

МОСКОВСКИЙ АВИАЦИОННЫЙ ИНСТИТУТ  
(НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ)

На правах рукописи

Овчинникова Елена Викторовна

ШИРОКОПОЛОСНЫЕ АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ С ШИРОКИМ СЕКТОРОМ  
ОБЗОРА

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

Диссертация на соискание ученой степени  
доктора технических наук

Научный консультант –  
доктор технических наук  
профессор Д.И. Воскресенский

Москва – 2017

## СОДЕРЖАНИЕ

Введение	5
Актуальность темы диссертации	5
Объекты и предметы исследований	9
Цель и задачи работы	9
Методы исследования	10
Научная новизна результатов работы	10
Практическая значимость результатов работы	11
Основные положения, выносимые на защиту	12
Достоверность полученных результатов	13
Реализация и внедрение результатов работы	13
Апробация результатов работы	14
Публикации	15
Личный вклад	15
Объем и структура диссертационной работы	15
<b>1 СОСТОЯНИЕ И ПРОБЛЕМЫ БОРТОВЫХ АНТЕННЫХ СИСТЕМ</b>	<b>16</b>
1.1 Антенные системы интегрированных радиоэлектронных комплексов	16
1.2 Антенные решетки с широкоугольным сканированием на приемопередающих модулях	18
1.3 Выводы по главе 1	22
<b>2 БОРТОВЫЕ ФАР С КРУГОВЫМ ОБЗОРОМ</b>	<b>23</b>
2.1 Схемы построения ФАР с широкоугольным сканированием	23
2.2 Частотные характеристики ФАР с широкоугольным сканированием	38
2.3 Взаимодействие излучателей в кольцевых концентрических антенных решетках	46
2.4 Излучатели, обеспечивающие широкоугольное сканирование и широкополосную работу	50

2.5 Кольцевые концентрические антенные решетки с двумерным сканированием	60
2.6 Характеристики направленности и формирование моноимпульсных характеристик при круговом обзоре	76
2.7 Минимизация уровня боковых лепестков	84
2.8 Расчет ДН ККАР с заданным УБЛ с помощью ряда Фурье-Бесселя	91
2.9 Расчет ДН ККАР с заданным УБЛ с помощью ряда Шлемильха	99
2.10 Пространственные антенные решетки	
2.11. Исследование характеристик направленности кольцевой концентрической антенной решетки с широкоугольным сканированием для сотового телефона	104
	107
2.12 Выводы по главе 2	109
3 ВОЛНОВОДНЫЕ РАСПРЕДЕЛИТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ С ВОЛНОЙ ТИПА Т	110
3.1 Распределительные системы с волной типа Т	110
3.2 Распределительная система на основе радиального волновода	116
3.3 Основы теории радиального волновода	120
3.4 Сравнение строгой и приближенной теории радиального волновода.	128
3.5 Возбуждение радиального волновода	133
3.6 Схемы возбуждения радиального волновода	148
3.7 ККАР из волноводных излучателей, возбуждаемая радиальным волноводом	153
3.8 Концентрический сферический волновод как система возбуждения конформных антенных решеток	176
3.9 Интегрирование волнового уравнения. Компоненты поля для волны типа Е	179
3.10 Выводы по главе 3	198

4	БОРТОВЫЕ ФАР ДЛЯ ВЕРТОЛЕТОВ И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ, ВЫПОЛНЕННЫЕ ПО ТЕХНОЛОГИИ ГАЛЬВАНОПЛАСТИКИ	199
4.1	Особенности построения бортовых антенных систем и их технологии	199
4.2	Структура антенного полотна и схема возбуждения ФАР, выполненной по технологии гальваноластики	202
4.3	Характеристики антенного полотна и распределительной системы бортовой ФАР, выполненной по технологии гальваноластики	204
4.4	Разработка низкопрофильного антенного модуля спутниковой связи сантиметрового диапазона волн с электронно-механическим формированием диаграммы направленности, предназначенного для работы на подвижных объектах	216
4.5	Выводы по главе 4	235
	Заключение	236
	Литература	238
	Вводимые обозначения и сокращения	251
	Приложение А: Многолучевая антенна телекоммуникационной системы возвращаемого космического аппарата.	254

## ВВЕДЕНИЕ

### **Актуальность темы диссертации**

В последнее время наметилась тенденция к комплексированию радиотехнических систем и созданию многофункциональных радиоэлектронных комплексов. Одной из актуальнейших проблем антенной техники является расширение функциональных возможностей радиотехнических комплексов, путем применения в них широкополосных и многодиапазонных антенных систем с широкоугольным электрическим сканированием, расширенным сектором обзора, а в некоторых случаях и моноимпульсным режимом работы. Антенные системы мобильных радиоэлектронных комплексов радиолокации и связи также должны обладать высоким энергетическим потенциалом. Решение этих проблем способствует созданию нового поколения бортовых радиоэлектронных систем (РЭС) с интегрированием функций радиолокационной станции (РЛС), навигации опознавания и др., т.е. разработке интегрированного радиоэлектронного комплекса (РЭК), выполненного в виде многорежимного комплекса с быстрым переключением антенных лучей.

В последнее десятилетие интенсивно развивалась теория и техника фазированных антенных решеток (ФАР). Написаны монографии, разработаны системные электродинамические модели и созданы антенные решетки стрельбовых комплексов (С-300, С-300В, Patriot) и бортовых РЛС трех сантиметрового диапазона (Жук, Сокол и др.). Существующая теория ФАР и активных фазированных антенных решеток (АФАР) позволяет рассчитать ожидаемые характеристики таких систем, однако, дальнейшее развитие антенной техники требует создания конкурентоспособных РЭС с новыми характеристиками. В частности, к таким средствам можно отнести интегрированные бортовые комплексы РЛС, работающие одновременно на нескольких частотах или осуществляющие электрическое сканирование в секторе, превышающем  $\pm 60^\circ$  [1-4]. Для расширения сектора сканирования и

рабочей полосы частот применяются различные выпуклые, а также комбинированные антенные решетки. Возможно также применение купольных схем построения, сочетающих в конструкции плоскую и неплоскую антенную решетку из волноводных или диэлектрических линз, расширяющих сектор сканирования [5-10].

Для совмещения функций различных радиосистем ФАР должна обеспечивать приемлемые характеристики направленности в широкой полосе. Одним из дальнейших направлений развития бортовых антенн является разработка многочастотных антенных решеток (АР) и ФАР, так называемых, совмещенных антенн, работающих с одного раскрыва в различных диапазонах частот. Использование второго диапазона позволяет улучшить точностные характеристики и повысить помехозащищенность системы [11-13].

Особо остро стоит вопрос по созданию ФАР и АФАР миллиметрового диапазона. Целый ряд проблем, связанных с формированием антенного полотна и осуществлением управления лучом в коротковолновой части миллиметрового диапазона рассмотрен в работах [14-19].

В соответствии с общими задачами в антенной технике, возникает необходимость расширения рабочей полосы, уменьшения УБЛ, повышения помехозащищенности. Эти проблемы в свою очередь приводят к увеличению шага излучателей, который в решетке ограничен условием реализации однолучевого режима, а в коротковолновой части миллиметрового диапазона – условиями практической реализации [20]. Эти же проблемы относятся и к совмещенным ФАР радиолокационных систем [21]. Необходимость увеличения шага элементов способствует решению ряда конструкторских задач, например теплоотводу. Одним из возможных путей решения может быть оптимизация схемы построения антенного полотна.

Из литературы известны широкополосные и совмещенные многофункциональные АР [22-27]. Однако рассматриваемые антенны имеют сложную распределительную систему и не обеспечивают необходимые в

настоящее время технические характеристики. Применение выпуклых ФАР (ВФАР), позволяет расширить рабочую полосу частот и увеличить расстояние между элементами без потери коэффициента усиления (КУ), уменьшить уровень коммутационных боковых лепестков и упростить согласование излучателей в антенной решетке [28]. Отмеченные в монографии [28] сложности практической реализации в настоящее время можно достаточно просто преодолеть, используя современную элементную базу. В процессе развития ВФАР были предложены и исследованы различные варианты размещения элементов: на цилиндрических, конических, сферических поверхностях, но ВФАР по-прежнему имеют большие габариты и число элементов существенно превышающее минимально необходимое.

Перспективным направлением создания бортовых антенных систем являются АФАР с пространственным размещением элементов и цифровым диаграммообразованием [29-38]. В таких решетках упрощается схема формирования диаграммы направленности, а также создание ДН специальной формы или практическая реализация моноимпульсного режима работы при помощи цифровой системы формирования луча. Таким образом, АФАР обеспечивает высокую крутизну пеленгационных характеристик за счет пространственной схемы размещения элементов в апертуре и цифровой диаграммообразующей системы.

Ранее пространственные АР не находили широкого практического применения из-за сложности распределительных систем. В настоящее время существует целевая программа по разработке приемо-передающих модулей (ППМ) АФАР. Создается также цифровая элементная база, на основе которой становится возможным решение новых задач, связанное с повышением энергетического потенциала антенных систем за счет модернизации распределительных систем и изменения структуры антенного полотна. При этом структура распределительной системы сильно упрощается. В литературе и при решении ряда практических задач были рассмотрены и разработаны также модели

аналоговых распределительных систем, которые подходят для широкополосной работы и формирования моноимпульсного режима пеленгации.

В современных бортовых антенных системах уровень бокового и обратного излучения не должен превышать  $-20\text{дБ}$  при достаточно жестких требованиях к энергетическим и массогабаритным характеристикам. Размеры раскрыва таких систем определяются размерами поперечного сечения летательного аппарата (ЛА). Использование спадающего амплитудного распределения для уменьшения УБЛ приводит к сильному уменьшению усиления АР. Известны различные законы изменения амплитудно-фазового распределения (АФР), а также широко применяется синтез АФР для получения требуемого УБЛ при минимальном падении усиления. Для решения задач синтеза наиболее эффективными оказываются численные методы оптимизации, такие, например, как генетический алгоритм [39]. Однако, численные методы оптимизации применимы при работе антенной системы в узкой полосе частот. Поэтому целесообразно использовать комбинированные методы синтеза амплитудно-фазового распределения и пространственного размещения элементов АР. Для таких структур необходимо определить характеристики направленности и энергетические характеристики и провести сравнение этих характеристик с существующими АР.

Таким образом, основными направлениями развития бортовых антенных систем являются:

а) повышение функциональных возможностей за счет расширения рабочей полосы и сектора сканирования;

б) изыскание путей построения и разработка математических и электродинамических моделей антенн с широкоугольным сканированием, широкой рабочей полосой или специальной формой диаграммы направленности;

в) разработка методик синтеза различных структур построения антенного полотна с плоским и пространственным размещением элементов, а также оценка допусков при изготовлении.

При реализации указанных направлений развиваются основы теоретического исследования бортовых антенных решеток и разрабатываются их электродинамические модели с учетом условий эксплуатации. Применение методов статистического анализа характеристик позволяет определить возможности практической реализации моделей, а также ряд требований к технологии производства бортовых антенных решеток.

### **Объекты и предметы исследований**

К объектам диссертационных исследований относятся антенные решетки с пространственным размещением элементов и широкоугольным сканированием, а также антенные решетки бортовых телекоммуникационных и радиолокационных систем со специальными формами диаграмм направленности. Предметами исследований являются электродинамические модели антенных решеток с плоской и пространственной структурой антенного полотна.

### **Цель и задачи работы**

Целью диссертационной работы является разработка методов анализа и синтеза характеристик антенных решеток с широким сектором обзора и построение электродинамических моделей антенных систем мобильных комплексов со специальными формами диаграмм направленности.

Для достижения указанной цели в рамках общей проблемы разработки и создания широкополосных антенных систем с широкоугольным сканированием развит новый подход к решению задач антенной техники, отличающийся применением пространственных структур для расширения рабочей полосы и сектора обзора. В рамках данного подхода в диссертационной работе решаются следующие задачи:

Анализ и разработка методов теории антенных решеток с расширенным телесным сектором сканирования и рабочей полосой частот.

Анализ и разработка методов моделирования волноводных возбужденных, образованных конформными поверхностями для антенных систем мобильных телекоммуникационных и радиолокационных систем с волной типа Т, обеспечивающих отсутствие дисперсии, минимальные потери и массогабаритные характеристики при моноимпульсной работе и позволяющих преодолеть основные трудности построения конформных АФАР.

Исследование характеристик направленности, рабочей полосы и определение минимального количества излучателей в антенных решетках с пространственной структурой размещения элементов в эквивалентном излучающем раскрытии, обеспечивающее одномерное широкоугольное сканирование.

Разработка теории синтеза и методов, позволяющих уменьшить уровень бокового излучения за счет перераспределения бокового фона и вариации излучающего раскрытия.

Исследование влияния амплитудных и фазовых ошибок на характеристики направленности антенных решеток с пространственной структурой размещения элементов, позволяющее определить допуски на изготовление элементов антенного полотна и распределительной системы.

### **Методы исследования**

Численные методы электродинамики, теории синтеза антенн, численные методы математического анализа, методы статистической теории антенн, численное моделирование характеристик ККАР на ЭВМ и метод собственных функций теории регулярных волноводов.

### **Научная новизна диссертационной работы состоит в следующем:**

- предложен новый способ построения и развиты математические методы исследования антенных систем, обеспечивающих широкий сектор обзора при работе в широкой полосе частот.

- доказаны преимущества пространственного способа размещения элементов в антенных системах с широкоугольным сканированием, позволяющего минимизировать число управляющих элементов в распределительной системе антенной решетки, а также существенно уменьшить взаимодействие элементов за счет возможности их пространственного разнесения.
- предложены системы возбуждения антенных решеток с широким сектором обзора в виде конформных поверхностей с азимутально симметричной структурой и основной волной типа Т, обеспечивающие недисперсионную работу в широкой полосе частот и азимутально симметричное возбуждение элементов антенной системы при широкоугольном сканировании.
- разработаны методы расчета характеристик систем возбуждения антенных решеток с широким сектором обзора в виде конформных поверхностей с волной типа Т.
- разработаны методы синтеза характеристик направленности антенных решеток с широкоугольным сканированием, обеспечивающие требуемый уровень бокового излучения.
- Разработан способ оценки влияния технологических погрешностей, возникающих при изготовлении антенного полотна и распределительной системы на характеристики направленности, позволяющий определить допуски на изготовление отдельных элементов антенной системы.

### **Практическая значимость результатов работы**

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

На основе разработанных электродинамических моделей выполнены опытные образцы антенны телекоммуникационной системы, мобильной бортовой двухдиапазонной радиолокационной антенной системы, антенной решетки бортовой РЛС, устанавливаемой на вертолете, и вертолетной РЛС морского базирования «Минога», низкопрофильного антенного модуля спутниковой связи сантиметрового диапазона волн с широкоугольным механическим сканированием «Вига».

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

- Принципы построения кольцевых концентрических антенных решеток, основанные на теории выпуклых антенн, обеспечивающие широкоугольное сканирование в секторе  $360^\circ$  в азимутальной плоскости, расширение рабочей полосы и минимизацию числа элементов и управляющих устройств за счет пространственной структуры размещения элементов в антенном полотне.
- Системы возбуждения антенных решеток, построенные на основе теории коаксиального, радиального и сферического волноводов, позволяющие уменьшить потери на порядок по сравнению с фидерными распределительными системами, устранить дисперсию и минимизировать массогабаритные характеристики антенных решеток с широкоугольным сканированием за счет использования волноводных систем с волной типа Т и азимутально симметричной структурой.
- Модели антенных решеток большой размерности, разработанные с использованием специализированных программных средств, применяемых для электродинамического моделирования антенн и устройств СВЧ и позволяющие определить характеристики антенной системы с учетом взаимного влияния элементов.
- Методология синтеза антенных решеток с широкоугольным сканированием, обеспечивающая требуемый УБЛ при изменении

положения луча в широком секторе углов.

- Модели бортовых антенных решеток радиолокационных систем, а также систем спутникового телевидения и спутниковой связи, выполненных с применением новых технологий, позволяющих минимизировать массогабаритные характеристики.

#### **Достоверность полученных результатов подтверждается:**

- применением прошедших апробацию методов общей и статистической теории антенн;
- использованием специализированных компьютерных программ, позволяющих проводить анализ структуры антенного полотна и распределительной системы численными электродинамическими методами;
- проверкой полученных результатов вычислительными экспериментами и экспериментальными исследованиями;
- использованием разработанных моделей в опытных образцах радиоэлектронных средств.

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

Электродинамические модели и результаты анализа характеристик антенных систем использованы при выполнении научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ по созданию антенных решеток радиолокационных комплексов и телекоммуникационных систем в различных организациях: АО «Корпорация «Фазотрон –НИИР»», АО «Московский ордена Трудового Красного Знамени научно-исследовательский радиотехнический институт» (АО МНИРТИ), ОАО «НПО „Лианозовский электромеханический завод“» (НПО «ЛЭМЗ»), НПО «Энергия».

### **Апробация результатов работы**

Основные положения диссертационной работы докладывались и обсуждались на XXVIII Международной конференции «Теория и техника антенн», (Москва, 1998 г.), Международной конференции «Шестой научный обменный семинар. Радиотехнические средства и устройства СВЧ» (Москва, 1999 г.), Международной конференции «СВЧ – техника и телекоммуникационные технологии», ( Севастополь, 2000 г., 2001 г., 2003 г., 2004 г., 2005 г., 2007 г., 2014 г., 2015 г., 2016 г.), Всероссийской конференции «Излучение и рассеяние ЭМВ», (Таганрог, июнь 18-23. 2001 г.), MIKON 15<sup>th</sup> International Conference of Microwaves, Radar and Wireless Communications, Poland, (Warszawa, May 17<sup>th</sup> -18<sup>th</sup>, 2004), Всероссийской научно-технической конференции «Информационные и телекоммуникационные технологии», (Сочи, сентябрь 19-26. 2004 г.), 18 – ой Научно-технической конференции в НИИП, (Жуковский, февраль. 2004 г.), Международной научной конференции «Излучение и рассеяние электромагнитных волн», (Таганрог, 2005 г.), НТК «Инновации в авиации и космонавтике-2011», (Москва, МАИ, 2011г.), 11-й Международной конференции «Авиация и космонавтика – 2012», (Москва, МАИ, 13-14 ноября 2012г.), IEEE Xplore Antennas and Propagation (Eu-CAP), 2014 8th European Conference on., 2-й Международной конференции "Актуальные проблемы создания космических систем дистанционного зондирования земли" ОАО НИИЭМ, (г. Истра, 2014 г.), Московской молодёжной научно-практической конференции «Инновации в авиации и космонавтике - 2015». Москва, 21-23 апреля 2015г., 4-й Международной научно-технической конференции «Актуальные проблемы создания космических систем дистанционного зондирования земли». Москва, 19 мая 2016 г., 15-й Международной конференции «Авиация и космонавтика». Москва, 14-18 ноября 2016 г, 5-й Международной конференции "Актуальные проблемы создания космических систем дистанционного зондирования земли" АО «Корпорация «ВНИИЭМ»», 25 мая 2017 г., Всероссийской научной конференции «Современные проблемы

дистанционного зондирования, радиолокации, распространения и дифракции волн», г. Муром, 27-29 июня 2017г.

### **Публикации**

По теме диссертации опубликовано 100 работ из них 2 монографии, 23 статьи в центральной научной печати (включая журналы «Радиотехника», «Антенны», «Труды МАИ», «Информационно-измерительные системы», «Электросвязь», «Успехи современной радиоэлектроники»), 65 докладов в трудах Международных и Всероссийских конференций и семинаров. Материалы диссертационной работы использованы при подготовке раздела в коллективной монографии «Бортовые цифровые антенные решетки и их элементы», опубликованной в издательстве «Радиотехника». Материалы диссертационной работы также использованы при подготовке 5 учебных пособий в трудах МАИ. По результатам проведённых работ получено 6 патентов.

### **Личный вклад**

В работах, выполненных в соавторстве, выводы основных теоретических соотношений получены автором. Автор принимал участие в разработке бортовых антенных решеток для вертолетов нового поколения, а также для мобильных радиолокационных и телекоммуникационных комплексов. Автором проведено моделирование и оптимизация характеристик направленности антенн с широкоугольным сканированием и пространственным размещением элементов.

### **Объем и структура диссертационной работы**

Диссертационная работа состоит из введения, 4-х глав, заключения, списка литературы. Работа содержит 276 страниц машинописного текста, основное содержание диссертации изложено на 253 страницах. Список литературы включает 143 наименования на 13 страницах.

## 1 СОСТОЯНИЕ И ПРОБЛЕМЫ БОРТОВЫХ АНТЕННЫХ СИСТЕМ

### 1.1 Антенные системы интегрированных радиоэлектронных комплексов

Создание нового поколения самолетов, вертолетов и дистанционно пилотируемых летательных аппаратов (ДПЛА) требует разработки РЭС, совмещающих несколько функций в единой системе. Как известно, на ЛА в настоящее время устанавливаются РЛС, доплеровские измерители скорости и сноса (ДИСС), GPS, системы определения государственной принадлежности (ОГП) и др. Для этих целей используют разные частоты (в основном СВЧ-диапазона) и антенны различных типов, устанавливаемые в специально отведенных местах на борту ЛА. Причем одна радиосистема может иметь несколько антенн. Как, например, система ОГП или инструментальной посадки. Каждая бортовая РЭС представляет собой аппаратный блок с пилотажными системами индикации и экранированными фидерными линиями. Все это приводит к значительным габаритам, весам и стоимости. Возникают также проблемы с электромагнитной совместимостью (ЭМС). Аналогичные проблемы имеют место также в радиосистемах, устанавливаемых на наземных мобильных объектах. К таким радиосистемам относятся системы спутниковой связи с подвижными объектами, а также мобильные радиолокационные комплексы.

Для создания нового поколения ЛА необходима модернизация бортовой радиоэлектронной аппаратуры в направлении интеграции функций различных радиосистем. Все эти факторы более 10 лет назад привели к исследованию и разработке интегрированной радиоэлектронной аппаратуры. Уже тогда появились волоконно-оптические линии передачи информации (ВОЛПИ), обеспечивающие ЭМС и существенно снижающие массогабаритные и стоимостные характеристики линий передач, элементов фидерного тракта и т.д.

На тот период развития радиоэлектроники и ее технической базы возникли трудности практической реализации интегрированных РЭС (ИРЭС). Так, например, немаловажным был вопрос создания центрального процессора,

ведущего обработку информации в реальном масштабе времени, а также возможность отображения всей необходимой информации на дисплее.

Особо следует выделить проблему построения антенной системы ИРЭС. Общий путь построения давно был ясен – конформная выпуклая широкополосная ФАР с широкоугольным сканированием, однако в тот период были только начаты работы по созданию ППМ для решеток СВЧ диапазона. Наиболее широкое применение нашли плоские ФАР с ограниченным сектором сканирования. Однако и такие решетки могут иметь сектор сканирования  $360^\circ$  по азимуту и около  $40^\circ$  по углу места без существенных потерь в усилении. Такая возможность выявлена при исследовании характеристик ККАР [29-31].

Последние работы в области создания антенн ИРЭС – это разработка теории цифровых активных фазированных антенных решеток (ЦАФАР) [34-37]. В настоящее время ведутся активные работы по созданию цифровой элементной базы, а также налажен выпуск ППМ СВЧ диапазона. Таким образом, можно считать, что создана элементная база для практической реализации антенных решеток ИРЭС.

Немаловажным элементом антенной системы являются излучатели. Последние работы в области создания излучателей для многофункциональных антенных систем показывают возможность широкополосной работы. Вплоть до октавы для отдельного излучателя антенного полотна [40-52].

Хорошо известны достижения вычислительной техники за последние годы – быстрдействие, объем памяти, снижение стоимости, применение легких жидкокристаллических дисплеев для индикации большого объема информации. Подводя итог вышесказанному, можно сделать заключение о наличии в настоящее время предпосылок и материально-технической базы для создания ИРЭС для ЛА различных классов.

## **1.2 Антенные решетки с широкоугольным сканированием на приемопередающих модулях**

Одной из важнейших составных частей ИРЭС является антенная решетка, определяющая основные характеристики всей системы в целом. Поэтому антенна должна обеспечивать сбор из окружающего пространства необходимой информации, обеспечение ЭМС, фокусировку излучателей на всех рабочих частотах (литерах) диапазонах, выделяемых для соответствующей радиосистемы. Одним из возможных вариантов построения антенной системы ИРЭС может быть конформная антенная решетка из широкополосных излучателей, соединенных с ППМ, аналого-цифровым преобразователем (АЦП) и цифро-аналоговым преобразователем (ЦАП) в каждом канале. Это дает возможность одновременно формировать несколько лучей с независимым управлением и моноимпульсным режимом работы на различных частотах (литерах) или выполнять различные другие функциональные назначения. Оцифровка принятого сигнала проводится в каждом ППМ с помощью АЦП, а в передающем канале от цифрового синтезатора частот с помощью ЦАП. Хотя современная вычислительная техника обладает АЦП сантиметрового диапазона волн, но их значительная стоимость заставляет применять децимацию или субдискретизацию для того, чтобы снизить затраты без существенных потерь в приемном канале. Цифровой сигнал с каждого элемента АР поступает на цифровое устройство формирования луча.

При интегрировании РЭС возникает необходимость работы остронаправленных сканирующих антенн в широкой полосе или в нескольких диапазонах частот. Как известно, существующие плоские ФАР и АФАР узкополосны, что затрудняет их применение для создания бортовых интегрированных РЭС. Размещение излучателей в решетке с малым шагом также исключает применение плоских антенных решеток. Как показано в ряде работ [32-34], эта задача решена с помощью конформных ФАР, АФАР и ЦАФАР.

Переход к цифровым методам формирования ДН и управления лучом переносит эти задачи в область цифровой обработки информации, хорошо

освоенной и применяемой в вычислительной технике. Замена выполненных отдельно РЭС одной ИРЭС позволяет:

- уменьшить в разы массогабаритные характеристики за счет применения ЦАФАР, устраняющих использование в своем составе таких элементов как механические сканеры с приводами, электродвигателями, вращающимися сочленениями и т.д.
- одновременно или последовательно принимать и излучать сигналы с помощью широкополосного антенного полотна;
- увеличить объем информации, получаемой ИРЭС, ее достоверность и точность, что достигается объединением информационных потоков от РЛС, навигационной системы, метеорологической системы, GPS, ОГП и т.д. для обработки центральным процессором;
- перестроить, видоизменить, или отказаться от радиотехнических устройств, применяемых на борту в последние десятки лет. Так например, Можно исключить на самолетах автоматический радиокompас (АРК), воспользовавшись системой GPS.

Также могут быть перестроены системы аэродромной диспетчерской связи и другой связи за счет сотовой и спутниковой связи. Возможны глобальные перестройки всей радиоэлектроники с изменением выделяемых диапазонов частот. Это в основном относится к ИРЭС для гражданской авиации. Для авиации двойного применения возможны и другие решения.

Сближение рабочих диапазонов частот интегрируемых систем существенно упрощает решение антенных задач, снижает стоимость ИРЭС, но требует увеличения размеров апертуры антенны для сохранения характеристик РЛС. Существенные различия характеристик бортовых совмещенных РЭС и их минимальный набор зависят от типа ЛА и приводят к разделению общей задачи по построению ИРЭС на ряд задач для самолетов, вертолетов, ДПЛА и т.д. Однако общим для всех этих решений является антенна, обеспечивающая усиление в десятки дБ для каждого из рабочих диапазонов волн и электрическое

управление лучом в заданных секторах обзора. Антенна должна быть совмещенной или широкополосной. Существующие апертурные антенны СВЧ допускают одновременную работу в X, K и L – диапазонах, но исключают электрическое сканирование, независимое управление лучом и не обеспечивают ЭМС. Применяемые ФАР и АФАР имеют необходимое усиление, обеспечивают ЭМС и электрическое сканирование, но обладают рабочей полосой порядка единиц процента и не позволяют независимо управлять несколькими лучами как на одной частоте, так и на нескольких частотах без потери усиления.

В ФАР и АФАР не решены задачи ЭМС для различных радиосистем. Таким образом, возникает проблема изыскания путей построения антенн и антенных систем для бортовых ИРЭС различных классов ЛА. Для этого в первую очередь необходимо определить последовательность интегрирования РЛС с другими радиосистемами, провести ранжирование характеристик и совмещаемых систем. Стоимостные ограничения, места размещения, масса, габариты, энергопотребление – должны быть исходными.

В настоящее время представляется несколько путей создания бортовых интегрированных РЭС. Первый – поэтапное объединение 2-3 существующих различных бортовых радиосистем в единую. Второй путь – коренная перестройка всей бортовой радиоаппаратуры для создания единой системы.

На настоящем этапе создания бортовых ИРЭС в области антенн необходим массив характеристик совмещенных антенн: характеристики направленности, управления, энергетики, частотные характеристики, общетехнические и экономические требования. Причем ограничение по стоимости является важнейшим в наше время показателем. Далее следует ряд итерационных этапов приближения к желаемым характеристикам.

Возможный путь построения бортовой ИРЭС – опытно-конструкторская разработка (ОКР) РЛС для перспективного самолета нового поколения на основе широкополосной ЦАФАР с широкоугольным сканированием. Для такой РЛС необходимо разработать алгоритмы функционирования, получения и обработки

информации, а также программы режимов работы сигнального процессора. При этом необходимо иметь соответствующие характеристики сигнального процессора: объем памяти и быстродействие. Так как сигнальный процессор обеспечивает формирование луча или лучей (при многолучевом режиме работы), управление ими и функционирование РЛС. В отличие от существующих ФАР самолетных РЛС антенная решетка должна быть конформной с компактной распределительной системой, реализованной на основе модифицированных ППМ с цифровой обработкой сигнала и цифровым диаграммообразованием. Применение широкополосных излучателей, широкополосных малошумящих усилителей (МШУ) и твердотельных усилителей мощности позволяет в такой антенной системе обрабатывать помимо радиолокационной и другую информацию, т.е. совместить дополнительные функции. Возможен и другой путь совмещения функций бортовых РЛС, работающих в диапазонах частот, существенно отличающихся от диапазона частот РЛС, без изменения их рабочих частот и с сохранением существующих антенн, например антенн ОГП, АРК, GPS и включением информации, поступающей от них в центральный процессор комплекса с помощью фотоники. Применение волоконно-оптических линий передачи взамен коаксиальных кабелей, волноводов и различных фидеров других типов упрощает ЭМС системы и существенно уменьшает вес.

Следует отметить также один из возможных путей сокращения «антенного железа» с помощью бортовых ИРЭС, касающийся применения новых технологий. На борту самолета имеются системы инструментальной посадки – курсовые глассадные антенны. Современные системы GPS позволяют с высокой точностью определять три координаты положения объекта в пространстве. Созданы антенны высокоточного позиционирования, имеющие точность доли сантиметра и даже до миллиметра [53]. Поэтому сокращение количества антенн возможно также за счет применения глобальных систем связи.

### 1.3 Выводы по главе 1

Обзор материалов, опубликованных в открытой печати, показывает необходимость повышения функциональных возможностей антенных систем путем расширения сектора сканирования и рабочей полосы частот. Для улучшения отмеченных характеристик в настоящее время используются конформные антенные решетки и различные их модификации. Однако, из-за сложности практической реализации распределительной системы, они имеют ограниченное применение.

Совершенствование элементной базы распределительных систем, разработка ППМ и цифровых систем формирования и управления лучом, определяют новые направления развития антенной техники. Наиболее перспективными схемами построения при широкоугольном сканировании широкополосной работе являются конформная и пространственная схемы построения антенного полотна. Поэтому на современном этапе развития теории антенн, актуальна проблема разработки методов расчета и синтеза характеристик направленности таких схем построения.

При ограниченном секторе обзора пространства актуальна проблема разработки антенных систем с моноимпульсной и косекансной формой диаграмм направленности, работающих в одном или нескольких диапазонах частот.

## 2. БОРТОВЫЕ ФАР С КРУГОВЫМ ОБЗОРОМ

### 2.1 Схемы построения ФАР с широкоугольным сканированием

В ряде практических задач возникает необходимость построения многофункционального антенного полотна с возможностью моноимпульсной пеленгации и широкоугольным сканированием. К таким задачам относятся проблемы создания совмещенных бортовых АР с полусферическим обзором пространства, антенн телекоммуникационных систем, устанавливаемых на борту космических аппаратов, антенных решеток мониторинга и т.д. Каждая из этих систем имеет свои особенности работы, которые учитываются при проектировании и выборе технологии изготовления. Для обеспечения широкоугольного сканирования используют выпуклые (сферические, цилиндрические, конические) и другие геометрические поверхности, обеспечивающие диапазонную работу АР. Возможен также подход с применением купольных схем построения антенных систем, сочетающие в конструкции плоскую облучающую АР и одну из неплоских металлопрозрачных (например, волноводных) или диэлектрических линз, расширяющих сектор сканирования.

Перспективным направлением является использование пространственных антенных систем. Если принять пространственный (телесный) угол обзора в  $4\pi$  стерадиан, то из условий центральной симметрии антенная решетка должна быть сферической, состоящей из изотропных излучателей числом  $N$ , равным численно коэффициенту направленного действия (КНД):

$$N = \frac{4\pi^2 R^2}{\lambda^2} \quad (1)$$

При условии исключения явлений сверхнаправленности минимальный радиус сферы  $R_{\min}$  при размещении излучателей только на поверхности будет:

$$R_{\min} = \frac{\lambda\sqrt{N}}{2\pi} \quad (2)$$

Если воспользоваться известным соотношением максимального КНД апертуры, то линейный шаг излучателей на сферической поверхности составит  $0,57$  длины волны. Антенные решетки сферической формы с минимальным числом излучателей и размерами обладают высоким уровнем бокового излучения, когда формирование луча осуществляется всеми ненаправленными излучателями. Для обеспечения широкоугольного сканирования используют выпуклые (сферические, цилиндрические, конические) и другие геометрические поверхности, обеспечивающие диапазонную работу АР [54,55]. Возможен также подход с применением купольных схем построения антенных систем [56-64], сочетающие в конструкции плоскую облучающую АР и одну из неплоских металлопрозрачных (например, волноводных) или диэлектрических линз, расширяющих сектор сканирования.

Обеспечения заданного уровня бокового излучения и существенного увеличения шага излучателей, а также расширения рабочей полосы частот можно достичь увеличением размеров излучающей выпуклой поверхности по сравнению с  $R_{min}$ , а также применением направленных излучателей в антенной решетке. При этом следует отметить, что число одновременно работающих излучателей (фазируемые одновременно) приблизительно сохраняется, в то время как общее число излучателей на сфере увеличивается пропорционально радиусу сферы  $R$  (при одновременном росте шага и направленности излучателя). Хорошо известны зависимости минимально необходимого числа управляемых элементов ФАР в зависимости от телесного сектора сканирования и направленности [65]. В плоских ФАР с ростом сектора обзора и КНД число элементов катастрофически нарастает и превышает минимум. С целью уменьшения числа элементов в АР и увеличения шага между элементами необходимо отказаться от направленных элементов в ФАР и размещать их не только на внешней поверхности, но и в объеме.

При обеспечении требуемого уровня боковых лепестков (УБЛ), возможна теоретическая модель антенной решетки с 2-х мерным сканированием во всем пространстве ( $4\pi$  стерадиан). Исходя из простых физических предпосылок будем

полагать, что эквивалентный излучающий раскрыв круглый с заданным амплитудным, спадающим к краям распределением и симметрией размещения излучателей в антенной решетке. Тогда получаем трехмерную сферическую решетку с симметрично расположенными по концентрическим сферам излучателями. Шаг по окружности в сфере (и число излучателей) выбирается из условия требуемого спадающего амплитудного распределения в эквивалентной апертуре. Если допустить, что поляризация у всех излучателей одинакова и амплитуды излучающих токов равны, то луч управляется в пространстве только фазировкой излучателей, образующих решетку. Возбуждение излучателей такой решетки возможно выполнить, например, пространственным способом.

Для решения задачи о построении пространственной трехмерной решетки необходимо исследовать составную часть этой решетки, систему источников, расположенных на концентрических окружностях. Такая система является плоскостной АР с элементами, равномерно размещенными по концентрическим окружностям, и обеспечивает широкоугольное одномерное сканирование по азимуту, а также в секторе  $30^\circ$ - $40^\circ$  по углу места. Сектор сканирования в угломестной плоскости ограничивается ДН элемента в этой плоскости. При ограниченном секторе сканирования в азимутальной плоскости и применении направленных элементов, сектор сканирования в угломестной плоскости может быть расширен.

Под кольцевыми концентрическими антенными решетками (ККАР) понимается система кольцевых излучателей, размещаемых на концентрических окружностях рис.1. Антенная решетка, показанная на рис.1, образована несимметричными вибраторами, размещенными над проводящим диском. Излучатели распределены по поверхности апертуры эквидистантно с шагом  $d=1,5\lambda$  и возбуждаются коаксиальными линиями. Возбуждение элементов в такой антенной решетке можно также реализовать в полосковом исполнении или на основе волноводных распределительных систем.

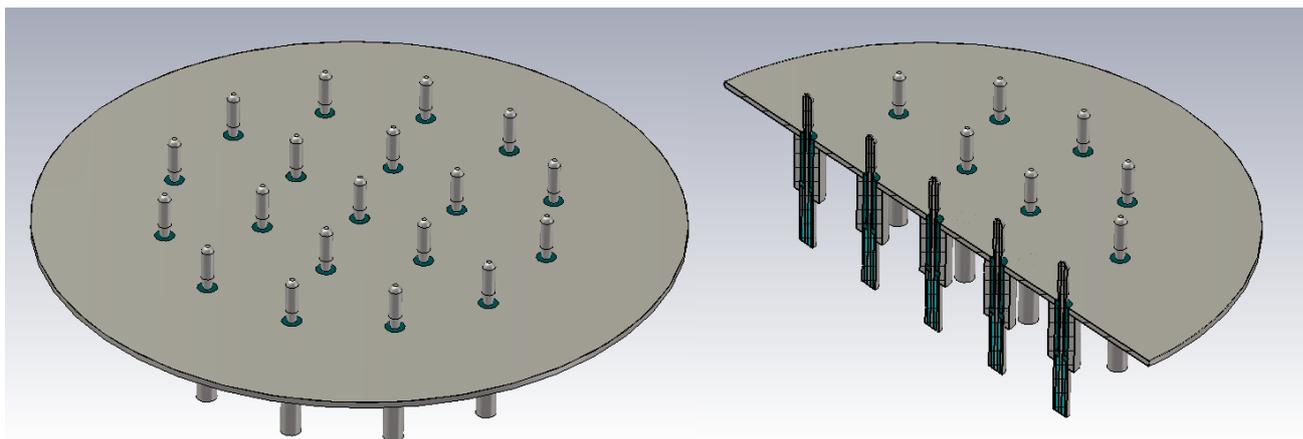


Рис.1. Общий вид ККАР.

