moscow International Conference on Antenna Theory and Technology*, Moscow, 1998, p.p 55-61.

40. T. Sakura, H. Aruga, S. Kitao, H. Nakaguro, A. Akaishi, N. Kadowaki, T. Araki. Development of Ka-band Multibeam Active Phased Array Antenna for Gigabit Satellite. Proceedings of the Fifth Ka-band Utilization Conference, Taormina, Italy, 1999, p.p. 515 – 522
41. Masanobu Y., Takumi H., Tomonori K., Masai S. On-board evaluation results of active phased array antenna for winds Satellite, Transactions of the Japanese Society for Artificial Intelligence, Aerospace Technology Japan. – 2011. – V. 8. – P. 13–18.
42. Е.В. Овчинникова, С. Г. Кондратьева, П. А. Шмачилин, Нгуен Динь То, А. Г. Генералов, Э. В. Гаджиев, М. Р. Салихов. Применение рупорной антенны в качестве бортовой антенны радиолинии передачи целевой информации. Журнал «Вопросы электромеханики. Труды ВНИИЭМ.» – 2019. – Т. 173. – № 6. – С. 41 – 50.
43. Kai Lu, Kwok Wa Leung. On the circularly polarized parallel-plate antenna. IEEE Antennas and Propagation Vol. 68, no.1, PP. 3-12, Jan. 2020.
44. Проектирование линзовых, сканирующих, широкодиапазонных антенн и фидерных устройств / М. С. Жук, Ю. Б. Молочков. - Москва: Энергия, 1973. - 439 с.
45. Крылов Ю.В. Широкополосные частотно-поляризационные селективные устройства антенн космических аппаратов. Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук. Красноярск, 2018 г.
46. Фролов О.П., Вальд В.В. зеркальные антенны для земных станций спутниковой связи. М.: Горячая линия - Телеком, 2008. — 496 с.
47. Двуреченский В. Д., Телепнёв П. П., Федотов А. Ю. Спутниковая антенна с эллиптической поляризацией / В. Д. Двуреченский, П. П. Телепнёв, А. Ю. Федотов // Вопросы электромеханики. Труды ВНИИЭМ. – М. : ОАО «Корпорация «ВНИИЭМ», 2013. – № 3. – Т. 134. – С. 27 – 30.

48. G. Exprosito-Dominguez, J. M. Fernandez-Gonzalez, P. Padilla, and M. Sierra-Castaner. DUAL CIRCULAR POLARIZED STEERING ANTENNA FOR SATELLITE COMMUNICATIONS IN X BAND. Progress In Electromagnetics Research, Vol. 122, 61–76, 2012.
49. Двуреченский В. Д., Телепнёв П. П., Федотов А. Ю. Линейная антенна с эллиптической поляризацией для космических аппаратов / В. Д. Двуреченский, П. П. Телепнёв, А. Ю. Федотов // Вопросы электромеханики. Труды ВНИИЭМ. – М.: ОАО «Корпорация «ВНИИЭМ», 2017. – Т. 161. – С. 17 – 19.
50. D. Davis, O. J. Digiondomenico, J. A. Kempic, “A new type of circularly polarized antenna element,” 1967, IEEE Group on Antennas and Propagation Int. Symp. Dig., vol. 5, pp. 26-33, Oct. 1967.
51. Л. А. Рудь, К. С. Шпаченко. Электродинамическая модель и характеристики поляризаторов на отрезках квадратного волновода с диагонально расположенными квадратными выступами. ISSN 1028–821X Радиофизика и электроника. 2012. Т. 3(17). № 1, с.3-10.
52. Ю.В. Котов. Широкополосные волноводные антенные решетки интегрированных радиоэлектронных комплексов. Диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук. - Москва, 2004, 359 с.
53. Яковлев А. С. Двухчастотные моноимпульсные антенные решетки. Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук. - Москва, 2009, 126 с.
54. Фам Ван Винь. Двухдиапазонная антенна системы спутникового телевидения. Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук. - Казань, 2019, 114 с.
55. Нгуен Динь То, Овчинникова Е.В., Трофимова Т.А., Кондратьева С.Г. Моделирование линейной антенной решетки из излучателей на основе малогабаритного волноводного поляризатора с выступами и линейной перегородкой. 20-я Международная конференция «Авиация и