Кольцевые концентрические антенные решетки обеспечивают широкоугольное сканирование в пределах  $360^\circ$ , практически без искажения характеристик при сканировании, но в отличие от цилиндрических антенных решеток, управление лучом может быть выполнено только с помощью фазовращателей без коммутаторов. Кольцевые концентрические антенные решетки позволяют существенно уменьшить минимально необходимое число фазовращателей. Применение в ФАР минимально необходимого числа управляемых излучателей приводит формированию заданной ширины луча с одновременным возрастанием УБЛ. В отличие от плоских ФАР, УБЛ в простейших ККАР не убывает с ростом угловой координаты и наблюдается обратное излучение (в направлении, противоположном формированию главного максимума). Минимизация УБЛ в ККАР возможна известными методами, как и в плоских ФАР, а также оптимизацией размещения колец и излучателей на них. Выбор методов синтеза характеристик направленности зависит от технических требований, предъявляемых к антенной системе.

Для сравнения преимуществ ККАР с другими вариантами антенн показан рис.2, на котором приведены зависимости необходимого числа излучателей  $N$ , от сектора сканирования. График рассчитан для линейной системы с одномерным сканированием (аналогично можно построить график для плоских антенных решеток). На рис.2 сплошной линией показана зависимость числа элементов от

сектора сканирования для линейной антенной решетки, обеспечивающей ширину луча на уровне  $2\theta_{0,7}$  и сектор сканирования в пределах  $\pm 45^\circ$ , для больших углов сканирования рассматривается 2-4 антенных решетки, пунктирной линией показана аналогичная зависимость для ККАР. Минимизация числа излучающих элементов позволяет также уменьшить число фазовращателей и упростить распределительную систему.

Увеличение расстояния между излучателями в антенной решетке и принятое размещение в ККАР устраняет эффект ослепления и облегчает согласование.

При простейшем конструктивном исполнении ККАР печатные, вибраторные или щелевые излучатели располагаются на проводящем экране в виде диска, под которым размещена система полосковых или других питающих линий, в таком случае антенна имеет линейно поляризованное поле (вертикальной поляризации при горизонтальном расположении диска).

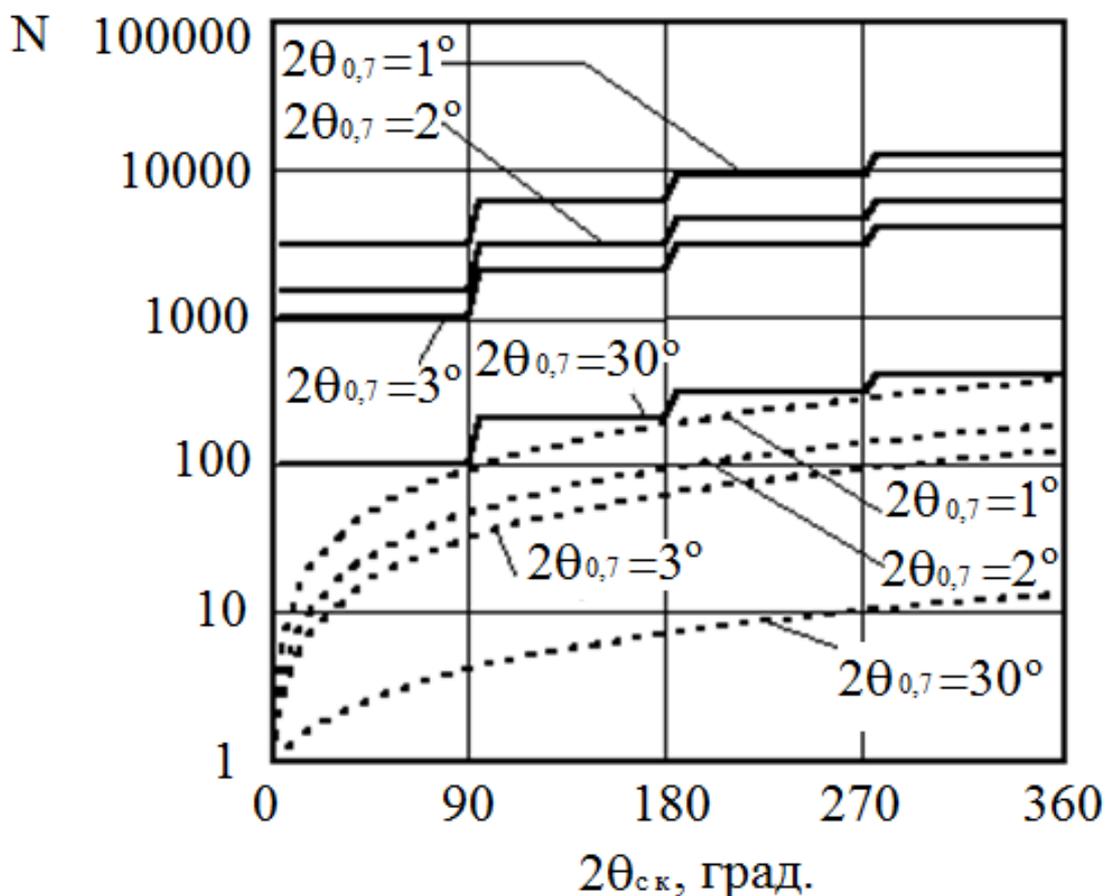


Рис.2. Зависимость числа излучателей от сектора сканирования.

Решетка может быть расположена на экране между дисками рис.3. Система из таких антенн позволяет создать антенну с двумерным сканированием рис.4. Возбуждение системы дисковых антенн может быть выполнено на полосковых линиях, размещенных под экранами дисков.

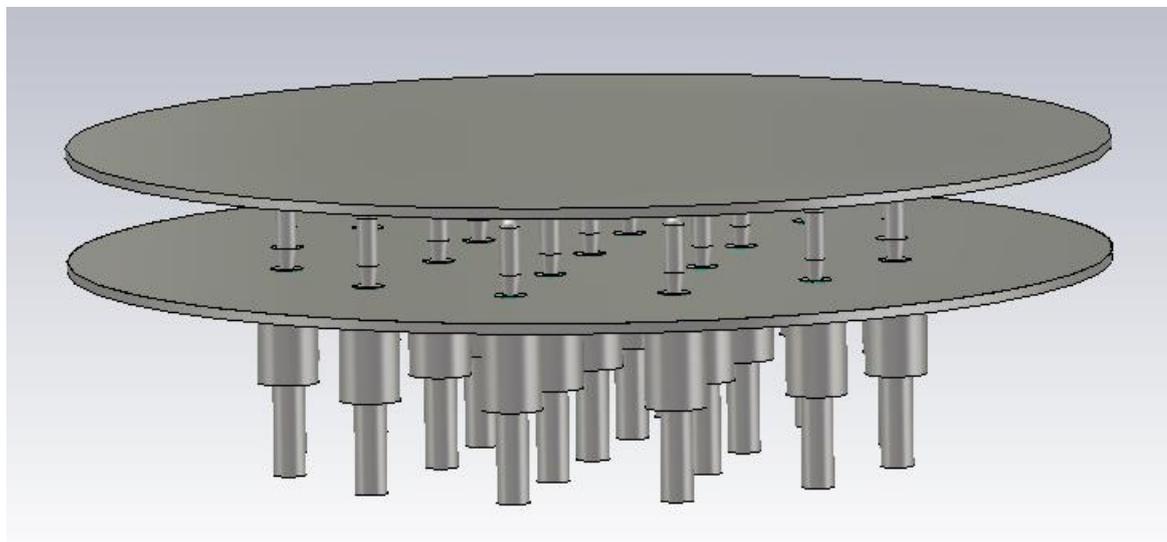


Рис.3. Дисквая ФАР.



Рис.4. Модели ФАР с двумерным сканированием.

В силу центральной симметрии, в эквивалентной апертуре имеет место постоянное амплитудное распределение и ее ДН практически не искажается при сканировании в широком секторе углов. Она обладает широкой полосой и допускает работу в диапазоне. Ширина полосы и перекрытие рабочего диапазона определяется направленностью антенны (относительными размерами).

В сравнении с плоской решеткой в ККАР существенно изменяется взаимодействие, устраняется эффект «ослепления» и при сканировании

суммарный импеданс всей системы остается постоянным. Кольцевые концентрические антенные решетки могут иметь значительный шаг между излучателями  $(2-3)\lambda$  при формировании однолучевого режима работы.

В решетках, предназначенных для широкоугольного сканирования, целесообразно располагать излучатели азимутально симметрично и выяснить зависимости основных характеристик направленности от размещения излучателей в ККАР. С другой стороны для формирования заданной ширины луча и уменьшения первых боковых лепестков из соображений эквивалентной апертуры [28] необходимо определенным образом размещать излучатели на кольцах и между кольцами. Для кольцевых концентрических антенных решеток можно рассматривать различные АФР, но наиболее простым и в ряде случаев наиболее энергетически выгодным является равномерное амплитудное возбуждение. Фазовое распределение целесообразно взять в соответствии с волновой оптикой, так, чтобы поля от разных элементов оказывались синфазными. В этом случае, рассмотрев задачу о характеристиках излучения в одном направлении, можно утверждать, что они сохранятся и для всех остальных направлений. Диаметр решетки устанавливается исходя из ширины ДН.

Пространственная ДН ККАР определяется соотношением:

$$F(\theta, \phi) = F_1(\theta, \phi) \left\{ \sum_{p=1}^M \sum_{q=1}^{n_p} \exp(jkR_p [\cos(\gamma_p q) - \cos(\phi - \gamma_p q) \sin \theta]) \right\} \quad (3)$$

- $M$ -число колец в решетке,
- $n_p$  - число излучателей в  $p$ -ом кольце,
- $R_p$ - радиус кольца,
- $\gamma_p$ - угловой шаг излучателя в  $p$ -ом кольце,
- $k$ - волновое число,
- $\theta, \phi$  - угловые координаты точки в свободном пространстве.

Введенные обозначения поясняются рис.5.

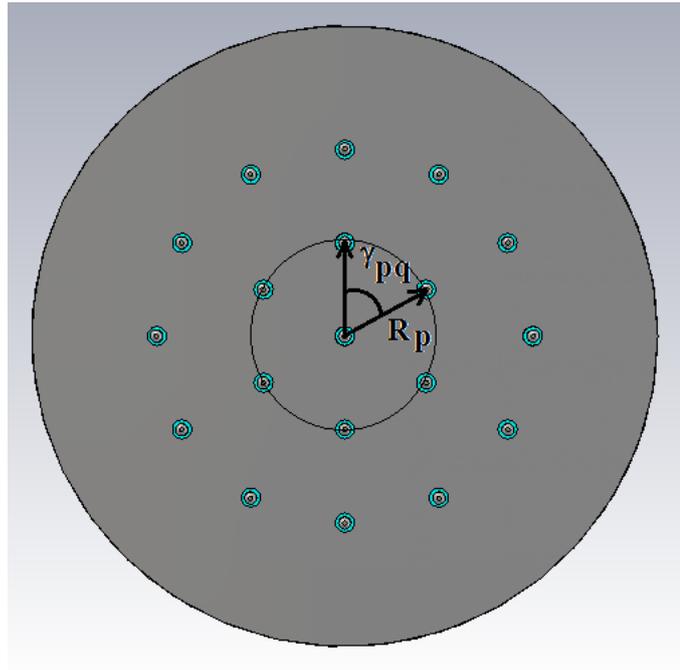


Рис.5. Схема размещения элементов в ККАР.

Выражение для ДН получено путем суммирования полей при фазовом возбуждении, соответствующем арифметическому суммированию полей в направлении  $\theta=90^\circ, \phi=0$ .

Для формирования луча в плоскости размещения излучателей  $\theta=90^\circ, \phi=0$  решетка должна иметь фазовое распределение:

$$\psi_{R_n} = \psi_{R_n m p} + \psi_{p.x.} \quad (4)$$

где  $\psi_{R_n m p} = jkR_p \cos(\gamma_{pq})$  - фаза возбуждения элемента решетки для формирования луча в направлении  $\theta=90^\circ, \phi=0$ ,  $\psi_{p.x.} = -jkR_p \cos(\phi - \gamma_{pq}) \sin(\theta)$  - разность хода лучей для точек пространства с координатами  $\theta, \phi$ .

Важнейшей задачей, возникающей при практической реализации антенной решетки, является определение влияния погрешностей изготовления на характеристики направленности. Поэтому все расчеты характеристик

направленности были проведены с учетом влияния амплитудных и фазовых ошибок, распределение которых по раскрытию приведено на рис.6.

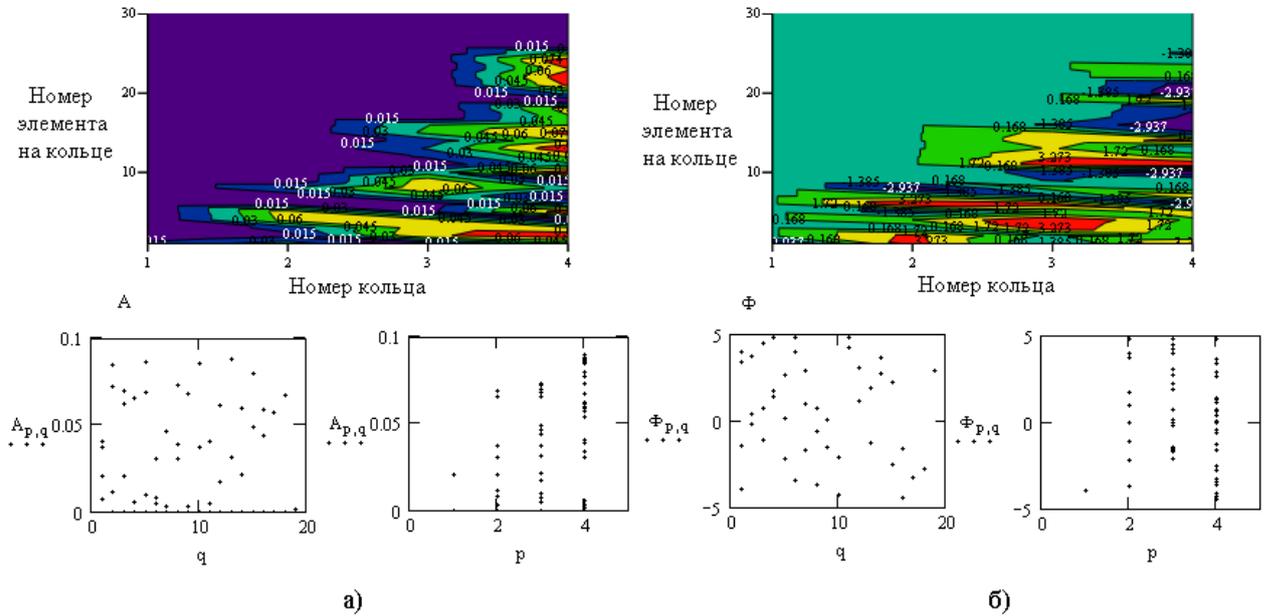


Рис.6. Зависимости амплитудной (а) и фазовой ошибок (б) от номера

Форма антенного полотна бортовых антенных решеток зависит от формы поперечного сечения (миделя) ЛА. В ряде практических случаев, приходится размещать элементы на поверхности, ограниченной эллипсом. Пространственная ДН многокольцевой эллиптической антенной решетки определяется соотношением:

$$\begin{aligned}
 F(\theta, \phi) = & F1(\theta, \phi) \times \\
 & \times \sum_{p=1}^M \sum_{q=1}^n \exp \left[ jk \sqrt{\left( a_p \cos(\gamma_p q) \right)^2 + \left( b_p \sin(\gamma_p q) \right)^2} \times \right. \\
 & \left. \times \left[ \cos(\gamma_p q) - \cos(\phi - \gamma_p q) \sin \theta \right] \right]
 \end{aligned} \quad (5)$$

где  $a_p$  – большая полуось эллипса,  $b_p$  – малая полуось эллипса.

На рис.7 и 8 приведены ДН ККАР, построенные для решеток с  $N=347$ , 121, 61 и 31 излучателем при их размещении с равномерным амплитудным распределением. В таблице 1 даны параметры схем размещения элементов.

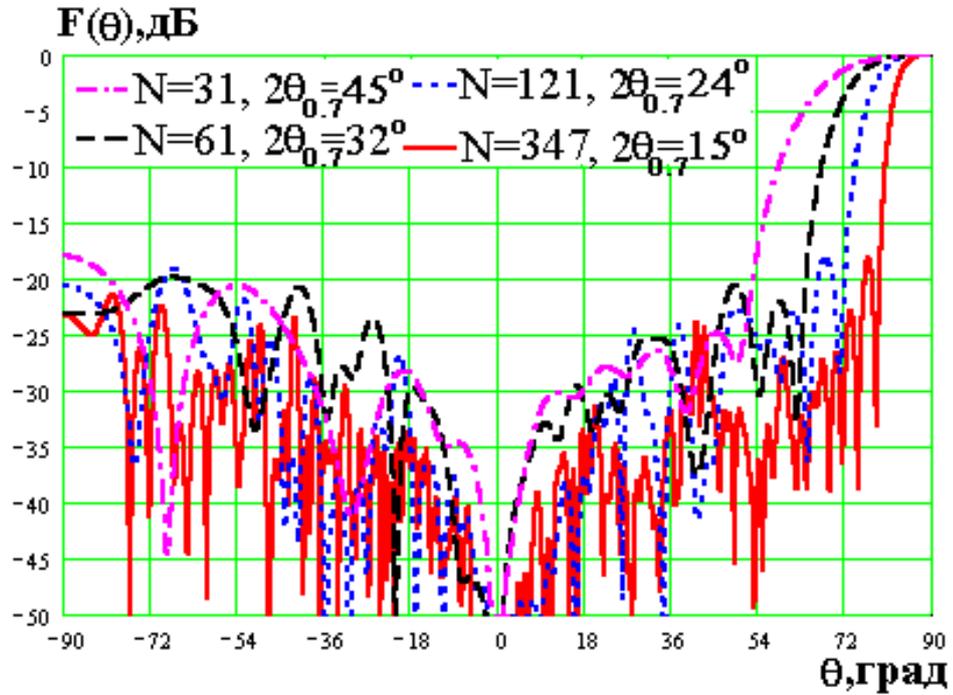


Рис. 7. ДН ККАР в вертикальной плоскости.

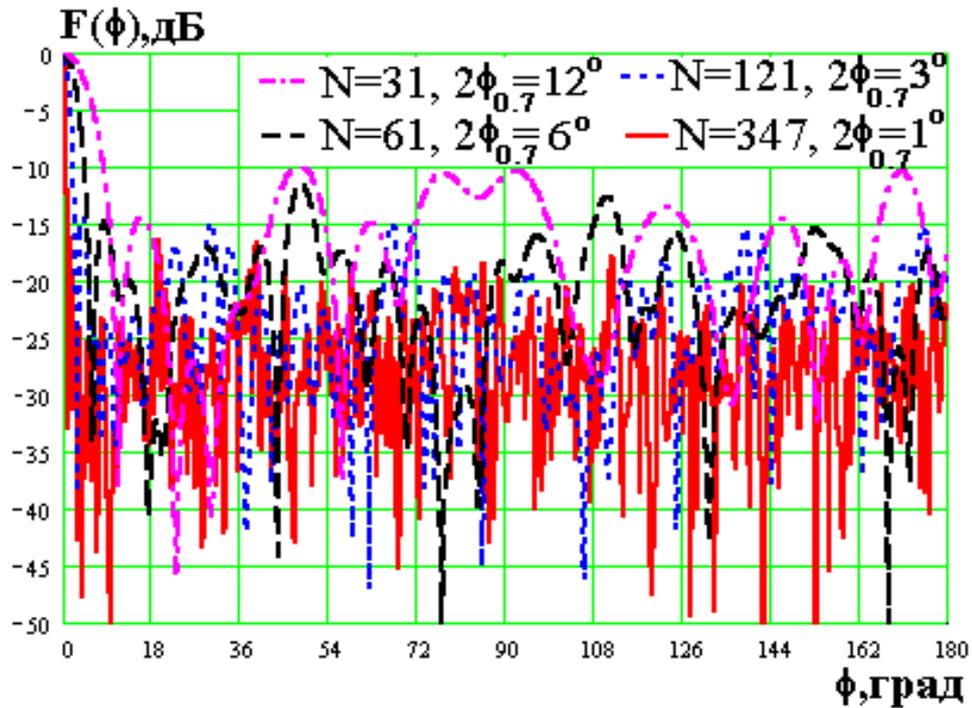


Рис.8. ДН ККАР в горизонтальной плоскости.

Таблица 1.

Число излучателей	Ширина луча	Шаг излучателей
347	1°	3 $\lambda$
121	3°	1,75 $\lambda$
61	6°	1,25 $\lambda$
31	12°	0,9 $\lambda$

Таким образом, при расчете ДН ККАР, как и ВФАР, может быть использовано понятие эквивалентного плоского раскрыва, в связи с которым определяются ширина ДН и УБЛ. Уровень дальних боковых лепестков и в направлении, обратном главному максимуму, существенно превышает эту величину для линейных и плоских антенных решеток. В отличие от плоских антенных решеток, уровень дальних боковых лепестков не убывает с ростом угла и наблюдается излучение в направлении, обратном главному максимуму, что объясняется отсутствием направленности излучателя в рассматриваемом направлении. Применение направленных излучателей (открытый конец волновода) устраняет обратное излучение, но ограничивает сектор сканирования. Кольцевые концентрические решетки обладают направленностью и во второй плоскости. Ширина ДН во второй плоскости соответствует теории антенн бегущей волны. Спадающий УБЛ в пределах 0-90° объясняется направленностью излучателя во второй плоскости. Однако, в пределах 90°-180° УБЛ опять нарастает. В связи с этим ниже будет рассмотрена возможность минимизации боковых лепестков.

Численное исследование решеток со спадающим амплитудным распределением, как и следует из общей теории, приводит к расширению

главного максимума и уменьшению дальних боковых лепестков, но по-прежнему остается высокий УБЛ. Замена фазового распределения, принятого в соотношении (4), на распределение, приводящее к ограниченной сверхнаправленности, или попытки найти уменьшение дальних боковых лепестков сводятся к известным задачам для системы линейных антенных решеток с осевым излучением. В системе таких линеек можно снизить УБЛ, но тогда возникают трудности при обеспечении широкополосной работы и широкоугольного сканирования.

В кольцевых концентрических антенных решетках, в ряде случаев возникает необходимость сканирования в пределах  $360^\circ$ . Размещение излучателей на кольцах и число колец при построении подобных антенн проводится из условия заданного амплитудного распределения в эквивалентном плоском раскрыве. В качестве примера, для которого рассчитаны ДН и даны параметры простейших вариантов ККАР (таблица 1), приводится график зависимости шага излучателей от ширины луча ККАР - рис.9.

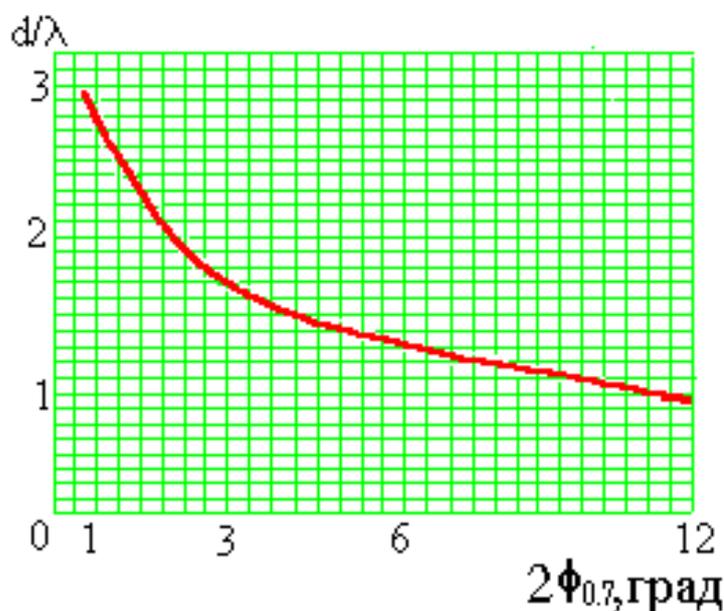


Рис.9. Зависимость шага излучателей от ширины луча ККАР.

С увеличением направленности шаг между излучателями в плоских решетках не меняется. В кольцевых концентрических антенных решетках дело обстоит

иначе. С увеличением направленности шаг между излучателями в ККАР возрастает, так как излучатели размещаются на плоскости круга, которая пропорциональна диаметру в квадрате. Увеличение шага весьма удобно с точки зрения согласования конструкции и широкополосной работы. Расположение излучателей с шагом  $d=3\lambda$  не приводит к возникновению побочных главных максимумов.

Изменение шага между излучателями, необходимого для однолучевого режима работы, объясняется следующими обстоятельствами: шаг между излучателями в эквивалентной линейной апертуре должен быть порядка длины волны, в ККАР излучатели размещаются на площади круга, которая растет пропорционально квадрату радиуса, что иллюстрируется графиком на рис.8. С ограничением сектора сканирования в пределах  $\phi_{ск} < 360^\circ$ , необходимое число излучателей уменьшается в соответствии с выражением:

$$N = 1 + \frac{2\phi_{ск}}{2\phi_{0,7}} \quad (6)$$

где  $2\phi_{ск}$ - сектор сканирования,  $2\phi_{0,7}$ - ширина луча.

Известно и другое выражение для числа излучателей:

$$N = \frac{\Omega}{4\pi} D_0 \quad (7)$$

где  $\Omega$ - телесный сектор сканирования.

Применение направленных излучателей позволяет уменьшить УБЛ и ослабить взаимодействие между излучателями. Однако, при этом возникает эффект затенения одного излучателя другим. Для устранения эффекта затенения, излучатели размещаются не на всей площади, а в определенном секторе. На рис. 10, показан эквивалентный плоский раскрыв для разных положений луча, для которых требуется обеспечить заданное амплитудное распределение. При ограниченном секторе сканирования возможна замена излучателей с

ненаправленной ДН в плоскости решетки на излучатели с направленной ДН, соответствующей сектору сканирования.

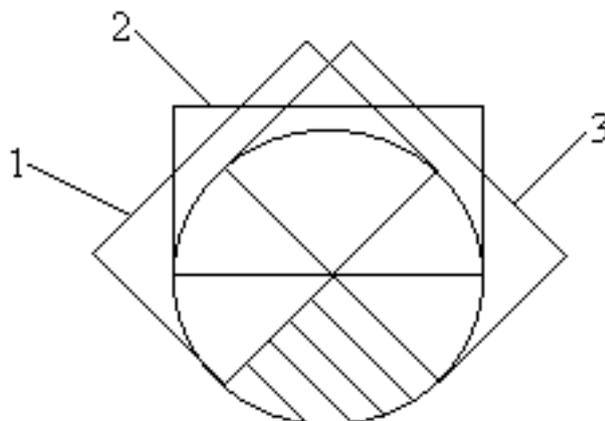


Рис.10.Эквивалентный плоский раскрыв для разных положений луча.

Пример построения антенны с широкоугольным сканированием в пределах  $\pm 90^\circ$  показан на рис.11.

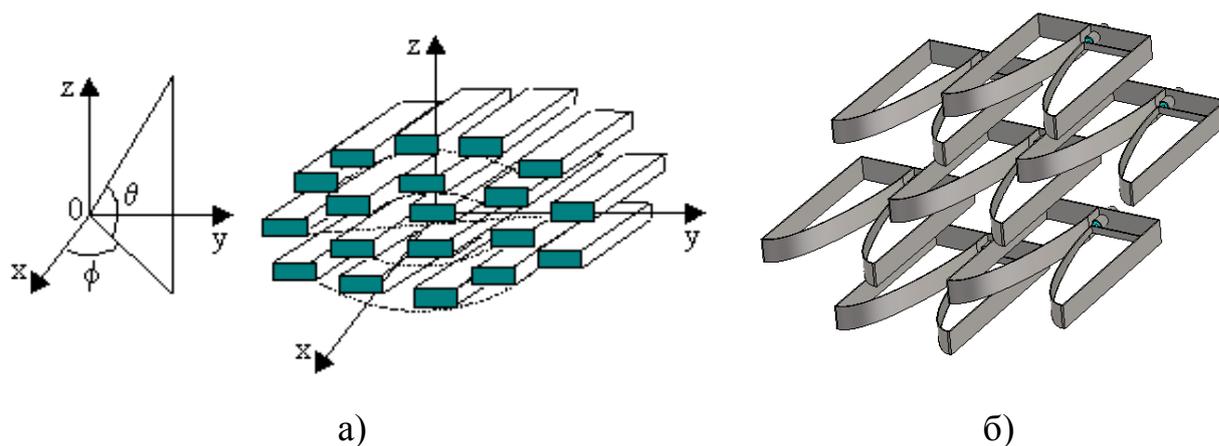


Рис.11.Общий вид ККАР из волноводных излучателей.

Решетка образована излучателями в виде открытых концов волноводов. Для устранения эффекта экранирования одного излучателя питающим волноводом другого излучателя плоская конструкция заменяется пространственной. Подробный анализ предложенной конструкции опубликован в [66]. Антенная решетка может быть также построена на основе широкополосных ленточных излучателей Вивальди, как показано на рис.10б.

Коэффициент направленного действия зависит от типа и числа излучателей. Ниже приводятся результаты расчета КНД для ККАР, состоящих из несимметричных четвертьволновых вибраторов. В силу центральной симметрии решетки выражение для КНД может быть записано в виде:

$$D = \frac{4\pi F(0,0)^2}{\int_0^{2\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} (F(\theta, \phi))^2 \cos(\theta) d\theta d\phi} \quad (8)$$

Для оценки найденного КНД для ККАР воспользуемся известной [67] формулой  $D = (3 \div 4)10000/2\theta_{0.7}^2\phi_{0.7}$ . Результаты расчетов КНД по приближенной формуле и путем интегрирования по формуле (8) для вариантов ККАР (таблица 1), приведены на рис.12 и показывают, что с увеличением числа излучателей КНД возрастает.

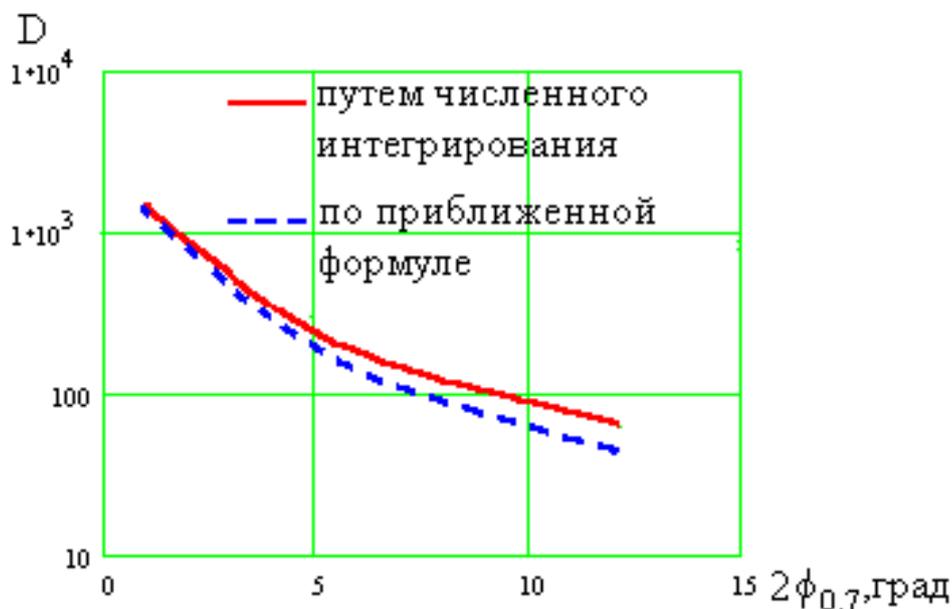


Рис.12. Зависимость КНД от ширины луча ККАР.

КНД антенны может быть ориентировочно найден как произведение КНД одиночного излучателя на число излучателей и его величина может как превышать полученные значения, так и быть меньше за счет различного УБЛ,

который реализуется в конкретной антенне. Так как рассматривается решетка, состоящая из вибраторов, расположенных над бесконечным экраном, то КНД одиночного излучателя будет равен  $\text{КНД}=3,2$ . Как известно [68], КНД может быть увеличен до 1,5 раз в результате взаимодействия. Сопоставляя рассчитанные КНД путем интегрирования и вычисленные путем перемножения КНД от каждого элемента, получаем приблизительно одинаковые результаты. Сравнение расчетов КНД по (8) и по приближенной формуле показывает потери усиления антенны за счет значительных дальних боковых лепестков и обратного излучения. Проведенные численные исследования ККАР с различным числом излучателей показывает уменьшение УБЛ примерно как  $\frac{1}{N}$  по полю.

## 2.2 Частотные характеристики ФАР с широкоугольным сканированием

Широко используемые в настоящее время ФАР имеют ограниченную полосу пропускания и рабочий диапазон. Как известно [55,69], рабочая полоса зависит от сектора сканирования, направленности антенны и схемы построения. В зависимости от схемы построения, полоса в процентах приблизительно равна ширине луча в градусах. Как было отмечено выше, в ККАР может быть реализована работа в диапазоне, применяя только фазирование без коммутации излучающего раскрыва.

Кольцевые концентрические антенные решетки, как и выпуклые антенные решетки, обладают лучшими диапазонными и частотными характеристиками в сравнении с плоскими решетками. Это объясняется устранением углочастотной чувствительности (УЧЧ), имеющей место в плоских антенных решетках, т.к. в ККАР для любого положения луча, формирование ДН происходит в направлении нормали к эквивалентной излучающей апертуре. Общие частотные свойства ВФАР подробно рассмотрены в [28].

В настоящей работе широкополосность ККАР определялась путем численного моделирования характеристик, при котором фазовое распределение

устанавливалось с помощью фазовращателей, с независимыми от частоты фазовыми сдвигами (коммутационные фазовращатели на р-і-n- диодах). Результаты этих исследований представлены на рис.13 и 14. Эти исследования позволили установить, что полоса ККАР превышает в несколько раз полосу плоских ФАР, но также зависит от направленности и с увеличением направленности полоса сужается, причем полоса в ККАР ограничивается ростом УБЛ. Если требуется диапазонная работа (последовательно на нескольких частотах), то при наличии диапазонности излучателей, фазовращателей и управляющих устройств, ограничений не возникает. Последнее иллюстрируется возбуждением решетки с помощью управляемых линий задержки (УЛЗ), при котором с изменением частоты изменяется ширина луча и УБЛ в соответствии с приведенными выше расчетами.

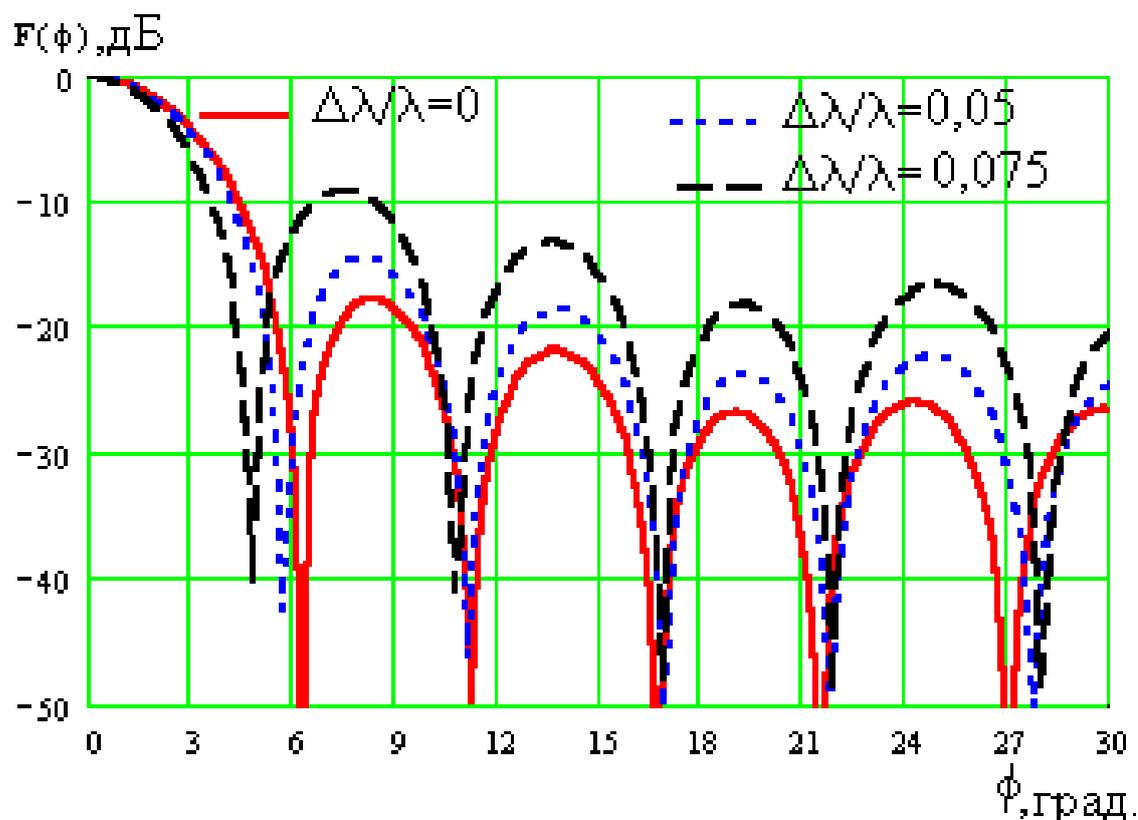


Рис.13. ДН ККАР при различных значениях  $\Delta\lambda/\lambda$ .

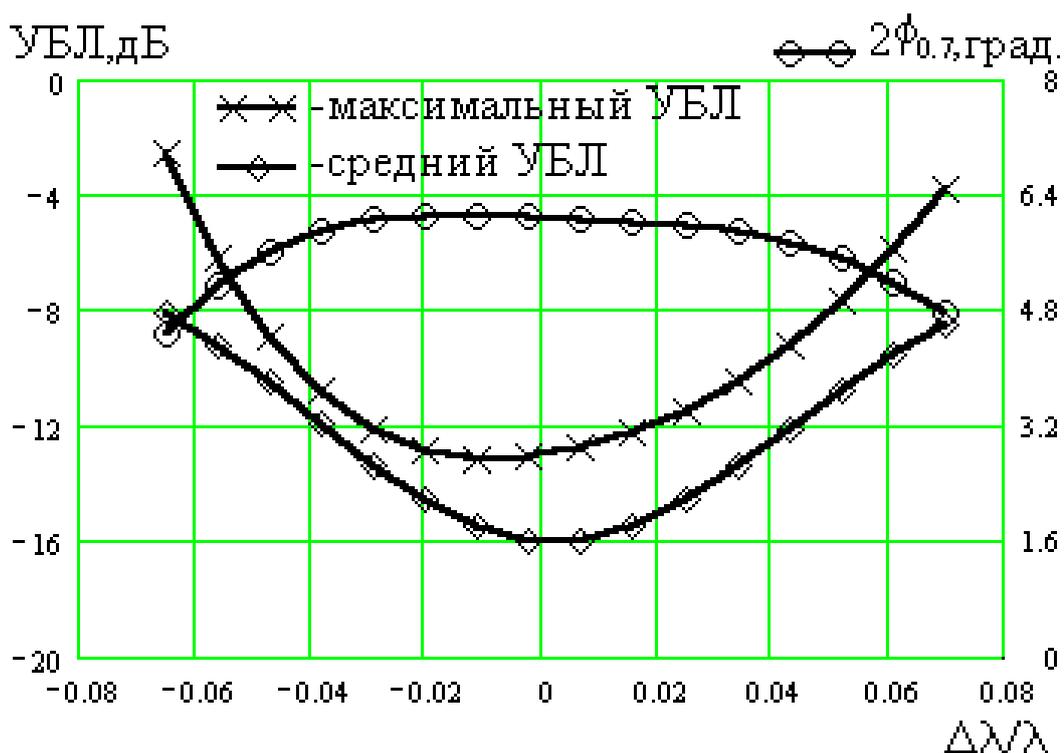


Рис.14. Зависимости УБЛ и ширины луча от длины волны.

В последнее время особый интерес представляют электрически сканирующие антенны, излучающие сверхширокополосные сигналы (видеоимпульсы или радиоимпульсы с длительностью  $10^{-10}$ - $10^{-12}$  с), что требует построения антенн, обеспечивающих соответствующую ширину полосы. Характеристики таких антенн были рассмотрены в [70,71], из которых следует, что для построения электрически сканирующих антенн целесообразно применение выпуклых антенн, обеспечивающих широкоугольное электрическое сканирование. Фазовые сдвиги могут быть достигнуты временем включения генераторов элементов АФАР или приемных систем.

На рис.13 приведены ДН ККАР из 37 излучателей с шириной луча  $2\theta_{0.7}=8^\circ$  при изменении длины волны  $\lambda$  на  $\pm 10\%$  и  $\pm 15\%$ . На рис.14 приведены зависимости ширины луча от длины волны при неизменном фазовом распределении в решетке, соответствующем средней длине волны. При изменении частоты и фиксированных фазовращателях возникают фазовые ошибки, которые не приводят к отклонению луча в пространстве, но влияют на УБЛ и КНД. Обычные

ограничения на рабочую полосу из-за частотного смещения луча в пространстве здесь не проявляются и критерием, определяющим допустимое изменение частоты, может служить увеличение УБЛ или уменьшение КНД. Задаваясь допустимым падением КНД или увеличением УБЛ, можно вычислить допустимую величину изменения частоты. На рис.15 приведены зависимости относительного изменения длины волны в процентах от приращения УБЛ при использовании фиксированных фазовращателей, не зависящих от частоты.

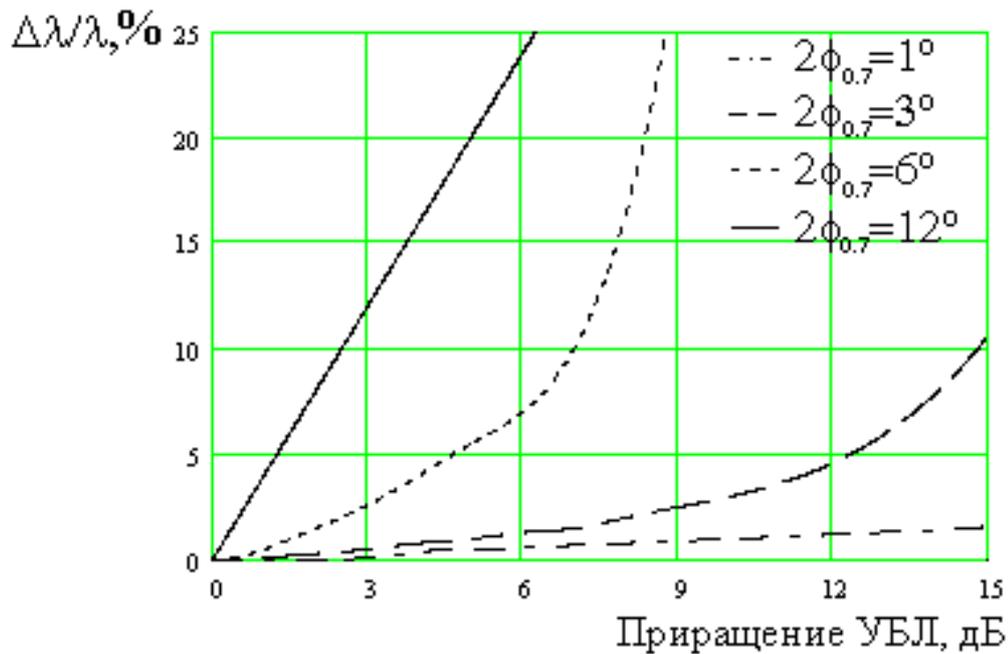


Рис.15.Рабочая полоса ККАР в зависимости от приращения УБЛ.

При фазировании такой же антенны с помощью линий задержки полоса еще больше расширяется и достигает октав и более. На рис.16 приведены ДН ККАР из 37 излучателей с шириной луча  $2\theta_{0.7}=8^\circ$  при изменении длины волны  $\lambda$  в 1.5 раза.

На рис.17 приведены зависимости ширины луча и УБЛ от длины волны при возбуждении решетки УЛЗ. На рис.18 приведены зависимости относительного изменения длины волны в процентах от ширины ДН, построенные для вариантов ККАР (таблица 1): 1- при возбуждении решетки УЛЗ (по критерию падения усиления на 3 дБ); 2 - при использовании фиксированных фазовращателей, не зависящих от частоты (по критерию увеличения УБЛ на 3 дБ). На том же рисунке построена аналогичная зависимость для плоской антенной решетки – 3,

построенная по критерию частотного смещения луча [68] на  $\pm 0,25$  от ширины луча при данном угле отклонения.

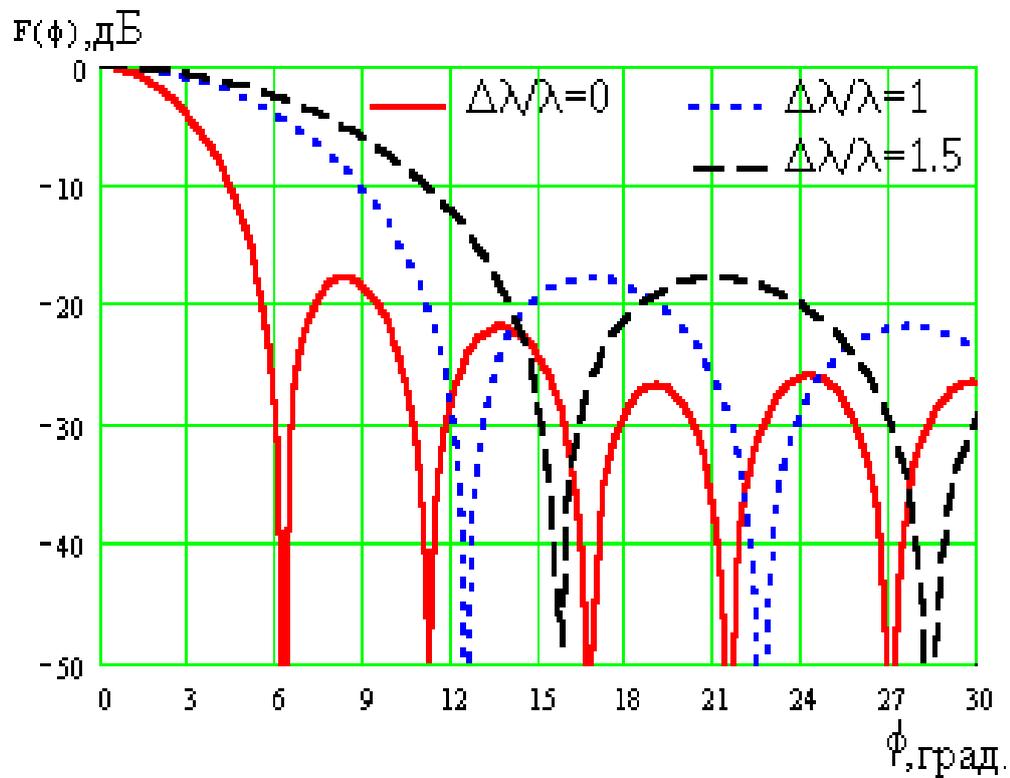


Рис.16. ДН ККАР при возбуждении линиями задержки.

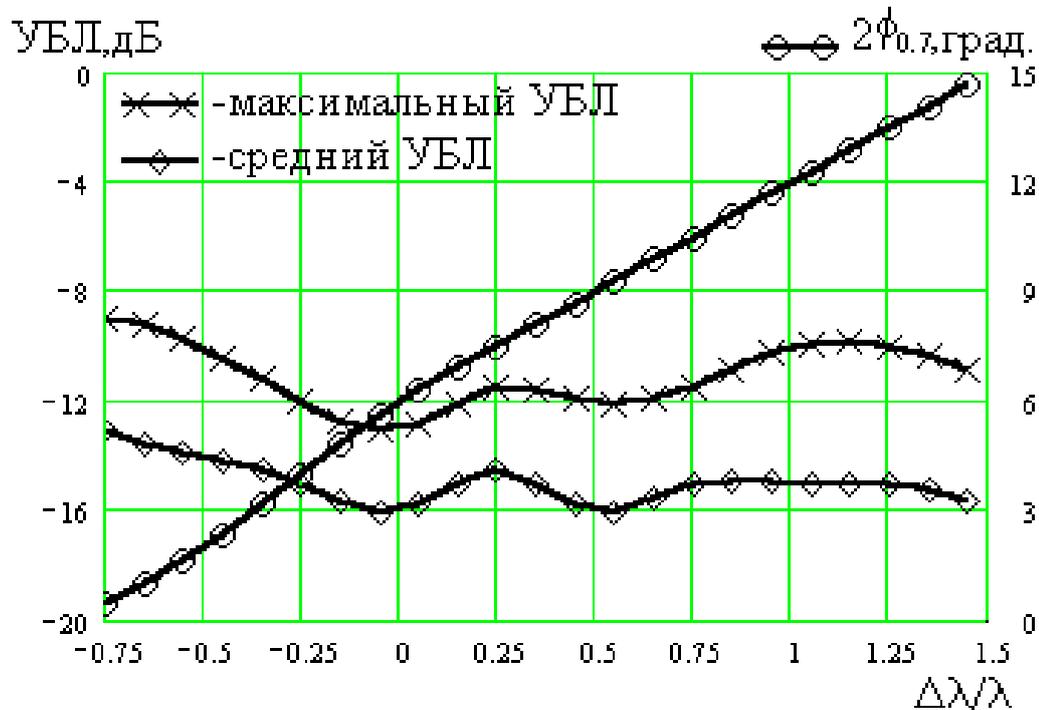


Рис.17. Зависимости УБЛ и ширины луча от длины волны.

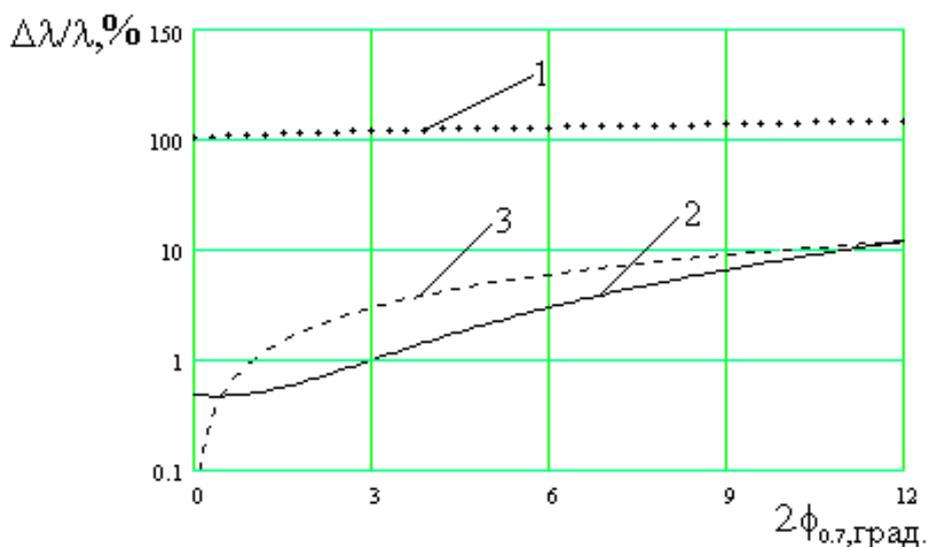


Рис.18. Зависимость относительного изменения длины волны от ширины луча.

Таким образом, применение ККАР в антеннах с электрическим сканированием позволяет расширить рабочую полосу в несколько раз. Дальнейшее расширение полосы может быть достигнуто использованием других распределений, известны результаты по выпуклым решеткам [28], но при этом уменьшается усиление решетки и возрастают ее относительные размеры.

Ниже рассматриваются частотные характеристики ККАР, состоящей из  $N=62$  элементов и работающей в Ku-диапазоне. На рис.19а и 19б приведены ДН решетки при изменении частоты в 30% полосе. На рис.20 показана зависимость ширины луча и уровня боковых лепестков от частоты.

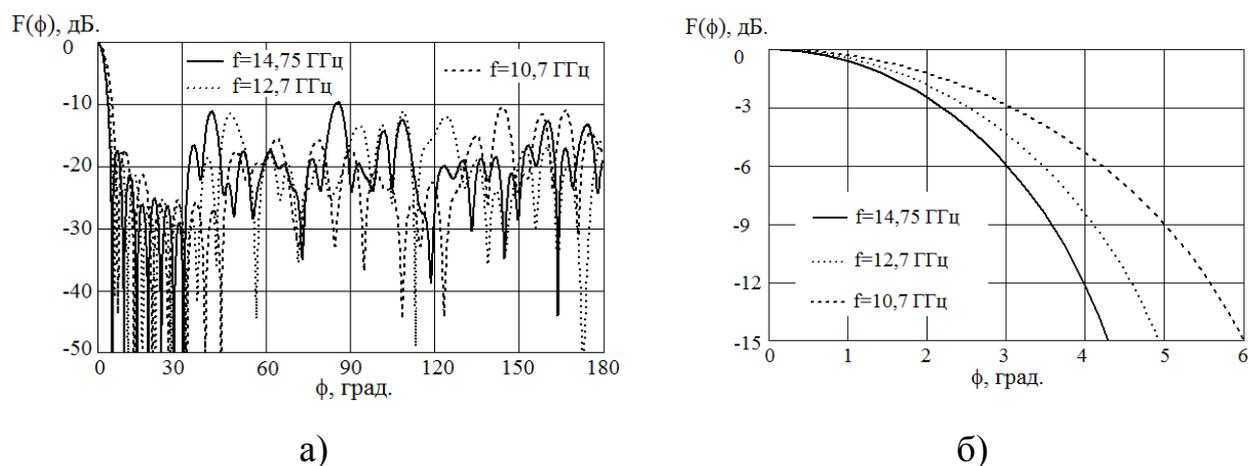


Рис.19. ДН ККАР в плоскости размещения элементов при изменении частоты в полосе 30%.

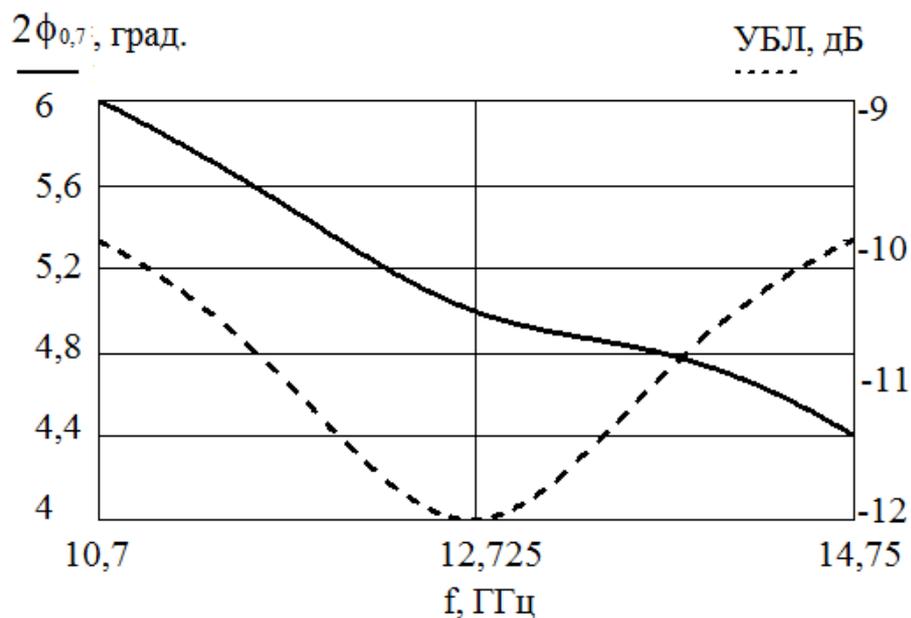


Рис.20. Зависимости УБЛ и ширины луча от частоты.

Целесообразно рассчитать аналогичные зависимости для ККАР в угломестной плоскости. На рис.21 и 22 приведены ДН решетки при изменении частоты в 30% полосе. На рис.23 показана зависимость ширины луча и уровня боковых лепестков от частоты.

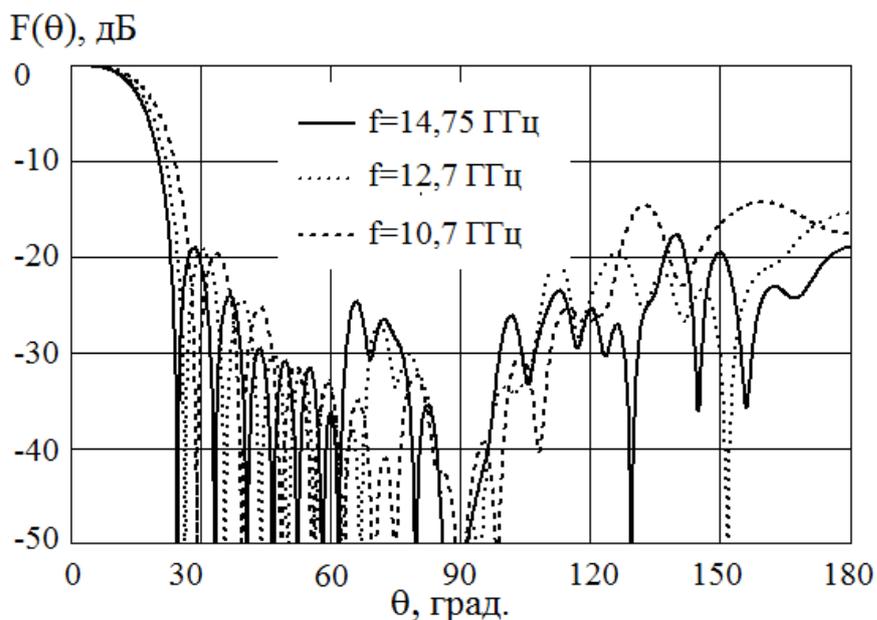


Рис.21. ДН ККАР в угломестной плоскости при изменении частоты в полосе 30%.

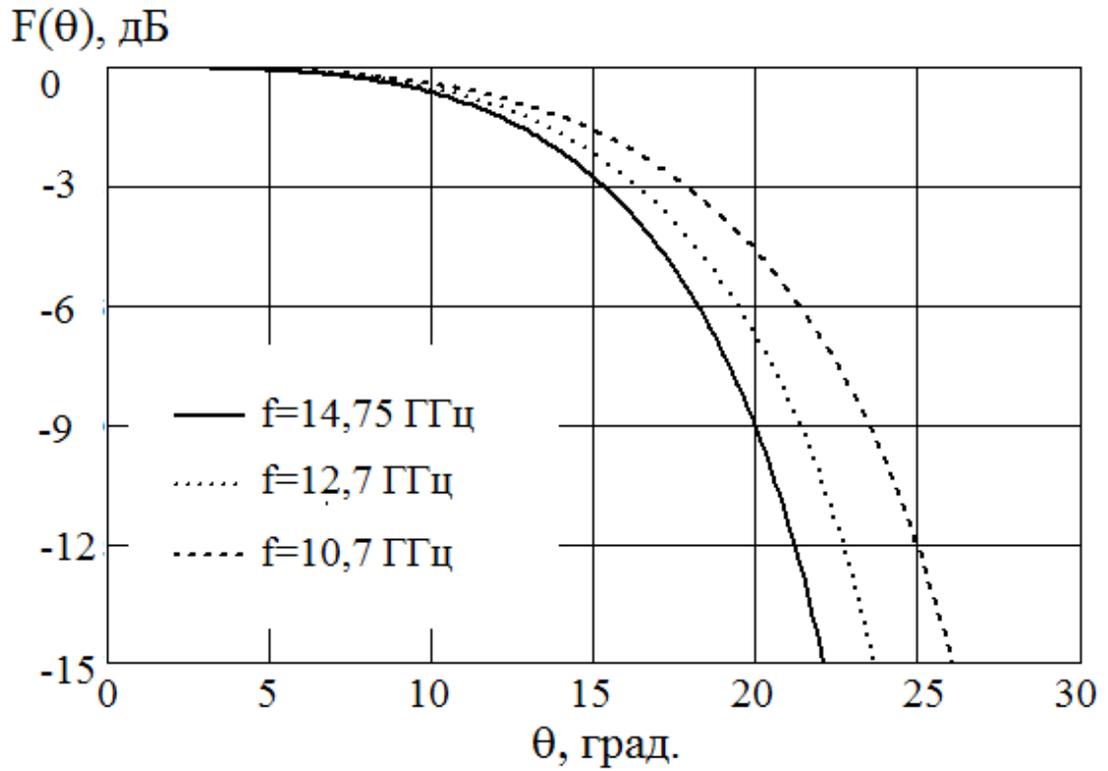


Рис.22.Главный максимум ДН ККАР в в угломестной плоскости при изменении частоты в полосе 30% .

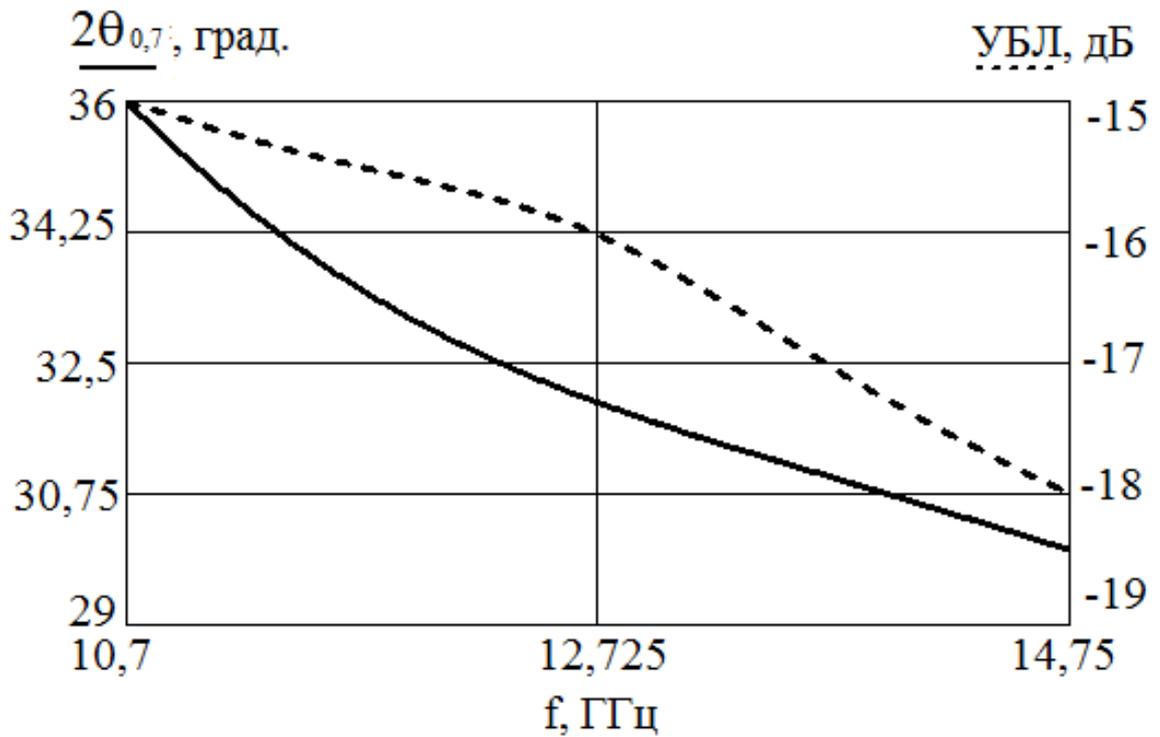


Рис.23.Зависимости УБЛ и ширины луча от частоты.

### 2.3 Взаимодействие излучателей в кольцевых концентрических антенных решетках

В плоских ФАР взаимодействие излучателей подробно исследовано [55] и общие закономерности (ослепление решетки, связь ДН элемента со входным сопротивлением и способы согласования элементов при сканировании) выявлены. Для рассматриваемых антенн известные результаты не применимы. Так как взаимодействие в решетке имеет важное значение, необходимо выяснить характер этого взаимодействия и оценить величину.

Эффект взаимодействия в ККАР имеет место, но проявление его может существенно измениться в отличие от плоских решеток, что объясняется значительным удалением излучателей друг относительно друга. Как было показано выше, шаг в ККАР может существенно превышать длину волны, причем его величина определяется направленностью антенны. У антенн с высокой направленностью шаг достигает 3 длины волны. В соответствии с теорией антенн, при размещении излучателей с шагом 3-4 длины волны, эффекты взаимодействия ослабевают настолько, что или можно пренебречь.

Наиболее простым методом оценки взаимодействия в такой нерегулярной структуре является метод наведенных ЭДС, который позволяет оценить взаимодействие и возможность согласования излучателей в решетке в секторе сканирования.

Для ККАР сопротивление излучения элемента и его ДН зависят от положения элемента, поскольку взаимные связи проявляются по-разному для различных элементов.

Для расчета взаимного сопротивления известно несколько аналитических методов. Общепринятые методы, учитывающие взаимодействие в больших плоских решетках с помощью канала Флоке, применить здесь не представляется возможным. Для учета взаимодействия и возможных явлений («ослепления», роста боковых лепестков и падения усиления) необходимо использовать прямые методы расчета поэлементного анализа. Возможным упрощением расчета

взаимодействия сканирующей ККАР является то обстоятельство, что взаимодействие можно рассчитать для одного фиксированного положения луча, так как при сканировании происходит поворот фазового распределения, пропорциональный повороту луча и если система согласована для одного положения луча, то согласование сохраняется и для другого положения луча.

Исходя из центральной симметрии ФАР при широкоугольном сканировании не следует ожидать существенных провалов ДН, возможны изменения в пределах углового шага симметрии решетки, т. е. незначительного угла по сравнению с шириной ДН.

При импедансном подходе к анализу ФАР входные параметры каждого элемента связываются с помощью взаимного сопротивления (или проводимости для щелевых излучателей) с входными параметрами другого элемента.

Ниже приведен расчет взаимодействия с помощью метода наводимых ЭДС [72] для вибраторной решетки с разной направленностью.

Для минимизации потерь в ККАР, возникающих при рассогласовании излучателей с питающими цепями в результате взаимодействия, необходимо согласовывать вибраторы со средним входным сопротивлением. Входное сопротивление может быть найдено для каждого отдельного вибратора путем суммирования взаимных сопротивлений остальных вибраторов. Расчеты проводились для ККАР из системы полуволновых вибраторов при расстоянии между излучателями от  $\lambda$  до  $3\lambda$  - рис.24. Для расчета входного сопротивления использовались табличные значения взаимных сопротивлений [72]. Входное сопротивление  $i$ -го элемента определяется по формуле :

$$Z_{\Sigma i} = \sum_{j=1}^n Z_{ij} e^{-j\psi_{ij}} \quad (9)$$

где  $Z_{ij}$ - взаимное сопротивление между двумя любыми вибраторами,  $\psi_{ij}$  - фазовый сдвиг токов вибраторов.

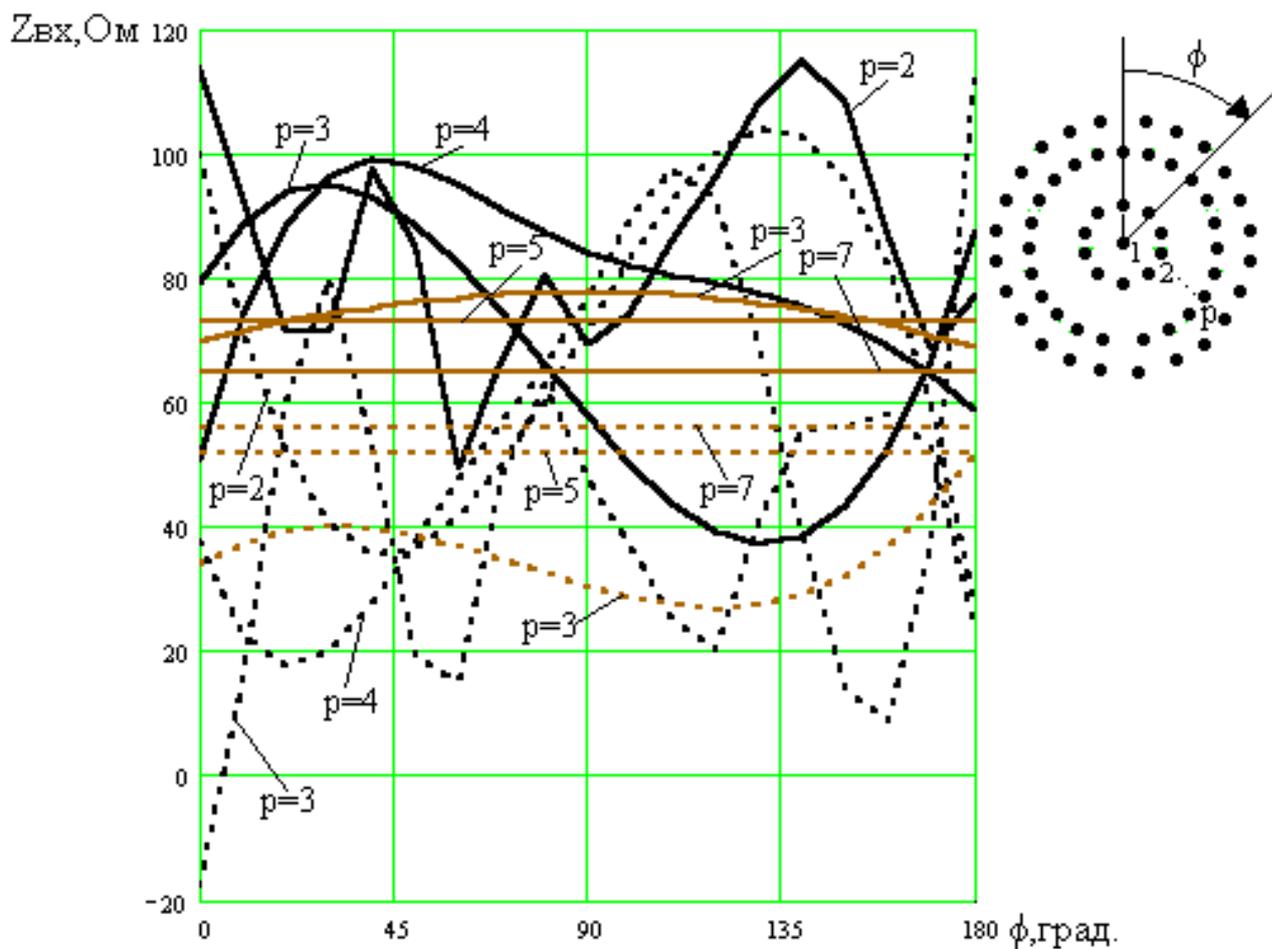


Рис.24. Зависимости входного сопротивления от номера кольца и азимутальной координаты излучателя.

Из полученного массива данных, для решеток из 31,61,121 и 347 элементов построены графики входных сопротивлений излучателей в кольцах в зависимости от номера кольца и азимута. На рис. 24 показаны зависимости активной (сплошная темная линия) и реактивной (пунктирная темная линия) составляющих входного сопротивления излучателей 2,3 и 4 колец решетки из  $N=61$  элемента от азимутальной координаты. На том же рисунке приведены аналогичные зависимости для решетки из  $N=347$  элементов (сплошная светлая и пунктирная светлая линии). На рис.25 показана зависимость среднего коэффициента отражения излучателей, согласованных со средним входным сопротивлением, от азимутальной координаты.

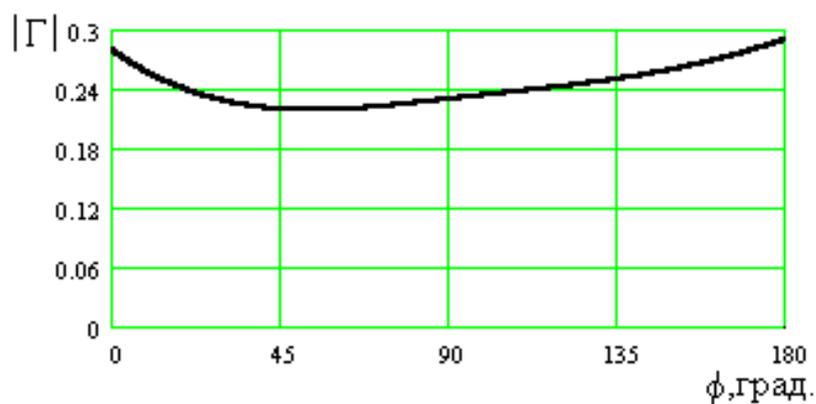


Рис.25. Зависимость среднего коэффициента отражения от азимутальной координаты излучателя.

Рассогласование в результате взаимодействия приводит к рассогласованию в линии передачи. Как показали результаты численных исследований, взаимодействие излучателей в ККАР приводит к меньшему изменению входного сопротивления, чем в плоских решетках.

Из рис.24 видно, что взаимодействие излучателей на внешних кольцах, отстоящих друг от друга на одну (для решетки из  $N=61$  элемента) и три длины волны (для решетки из  $N=347$  элементов), не проявляется и поэтому зависимости входного сопротивления излучателей на внешних кольцах от направления главного максимума не отмечены. Наиболее сильное взаимодействие имеет место для излучателей, размещенных на внутренних кольцах, однако, и разброс величин сопротивлений не превышает  $\pm 15\%$ . Этому же вопросу посвящен и следующий график на рис.25, на котором построены зависимости коэффициента отражения колец, согласованных на среднее сопротивление входного импеданса излучателя.

Проведенные расчеты входных сопротивлений позволяют сделать вывод о возможности согласования решетки и питающей системы для любого положения луча, которое в силу азимутальной симметрии системы не будет изменяться. С ростом направленности, в отличие от плоских решеток, в ККАР согласование излучателя упрощается, так как расстояние между элементами возрастает и взаимодействие ослабляется. Взаимодействие элементов в решетке с

ограниченным сектором сканирования  $\pm 90^\circ$  также больше ослабляется в результате пространственного разнеса отдельных элементов. При этом расстояние между излучателями в решетке еще больше увеличивается из-за пространственного разнеса. С увеличением направленности каждый элемент будет возбуждаться меньшей амплитудой тока (поля) от соседнего элемента, число элементов будет меньше и в среднем согласование может быть улучшено.

Таким образом, рассматриваемые ККАР обладают определенными преимуществами при согласовании излучателей в широком секторе сканирования и в них отсутствует эффект ослепления.

#### **2.4. Излучатели, обеспечивающие широкоугольное сканирование**

Приведенные выше результаты показывают возможность расширения рабочей полосы и сектора сканирования путем пространственного размещения элементов в антенной решетке. Однако построение широкополосных антенн с широкоугольным сканированием возможно при наличии излучателей с соответствующими частотными характеристиками и характеристиками направленности.

Излучатель бортовой АР должен обладать малыми массогабаритными параметрами, обеспечивать требуемое изменение характеристик направленности в рабочей полосе частот и перекрытие сектора сканирования. Помимо хороших массогабаритных характеристик, антенны должны обладать ещё и высокой надёжностью. Решение этой задачи, как правило, сводится к использованию лёгких материалов с низкими температурными коэффициентами и высокой механической прочностью, а также применению при их производстве современных технологий изготовления.

Для широкоугольного сканирования в горизонтальной плоскости необходим ненаправленный излучатель в этой плоскости. В случае узкой рабочей полосы, в качестве излучателя подходит несимметричный вибратор. Он получил широкое применение в радиолокации, радиосвязи и радиовещании [73-76]. Расширение

полосы пропускаемых частот и снижение макс. напряжённости поля достигаются также увеличением диаметра провода антенны или применением нескольких параллельно соединённых проводов антенны. Такая антенна создает равномерное поле излучения в азимутальной плоскости. Чертеж и модель излучателя приведены на рис.26 и рис.27 соответственно.

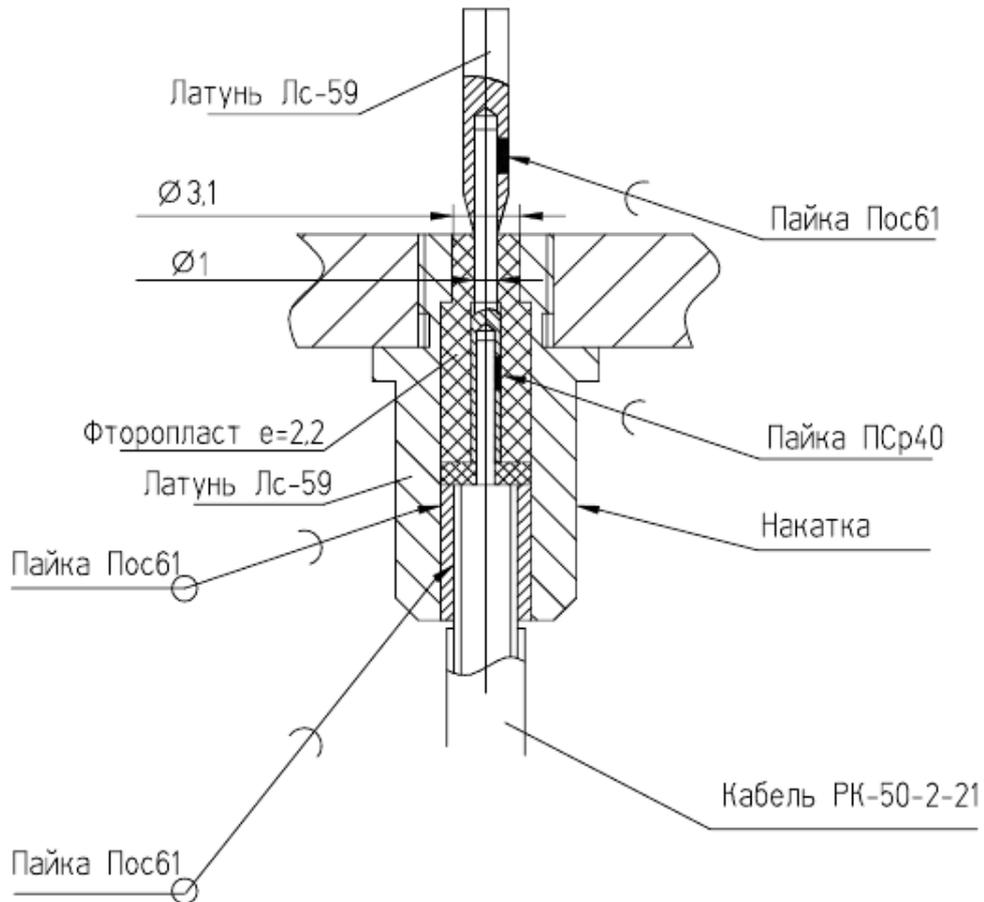


Рис.26.Чертеж несимметричного вибратора.