- космонавтика». 22-26 ноября 2021 года. Москва. Тезисы. – М.: Издательство «Перо», 2021С. 321–322.
56. Д.И. Воскресенский, Е. В. Овчинникова. Моноимпульсные характеристики фазированных антенных решеток с широкоугольным сканированием. Авионика 2002-2004. Сборник статей/ Под ред. А.И. Канащенкова.-М: Радиотехника, 2005.-560с.
57. Д.И. Воскресенский, Е. В. Овчинникова. Синтез кольцевых концентрических антенных решеток. Авионика 2002-2004. Сборник статей/ Под ред. А.И. Канащенкова.-М: Радиотехника, 2005.-560с.
58. Д.И. Воскресенский, Ю.В. Котов, Е. В. Овчинникова. Тенденции развития широкополосных фазированных антенных решеток. Журнал Антенны, 2005, №11 (102).
59. Д.И. Воскресенский, Д.И., Гуськов Ю.Н., Ю.В. Котов, Е. В. Овчинникова. Антенные решетки. Состояние. Перспективы развития. Журнал Фазотрон, 2006, №1-2(4).
60. Д. Добровольский Ю.О., Рубанов И. Л. Об одной модификации метода парциальных диаграмм для синтеза секторных диаграмм направленности антенных решеток. Акустический журнал, т. XXVIII, вып.1, 1982, с.42-45.
61. Останков А.В., Нечаев А.С., Дашян С.Ю. Синтез фазированной антенной решетки с секторной диаграммой направленности. Вестник Воронежского государственного технического университета. Т. 17. № 3. 2021, с.78-84.
62. Кирпичева И.А., Останков А.В., Рябчунов А.И. Оптимизация шаблона для повышения эффективности синтеза антенной решетки с косекансной диаграммой направленности // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2020. Т. 16. № 2. С. 106-112.
63. Митрохин В.Н., Пропастин А.А. Синтез излучающей системы, формирующей секторную диаграмму направленности с минимизацией эффекта Гиббса // Радиооптика. 2016. № 6. С. 1-13.

64. Русов Ю.С., Пропастин А.А. Применение нечетных функций Маттье для синтеза секторной диаграммы направленности многоэлементного излучателя. // Радиостроение. 2021. № 03. С. 1–12. DOI: 10.36027/rdeng.0321.0000194.
65. Павлович О.В., Грибанов А.Н., Гаврилова С.Е., Мосейчук Г.Ф., Кузнецов И.А. Обобщенные характеристики расширенных секторных лучей фазированной антенной решетки, полученных масштабированием фазовых распределений. Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей». 2020;(1):46-54. <https://doi.org/10.38013/2542-0542-2020-1-46-54>
66. R. Eirey-Perez, J.A. Rodriguez-Gonzalez, and F.J. Ares-Pena. Realizing  $\phi$ -Symmetric Radiation Patterns of Circular Apertures Using Circular Square-Grid Arrays. IEEE Antennas and Propagation magazine, Vol.54, No3, June 2012, pp.135-142.
67. R. Eirey-Pérez, A. A. Salas-Sánchez, J. A. Rodríguez-González, E. Moreno-Piquero, F. J. Ares-Pena, "Pencil beams and flat-topped beams with asymmetric side lobes from circular arrays", Antennas and Propagation (EuCAP) 2014 8th European Conference on , pp. 3615-3619, 2014.
68. Edmund K. Miller, "Synthesizing Linear-Array Patterns via Matrix Computation of Element Currents", Antennas and Propagation Magazine IEEE , vol. 55, no. 5, pp. 85-96, 2013.
69. Шифрин Я.С. Вопросы статистической теории антенн. М.: Советское радио, 1970. — 384 с.
70. Rocca, P. Analysis of the pattern tolerances in linear arrays with arbitrary amplitude errors / P. Rocca et al. // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2013. – Vol. 12. – P. 639-642.
71. Ruze, "The effect of aperture errors on the antenna radiation pattern, Nuovo Cimento., vol. 9, pp. 364–380, 1952.