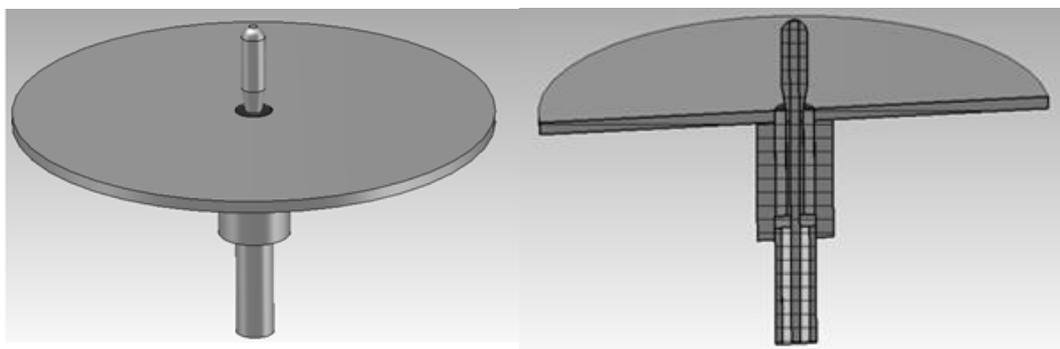


Рис.27.Общий вид вибратора.

Результаты моделирования представлены на рис.28 и 29. На рис.29 показана зависимость КСВ от частоты, иллюстрирующая согласование излучателя в рабочей полосе частот. На рис.29 показана ДН элемента.

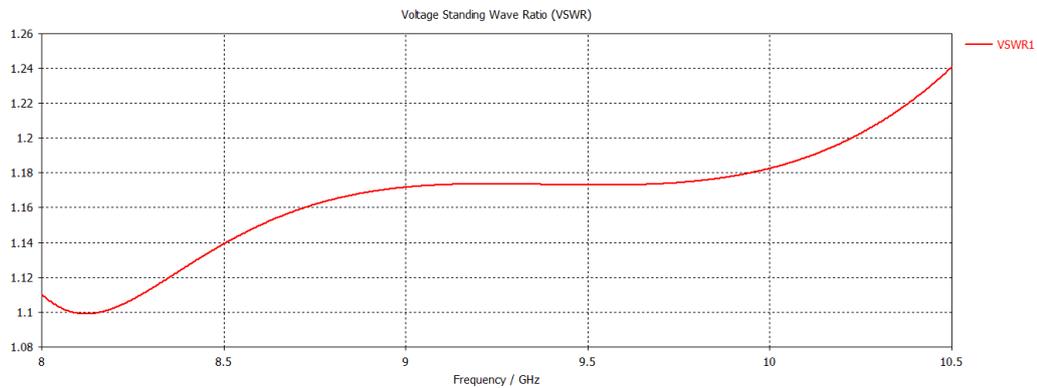


Рис.28. Зависимость КСВ от частоты.

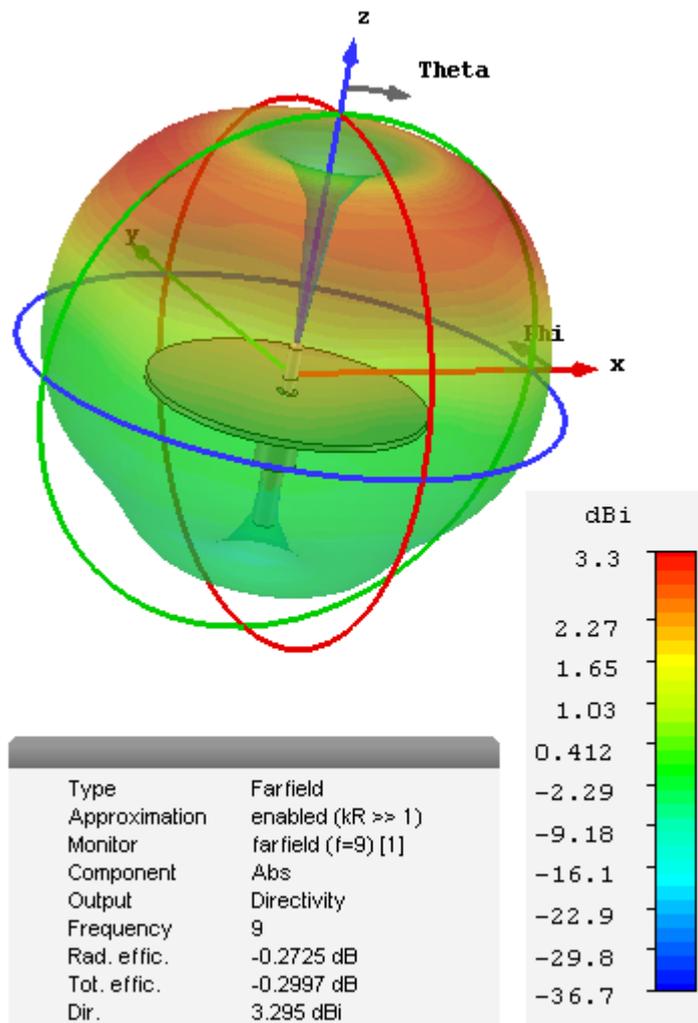


Рис.29. Зависимость КСВ от частоты.

Современные мобильные телекоммуникационные системы интенсивно развиваются в направлении увеличения информационной ёмкости и скорости передачи данных, что приводит к необходимости расширения рабочей полосы частот антенн или работы в нескольких частотных диапазонах.

К числу широкополосных антенн относятся логопериодические, биконические антенны и взаимодополняющие структуры [77]. Биконические антенны показаны на рис.30. Они широко применяются в измерительных системах, системах радиоэлектронной борьбы (РЭБ) и системах экологического мониторинга окружающей среды. Перекрытие по диапазону частот таких антенн составляет 10 и более раз [78].



Рис.30.Биконические антенны.

Биконические антенны можно отнести к классу сверхширокополосных (СШП) антенн, поэтому они применяются в радиолокационных системах с СШП

сигналами, предназначенных для высокого разрешения, а также в системах радиоразведки и радиопротиводействия.

В настоящее время широко используют невыступающие антенны типа щелей и печатных излучателей. Для формирования остронаправленных диаграмм применяют конформные антенные решетки из таких излучателей [28]. Как щелевые, так и печатные антенны являются резонансными, а, следовательно, узкополосными.

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

Широкополосные слабонаправленные антенны, излучение которых рассматривается в свободном пространстве, известны, однако изготовленные по печатной технологии, эти антенны теряют свою широкополосность. Для сохранения широкополосности и направленных свойств предлагается использовать известные в радиотехнике композитные материалы, позволяющие в широких пределах изменять свои электрофизические параметры: диэлектрическую и магнитную проницаемость, включая и отрицательные значения. В таких материалах можно создать «запрещенную зону» [79,80], в которой отсутствует распространение электромагнитных волн СВЧ и по сравнению с проводником знак коэффициента отражения изменяется на обратный.

Широкополосная антенна, выполненная над экраном с периодической структурой, показана на рис.1.

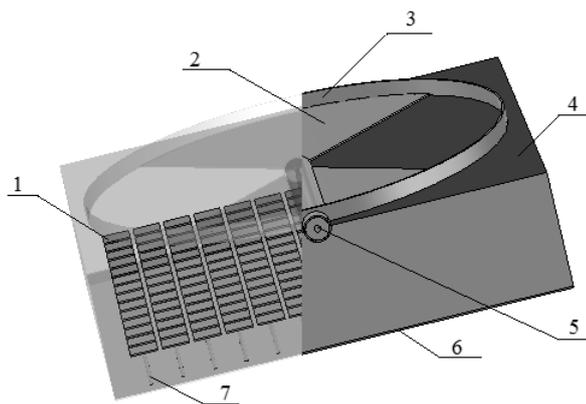


Рис.31. Широкополосная антенна над экраном с периодической структурой.

На рис.31 показан общий вид микрополосковой антенны с кольцевым шлейфом и замедляющей структурой. Здесь обозначены следующие позиции: 1 - элемент импедансной поверхности; 2 - бабочка; 3 - кольцевой шлейф, 4 - диэлектрик, 5 - коаксиальное питание; 6 - экран; 7 - крепление элемента импедансной поверхности.

На рис.32 показан общий вид и приведены размеры импедансной структуры с высотой 3.46 мм. На рис.33 представлены диаграммы направленности антенны, приведенной на рис.31, в плоскостях Е и Н. На рис.33 обозначены диаграммы направленности в плоскостях Е и Н на трех частотах: 1 - 10.7 ГГц; 2 - 12.7 ГГц; 3 - 14.75 ГГц.

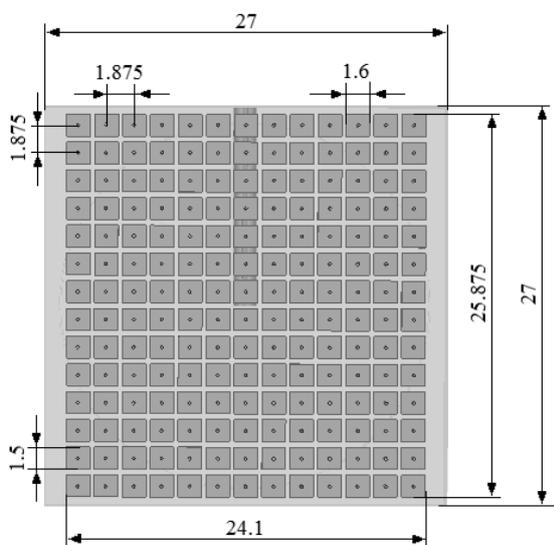
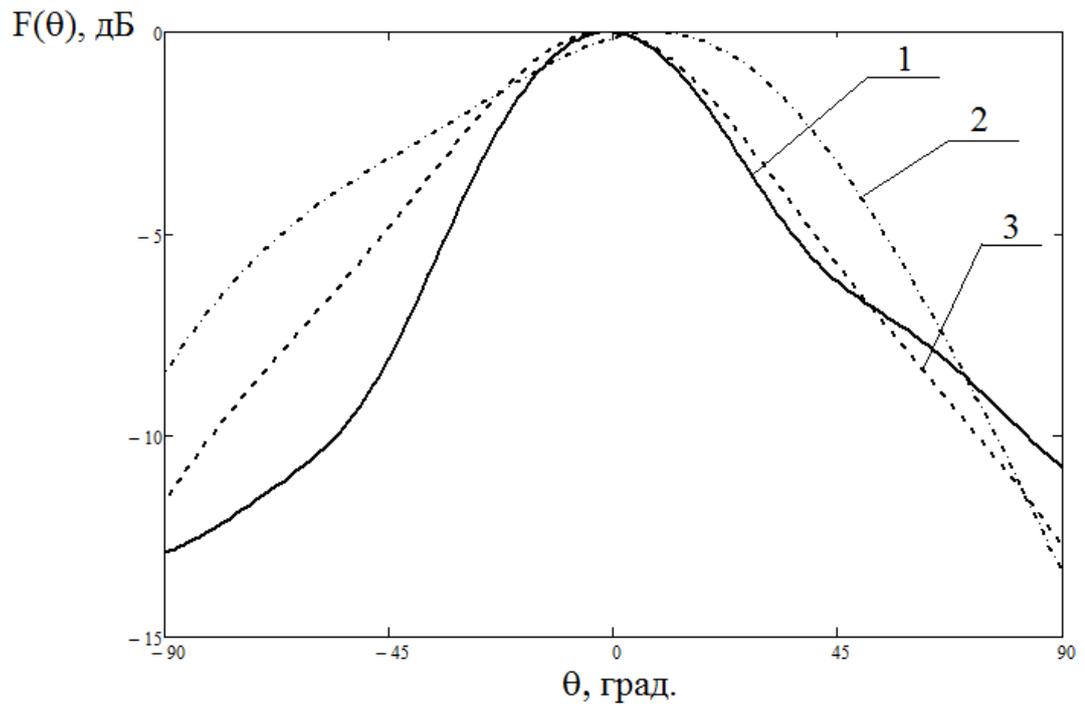
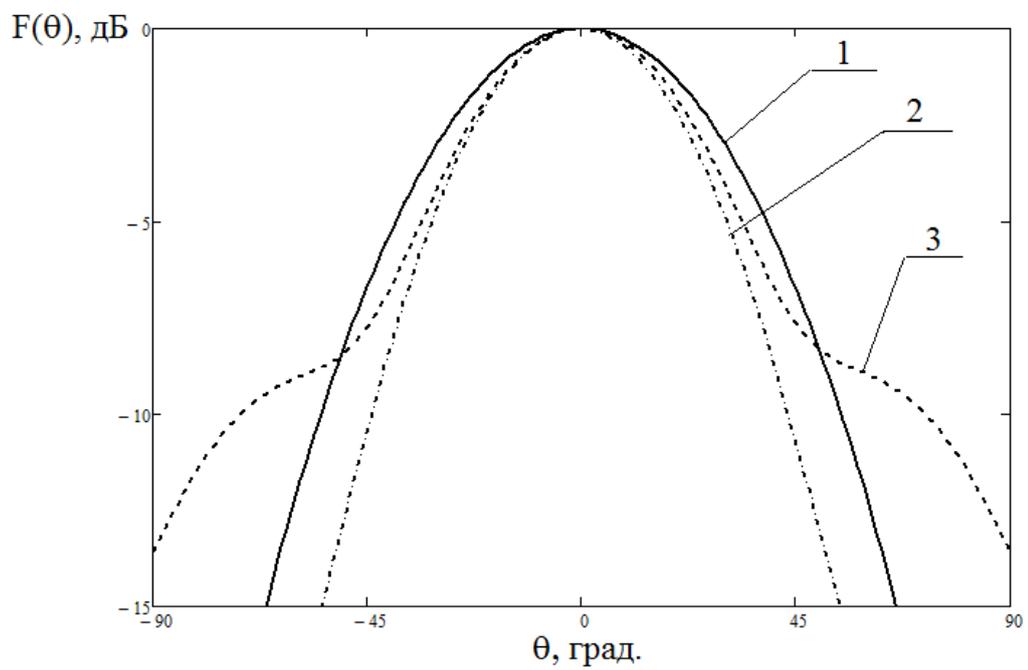


Рис.32. Общий вид и размеры импедансной структуры.



а)



б)

Рис.33. Диаграмма направленности микрополосковой антенны с кольцевым шлейфом, размещенной над экраном с периодической структурой: *а* - в плоскости Е, *б* - в плоскости Н.

На рис.34 приведена зависимость КСВ от частоты для антенны, показанной на рис.31.

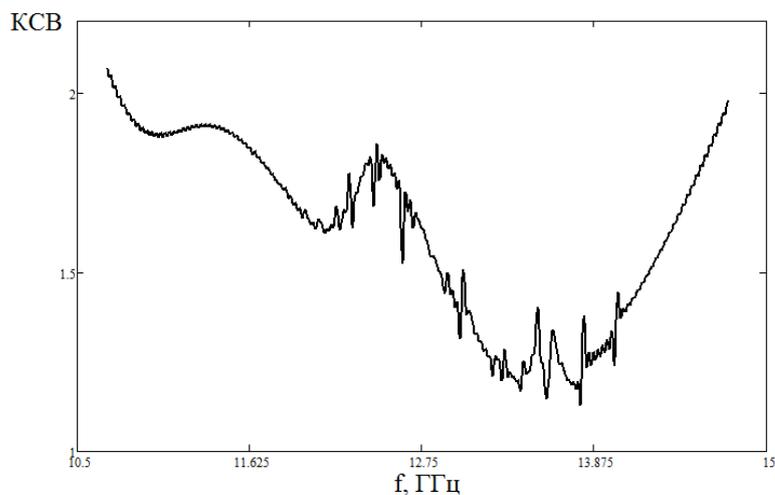


Рис.34. Зависимость КСВ от частоты.

Отличие антенны без импедансной структуры и с импедансной структурой проиллюстрировано диаграммами направленности рис.35-38. На рис.35 совмещены диаграммы в Н-плоскости на частоте  $f=10,7$  ГГц для антенны без замедляющей структуры, обозначенной позицией 1, и с замедляющей структурой, обозначенной позицией 2.

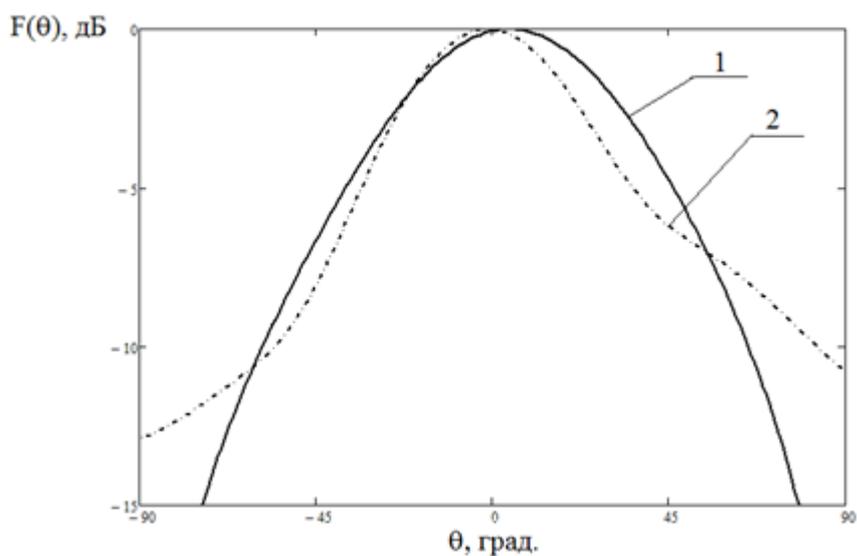


Рис.35. Диаграммы в Н-плоскости на частоте  $f=10,7$  ГГц для антенны без замедляющей структуры и с замедляющей структурой.

На рис.36 совмещены диаграммы в Н-плоскости на частоте  $f=11,7$  ГГц для антенны без замедляющей структуры, обозначенной позицией 1, и с замедляющей структурой, обозначенной позицией 2.

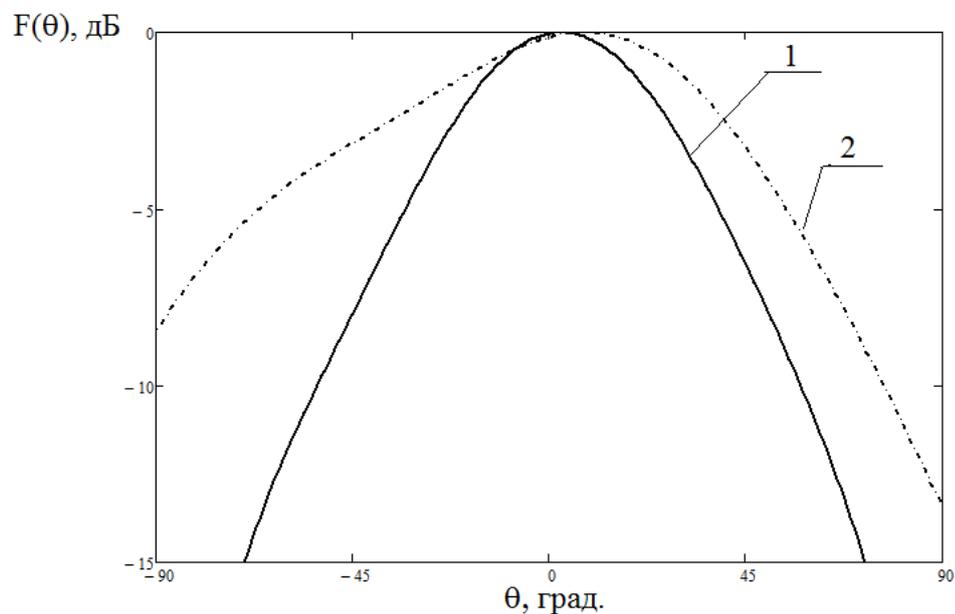


Рис.36. Диаграммы в Н-плоскости на частоте  $f=11,7$  ГГц для антенны без замедляющей структуры и с замедляющей структурой.

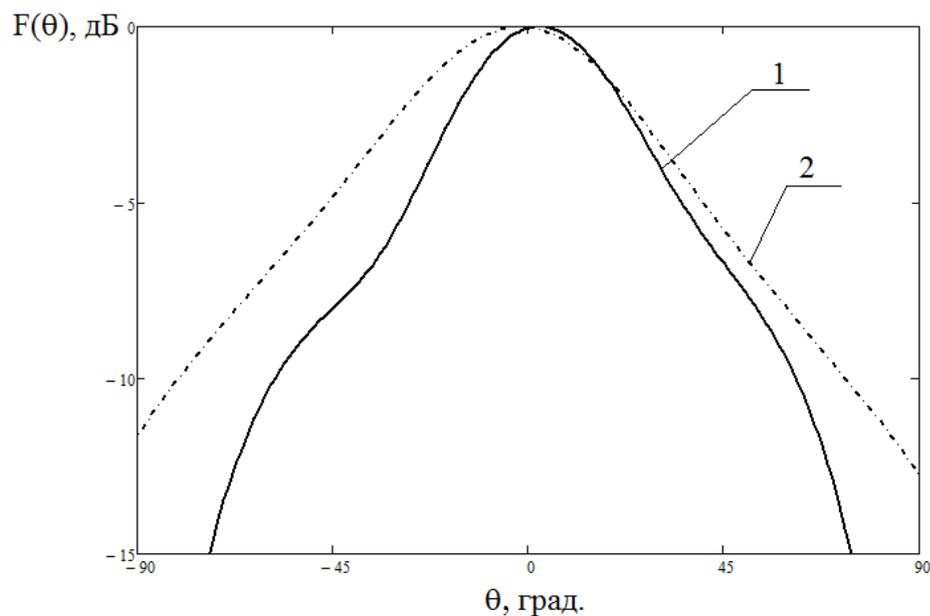


Рис.37. Диаграммы в Н-плоскости на частоте  $f=12,7$  ГГц для антенны без замедляющей структуры и с замедляющей структурой.

На рис.37 совмещены диаграммы в Н-плоскости на частоте  $f=12,7$  ГГц для антенны без замедляющей структуры, обозначенной позицией 1, и с замедляющей структурой, обозначенной позицией 2.

Расширение диаграммы происходит при сохранении частотных характеристик согласования, что иллюстрируется рис.38. График на рис.38, соответствующий антенне без замедляющей структуры обозначен позицией 1, с замедляющей структурой - позицией 2.

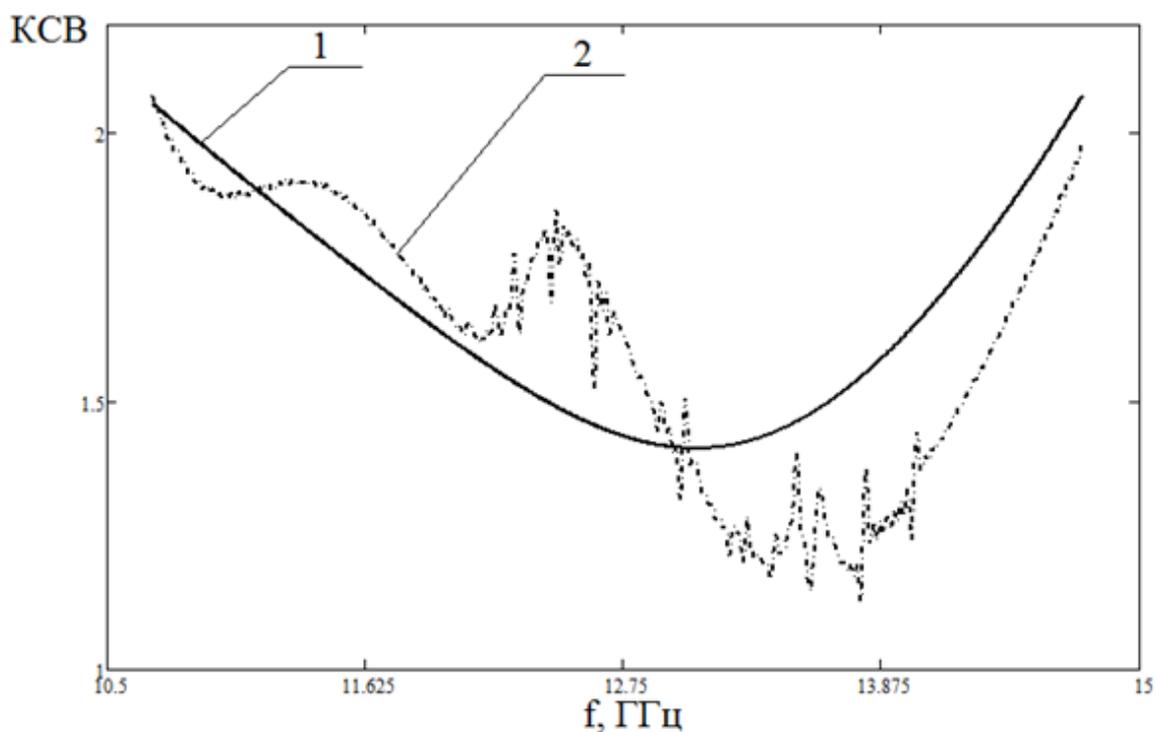


Рис.38. Зависимость КСВ от частоты

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

## 2.5 Кольцевые концентрические антенные решетки с двумерным сканированием

Плоское расположение излучателей позволяет обеспечить двумерное сканирование, кроме перемещения луча по азимуту перемещать луч по углу места. При этом требуемое фазовое распределение определяется соотношением:

$$\psi_{R_n m p} = jkR_p \sin(\theta_{\text{л}}) \cos(\phi_{\text{л}} - \gamma_{pq}) \quad (10)$$

где  $\theta_{\text{л}}, \phi_{\text{л}}$  – направление главного максимума.

На рис.39 приведены ДН для ККАР при отклонении луча на  $20^\circ, 30^\circ, 40^\circ$ , а также ДН в горизонтальной плоскости рис.40 для решетки с числом элементов  $N=1500$  без учета ДН элемента. С подъемом луча во второй плоскости ДН ККАР приближается по форме к ДН апертурных антенн. Приведенные результаты расчета представляют практический интерес по сравнению с плоской решеткой, так как она имеет большее расстояние между элементами. За счет расположения излучателей по кольцам, решетка получается неэквидистантной и при большом расстоянии между излучателями не происходит формирование дифракционных максимумов. При равномерном возбуждении максимальный УБЛ не превышает – 18 дБ.

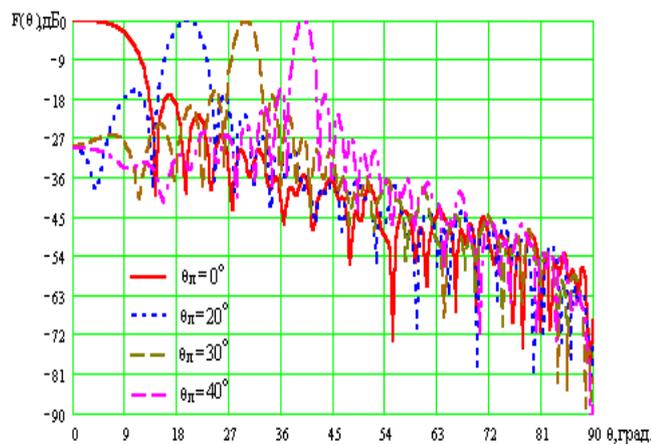


Рис.39. ДН ККАР в вертикальной плоскости при разном направлении луча  
( $N=1500$ )  $d=\lambda$ .

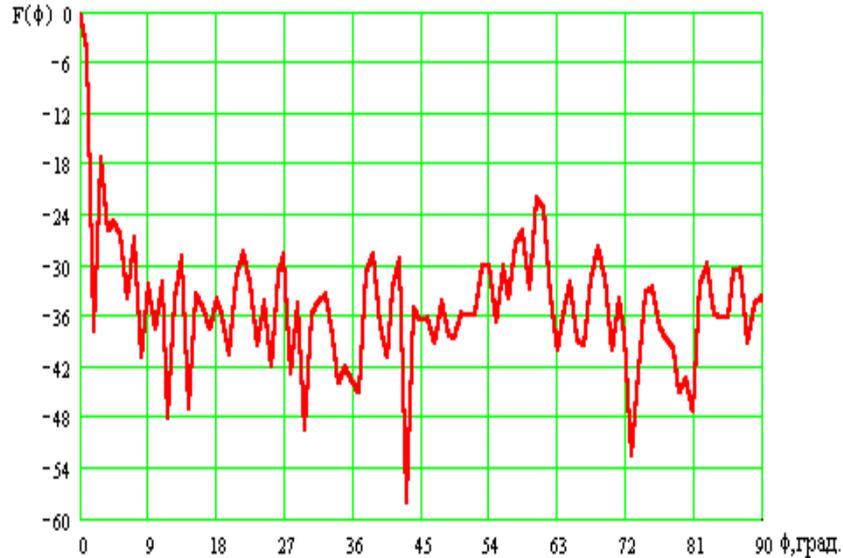


Рис.40. ДН ККАР в горизонтальной плоскости (N=1500).

Общее число излучателей, необходимое для формирования луча с заданной шириной и УБЛ, оказывается меньше, чем число элементов в антенной решетке с прямоугольным раскрытием. Кольцевые концентрические антенные решетки представляют собой неэквидистантную структуру с одной стороны и регулярную структуру с другой стороны. При этом необходимое число излучателей для сканирования в заданном пространственном секторе согласуется с ранее приведенными соотношениями и определяется по формуле:

$$N = \left( \frac{\Delta\phi_{СК}}{2\phi_{0.7}} + 1 \right) \left( \frac{\Delta\theta_{СК}}{2\theta_{0.7}} + 1 \right) \quad (11)$$

Однако, при сканировании в двух плоскостях происходит изменение ширины ДН в вертикальной плоскости, пропорциональное изменению эквивалентной апертуры и отмеченные выше диапазонные свойства ухудшаются (появляется УЧЧ).

Выше были рассмотрены антенны с широкоугольным сканированием в плоскости ККАР. Рассмотрим модели антенных решеток, которые образуют выпуклые (конформные) антенные решетки из системы ККАР и позволяют

осуществлять двумерное сканирование, ограничив сектор сканирования в плоскости диска.

Для построения двумерно сканирующих антенн со сканированием по азимуту  $360^\circ$  из ККАР образуется ВФАР, показанная на рис.4. Однако для их возбуждения и управления фазовым распределением приходится ККАР заменять дисковой антенной (ДА) [81], образованной ККАР и дополнительным диском. Между двумя проводящими дисками образуется радиальный волновод, который возбуждается системой концентрических кольцевых излучателей. Для основной волны фазовая скорость совпадает со скоростью света, а для остальных типов волн наблюдается дисперсия. Это обстоятельство указывает на корректировку фазового распределения, приведенного ранее. Проведенные расчеты [81] показывают возможные погрешности при фазовом возбуждении дисковой антенны. Набор дисковых антенн позволяет осуществлять сканирование по азимуту в пределах  $360^\circ$  и по другой координате в некоторых пределах, т.е. при ограниченном секторе сканирования в другой плоскости. В тех задачах, когда ограниченный сектор сканирования по азимуту, можно рассматривать направленные излучатели и построить модифицированную ККАР с числом элементов близким к минимальному.

Одним из возможных преимуществ таких систем как ККАР будет уменьшение необходимого числа управляющих излучателей при широкоугольном сканировании, возможность двумерного управления луча и увеличение широкополосности в сравнении с плоскими решетками. Дисковая антенна представляет и самостоятельный интерес как антенна или возбуждающая система цилиндрической антенной решетки, осуществляющая необходимое секторное возбуждение в цилиндрической антенной решетке с помощью одних фазовращателей без коммутаторов.

Дисковую антенну можно образовать из ККАР путем добавления второго проводящего экрана на высоте  $h < \lambda$ . Ниже рассматриваются возможные изменения характеристик направленности такой антенны по сравнению с ККАР:

- изменятся характеристики, проходящие через ось дисковой антенны;
- произойдет изменение функции Грина отдельных элементов возбуждающей системы. Если в ККАР поле каждого излучателя описывается функцией Грина в свободном пространстве над экраном, то в ДА каждый возбуждающий элемент создает спектр собственных волн РВ;
- изменится фазирование и возбуждение отдельных элементов в решетке.

Ниже показана возможность использования ранее полученных результатов в теории ККАР для приближенных расчетов ДА с помощью анализа структуры поля РВ, возбуждаемого отдельными элементами всей системы.

Радиальный волновод (РВ) рассмотрен в ряде работ, например [82,83]. Поле в РВ может быть как и в любом волноводе представлено через волны типа  $E_{mn}$  и  $H_{mn}$ . Волной типа  $E_{mn}$  назовем волну, имеющую только поперечную электрическую составляющую. Первый индекс  $m$  определяет вариации поля по высоте, а второй индекс  $n$  - по радиусу. При  $h < \lambda/2$  вариации поля по высоте будут отсутствовать и в рассматриваемом волноводе будут волны типа  $E_{0n}$ . Поле будет иметь компоненты  $E_z$ ,  $H_\phi$  и  $H_r$  для области  $R > r_0$ , где  $r_0$  - радиус области до возбуждителя от центра:

$$\left. \begin{aligned} E_z &= A_2 \chi^2 \begin{cases} \cos(n\phi) \\ \sin(n\phi) \end{cases} H_n^{(1)}(\chi r) \\ H_r &= \frac{jk n}{r} A_2 \begin{cases} \sin(n\phi) \\ \cos(n\phi) \end{cases} H_n^{(1)}(\chi r) \\ H_\phi &= -jk A_2 \begin{cases} \cos(n\phi) \\ \sin(n\phi) \end{cases} H_n^{(1)'}(\chi r) \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

где  $A_2$ - амплитуда,  $\chi$ - постоянная разделения,  $k$ - волновое число,  $r, \phi$ -координаты в цилиндрической системе,  $n$ - положительное вещественное число,  $H_n^{(1)}$  - функция Ханкеля 1-го рода, порядка  $n$ .

При  $R < r_0$  рис.41 функции Ханкеля заменяются на функции Бесселя, которые соответствуют стоячей волне, образующейся от излучателя к центру [80]. Закон

изменения функций Бесселя позволяет установить точки наиболее удобного расположения возбуждителя для  $n$ -й гармоники. Приняв радиус расположения  $n$ -го возбуждающего элемента в области  $R < r_0$ , поле будет представлять стоячую волну и описываться функцией Бесселя:

$$\left. \begin{aligned} E_z &= A_2 \chi^2 \begin{matrix} \cos(n\phi) \\ \sin(n\phi) \end{matrix} J_n(\chi r) \\ H_r &= \frac{jk n}{r} A_2 \begin{matrix} \sin(n\phi) \\ \cos(n\phi) \end{matrix} J_n(\chi r) \\ H_\phi &= -jk A_2 \begin{matrix} \cos(n\phi) \\ \sin(n\phi) \end{matrix} J_n'(\chi r) \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

Поле в раскрыве антенны, на цилиндрической поверхности, заштрихованной на рис.41, может быть найдено как:

$$E_z = \sum_{n=0}^{\infty} A_n E_{0n} \quad (14)$$

Комплексный коэффициент  $A$  определяется из решения задачи возбуждения цилиндрического волновода вибраторами с заданным АФР, т.е. через решение неоднородного волнового уравнения.

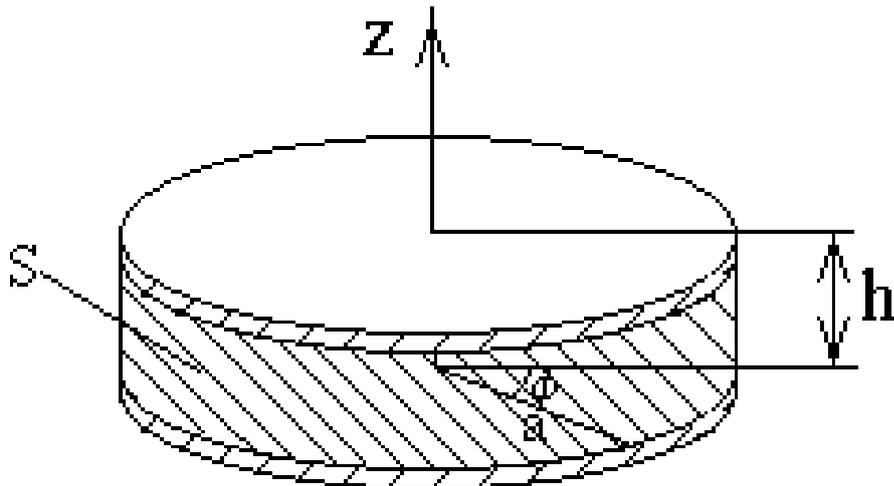


Рис.41. Излучающая цилиндрическая поверхность  $S$  с цилиндрической системой координат  $z, \rho, \phi$ .

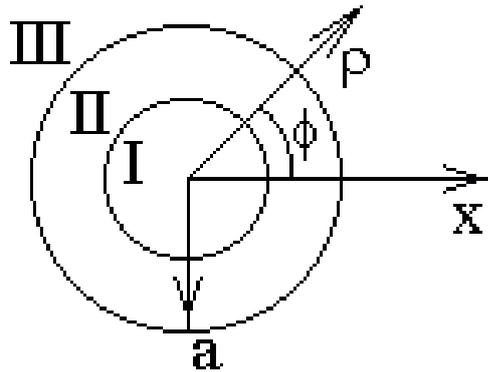


Рис.42. Расположение областей в радиальном волноводе, для которых поле определяется соотношениями (2)-область I, (1)-область II, область III - свободное пространство.

В литературе изложены методы решения подобных задач и это решение связано с математическими трудностями, поскольку нужно решать совместную систему уравнений с большим числом возбуждающих элементов. Представляет значительный интерес попытаться использовать полученные ранее фазовые распределения ККАР для возбуждения дисковой антенны и оценить возможность нахождения приближенных решений для излучения и возбуждения ДА. В дисковой антенне рассматривается равноамплитудное возбуждение. Расстояние между излучателями достигает длины волны и более, поэтому, в силу значительных расстояний, взаимодействие ослаблено.

Проведем анализ особенностей распространения волн в РВ. Для простейшей волны  $E_{00}$  дисперсия отсутствует и она распространяется со скоростью света. Для всех остальных волн дисперсия проявляется только при малых  $R'$ :

$$R' < \frac{(2n+1)\lambda}{8} \quad (15)$$

При дальнейшем увеличении радиуса асимптотическое выражение функции Ханкеля имеет вид:

$$H_n^{(1)}(kR) = \sqrt{\frac{2}{\pi kR}} e^{ik \left[ R - \frac{(2n+1)\pi}{4} \right]} \quad (16)$$

В области  $R > R'$  отсутствует дисперсия, что позволяет использовать ранее найденное возбуждение при определенных ограничениях. Источник, расположенный в точке  $r_0$ , возбуждающий  $n$ -е гармоники, должен быть расположен на расстоянии  $R > R'$ , что следует из анализа асимптотических значений. Так как мы возбуждаем гармоники соответствующим кольцом, расстояние между излучателями которого порядка длины волны, то расположение кольца удовлетворяет условию (15). Численный анализ фазовой ошибки созданной в раскрыве антенны с учетом поведения фазовой характеристики показывает, что фазовая ошибка не превышает  $\pi/4$ .

В области 1 на рис.42 поле описывается функциями Бесселя, отражающими режим стоячих волн от излучателя к центру системы и для возбуждения  $n$ -й гармоники кольцо излучателей должно располагаться на расстоянии  $r_0$ , которое соответствует первому максимуму функции Бесселя.

Таким образом, для системы идентичных излучателей в РВ при формировании луча в направлении луча  $\theta_0, \phi_0$ , фазовое распределение определяется по формуле (10).

Входные сопротивления возбуждающих элементов типа несимметричных вибраторов можно приближенно определить методом наведенных ЭДС, как в ККАР, при этом влияние верхней стенки РВ может быть учтено методом зеркальных изображений для несимметричного вибратора над экраном. Наличие первой области, в которой устанавливается стоячая волна в первом приближении оказывает влияние на реактивность входного сопротивления элементов в кольце и является фактором, ухудшающим широкополосность.

Поле излучения заштрихованной поверхности на рис.31 определяется АФР и относительными размерами излучающей апертуры ( $a/\lambda$  и  $h/\lambda$ ). Если считать, что внутренняя задача решена и найдена касательная составляющая поля на поверхности -  $E_s$ , то поле излучения, в соответствии с общей теорией, определяется через векторные потенциалы  $A^e$  и  $A^u$ :

$$\vec{E} = -j\omega\mu\vec{A}^e + \frac{1}{j\omega\varepsilon} \text{graddiv}\vec{A}^e - \text{rot}\vec{A}^\mu$$

$$\vec{H} = -j\omega\varepsilon\vec{A}^\mu - \frac{1}{j\omega\mu} \text{graddiv}\vec{A}^\mu + \text{rot}\vec{A}^e$$

Векторные потенциалы  $\vec{E}$  и  $\vec{H}$  поля антенны определяются известными соотношениями:

$$\vec{A}^e = \frac{1}{4\pi} \int_S \vec{J}^e \frac{e^{-jkr}}{r} ds$$

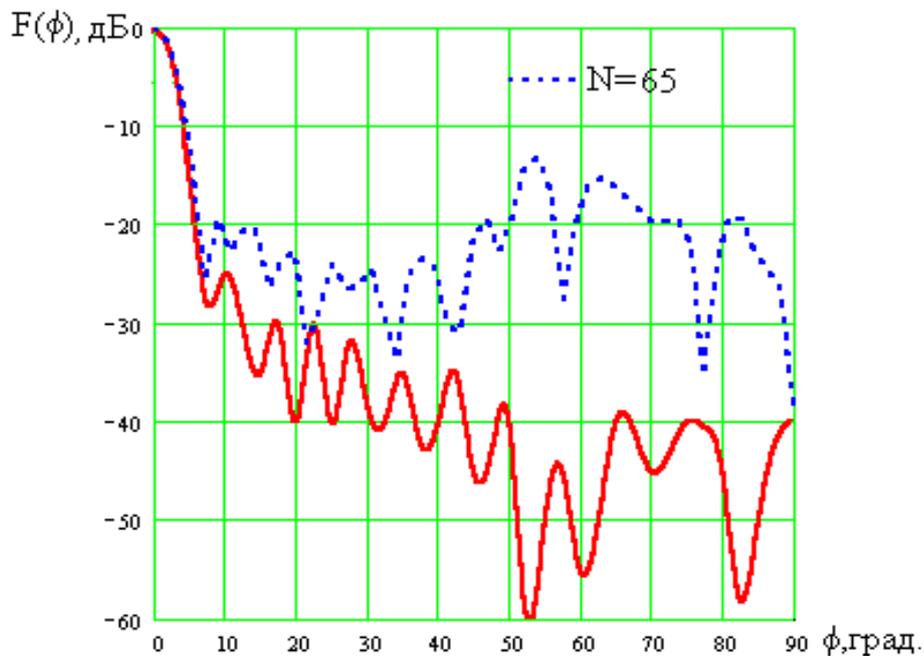
$$\vec{A}^\mu = \frac{1}{4\pi} \int_S \vec{J}^\mu \frac{e^{-jkr}}{r} ds$$

Здесь электрический и магнитный потенциал определяется через известные соотношения по  $\vec{H}_S$  и  $\vec{E}_S$ .

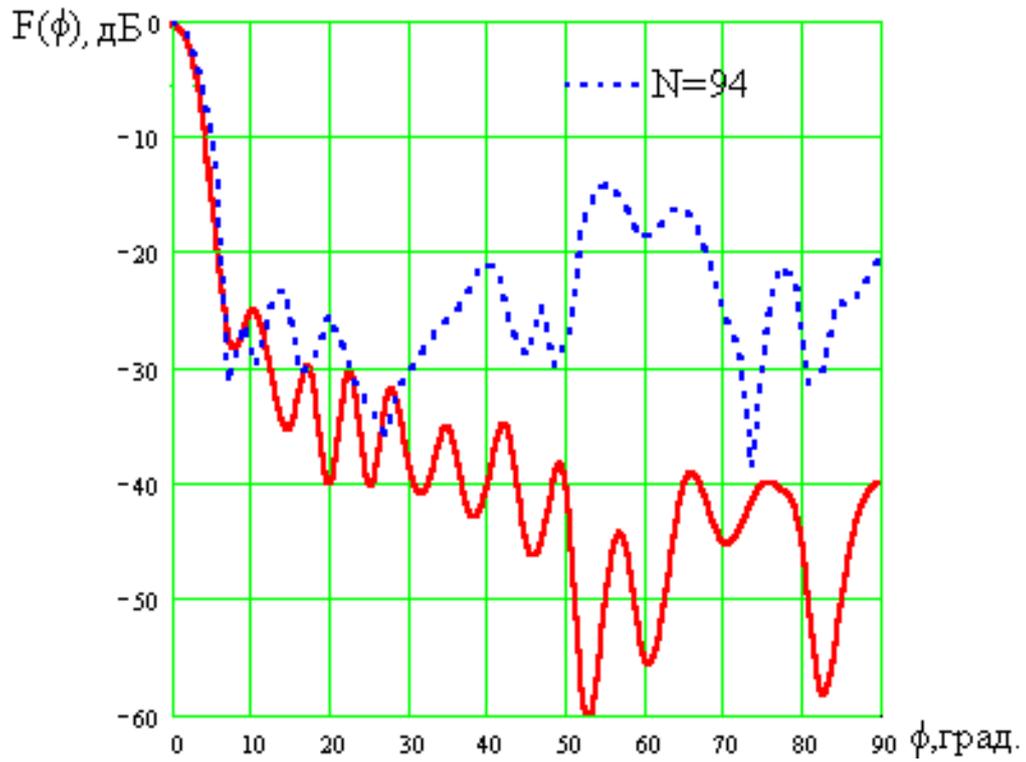
Для нахождения  $\vec{H}_S$  и  $\vec{E}_S$  на цилиндрической поверхности нужно решить внутреннюю электродинамическую задачу о возбуждении радиального волновода системой  $N$  излучателей, которая представляет достаточно сложную самостоятельную задачу. В рамках настоящей работы найдем приближенное решение задачи о возбуждении, исходя из известных решений для системы излучателей в ККАР. Для этого считаем, что известна ДН дисковой антенны. Можно найти распределение поля на  $S$  рис.34. Поле в радиальном волноводе, представляющее набор азимутальных гармоник, возбуждаемых соответствующим кольцом решетки. Волну  $E_{00}$  излучает центральный излучатель решетки, волну  $E_{02}$  излучает второе кольцо, и т.д. Коэффициент распространения  $\chi$  в радиальном волноводе изменяется с изменением радиуса [82],  $\lambda_{кр}$  в таком волноводе, как известно, отсутствует. Для волны типа  $E_{00}$ ,  $\chi=k$ . Для волны типа  $E_{0n}$ , при  $R \rightarrow \infty$   $\chi \rightarrow k$ . Отличие фазовой скорости для  $n$ -й гармоники можно оценить. Это отличие дает дополнительные фазовые сдвиги в дисковой антенне относительно ККАР.

Из теории выпуклых сканирующих антенн [28] известна ДН цилиндрической антенны с непрерывным излучающим раскрывом, аналогичным заштрихованной области на рис.41. На рис.43 сплошной линией показана ДН цилиндрической антенны из [28] с размерами излучающего раскрыва  $ka=30$ , при оптимальном возбуждении, соответствующем максимальному коэффициенту направленного действия. На том же рисунке представлена ДН ККАР с числом излучателей  $N=65,94,108$ , необходимым для возбуждения дисковой антенны соответствующего размера. Для дискретной системы излучателей высокий УБЛ получается из-за дискретизации минимальным числом элементов и фазовых ошибок. Следует отметить хорошее совпадение основного и первых боковых лепестков. Отличие ДН в заднем полупространстве объясняется тем, что поле на теневой поверхности в работе [28] равно нулю, а при исследовании ККАР  $E_s \neq 0$ .

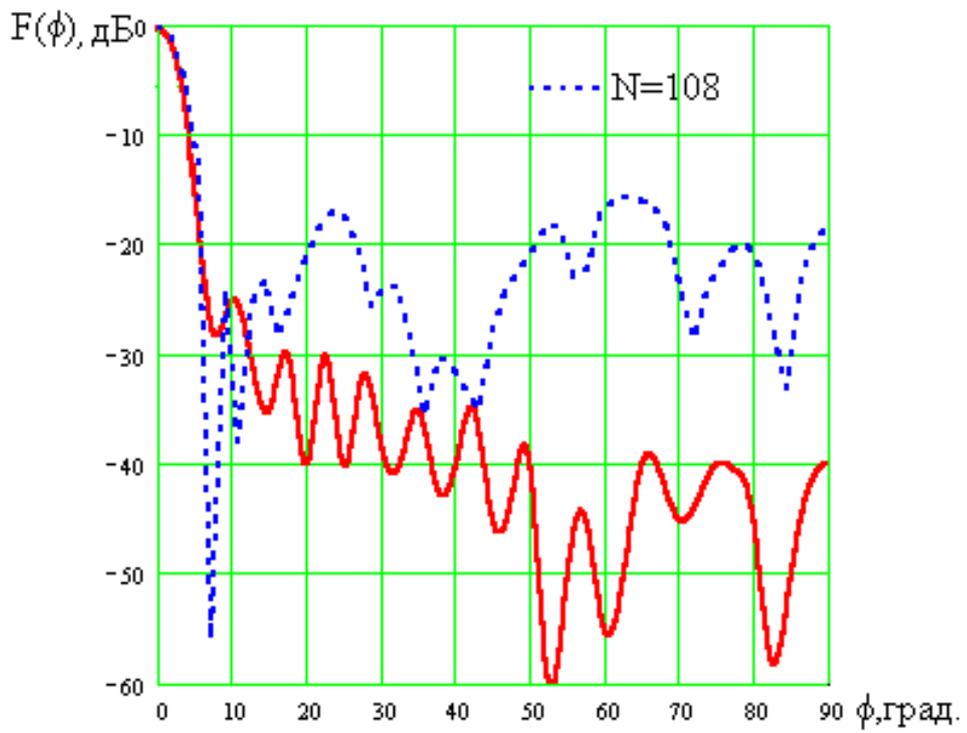
Различие дальних боковых лепестков непрерывного излучающего раскрыва и дискретной системы объясняется различным амплитудным распределением рассматриваемых антенн для простоты расчета все излучатели возбуждались равноамплитудно.



а)



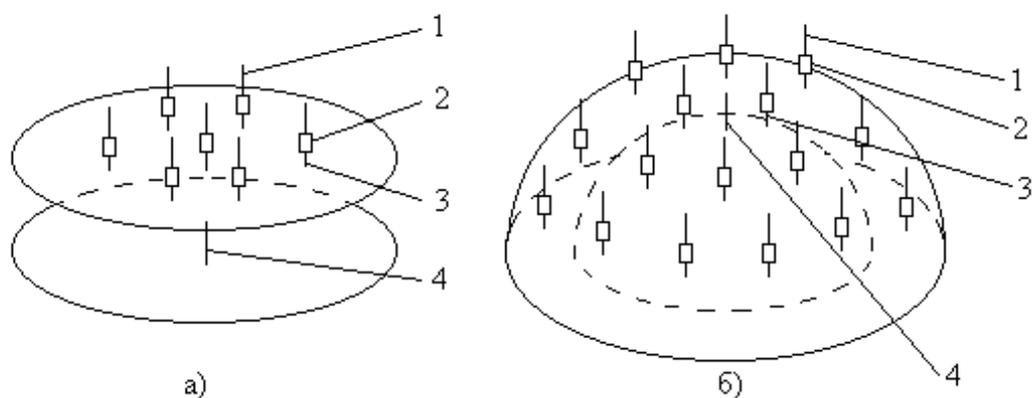
б)



в)

Рис.43. Диаграммы направленности цилиндрической антенны и ККАР.

Одним из возможных способов возбуждения ККАР и ДА является РВ, показанный на рис.44а, а в случае использования выпуклой поверхности КСВ - на рис. 44б. Использование РВ в качестве системы возбуждения дает ряд преимуществ, которые относятся как к пространственному, так и к фидерному способу возбуждения. Это способы возбуждения имеют также и недостатки. При пространственном возбуждении известен малый коэффициент использования поверхности (КИП) за счет переливания излучателя. При фидерном способе возбуждения можно реализовать любое распределение (включая равномерное для поднятия КИП). При использовании РВ между дисками распространяется волна типа ТЕМ как в свободном пространстве. В решетке можно получить необходимое амплитудное и фазовое распределение. К недостаткам такого способа возбуждения можно отнести невозможность равенства длин питающих линий для каждого излучателя.



1- излучатель; 2- фазовращатель; 3- элемент связи; 4- возбуждатель;

Рис.44. Возбуждение ККАР с помощью РВ и КСВ.

Концентрический сферический волновод получается при деформации радиального волновода, а также в случае необходимости формирования ДН с выпуклой ДА. Теория РВ хорошо известна, а свойства КСВ с использованием основной волны типа Т в литературе не рассмотрены. Для практического

использования КСВ необходимо выяснить возможность существования волны типа Т в нем и наличие дисперсии. Эти вопросы рассмотрены ниже.

Таким образом, показана возможность создания широкополосных антенн с двумерным сканированием с применением ранее исследованных ККАР, в которых удастся обеспечить возбуждение и управление при печатном исполнении. Показана антенная решетка с минимальным числом элементов и двумерным сканированием. Проведен предварительный приближенный анализ, который показывает возможность использования фазового распределения возбуждателей, найденного в теории ККАР. Приведенные результаты расчета ширины луча, первых боковых лепестков и КНД полученные для ККАР и дисковой антенны, показывают возможность использования приближенной оценки характеристик ККАР для ДА.

Принцип работы ККАР может быть использован и для других форм излучающих раскрытов например, эллиптической или прямоугольной рис.45.

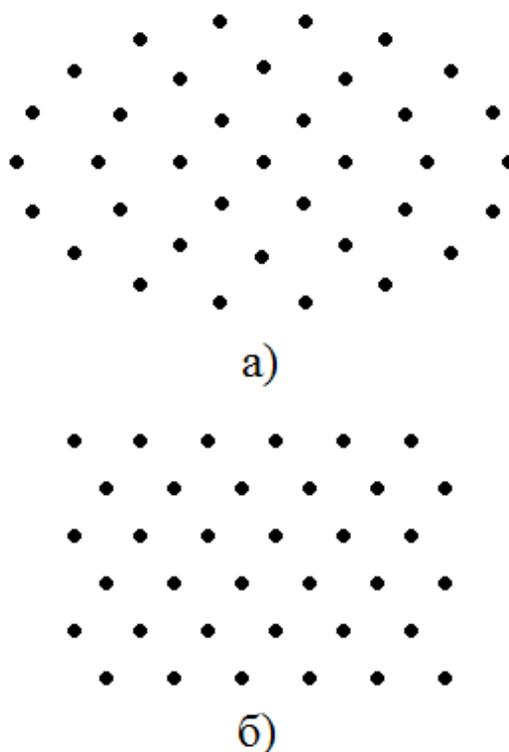


Рис.45. Структура размещения элементов в эллиптическом (а) и прямоугольном антенном полотне (б).

Такие формы могут рассматриваться в случае конформного размещения элементов. Однако они имеют более высокий УБЛ и изменяющиеся при сканировании характеристики направленности. На рис.46а приведены схемы размещения элементов в круговой и эллиптической АР и их ДН. На рис.46 б сплошной линией показана ДН ККАР, а пунктирной линией – ДН эллиптической АР.

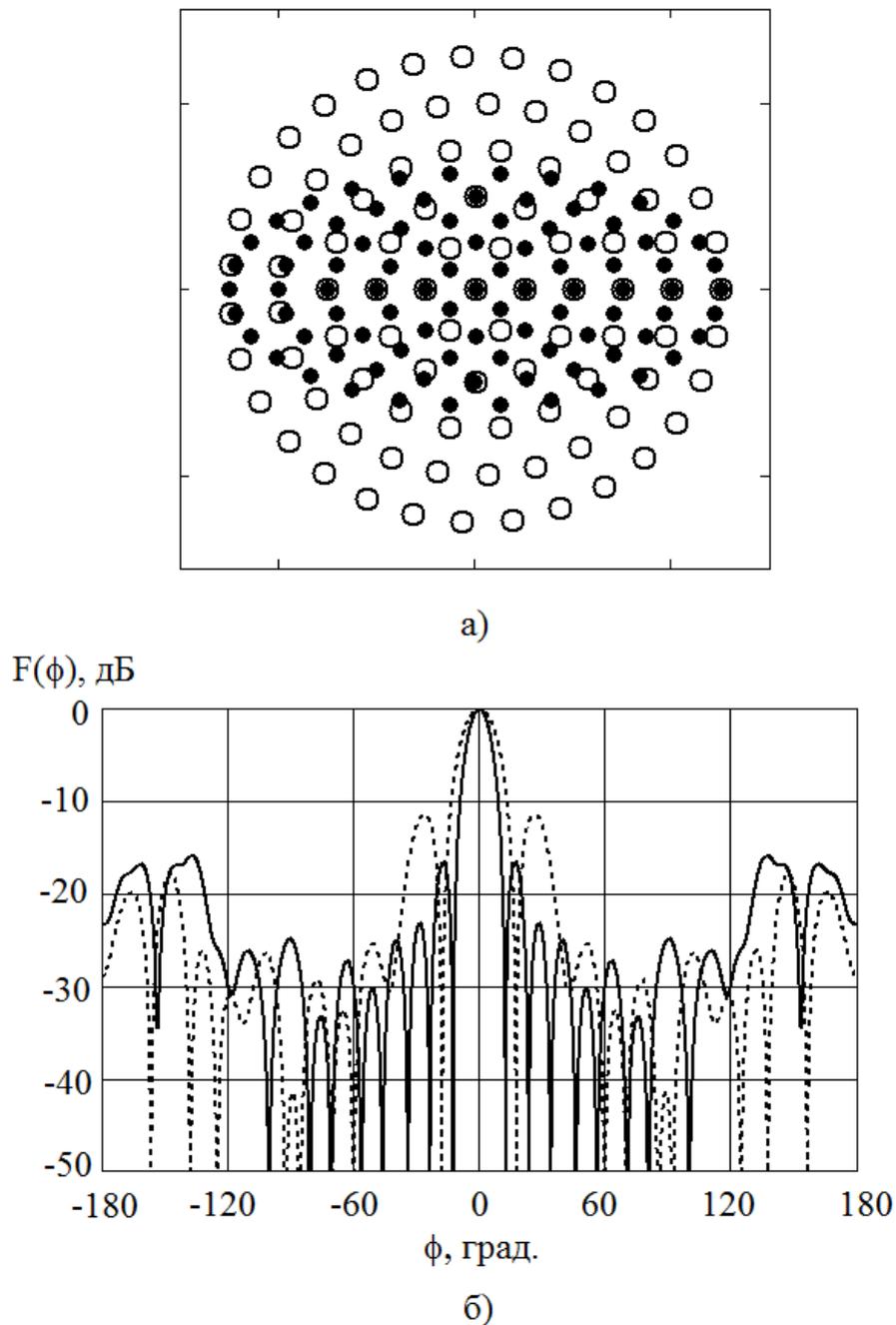
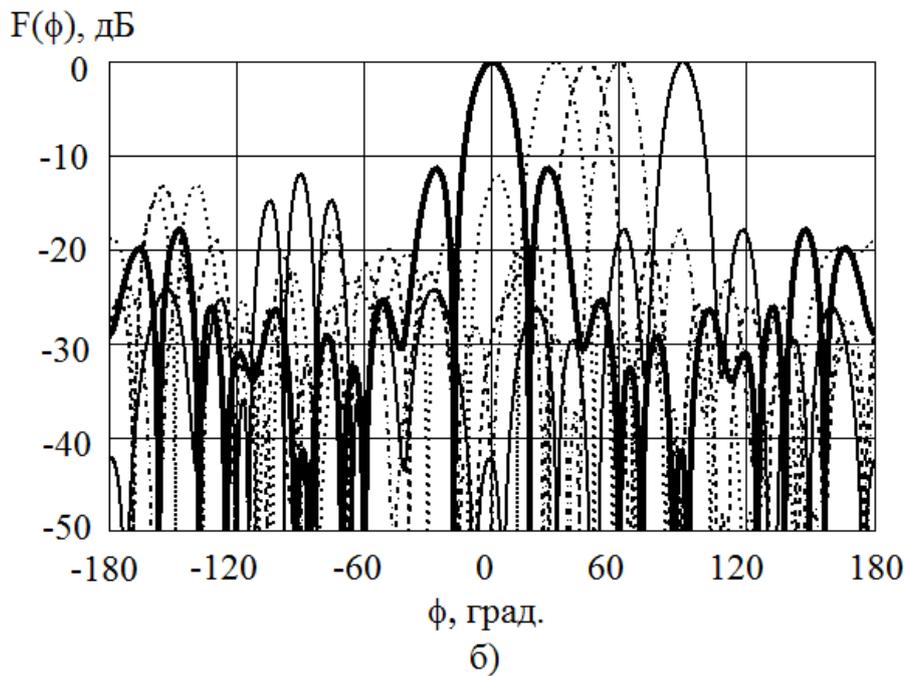
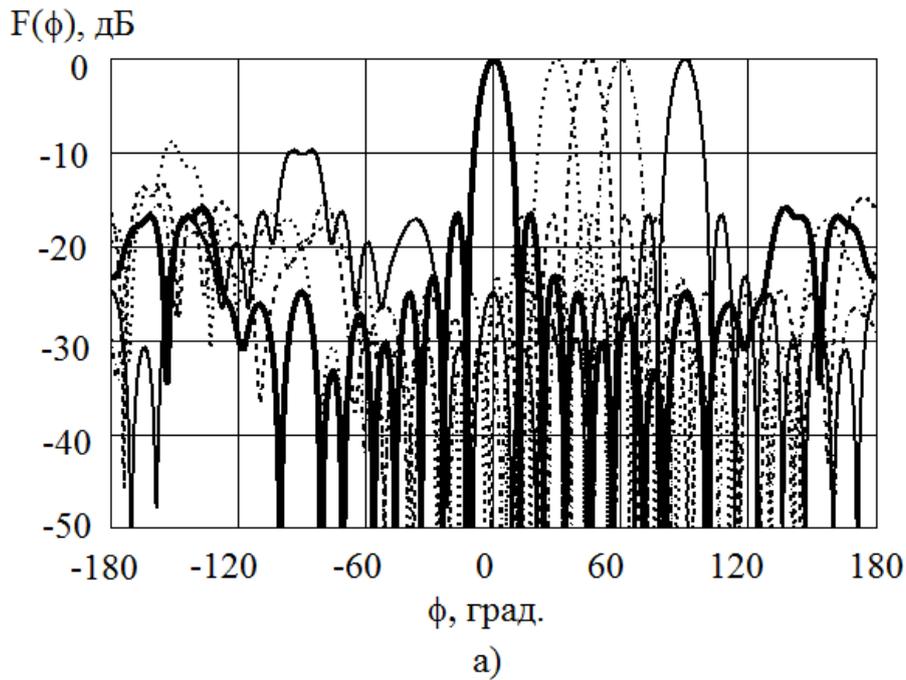


Рис.46. Схемы размещения элементов в круговой и эллиптической АР и их ДН

Изменение характеристик направленности при сканировании в плоскости размещения элементов приведено на рис.47.



- Формирование луча в плоскости размещения элементов
- ..... Отклонение луча на  $30^\circ$
- ..... Отклонение луча на  $45^\circ$
- ..... Отклонение луча на  $60^\circ$
- ..... Отклонение луча на  $90^\circ$

Рис.47. ДН ККАР (а) и ДН эллиптической АР (б) при отклонении луча в азимутальной плоскости.

Построение таких решеток в активном варианте на основе современных ППМ упрощает распределительную систему, а применение цифровых методов диаграммообразования позволяет полностью ее исключить из антенной системы.

На рис.48 показаны схемы размещения элементов цифровой АФАР на ППМ. При широкоугольном сканировании в азимутальной плоскости и широкополосной или диапазонной работе целесообразно использовать вариант рис.48а, т.к. в нем отсутствуют изменения АФР при отклонении луча. При отклонении луча в азимутальной плоскости на угол, превышающий  $90^\circ$ , в варианте рис.48б могут возникнуть дифракционные максимумы, если шаг излучателей станет больше длины волны. Структура ККАР позволяет размещать элементы с шагом, существенно превышающим длину волны. Одним из недостатков ККАР является высокий УБЛ. В настоящее время существует множество способов снижения УБЛ. Наиболее часто применяются разреженные к краям многокольцевые структуры. На рис.38а приведена разреженная к краям структура размещения элементов.

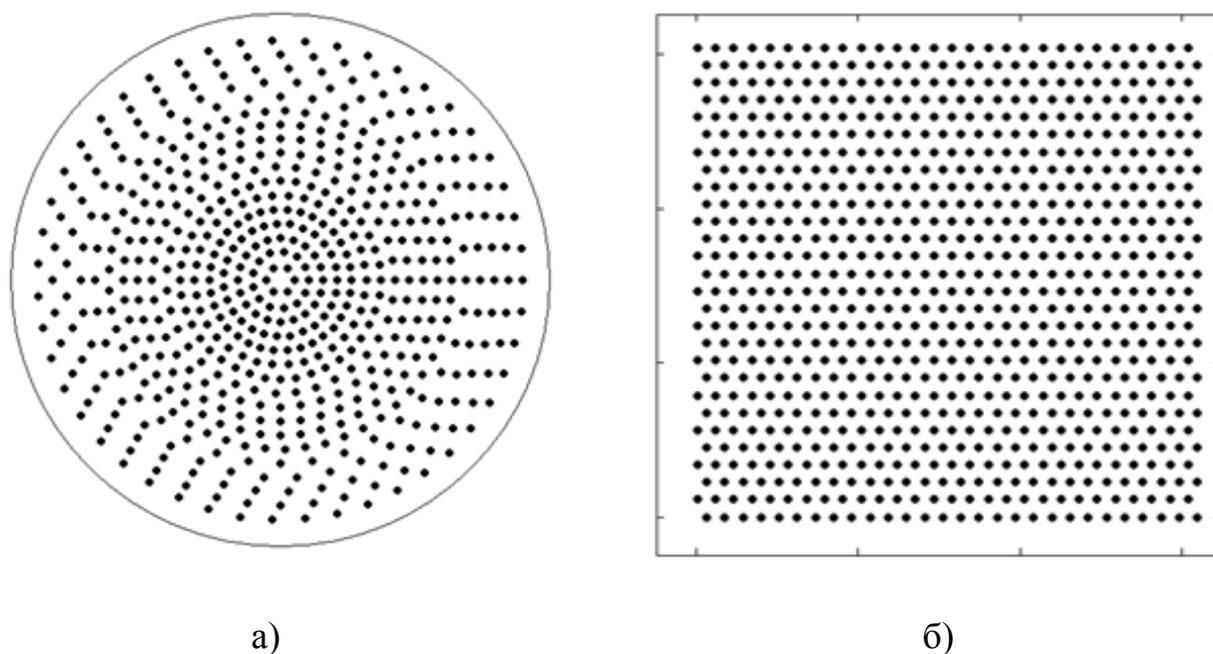


Рис.48. Схема размещения элементов в круглой (а) и квадратной антенной решетке с гексагональной структурой (б).

В отличие от ранее рассмотренных конформных АФАР, в такой схеме построения отсутствует распределительная система, работающая в СВЧ диапазоне. Возбуждение элементов решетки, формирование суммарно-разностных характеристик для разных диапазонов волн осуществляется с помощью цифровой диаграммообразующей системы рис.49.

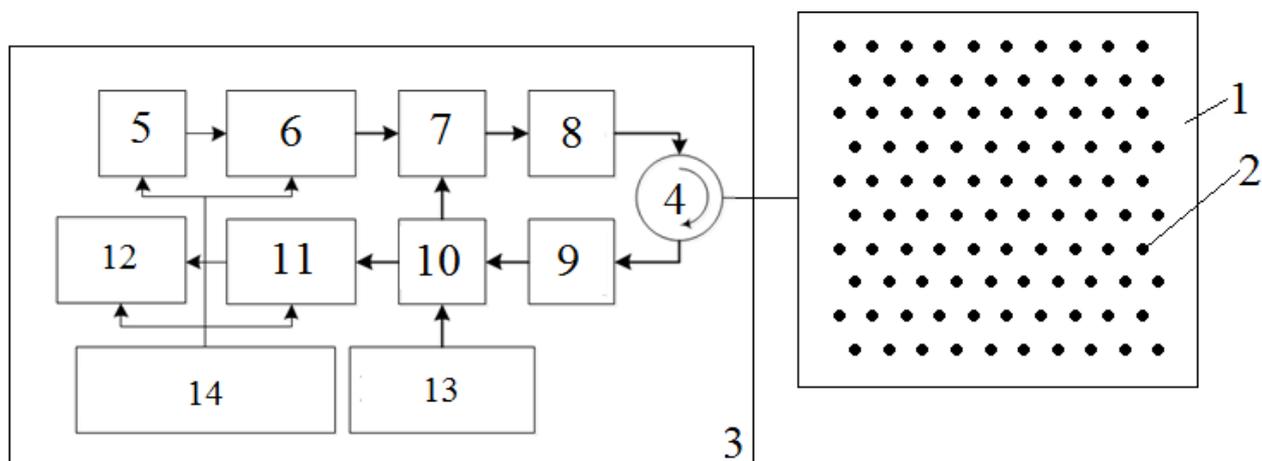


Рис.49.Схема цифрового диаграммообразования

Активная фазированная антенная решетка содержит экран 1, размещенные над экраном излучатели 2, каждый из излучателей 2 соединен с ППМ 3, в который входят: циркулятор 4, усилитель 8 передающего канала, малозумящий усилитель 9 приемного канала, преобразователь частоты передающего канала 7, преобразователь частоты приемного канала 10, гетеродин 13, блок цифровой обработки 6 передающего канала, блок цифровой обработки 11 приемного канала, генератор – 5, приемник – 12, блок синхронизации – 14.

Каждый из приемо-передающих модулей 3 выполнен с возможностью цифровой обработки сигнала. В общем виде цифровое диаграммообразование осуществляется методом цифрового анализа (в АЦП и синтеза в ЦАП) сигнала.

Блок преобразователя частоты 7 осуществляет перенос информационной огибающей, синтезированной блоком ЦАП, на несущую радиочастоту. Процесс преобразования частоты в рассмотренных выше системах происходит дважды. После преобразователя частоты сигнал усиливается и передается в излучатель.

Принятый сигнал поступает в приёмный канал, где также усиливается малошумящим усилителем 9, и проходит обратную процедуру в блоке 10. После чего уже низкочастотный сигнал попадает в блок 11. Передающий и приёмный каналы могут быть развязаны либо антенным переключателем или циркулятором 4.

Такая антенная решетка позволяет осуществлять двумерное широкоугольное сканирование. Однако, в ряде случаев, требуется широкоугольное сканирование в одной плоскости, а также обзор пространства в заданном секторе углов в другой плоскости. Обычно этот сектор составляет примерно 30-40°, относительно плоскости размещения элементов. Одной из важнейших задач является выбор излучающего элемента, который бы обеспечивал широкоугольное двумерное сканирование.

## **2.6. Характеристики направленности и формирование моноимпульсных характеристик при круговом обзоре**

Простейший способ реализации широкоугольного сканирования в азимутальной плоскости (плоскость размещения элементов) с незначительным изменением пеленгационной характеристики – применение антенной решетки с круглым или квадратным раскрытием. Для увеличения шага излучателей целесообразно их размещать в узлах гексагональной структуры.

Диаграмма направленности квадратной решетки может быть записана в виде:

$$F(\theta, \phi) = \sum_{p=1}^M \sum_{q=1}^{n_p} A_{p,q} e^{jk [x_{p,q} (\sin \theta \cos \phi - 1) + y_{p,q} (\sin \theta \sin \phi)]} \quad (17)$$

При спадающем к краям амплитудном распределении вида косинус квадрат на пьедестале 0,2 получается требуемый УБЛ=-30 дБ.

После определения требуемого амплитудного распределения целесообразно учесть амплитудные и фазовые ошибки. Полученный УБЛ может удовлетворять

требованиям задания, но при наложении амплитудных и фазовых ошибок, он существенно увеличится. Кроме того, учет амплитудных и фазовых ошибок позволяет определить требования к точности изготовления элементов антенного полотна и распределительной системы.

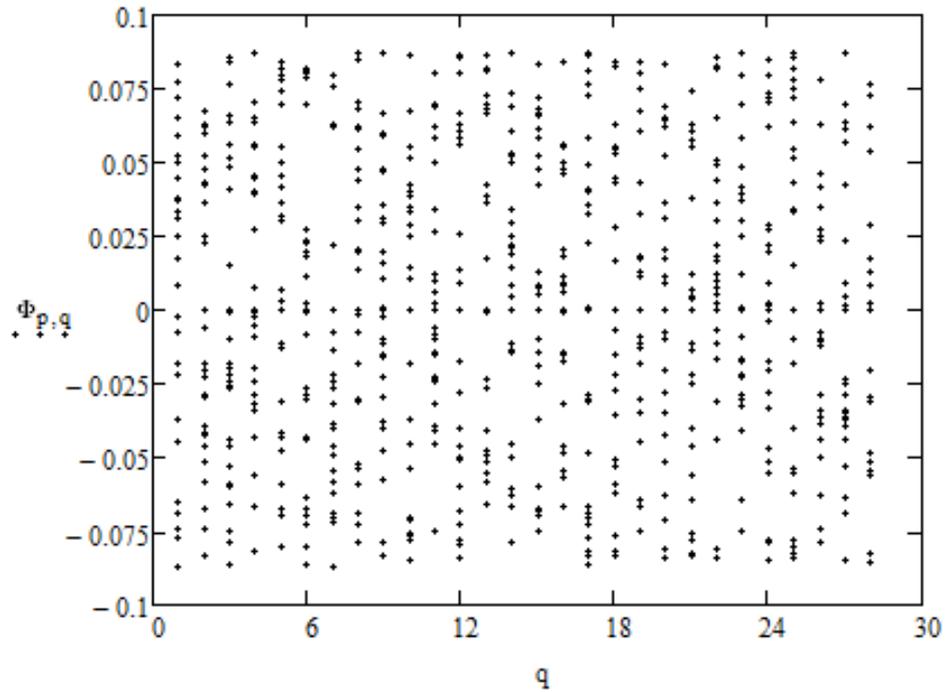
Причины возникновения фазовых ошибок следующие:

- ошибки фазирования с использованием дискретных фазовращателей;
- ошибки, вызванные распределительной системой (возбуждения) – неидентичность питающих линий отдельных излучателей;
- ошибки, вносимые различными электрическими длинами полупроводниковых усилительных модулей;

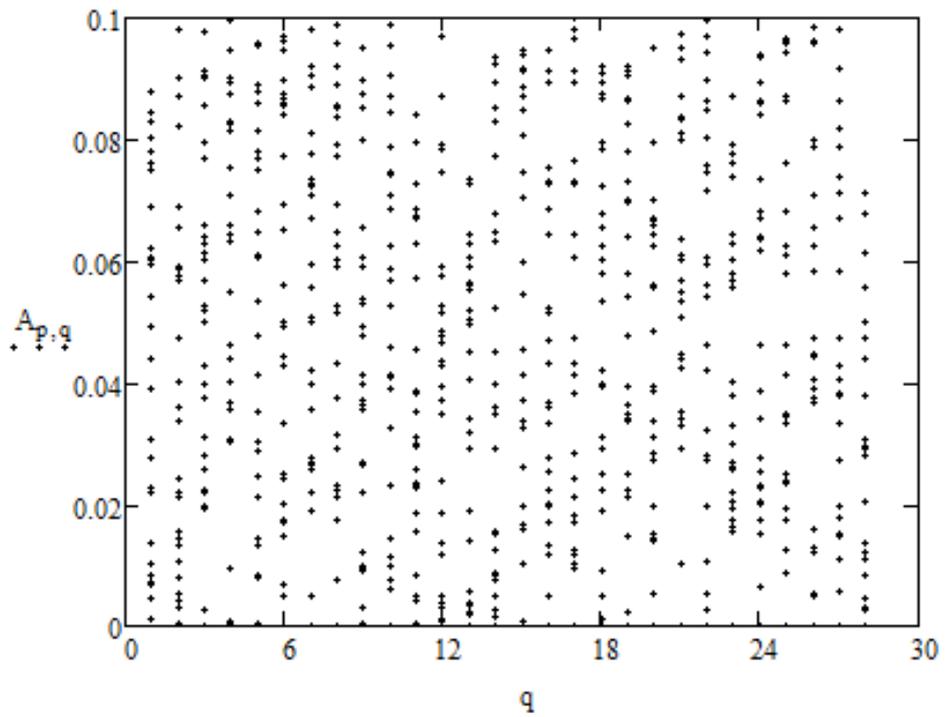
Амплитудные ошибки вызваны разбросом коэффициента усиления полупроводниковых усилительных модулей.

Амплитудно-фазовые ошибки в АФР (амплитудно-фазовом распределении) антенной решетки в первую очередь влияют на УБЛ и на КУ антенны. Падение КУ от ошибок зависит от закона распределения ошибок по раскрытию, величины дисперсии ошибок и радиуса корреляции ошибки. При общем числе элементов АФАР  $N$ , вносящих фазовые ошибки порядка  $N_1+N_2+N_3$  (где  $N_1$  – число фазовращателей,  $N_2$  – число модулей,  $N_3$  – число отрезков линий) можно принять нормальный закон распределения фазовых ошибок в антенной системе. Из общей статистической теории антенн известно падение КУ антенн от величины дисперсии фазовых ошибок. Тогда, задавшись допустимым падением КУ в антенне, можно установить допуски к отдельным элементам АФАР.

Определим характеристики направленности антенной решетки с учетом амплитудных ошибок  $\Delta A_n=10\%$  и фазовых ошибок  $\Delta \Phi_n=10^\circ$ . Графики приводятся для равномерного распределения амплитудных и фазовых ошибок по излучателям решетки. На рис.50а показана зависимость фазовой ошибки от номера элемента, на рис.50б показана аналогичная зависимость амплитудной ошибки.

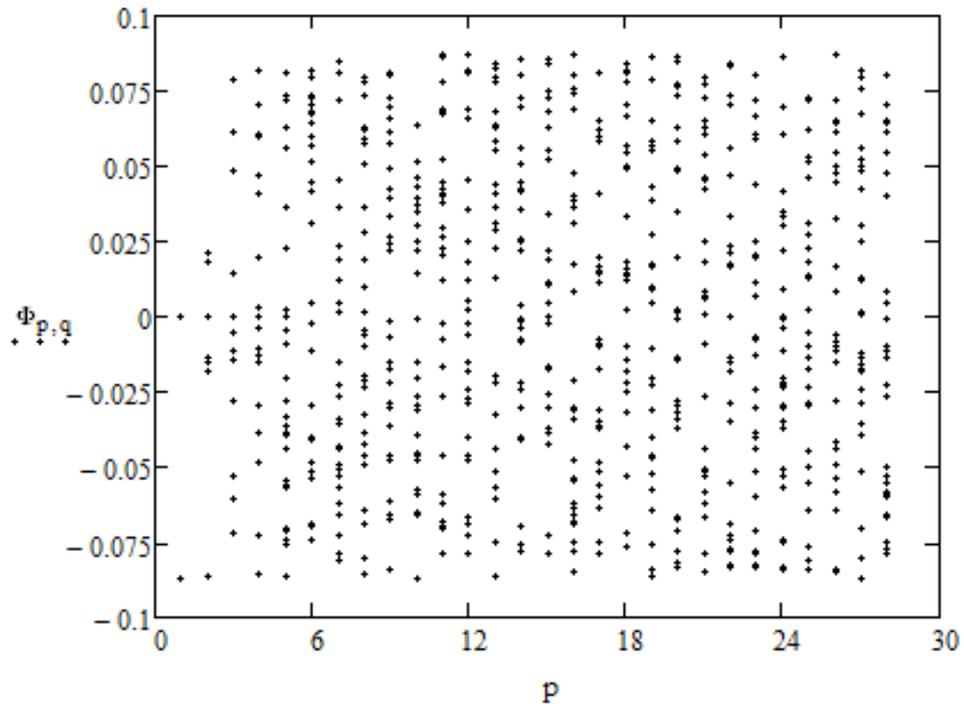


а)

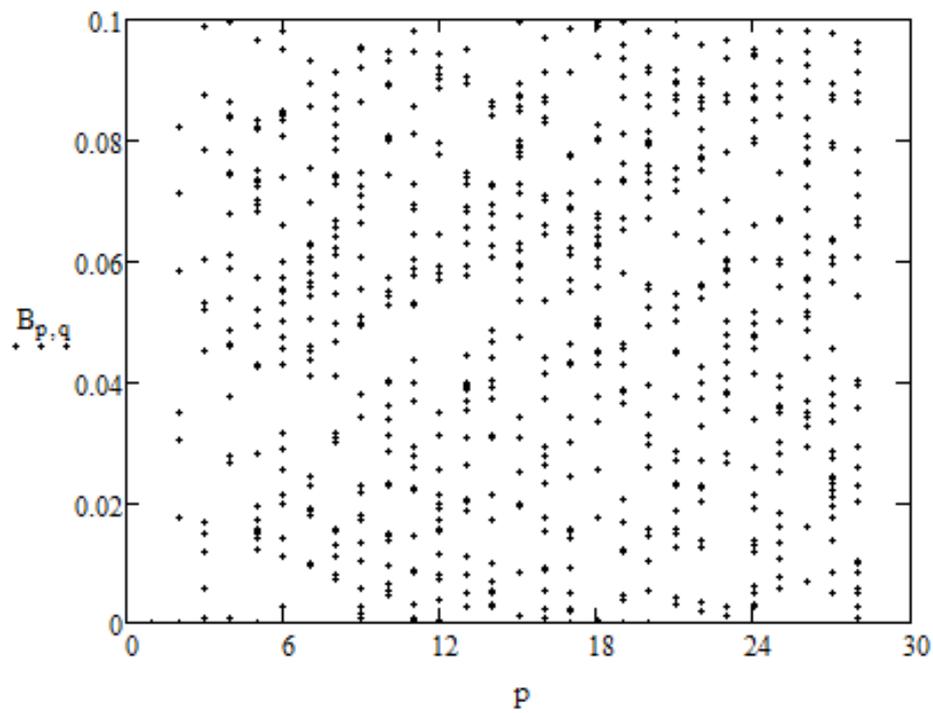


б)

Рис.50 а - зависимость фазовой ошибки от номера элемента, б - зависимость амплитудной ошибки от номера строки, в которой расположен элемент.



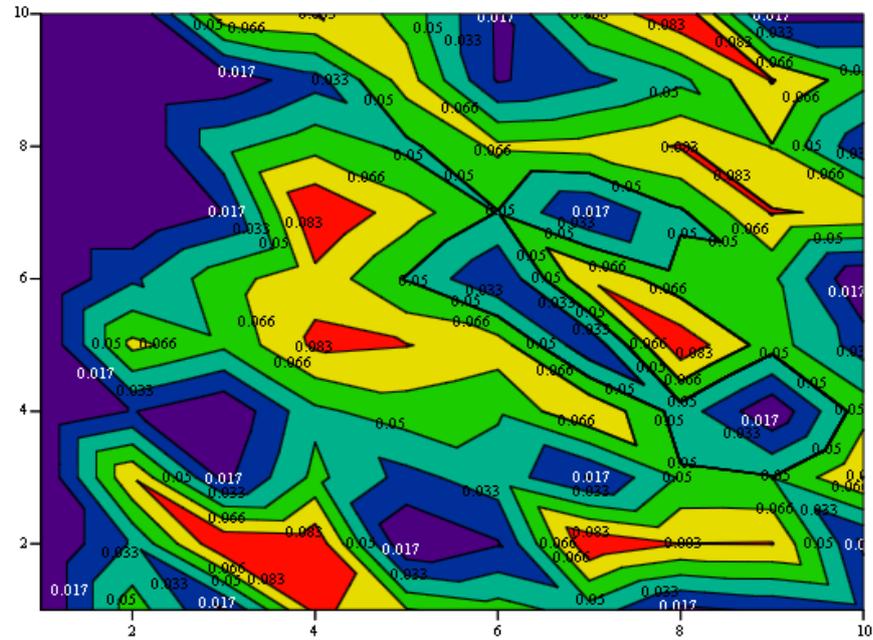
а)



б)

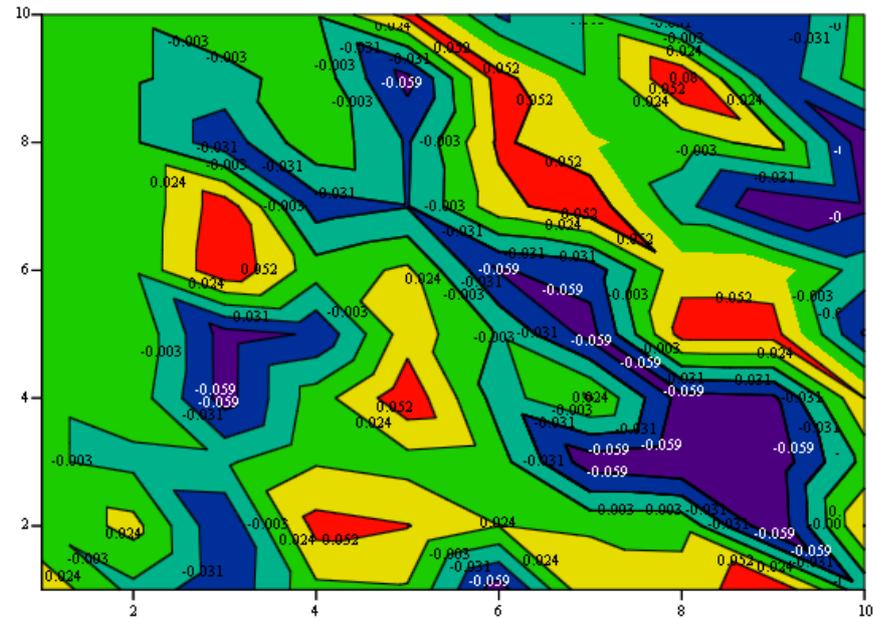
Рис.51 а - зависимость фазовой ошибки от номера элемента, б - зависимость амплитудной ошибки от номера столбца, в котором расположен элемент.

Для более простого определения зависимости величины амплитудной и фазовой ошибки от номера элемента целесообразно применять картографическое изображение рис.52.



В

а)



Ф

б)

Рис.52. Зависимости амплитудных (а) и фазовых (б) ошибок от номера элемента для фрагмента антенной решетки.

Диаграмма направленности с учетом амплитудных и фазовых ошибок может быть определена по формуле:

$$F(\theta, \phi) = \sum_{p=1}^M \sum_{q=1}^{n_p} f(\theta) \left(1 + \Delta A_{p,q}\right) e^{jk \left[ x_{p,q} (\sin \theta \cos \phi - 1) + y_{p,q} (\sin \theta \sin \phi) + \Delta \Phi_{p,q} \right]} \quad (18)$$

Также необходимо определить изменение характеристик направленности при сканировании. На рис.53 показаны ДН в горизонтальной плоскости при отклонении луча на  $30^\circ$ ,  $60^\circ$ ,  $90^\circ$  и  $120^\circ$ .

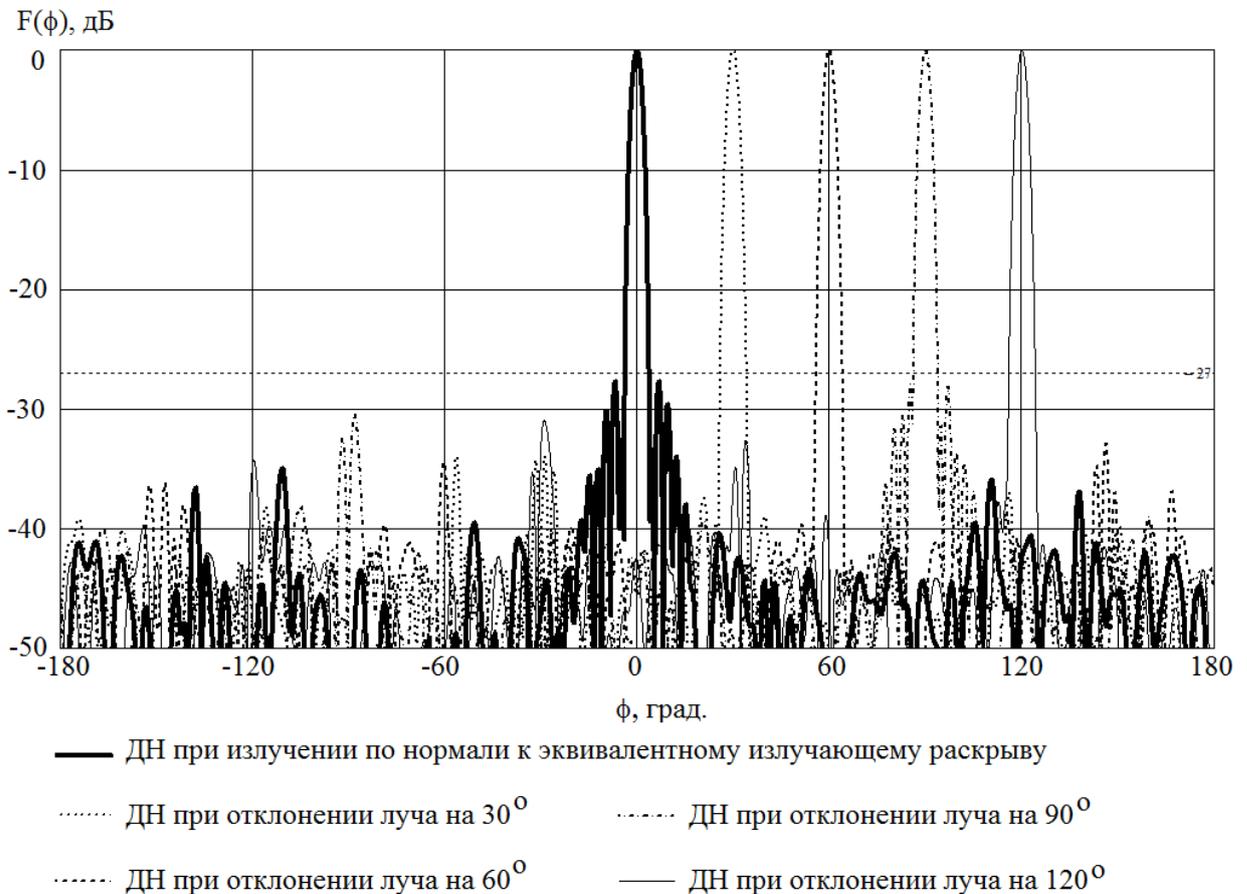


Рис.53. ДН квадратной АР с гексагональным размещением элементов при отклонении луча в горизонтальной плоскости.

Кроме требований к УБЛ в антенне с широкоугольным сканированием важно обеспечивать допустимое изменение крутизны пеленгационной характеристики в моноимпульсном режиме. Которая определяется по разностным ДН. Простейший способ реализации моноимпульсного режима работы – разбиение антенного

полотна на 4 части и возбуждение их в противофазе. Моноимпульсный режим работы можно реализовать по принципу, рассмотренному во второй главе. Для увеличения шага излучателей размещаем элементы в узлах гексагональной структуры рис.54.

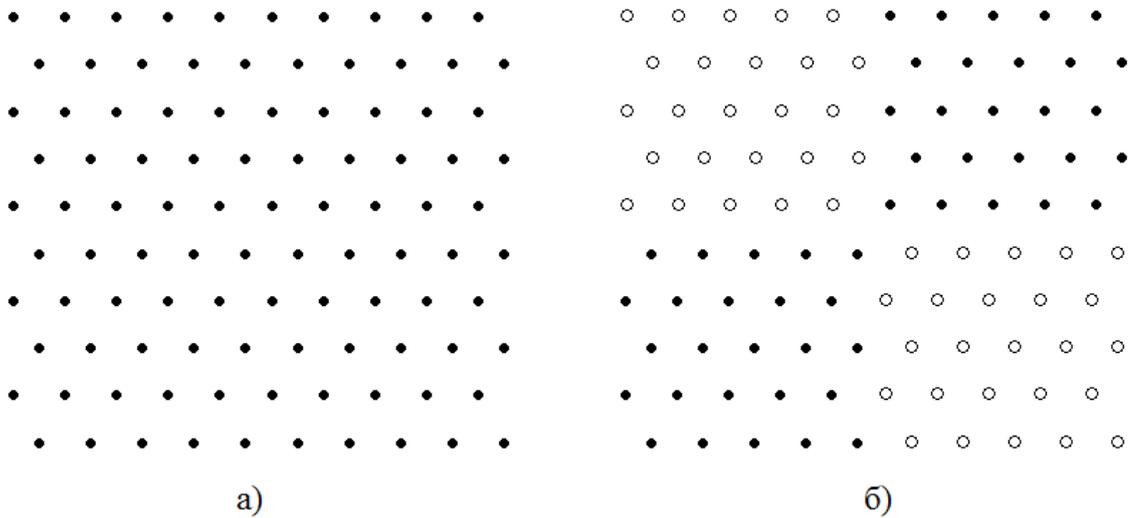


Рис.54. Схема размещения элементов в квадратной антенной решетке с гексагональной структурой: а – синфазное возбуждение элементов, б – возбуждение для формирования моноимпульса.

На рис. 55 показана схема размещения элементов в ККАР.

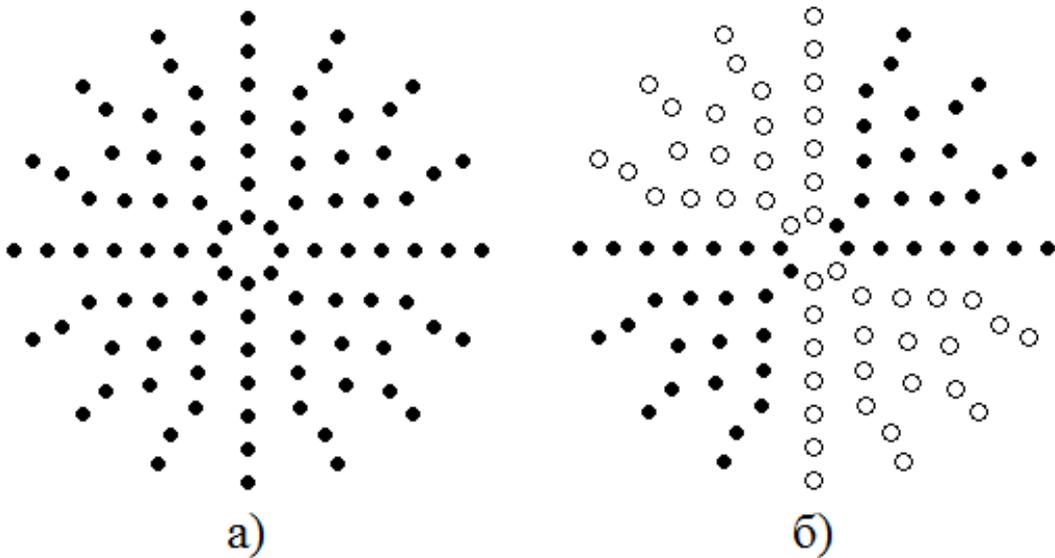


Рис.55. Схема размещения элементов в ККАР: а – синфазное возбуждение элементов, б – возбуждение для формирования моноимпульса.

На рис.56 приведены суммарные и разностные ДН антенной решетки с квадратным раскрывом и гексагональной структурой размещения элементов при наличии амплитудных и фазовых ошибок.

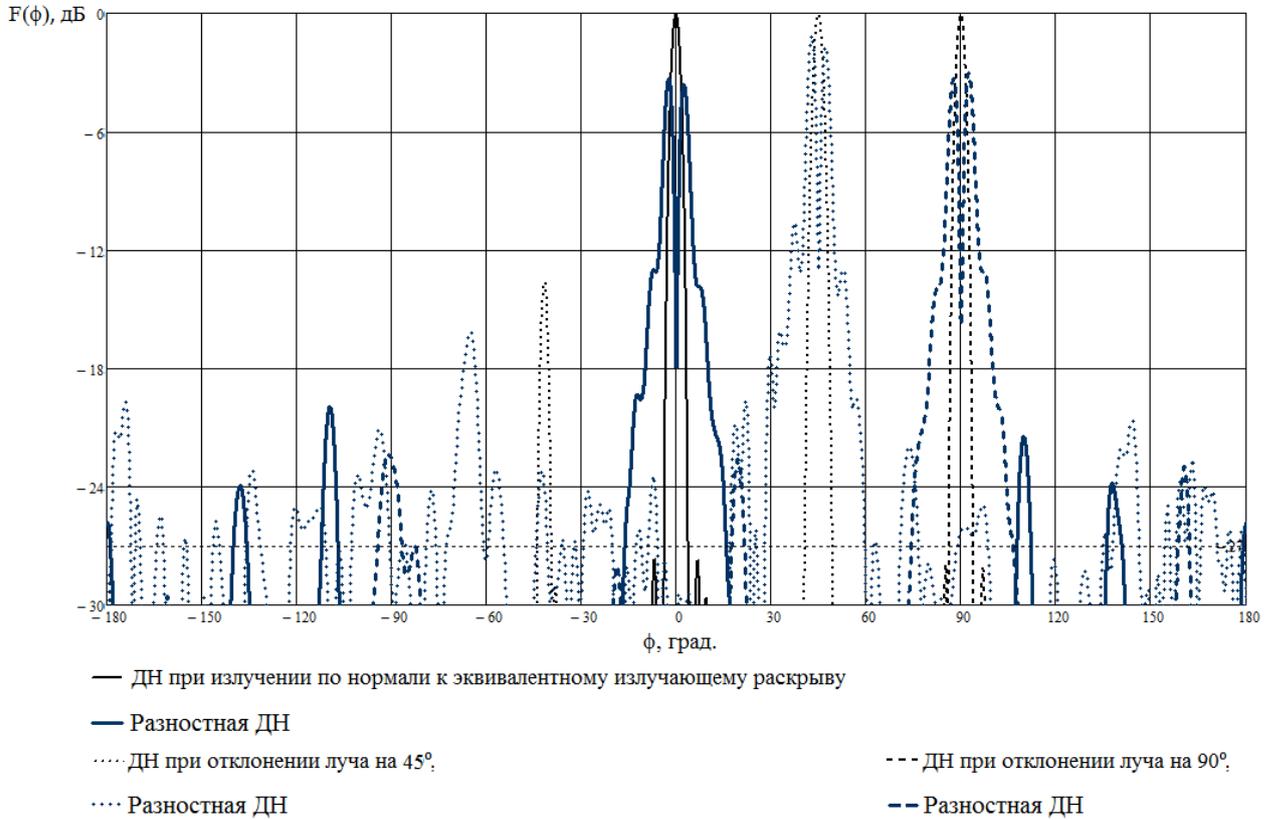


Рис.56. Суммарные и разностные ДН антенной решетки с квадратным раскрывом и гексагональной структурой размещения элементов при наличии амплитудных и фазовых ошибок.

При использовании цифровых методов формирования ДН, моноимпульсный режим получается без использования мостовых устройств, что существенно упрощает распределительную систему и делает ее более компактной.

В вертикальной плоскости сканирование осуществляется в пределах ширины ДН элемента. На рис.57 представлены ДН антенной решетки с квадратным раскрывом и гексагональной структурой размещения элементов в вертикальной плоскости при отклонении луча от плоскости решетки на 30°, 45° и 60°.

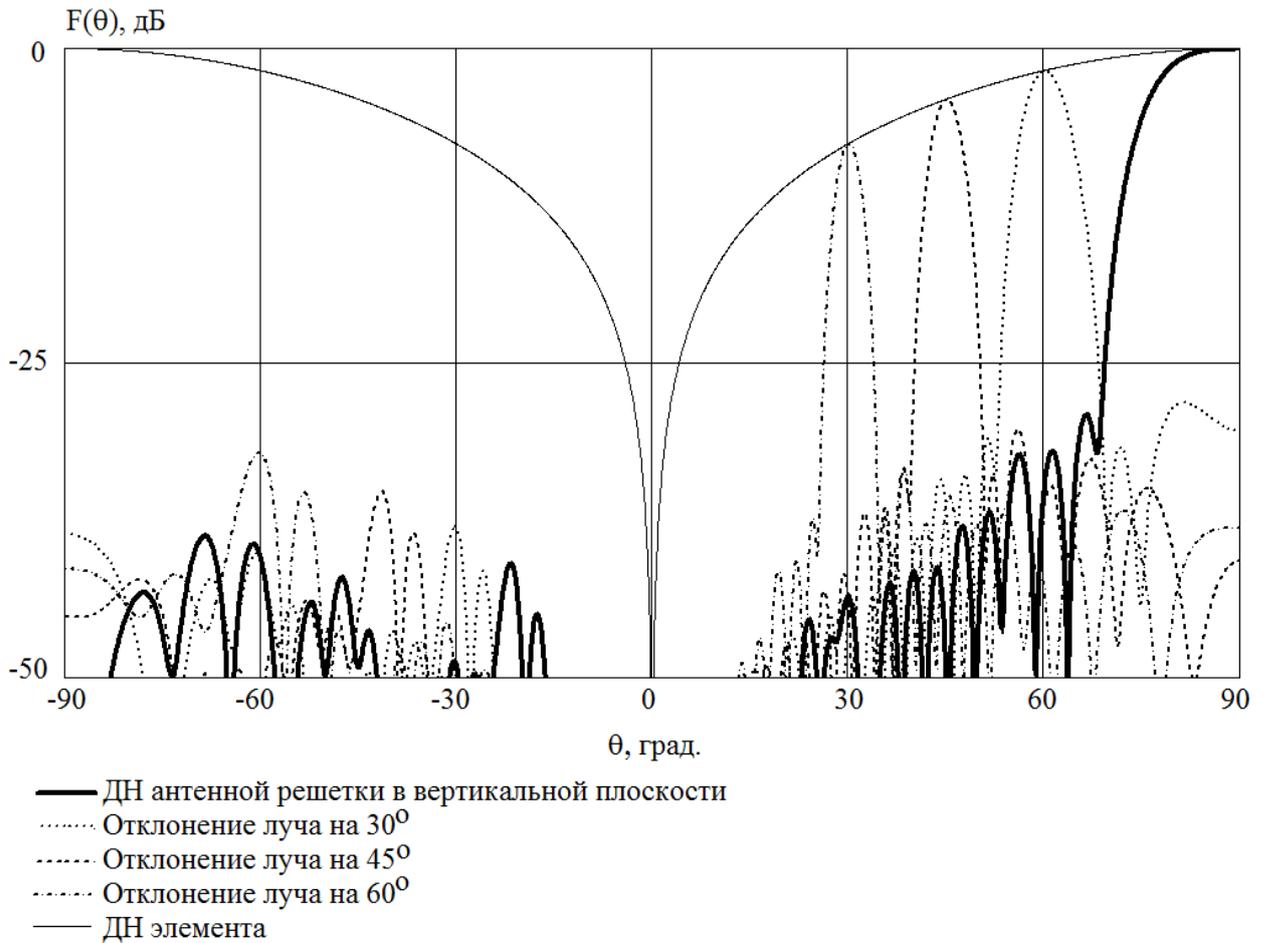


Рис.57. ДН квадратной AP с гексагональным размещением элементов при отклонении луча в вертикальной плоскости на  $30^\circ, 45^\circ$  и  $60^\circ$  и наличии амплитудных ошибок 10% и фазовых ошибок  $10^\circ$ .

Приведенные выше ДН показывают возможность расширения телесного сектора сканирования в несколько раз без существенного уменьшения коэффициента усиления.

## 2.7. Минимизация уровня боковых лепестков

Минимизация боковых лепестков может быть реализована различными методами. В настоящее время широкое распространение получили методы, основанные на синтезе ДН требуемой формы. В плоских антенных решетках задача синтеза обычно формулируется следующим образом: задан размер антенной решетки и ищется возбуждение излучателей, обеспечивающее

наилучшее приближение ДН к заданной. Существует ряд фундаментальных работ [84-86], в которых рассматриваются общие вопросы синтеза антенн. Известно Дольф-Чебышевское возбуждение [67,84], которое позволяет при заданной ширине ДН минимизировать УБЛ и наоборот при заданном УБЛ минимизировать ширину ДН.

В работах [87,88] предложен метод амплитудно-фазового синтеза антенных решеток произвольной геометрии по заданной ДН. Применение этого метода к сканирующим ФАР не представляется возможным, так как он позволяет найти оптимальное АФР только для одного фиксированного направления луча. Для получения оптимального АФР при произвольном направлении луча необходимо иметь управляемое АФР при сканировании, что весьма трудно выполнимо.

В статье [89] рассматривается методика определения токов возбуждения кольцевой передающей телевизионной антенной решетки из диполей по заданной форме ДН в горизонтальной плоскости.

Вопросам синтеза многокольцевых антенных решеток, излучающих по нормали к плоскости размещения излучателей, посвящены работы [90, 91]. В статье [90] рассматривается задача оптимизации основных характеристик ККАР с равномерным амплитудным распределением, путем оптимального выбора радиусов концентрических окружностей. В работе приводятся результаты оптимизации радиусов ККАР, полученные симплекс-методом.

В статье [91] рассматривается задача оптимизации размещения элементов с целью получения минимального УБЛ в заданной зоне углов. Элементы антенной решетки располагаются в узлах ломаных, образующих N- лучевую звезду. Для этой системы приводится описание алгоритма оптимизации и результаты расчета характеристик при разном числе элементов.

В кольцевых концентрических антенных решетках с электрическим сканированием возникает задача, связанная с минимизацией УБЛ в антенных решетках с минимальным для заданного сектора сканирования числом элементов или близким к нему, рассмотренных ранее.

При синтезе ДН ККАР с заданным УБЛ необходимо искать амплитудно-фазовое распределение и координаты размещения элементов в апертуре. В такой постановке задача синтеза существенно усложняется, так как подлежат определению радиусы колец  $R_1 \dots R_p$ , угловой шаг излучателей на кольце  $\gamma_1 \dots \gamma_p$ , угловое смещение начала координат для каждого кольца  $\gamma_{11} \dots \gamma_{1p}$  – рис.58, а также амплитуда и фаза каждого излучателя. Задачу можно упростить, если определять амплитудное распределение по кольцам в предположении, что фазовое распределение известно и соответствует соотношению (19).

Для формирования луча в плоскости размещения излучателей  $\theta=90^\circ, \phi=0$  решетка должна иметь фазовое распределение:

$$\psi_{R_n} = \psi_{R_n m p} + \psi_{p.x.} \quad (19)$$

где  $\psi_{R_n m p} = jkR_p \cos(\gamma_p q)$  - фаза возбуждения элемента решетки для формирования луча в направлении  $\theta=90^\circ, \phi=0$ ,  $\psi_{p.x.} = -jkR_p \cos(\phi - \gamma_p q) \sin(\theta)$  - разность хода лучей для точек пространства с координатами  $\theta, \phi$ .

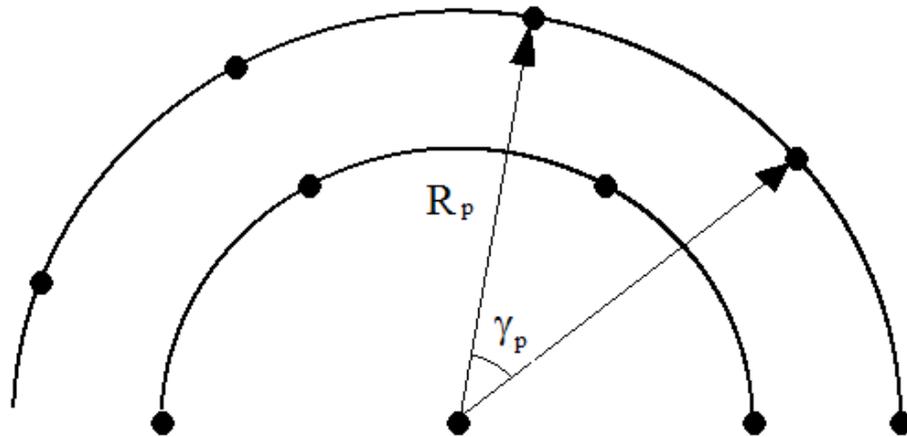


Рис.58. К расчету фазового распределения в ККАР.

Представляет интерес выяснить возможность минимизации бокового излучения в решетке при заданном максимальном диаметре  $2R$ , что, очевидно, будет связано с увеличением числа колец и элементов. В отличие от традиционно

рассматриваемых работ, в этой работе необходимо обеспечить азимутальную симметрию расположения излучателей в антенне. Как отмечалось ранее, такое расположение излучателей позволяет осуществлять неискаженное сканирование в широком секторе ( $360^\circ$ ), в плоскости решетки. Поэтому необходимо минимизировать УБЛ при условии сохранения УБЛ при широкоугольном сканировании что будет соответствовать эквидистантному размещению излучателей внутри колец.

Задача синтеза ДН в плоскости решетки при известных фазах возбуждения элементов (19) сводится к трехмерной задаче поиска радиусов колец, углового шага излучателей и амплитудного распределения, необходимых для получения заданного УБЛ. Размерность задачи можно снизить, если перейти от дискретных элементов, расположенных по концентрическим окружностям к системе непрерывных излучающих колец, обеспечивающих формирование максимума в плоскости кольца. Для этого необходимо представить в замкнутом виде ДН непрерывного кольцевого излучателя с фазовым распределением (19). Переходя от суммы, определяющей ДН, к интегралу, получаем:

$$\begin{aligned}
 f(\phi) &= \int_0^{2\pi} e^{j\frac{2\pi}{\lambda}R(\cos\phi' - \cos(\phi - \phi'))} d\phi' = \\
 &= \int_0^{2\pi} e^{-j\frac{4\pi}{\lambda}R\left(\sin\frac{\phi}{2}\sin\left(\frac{2\phi' - \phi}{2}\right)\right)} d\phi' = 2\pi J_0\left(2kR\sin\frac{\phi}{2}\right)
 \end{aligned} \tag{20}$$

где  $R$ - радиус кольца,  $\phi$ - координата полярной системы координат,  $\phi'$ - текущая координата интегрирования,  $J_0$ - функция Бесселя нулевого порядка.

Замену непрерывной кольцевой излучающей системы дискретной системой можно легко осуществить известными методами дискретизации.

Дискретная система элементов с шагом  $\lambda/4$  достаточно точно описывает ДН непрерывного кольцевого излучателя. Увеличение шага излучателей на кольцах приводит к росту УБЛ.

ДН решетки из непрерывных кольцевых концентрических излучателей может быть записана в виде:

$$F(\phi) = 2\pi \sum_{p=1}^M J_0\left(2kR_p \sin \frac{\phi}{2}\right) \quad (21)$$

В этом случае задача синтеза сводится к поиску радиусов концентрической системы излучателей, числа колец и амплитудного распределения по кольцам, обеспечивающих минимизацию УБЛ. Диаграмму направленности ККАР можно представить в виде ряда:

$$F(\phi) = \sum_{p=1}^M a_p J_0\left(2kR_p \sin \frac{\phi}{2}\right) \quad (22)$$

где  $a_p$ - амплитуда возбуждения  $p$ - ого кольца,  $M$ - число колец.

В (22) число колец, радиусы и амплитуды колец неизвестны и подлежат определению. Далее перейдем к определению оптимального амплитудного распределения по кольцам.

На практике широко используется метод парциальных диаграмм [84]. Этот метод целесообразно использовать и для ККАР, что исключает необходимость выяснения ряда математических вопросов (определения устойчивости решения, глобальности решения и других задач) в задачах синтеза.

Из общей теории синтеза известны ограничения, накладываемые на функцию  $F(\phi)$  [84], поэтому желательно искать заданную ДН в классе функций  $L^2$ . Кроме того, синтезируемая функция  $F(\phi)$  при использовании метода парциальных диаграмм должна быть представлена в виде, удобном для разложения в ряд по функциям Бесселя первого рода, нулевого порядка (22). Из теории круглых раскрывов [92] удобно брать ДН в виде цилиндрических функций  $\Lambda_p(x)$  [93,96]. Для функций  $\Lambda_p(x)$  существует несколько различных разложений в ряд по цилиндрическим функциям [92-96]. Для поставленной задачи подходят два

разложения: разложение Шлемильха [95,96] и ряд Фурье-Бесселя [94,95,96]. Если функция  $F(x)$  обладает на отрезке  $[0 < x < \pi]$  непрерывными производными по  $x$ , то ее можно разложить в ряд Шлемильха:

$$f(x) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} a_k J_0(kx) \quad (23)$$

где

$$a_0 = 2f(0) + \frac{2}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} du \int_0^{\frac{\pi}{2}} u f'(u \sin \psi) d\psi \quad (24)$$

$$a_p = \frac{2}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} du \int_0^{\frac{\pi}{2}} u f'(u \sin \psi) \cos(pu) d\psi \quad (25)$$

Обозначим  $x = \pi \sin \frac{\phi}{2}$ , тогда ряд Шлемильха запишется в виде:

$$F(\phi) = \frac{a_0}{2} + \sum_{p=1}^{\infty} a_p J_0\left(p\pi \sin \frac{\phi}{2}\right) \quad (26)$$

где

$$a_0 = 2f(0) + \frac{2}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} du \int_0^{\frac{\pi}{2}} u f'(u \sin \psi) d\psi \quad (27)$$

$$a_p = \frac{2}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} du \int_0^{\frac{\pi}{2}} u f'(u \sin \psi) \cos(pu) d\psi \quad (28)$$

где  $p$ - номер кольца,  $a_0$ - амплитуда возбуждения центрального излучателя (кольца нулевого радиуса),  $a_p$ - амплитуда возбуждения  $p$ - ого кольца.

Номер кольца связан с радиусом по формуле:

$$p = \frac{4R_p}{\lambda} \quad (29)$$

При разложении Шлемильха существуют ограничения на класс синтезируемых ДН. Разложение Шлемильха справедливо только для непрерывных функций. Из соотношений (26) и (29) следует, что кольца располагаются через  $\lambda/2$  и диаметр кольца определяется по формуле:

$$D_p = \frac{p\lambda}{2} \quad (30)$$

Для более широкого класса ДН, включая кусочно-непрерывные, можно применить разложение в ряд Фурье-Бесселя:

$$F(x) = \sum_{k=1}^{\infty} a_k J_p(\lambda_k x) \quad (31)$$

где постоянные  $a_k$  (амплитуда токов в  $k$ -ом кольце) определяются по формуле:

$$a_k = \frac{\int_0^1 x f(x) J_p(\lambda_k x) dx}{\int_0^1 x J_p^2(\lambda_k x) dx} = \frac{2}{J_{p+1}^2(\lambda_k)} \int_0^1 x f(x) J_p(\lambda_k x) dx \quad (32)$$

При разложении заданной функции в ряд Фурье-Бесселя число колец определяется максимальным радиусом решетки  $R_{\max}$  и равно числу положительных корней функции Бесселя первого рода  $J_p(x)$ , попадающих в интервал  $[0 < x \leq \frac{4\pi R_{\max}}{\lambda}]$ , где  $\lambda$ - длина волны. В отличие от разложения в ряд Шлемильха, при разложении в ряд Фурье-Бесселя кольца располагаются с переменным шагом, который с ростом числа колец приближается к постоянной величине.

## 2.8. Расчет ДН ККАР с заданным УБЛ с помощью ряда Фурье-Бесселя

Для разложения заданной функции  $F(\phi)$  по ДН колец обозначим  $x = \sin \frac{\phi}{2}$ , тогда ряд Фурье-Бесселя запишется в виде:

$$F(\phi) = \sum_{k=1}^{\infty} a_k J_p \left( \lambda_k \sin \frac{\phi}{2} \right) \quad (33)$$

где постоянные  $a_k$  определяются по формулам:

$$\begin{aligned} a_k &= \frac{\int_0^{\pi} \sin\left(\frac{\phi}{2}\right) f(\phi) J_p \left( \lambda_k \sin\left(\frac{\phi}{2}\right) \right) \cos\left(\frac{\phi}{2}\right) d\phi}{\int_0^{\pi} \sin\left(\frac{\phi}{2}\right) J_p^2 \left( \lambda_k \sin\left(\frac{\phi}{2}\right) \right) \cos\left(\frac{\phi}{2}\right) d\phi} = \\ &= \frac{1}{J_{p+1}^2(\lambda_k)} \int_0^{\pi} \sin\left(\frac{\phi}{2}\right) f(\phi) J_p \left( \lambda_k \sin\left(\frac{\phi}{2}\right) \right) \cos\left(\frac{\phi}{2}\right) d\phi \end{aligned} \quad (34)$$

$\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n, \dots$  пронумерованные в порядке возрастания положительные корни функций Бесселя первого рода  $p$ -ого порядка,  $k$ - номер кольца,  $a_k$ - амплитуда возбуждения  $k$ - ого кольца. Радиусы колец определяются из соотношения:

$$R_k = \frac{\lambda \lambda_k}{4\pi} \quad (35)$$

В отличие от разложения в ряд Шлемильха, при разложении функции в ряд Фурье-Бесселя отсутствует постоянная составляющая  $a_0$  (центральный излучатель в решетке). В этом случае первым излучателем является кольцо минимального радиуса:

$$R_1 = \frac{2,3\lambda}{4\pi} \quad (36)$$

Ошибку при замене заданной функции  $F(\phi)$  рядом (31) или (33) можно оценить известными методами [63,82].

Численный анализ показывает, что при УБЛ  $-18$  и  $-24$  дБ отброшенные члены ряда не влияют на УБЛ.

Численный анализ характеристик ККАР показывает, что они обладают значительным УБЛ, который может быть снижен методом параметрического синтеза до заданного уровня. В качестве примера определим с помощью (34) амплитудное распределение в ККАР, при котором УБЛ не превышает  $-18$  дБ. Для такого УБЛ ДН ККАР можно записать в виде цилиндрической  $\Lambda_1$ -функции первого порядка:

$$F(\phi) = \Lambda_1\left(2kR_{\max} \sin \frac{\phi}{2}\right) = \frac{J_1\left(2kR_{\max} \sin \frac{\phi}{2}\right)}{kR_{\max} \sin \frac{\phi}{2}} \quad (37)$$

При синтезе ДН в виде  $\Lambda_p$ -функции, с уменьшением УБЛ происходит одновременное расширение луча по сравнению с ранее рассчитанными характеристиками.

Зависимость основных характеристик от порядка цилиндрической функции приводится в таблице 2. В таблице 2 соотношение для ширины луча найдено приближенно  $\left(\sin\left(\frac{\phi_{0.7}}{2}\right) \approx \frac{\phi_{0.7}}{2} \approx \frac{x_{0.7}}{2kR_{\max}}\right)$  и справедливо для больших значений

$R_{\max}$ . Ширину луча можно определить точно по формуле:

$$2\phi_{0.7} = 4 \arcsin\left(\frac{x_{0.7}}{2kR_{\max}}\right).$$

В таблице 2 приведены результаты синтеза ДН в виде цилиндрических  $\Lambda$ -функций различного порядка  $\Lambda_p(x)$ , где аргумент определяется выражением

$$x = 2kR_{\max} \sin \frac{\phi}{2}.$$

$p$	$2\phi_{0,7}, \text{град.}^*$	УБЛ, дБ	$N/N_{\min}$
0	$44 \frac{\lambda}{2R_{\max}}$	-7,95	$\frac{3R_{\max}}{\lambda} + 0,76$
1	$62 \frac{\lambda}{2R_{\max}}$	-18	$\frac{4,3R_{\max}}{\lambda} + 1,08$
2	$73 \frac{\lambda}{2R_{\max}}$	-24,4	$\frac{5R_{\max}}{\lambda} + 1,27$
3	$84 \frac{\lambda}{2R_{\max}}$	-30	$\frac{5,8R_{\max}}{\lambda} + 1,46$
4	$95 \frac{\lambda}{2R_{\max}}$	-36	$\frac{6,5R_{\max}}{\lambda} + 1,65$
5	$106 \frac{\lambda}{2R_{\max}}$	-40	$\frac{7,3R_{\max}}{\lambda} + 1,84$

Коэффициенты разложения функции  $F(\phi)$  в ряд Фурье-Бесселя определяются по формуле:

$$a_k = \frac{1}{2kR_{\max} J_1^2(\lambda_k)} \int_0^{\pi} J_1\left(2kR_{\max} \sin \frac{\phi}{2}\right) J_0\left(\lambda_k \sin \frac{\phi}{2}\right) \cos \frac{\phi}{2} d\phi \quad (38)$$

На рис.59 приведены результаты численного исследования ККАР с максимальным радиусом  $R=1,2\lambda$  при УБЛ-18 при различном амплитудном

распределении и размещении излучателей на кольцах. На рис.59: 1-ДН ККАР с равномерным амплитудным распределением и непрерывным размещением излучателей на кольцах, при расстоянии между кольцами  $\lambda/4$ ; 2- ДН ККАР с равномерным амплитудным распределением и дискретным размещением излучателей на кольцах с шагом  $\lambda/4$ , при расстоянии между кольцами  $\lambda/4$ ; 3- ДН ККАР с амплитудным распределением (34) и дискретным размещением излучателей на кольцах с шагом  $\lambda/4$ , при расстоянии между кольцами  $\lambda/4$ ; 4- 1-ДН ККАР с амплитудным распределением (34) и непрерывным размещением излучателей на кольцах, при расстоянии между кольцами  $\lambda/4$ .

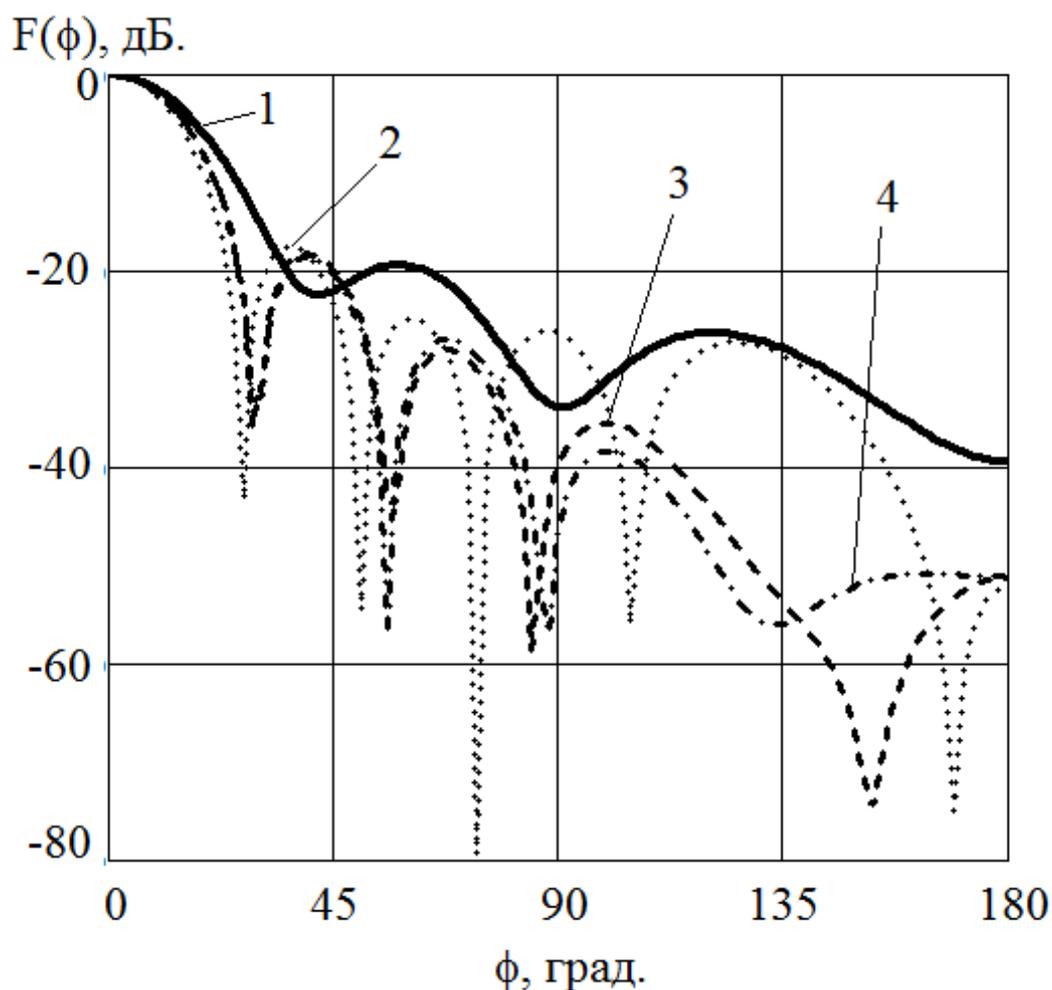


Рис.59. ДН ККАР при амплитудном распределении (34) и равномерном амплитудном распределении

Аналогично можно определить амплитудное распределение для УБЛ –24 дБ. При этом ДН ККАР запишется в виде  $\Lambda_2$ -функции второго порядка:

$$F(\phi) = \Lambda_2\left(2kR_{\max} \sin \frac{\phi}{2}\right) = \frac{8J_2\left(2kR_{\max} \sin \frac{\phi}{2}\right)}{\left(kR_{\max} \sin \frac{\phi}{2}\right)^2} \quad (39)$$

$$a_k = \frac{8}{2kR_{\max} J_1^2(\lambda_k)} \int_0^{\pi} \frac{J_2\left(2kR_{\max} \sin \frac{\phi}{2}\right) J_0\left(\lambda_k \sin \frac{\phi}{2}\right) \cos \frac{\phi}{2}}{2kR_{\max} \sin \frac{\phi}{2}} d\phi \quad (40)$$

На рис.60 приведены результаты численного исследования ККАР с максимальным радиусом  $R=1,2\lambda$  при УБЛ-24 дБ при различном амплитудном распределении и размещении излучателей на кольцах. На рис.60: 1-ДН ККАР с равномерным амплитудным распределением и непрерывным размещением излучателей на кольцах, при расстоянии между кольцами  $\lambda/4$ ; 2- ДН ККАР с равномерным амплитудным распределением и дискретным размещением излучателей на кольцах с шагом  $\lambda/4$ , при расстоянии между кольцами  $\lambda/4$ ; 3- ДН ККАР с амплитудным распределением (38) и дискретным размещением излучателей на кольцах с шагом  $\lambda/4$ , при расстоянии между кольцами  $\lambda/4$ ; 4- 1-ДН ККАР с амплитудным распределением (38) и непрерывным размещением излучателей на кольцах, при расстоянии между кольцами  $\lambda/4$ .

Те же ДН с низким УБЛ можно получить при равномерном возбуждении, если число излучателей на кольцах пропорционально коэффициентам  $a_k$ . При этом получается ККАР с неэквидистантным размещением элементов по кольцам.

На рис.61: 1- равномерное амплитудное распределение и эквидистантное размещение излучателей на кольцах; 2- 1- амплитудное распределение (34) и эквидистантное размещение излучателей на кольцах; 3- равномерное амплитудное распределение и размещение излучателей на кольцах, пропорционально коэффициентам  $a_k$  (34).

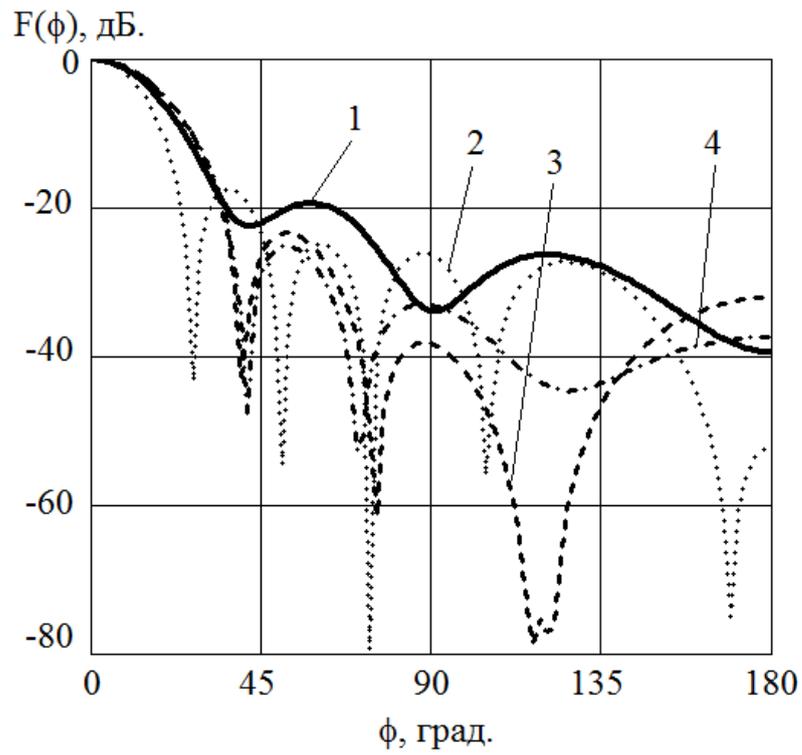


Рис.60. ДН ККАР при амплитудном распределении (38) и равномерном амплитудном распределении.

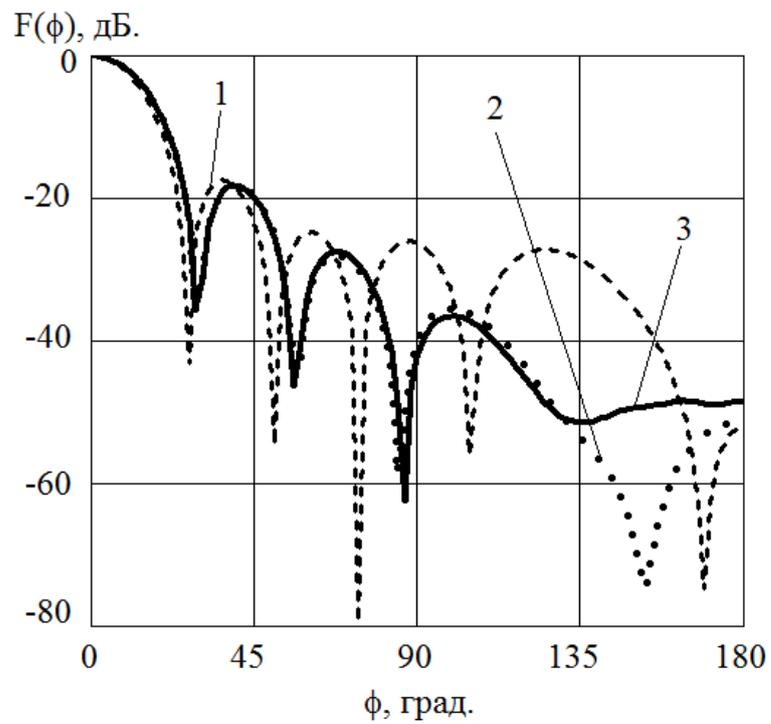


Рис.61. ДН ККАР при различном амплитудном распределении и размещении излучателей на кольцах.

На рис.62: 1- равномерное амплитудное распределение и эквидистантное размещение излучателей на кольцах; 2- 1- амплитудное распределение (38) и эквидистантное размещение излучателей на кольцах; 3- равномерное амплитудное распределение и размещение излучателей на кольцах, пропорционально коэффициентам  $a_k$  (38).

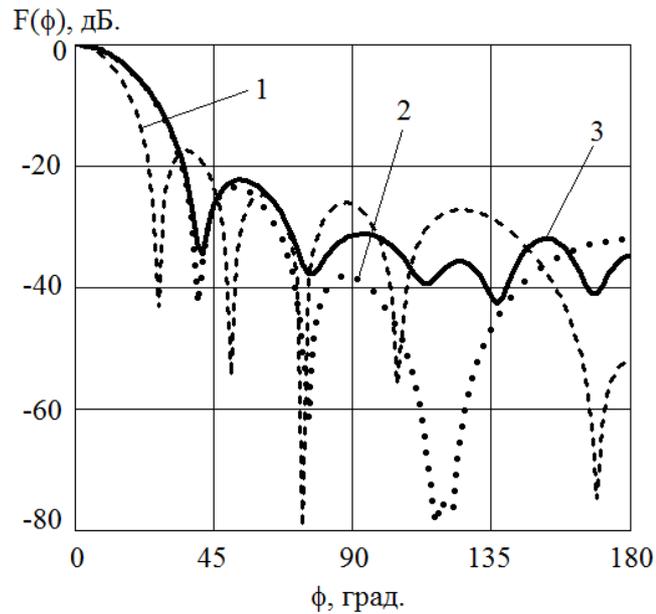


Рис.62. ДН ККАР при различном амплитудном распределении и размещении излучателей на кольцах.

На рис.63б показана схема размещения элементов при равномерном возбуждении и неэквидистантном размещении. На рис.63а показана схема размещения элементов при эквидистантном размещении элементов и амплитудном распределении на кольцах пропорциональным коэффициентам  $a_k$ .

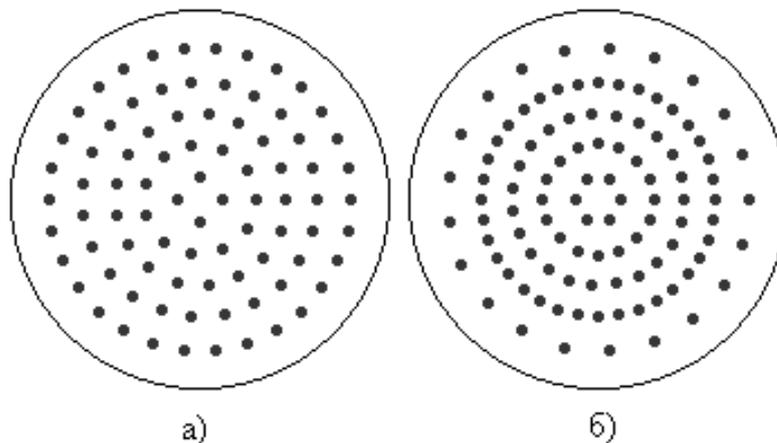


Рис.63. Схема размещения элементов ККАР.

Число излучателей в антенной решетке при заданной ширине луча определяется направленностью действия антенны (КНД, УБЛ<sub>max</sub> и средним УБЛ). В таблице 3 приводятся результаты численного исследования характеристик направленности ККАР для разной ширины луча ( $2\phi_{0,7}=1,5^\circ, 5^\circ$  и  $10^\circ$ ) и допустимого УБЛ=-18дБ, при сканировании в пределах  $360^\circ$ . Результаты расчета показывают зависимость числа элементов ККАР от требований к максимальному УБЛ и среднему фону и его увеличение по сравнению с минимально необходимым числом элементов. Для сравнения в последнем столбце таблицы указано минимальное число элементов, обеспечивающее заданную ширину ДН и соответствующий КНД.

Таблица 3

$2\phi_{0,7}$	d	УБЛ,дБ	N	$N_{min}$
$1,5^\circ$	$0.25\lambda$	-18	20640	241
$1,5^\circ$	$0.5\lambda$	-18	10300	241
$1,5^\circ$	$\lambda$	-18*	5131	241
$5^\circ$	$0.25\lambda$	-18	1985	73
$5^\circ$	$0.5\lambda$	-18	987	73
$5^\circ$	$\lambda$	-18*	487	73
$10^\circ$	$0.25\lambda$	-18	534	37
$10^\circ$	$0.5\lambda$	-18	286	37
$10^\circ$	$\lambda$	-18*	131	37

\* - Значение, соответствующее боковому фону.

Сравнение полученного числа излучателей в ККАР с числом излучателей в АР, образованной четырьмя плоскими решетками, сканирующими в пределах  $\pm 45^\circ$ , показывает увеличение числа излучателей при одинаковых значениях ширины луча и УБЛ. Однако, в плоской АР возникает необходимость поочередной коммутации отдельных составных частей, что приводит к усложнению конструкции и росту потерь. Основными преимуществами, как было показано раньше, будут являться широкополосность антенны а также сохранение формы ДН при сканировании.

Выше была показана возможность обеспечения заданного УБЛ выбором амплитудного распределения по кольцам или числа элементов в кольце методом Фурье-Бесселя. Такой алгоритм расчета приводит к значительному увеличению числа излучателей в ККАР и уменьшению дальних боковых лепестков в соответствии с выбранной функцией  $\Lambda_p(\phi)$ . Можно уменьшить число излучателей путем увеличения углового шага с последующей численной проверкой полученных результатов, путем суммирования полей элементов ККАР. В этом случае возможно увеличение дальних боковых лепестков в допустимых пределах.

## 2.9. Расчет ДН ККАР с заданным УБЛ с помощью ряда Шлемильха

Определим с помощью ряда Шлемильха амплитудное распределение в ККАР для функции (37). Коэффициенты разложения функции  $F(\phi)$  в ряд Шлемильха определяются по формулам:

$$a_0 = 2 - \frac{4}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{J_2(\alpha u \sin \psi)}{\sin \psi} d\psi du$$

$$a_k = -\frac{4}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{J_2(\alpha u \sin \psi) \cos(ku)}{\sin \psi} d\psi du$$
(41)

где  $\alpha = \frac{4R}{\lambda} \max$ ,  $u \sin \psi = \pi \sin\left(\frac{\phi}{2}\right)$  - подстановки.

На рис.64. приведены результаты численного исследования ККАР с максимальным радиусом  $R=1,2\lambda$  при УБЛ-18 при различном амплитудном распределении и размещении излучателей на кольцах. На рис.64: 1-ДН ККАР с равномерным амплитудным распределением и непрерывным размещением излучателей на кольцах, при расстоянии между кольцами  $\lambda/4$ ; 2- ДН ККАР с равномерным амплитудным распределением и дискретным размещением излучателей на кольцах с шагом  $\lambda/4$ , при расстоянии между кольцами  $\lambda/4$ ; 3- ДН ККАР с амплитудным распределением (41) и дискретным размещением излучателей на кольцах с шагом  $\lambda/4$ , при расстоянии между кольцами  $\lambda/4$ ; 4- 1-ДН ККАР с амплитудным распределением (41) и непрерывным размещением излучателей на кольцах, при расстоянии между кольцами  $\lambda/4$ .

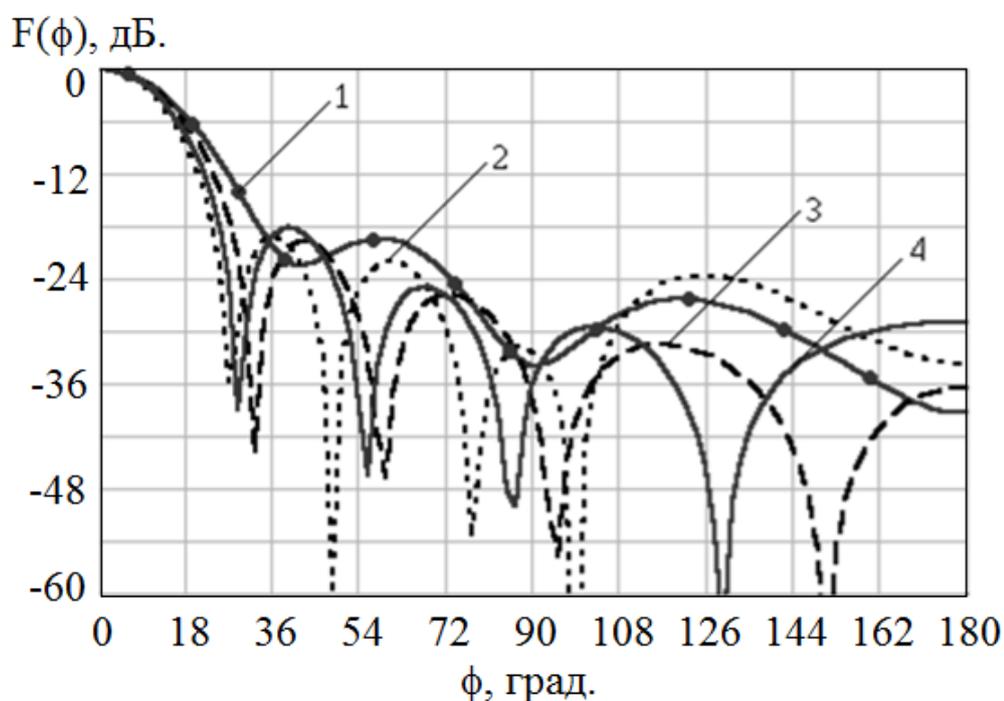


Рис.64. ДН ККАР при амплитудном распределении (41) и равномерном амплитудном распределении.

Аналогично можно определить амплитудное распределение для УБЛ  $-24$  дБ. При этом ДН ККАР запишется в виде  $\Lambda_2$ -функции второго порядка (39). Коэффициенты разложения ДН ККАР в ряд Шлемильха определяются по формулам:

$$a_0 = 2 - \frac{16\pi^2}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{J_3(\alpha u \sin \psi)}{\alpha u \sin^2 \psi} d\psi du \quad (42)$$

$$a_k = -\frac{16\pi^2}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{J_3(\alpha u \sin \psi) \cos(ku)}{\alpha u \sin^2 \psi} d\psi du$$

На рис.65 приведены результаты численного исследования ККАР с максимальным радиусом  $R=1,2\lambda$  при УБЛ-24 дБ при различном амплитудном распределении и размещении излучателей на кольцах. На рис.65: 1-ДН ККАР с равномерным амплитудным распределением и непрерывным размещением излучателей на кольцах, при расстоянии между кольцами  $\lambda/4$ ; 2- ДН ККАР с равномерным амплитудным распределением и дискретным размещением излучателей на кольцах с шагом  $\lambda/4$ , при расстоянии между кольцами  $\lambda/4$ ; 3- ДН ККАР с амплитудным распределением (42) и дискретным размещением излучателей на кольцах с шагом  $\lambda/4$ , при расстоянии между кольцами  $\lambda/4$ ; 4- 1-ДН ККАР с амплитудным распределением (42) и непрерывным размещением излучателей на кольцах, при расстоянии между кольцами  $\lambda/4$ .

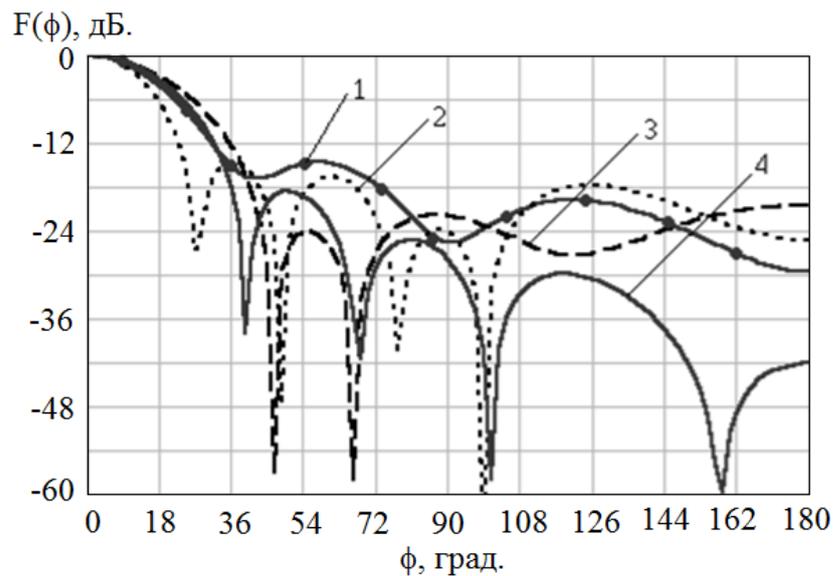


Рис.65. ДН ККАР при амплитудном распределении (42) и равномерном амплитудном распределении.

Те же ДН с низким УБЛ можно получить при равномерном возбуждении, если число излучателей на кольцах пропорционально коэффициентам  $a_k$ . На рис.66: 1- равномерное амплитудное распределение и эквидистантное размещение излучателей на кольцах; 2- 1- амплитудное распределение (41) и эквидистантное размещение излучателей на кольцах; 3- равномерное амплитудное распределение и размещение излучателей на кольцах, пропорционально коэффициентам  $a_k$  (41). На рис.67: 1- равномерное амплитудное распределение и эквидистантное размещение излучателей на кольцах; 2- 1- амплитудное распределение (42) и эквидистантное размещение излучателей на кольцах; 3- равномерное амплитудное распределение и размещение излучателей на кольцах, пропорционально коэффициентам  $a_k$  (42).

На рис.68 б показана схема размещения элементов при равномерном возбуждении и неэквидистантном размещении. На рис.64 а показана схема размещения элементов при эквидистантном размещении элементов и амплитудном распределением на кольцах пропорциональным коэффициентам  $a_k$ .

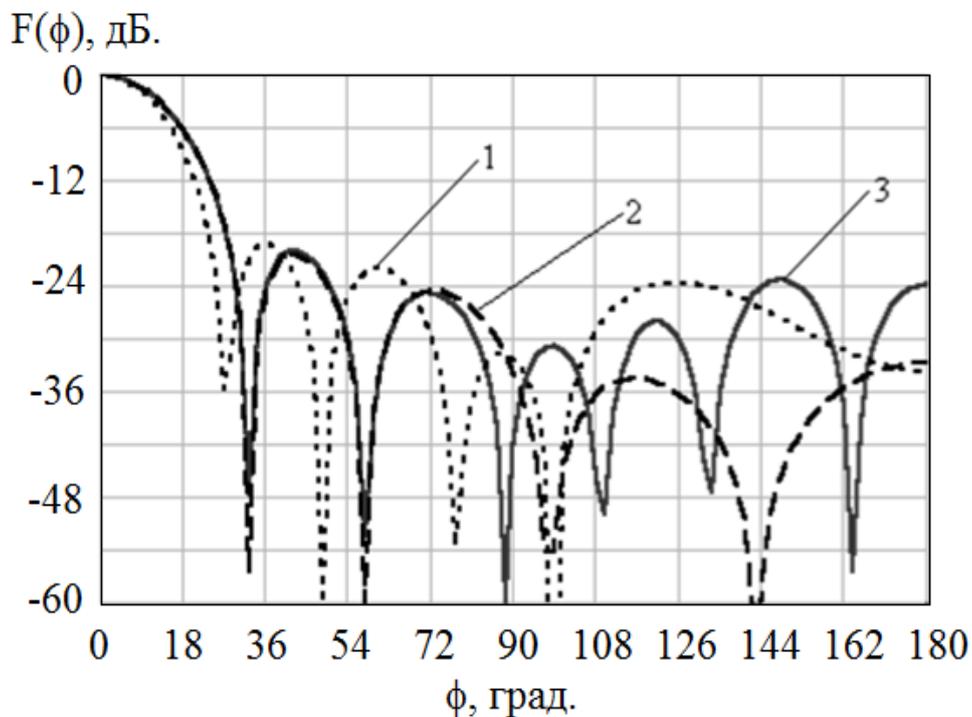
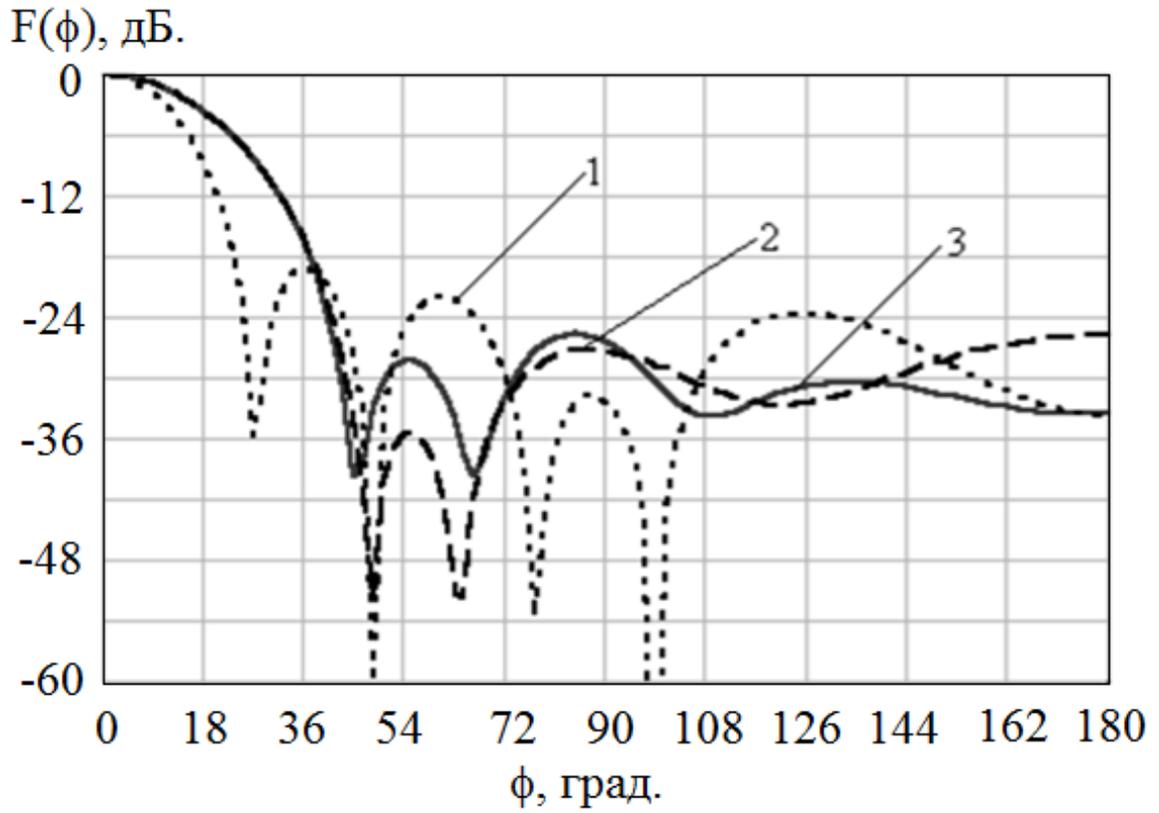


Рис.66. ДН ККАР при различном амплитудном распределении и размещении излучателей на кольцах.



67. ДН ККАР при различном амплитудном распределении и размещении излучателей на кольцах.

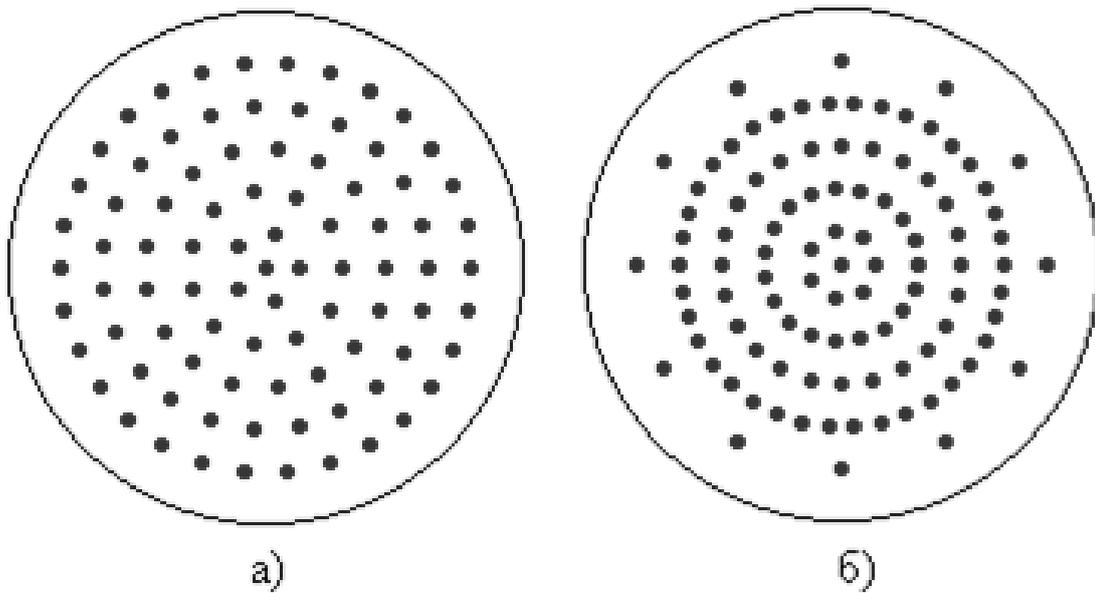


Рис.68. Схема размещения элементов ККАР.

Разработаны методы синтеза сканирующей кольцевой концентрической антенной решетки по заданному УБЛ с использованием разложения Шлемильха и ряда Фурье-Бесселя.

Выявлена возможность минимизации УБЛ в кольцевых концентрических антенных решетках путем увеличения числа элементов в системе. Показано увеличение числа элементов, по сравнению с минимальным, при обеспечении заданного максимального УБЛ и уровня бокового излучения.

Приведены примеры расчета концентрической дискретной системы излучателей с заданным УБЛ  $-18$  и  $-24$  дБ

## **2.10. Пространственные антенные решетки**

Перспективным направлением создания бортовых антенных систем являются АФАР с пространственным размещением элементов и цифровым диаграммообразованием [99]. При ограниченном секторе сканирования и использовании направленных излучателей можно уменьшить УБЛ и ослабить взаимодействие между излучателями. Однако, при этом возникает необходимость размещения элементов таким образом, чтобы они не затеняли друг друга. Для устранения эффекта затенения, излучатели размещаются не на всей площади, а в определенном секторе.

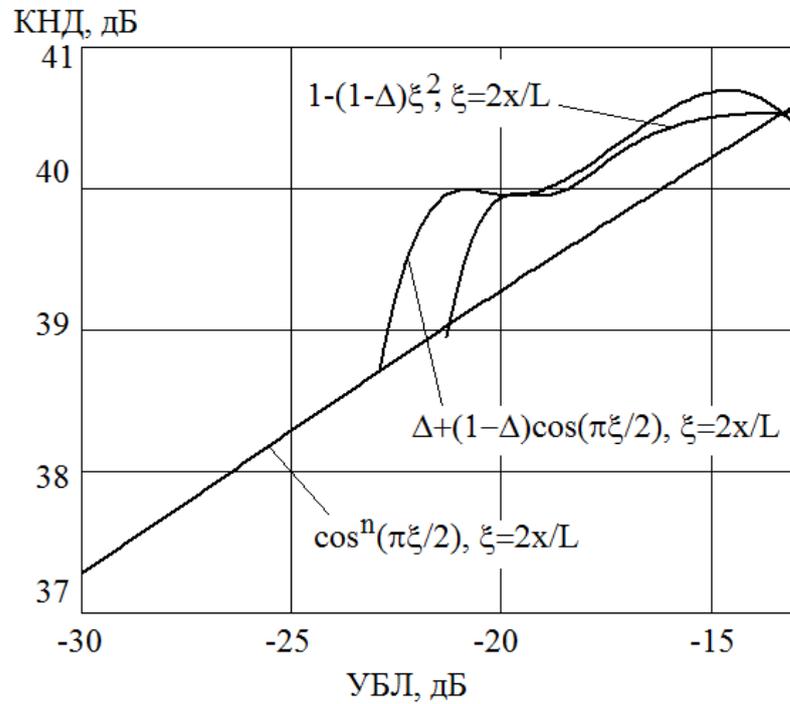
Пространственное размещение элементов и соответствующее управление АФР позволяют уменьшить число элементов в антенной решетке и распределительной системе и исключить из схемы построения коммутирующие устройства, что существенно упрощает распределительную систему антенны. Пространственное размещение имеет ряд преимуществ по сравнению с плоскостным и поверхностным. Эти преимущества перечисляются в монографиях, начиная с 70-х. В работах также отмечены трудности, связанные с практической реализацией антенного полотна, распределительной системы и управляющих устройств. Одним из основных преимуществ можно считать увеличение шага излучателей в решетке особенно это требуется для АФАР

миллиметрового диапазона волн. Эти же проблемы относятся и к совмещенным ФАР с плотной упаковкой элементов в антенном полотне.

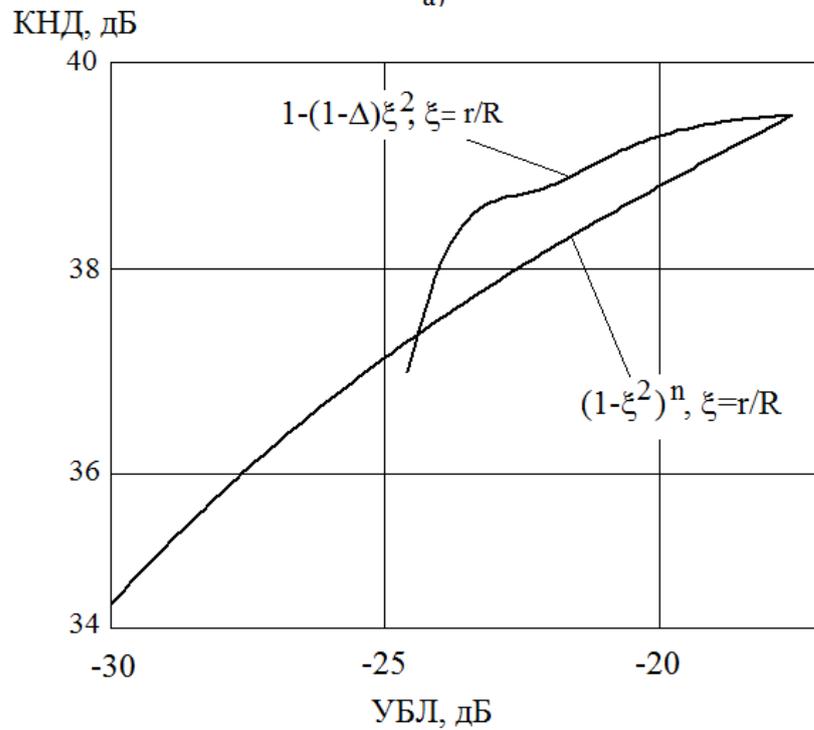
В современных бортовых антенных системах уровень бокового и обратного излучения не должен превышать  $-20\text{дБ}$  при достаточно жестких требованиях к энергетическим и массогабаритным характеристикам. Размеры раскрыва таких систем определяются размерами поперечного сечения ЛА. Использование спадающего амплитудного распределения для уменьшения УБЛ приводит к сильному уменьшению усиления АР. Известны различные законы изменения АФР, а также широко применяется синтез АФР для получения требуемого УБЛ при минимальном падении усиления. Для решения задач синтеза наиболее эффективными оказываются численные методы оптимизации, такие, например, как генетический алгоритм. Однако, численные методы оптимизации применимы при работе антенной системы в узкой полосе частот. Поэтому целесообразно использовать комбинированные методы синтеза амплитудно-фазового распределения и пространственного размещения элементов АР.

Для сравнения преимуществ пространственных антенных решеток с плоскими антенными решетками можно показать зависимость КНД от УБЛ при различных амплитудных распределениях. Как было отмечено выше, в пространственных антенных решетках УБЛ снижается только за счет оптимального распределения излучателей в пространстве, при этом число элементов и размер эквивалентной апертуры сохраняются, поэтому значение КНД при любом УБЛ будет не меньше значения КНД для плоской АР с равномерным амплитудным распределением. Для снижения УБЛ в плоских антенных решетках применяется синтез АФР или оптимизация размещения элементов. Оба способа приводят к снижению коэффициента усиления антенны. Это можно проиллюстрировать зависимостью КНД от УБЛ рис.69 при различных формах амплитудного распределения в плоских антенных решетках с прямоугольным и круглым раскрывом. На рис.69: а- зависимости КНД от УБЛ для прямоугольного

раскрыва при различных амплитудных распределениях, б- зависимости КНД от УБЛ для круглого раскрыва при различных амплитудных распределениях.



а)



б)

Рис. 69. Зависимость коэффициента направленного действия от УБЛ при увеличении размеров излучающего раскрыва.

Поскольку в пространственных антеннах форма эквивалентного излучающего раскрыва остается постоянной, то и теоретическая зависимость КНД от УБЛ будет постоянной.

### 2.11. Исследование характеристик направленности кольцевой концентрической антенной решетки с широкоугольным сканированием для сотового телефона

Многослойная технология изготовления печатных плат позволяет миниатюризировать антенное полотно и распределительную систему ККАР, а также совместить антенное полотно и устройство управления лучом. В этом случае целесообразно применять цифровое диаграммообразование и управление лучом. Активная фазированная антенная решетка работает следующим образом. Двухдиапазонная работа обеспечивается схемой построения ФАР, цифровым формированием и управлением луча, а также широкополосными элементами. Модель антенной решетки приведена на рис.70.

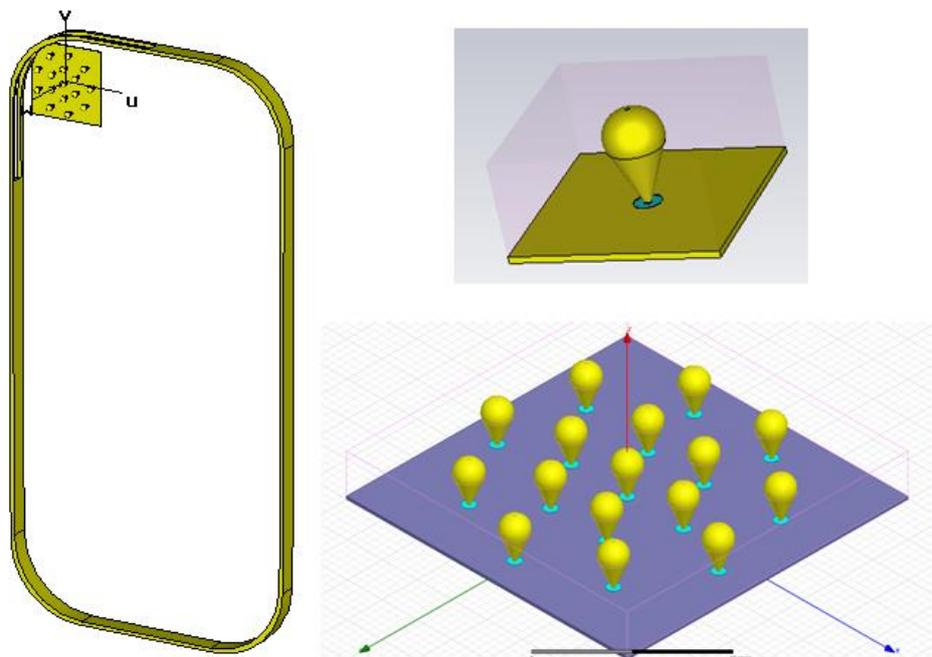


Рис.70. Модель ККАР в корпусе сотового телефона.

В качестве элементов ФАР необходимо использовать широкополосные излучатели с круговой ДН в азимутальной плоскости. Этим требованиям удовлетворяют несимметричные биконические вибраторы и их модификации.

Формирование ДН осуществляется в плоскости размещения элементов фазовым методом. Фазирование элементов реализуется схемой цифрового диаграммообразования, таким образом, чтобы обеспечить пространственное формирование лучей с плоской апертуры. Шаг размещения элементов составляет примерно одну длину волны в диапазоне – 57-66 ГГц и две длины волны в диапазоне 27-30 ГГц. Размещение элементов с шагом, превышающим длину волны не приводит возникновению дифракционных максимумов в антенной решетке при сканировании в азимутальной плоскости. Это иллюстрируется результатами электродинамического моделирования, приведенными на рис.71.

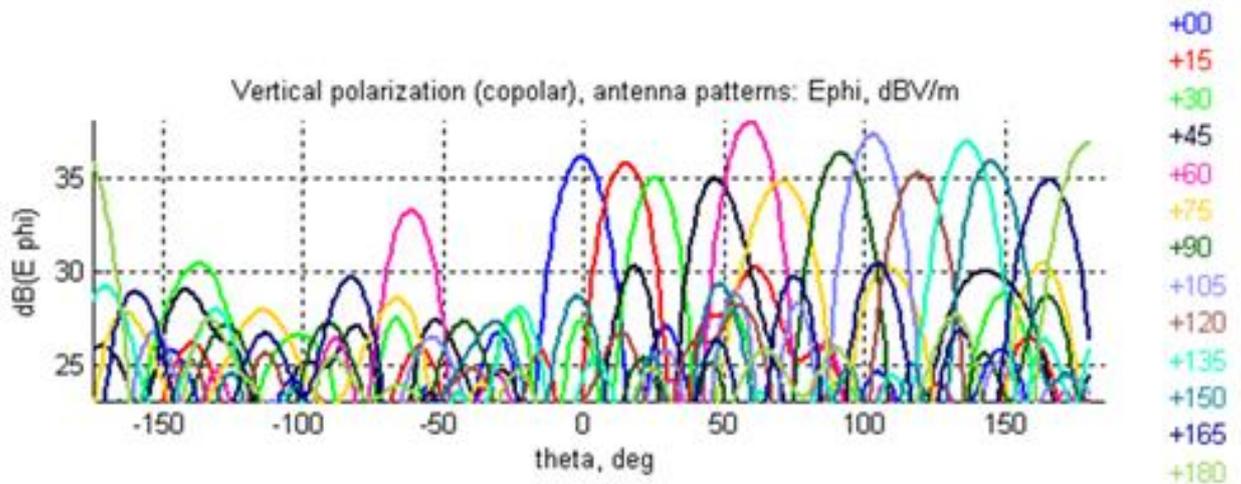


Рис.71.результатами электродинамического моделирования ККАР при широкоугольном сканировании в азимутальной плоскости.

Таким образом, разработана активная фазированная антенная решетка с двумерным широкоугольным сканированием и цифровой диаграммообразующей системой, работающая в двух частотных диапазонах. В предложенной структуре размещения элементов при перемещении луча отсутствует углочастотная чувствительность, поэтому при наличии широкополосных элементов пространственные структуры обладают широкой рабочей полосой.

Пространственное размещение элементов и соответствующее управление амплитудно-фазовым распределением позволяют уменьшить число элементов в антенной решетке и распределительной системе и исключить из схемы построения коммутирующие устройства, что существенно упрощает распределительную систему данной антенны по сравнению с распределительными системами аналогов.

### **2.12 Выводы**

Таким образом, во второй главе предложены и исследованы характеристики направленности ККАР как антенн с широкоугольным сканированием. Найдены зависимости ширины ДН и УБЛ от относительных размеров решетки и числа элементов. Определены зависимости КНД ККАР от числа и направленности элементов.

Выявлены диапазонные и широкополосные свойства ККАР, которые существенно превышают аналогичные характеристики плоских антенн. Полоса в ККАР ограничена не частотным смещением луча, а ростом УБЛ и уменьшением КНД.

Предложены схемы возбуждения: фидерные и с помощью радиального волновода.

Приведены антенны с двумерным сканированием, которое реализуется на ККАР, а так же набором дисковых антенн.

### 3 ВОЛНОВОДНЫЕ РАСПРЕДЕЛИТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ С ВОЛНОЙ ТИПА Т

#### 3.1 Распределительные системы с волной типа Т

Важнейшим вопросом является разработка устройств возбуждения и распределительных систем, обеспечивающих работу в широкой полосе при сохранении широкого сектора обзора пространства.

Одним перспективных направлений является построение распределительных систем на основе линий с волной типа Т. Такие возбуждающие системы могут быть выполнены в виде коаксиальных делителей, радиальных или концентрических сферических волноводов. На рис.72-77 приведены варианты построения распределительных систем, особенностью, которых является сочетание способов фидерного и оптического возбуждения, позволяющее минимизировать потери. Кроме того, все рассматриваемые системы имеют малые продольные габариты, что немаловажно при использовании антенных систем на мобильных носителях.

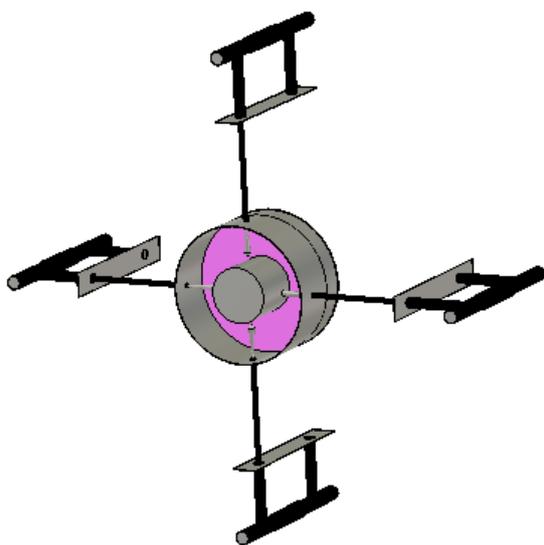


Рис.72. Коаксиальный многоканальный делитель мощности на 4 элемента

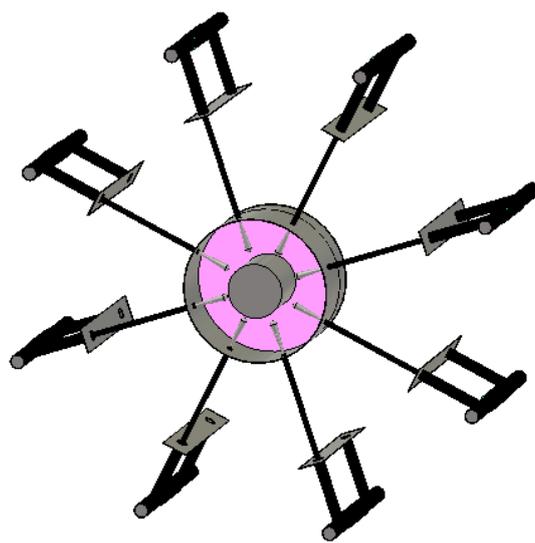


Рис.73. Коаксиальный многоканальный делитель мощности на 8 элементов

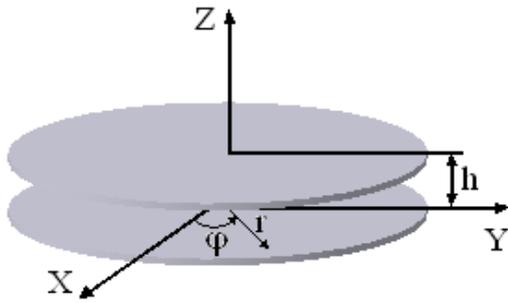


Рис.74. Радиальный волновод

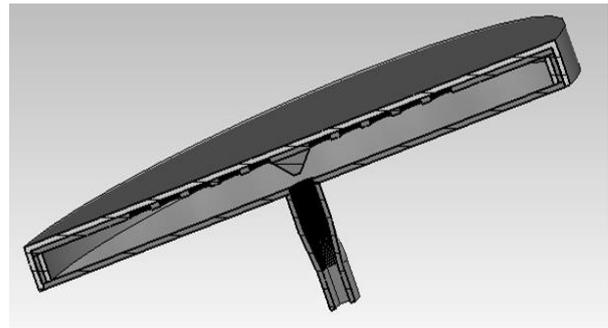


Рис.75. Распределительная система на радиальном волноводе

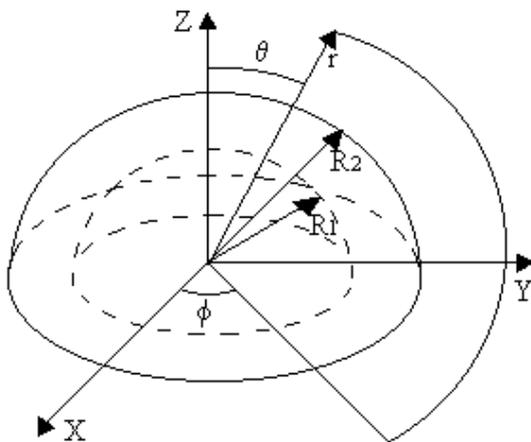


Рис.76. Концентрический сферический волновод

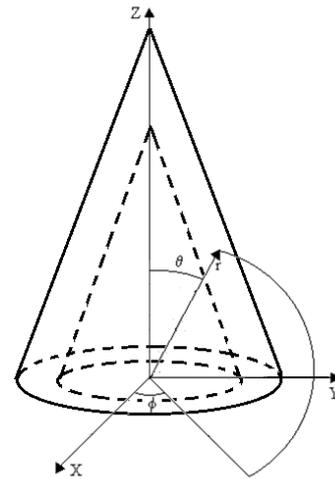


Рис.77. Конический волновод

Распределительные системы в виде коаксиальных многоканальных делителей мощности являются альтернативным вариантом микрополосковых делителей рис.78, применяемых для возбуждения излучателей многолучевой антенной решетки, модель и фотография которой приведены на рис.79 и 80. Применение коаксиальных делителей мощности позволяет увеличить энергетический потенциал и уменьшить потери в распределительной системе.



Рис.78. Микрополосковый делитель

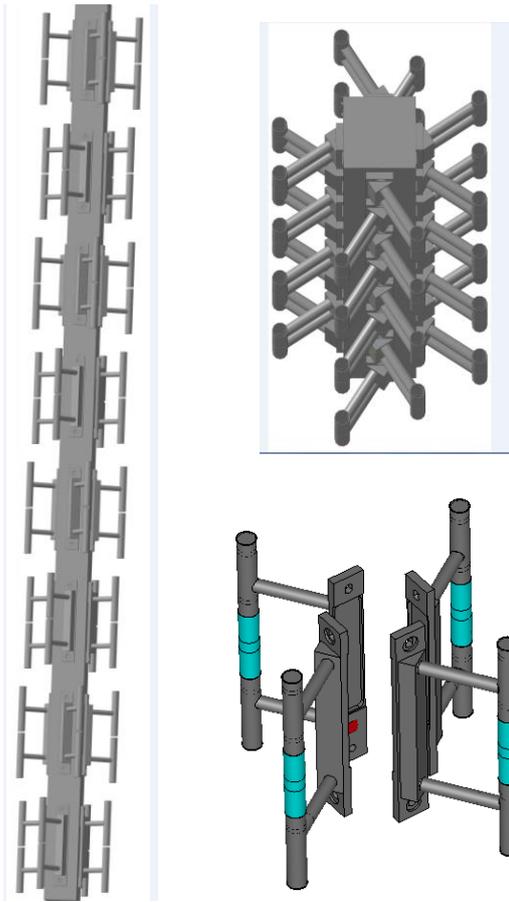
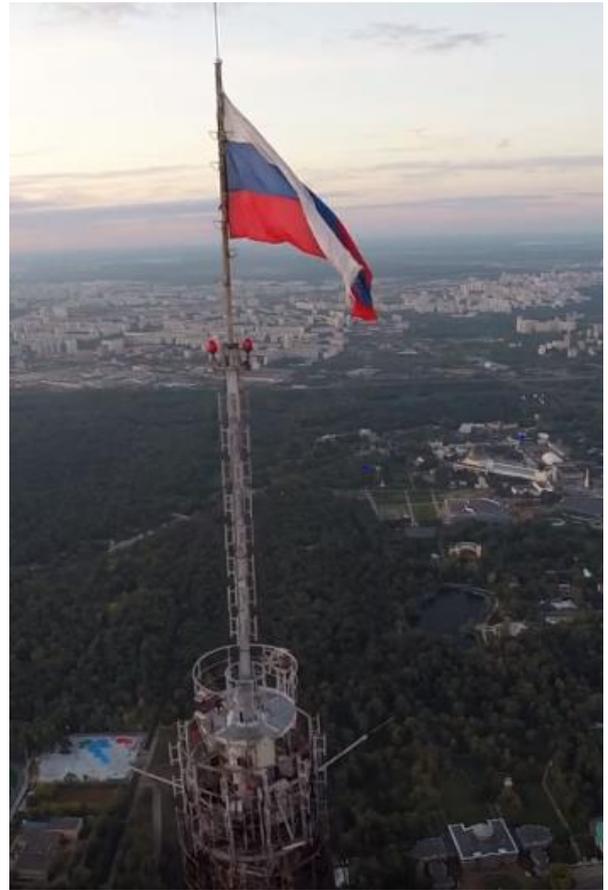
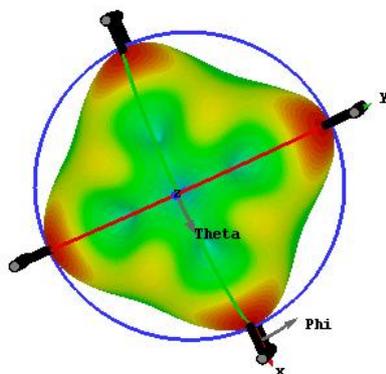
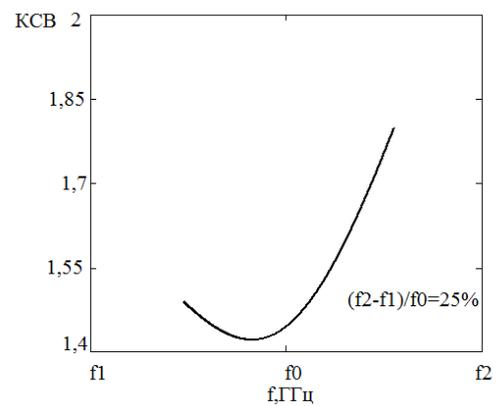


Рис.79.Модель антенной решетки

Рис.80.Фотография антенной  
решетки

На рис.81 и 82 приведены результаты электродинамического моделирования антенной решетки с распределительной системой в виде коаксиального делителя.

Рис.81.Размещение элементов на  
одном этапе решеткиРис.82.Зависимость КСВ от  
частоты

Распределительные системы в виде радиального, концентрического сферического и конического волновода удобны для возбуждения конформных антенных решеток. На рис. 83 показана многолучевая антенна телекоммуникационной системы возвращаемого космического аппарата, возбуждаемая конической распределительной системой.

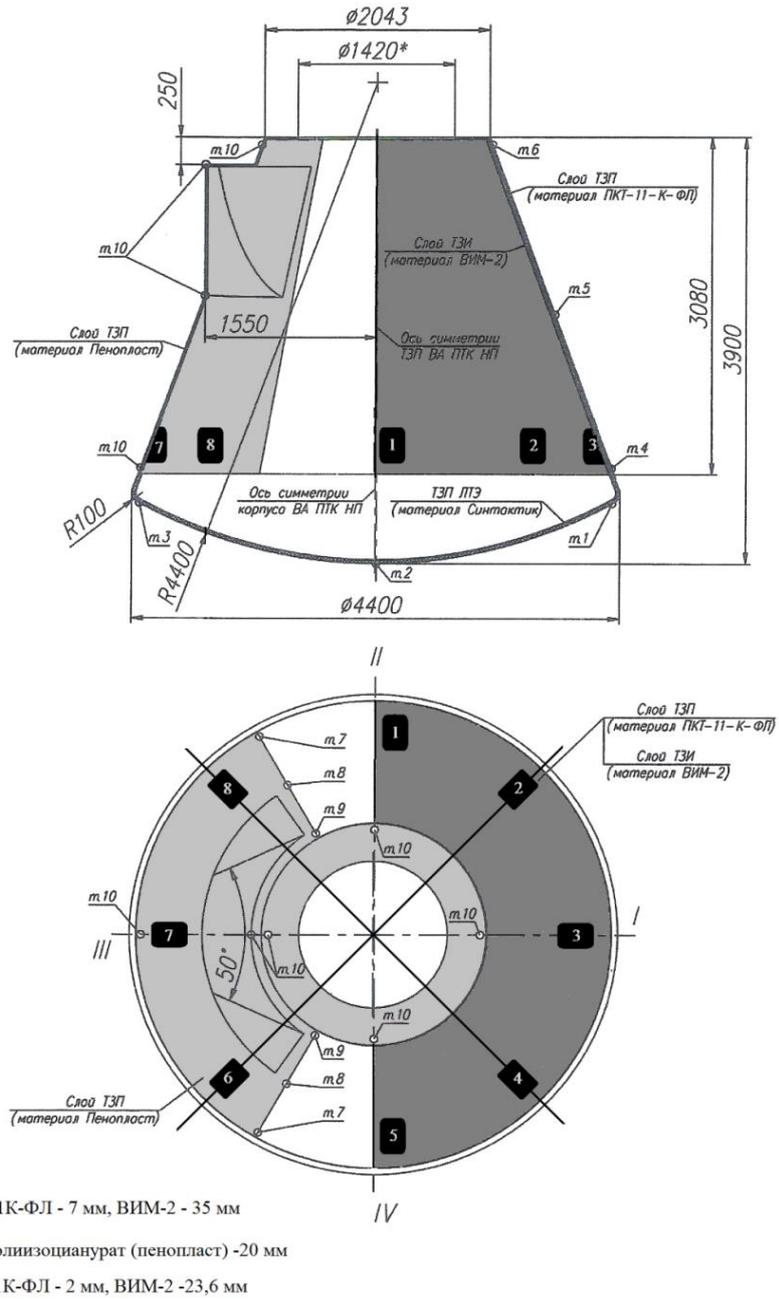


Рис. 83 Многолучевая антенна телекоммуникационной системы возвращаемого космического аппарата, возбуждаемая конической распределительной системой.

В приложении А приведен алгоритм расчета характеристик направленности антенной решетки с учетом влияния проводящей конической поверхности возвращаемого аппарата, а также представлены результаты электродинамического моделирования. Для обеспечения многочастотной или широкополосной работы в некоторых случаях целесообразно использовать распределительные системы на основе микрополосковых линий. Результаты расчета и экспериментального исследования двухдиапазонной антенной решетки вторичного обзорного радиолокатора представлены на рис.84-88.



Рис.84. Антенная система модуля вторичного радиолокатора, стадия сборки.

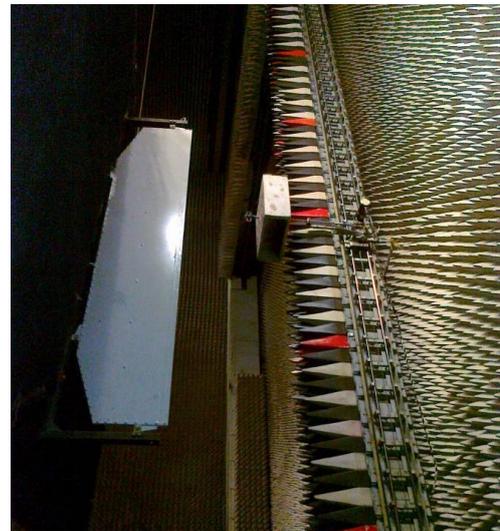


Рис.85. Испытательный стенд с элементом модуля вторичного радиолокатора

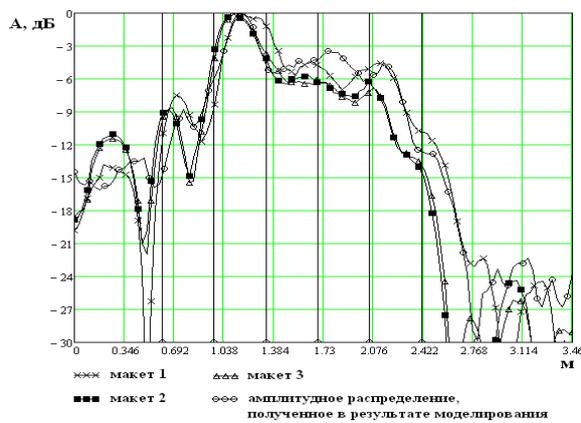


Рис.86. Косекансная диаграмма антенной решетки

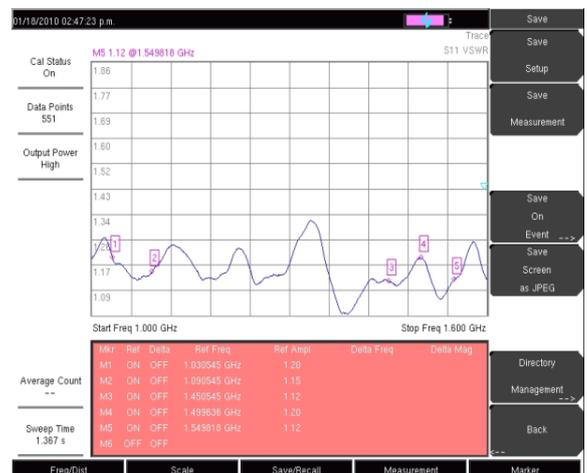


Рис.87. Зависимость КСВ от частоты, полученная экспериментально.

Испытания макета антенной решетки проводились в безэховой камере. Внешний вид стенда представлен на рис. 85. Линейная антенная решетка была закреплена на расстоянии 3.5 м от пола, на металлической ферме, закрытой радиопоглощающим материалом. Расстояние до измерительного зонда изменялось при переходе от одного диапазона к другому. Зонд представляет собой две, ортогонально сориентированные антенны, с линейными поляризациями и независимыми фидерными трактами. Одна антенна предназначена для съема вертикальной поляризации и сориентирована параллельно антенной решетке, другая предназначена для измерения кросполяризационной составляющей. Зонд, перемещался по вертикальной и горизонтальной осям с шагом, заданным оператором (шаг выбирается, в зависимости от частоты и требуемой точности, независимо для каждой оси). В каждой точке зонд производил измерения амплитудной и фазовой составляющей поля.

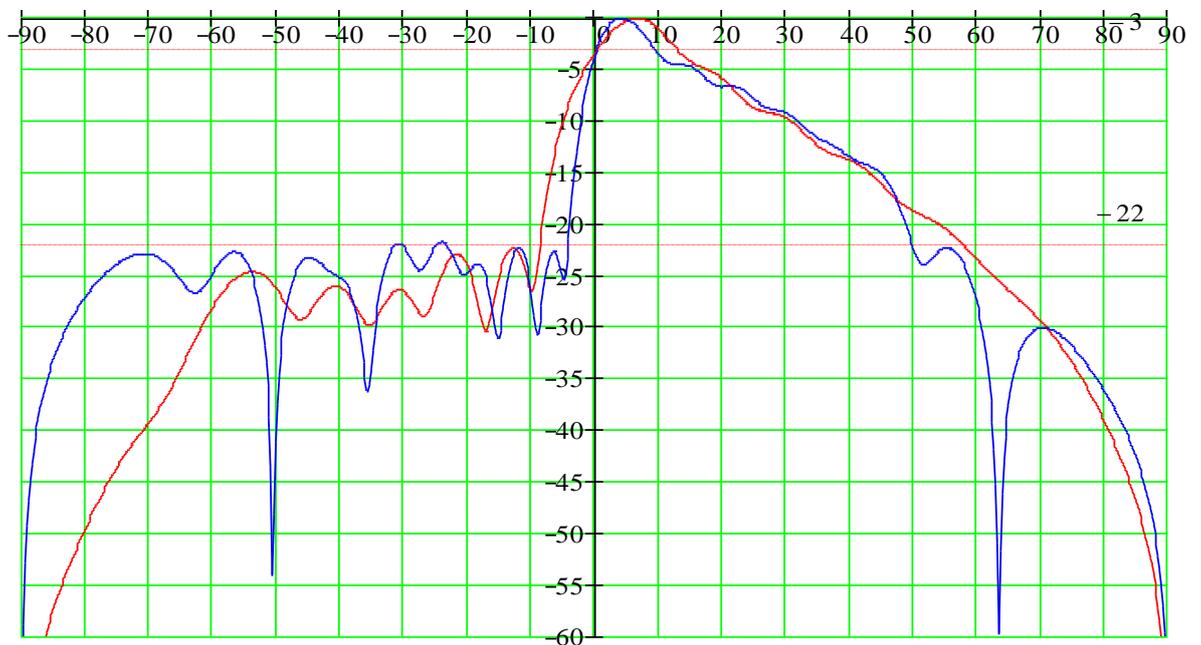


Рис.88. ДН линейного излучателя с косекансной ДН на средних частотах 1-ого и 2-ого диапазонов

Рассматриваемые широкополосные многоканальные делители мощности, позволяют повысить энергетические характеристики. Особенностью, таких возбуждателей является сочетание способов фидерного и оптического возбуждения, позволяющее минимизировать потери. Кроме того, все рассматриваемые распределительные системы имеют малые продольные габариты, что немаловажно при использовании антенных систем на мобильных носителях. В работе проведено исследование таких распределительных систем и определены структуры полей.

Такие возбуждители обладают преимуществами фидерного способа возбуждения, но в отличие от него имеют значительно меньшее затухание, так как используют практически свободное пространство. В отличие от пространственного возбуждения радиальный волновод обладает компактностью, экранированием и большим коэффициентом использования. Однако, практическое использование волноводов требует определение допусков возбуждающей системы плоской формы.

### 3.2 Распределительные системы на основе радиального волновода

Радиальный волновод (РВ) представляет собой направляющую систему, состоящую из двух проводящих дисков, расположенных на расстоянии  $h$  параллельно друг другу (рис.89)[82].

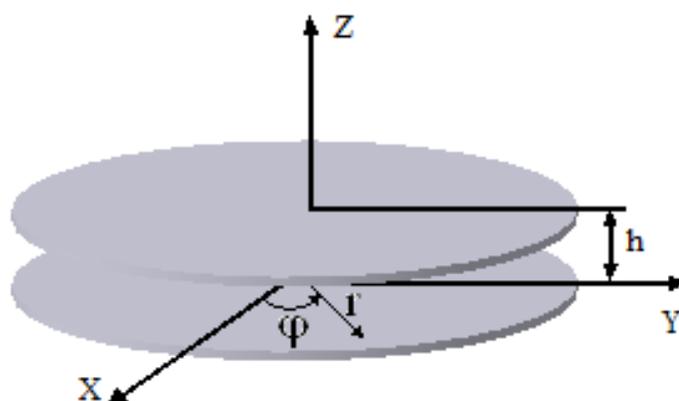


Рис.89.Радиальный волновод.

Направляющая система в виде РВ имеет целый ряд преимуществ (например, хорошие массогабаритные характеристики, малые потери, удобство изготовления), поэтому находит широкое практическое применение:

- в фазированных антенных решетках ФАР, работающих на одной или двух частотах;
- для возбуждения антенных решеток АР с механическим сканированием;
- при построении активных фазированных антенных решеток АФАР;
- для обеспечения многолучевого режима работы ФАР РЛС.

В качестве примера областей применения РВ можно привести ФАР бортовой РЛС «Сокол» из диэлектрических стержневых излучателей и двухчастотную решетку из печатных излучателей. На рис.90 и 91 показана направляющая система на РВ, применяемая для возбуждения антенной решетки бортовой РЛС рис.92. На рис.93 приведены опытные образцы антенных решеток, возбуждаемых радиальным волноводом.

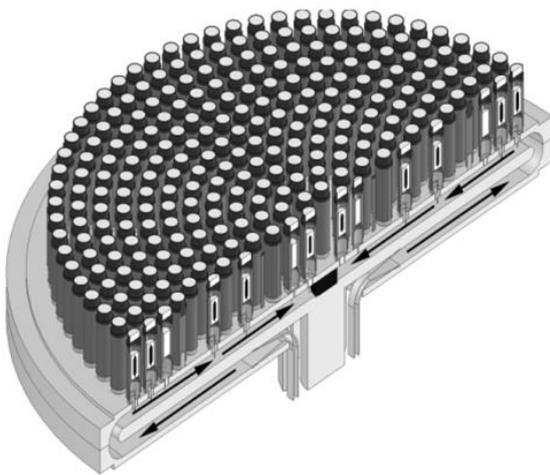


Рис.90.Распределительная система на радиальном волноводе (возбуждение радиального волновода с краев)

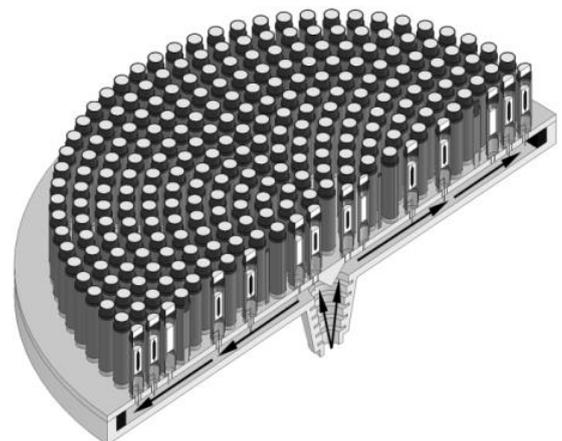


Рис.91.Распределительная системы на радиальном волноводе (возбуждение радиального волновода из центра)

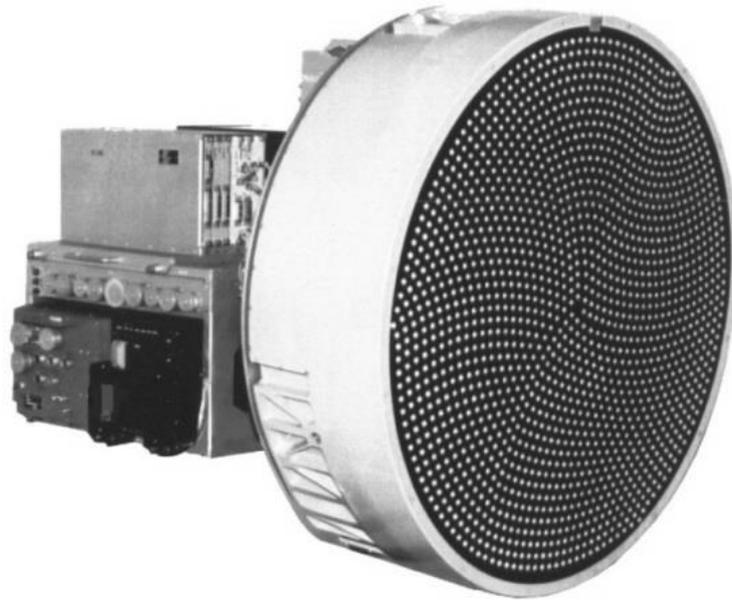


Рис.92. Бортовая ФАР самолетной РЛС «Сокол».



Рис.93. Опытные образцы антенных решеток, возбуждаемых радиальным волноводом.

Для управления разреженной и теоретически плотной в конструктивном плане решеткой при ограниченном секторе сканирования была предложена принципиально новая схема размещения излучателей. Пластиковая, гибкая лента, включающая в себя вклеенные или вмонтированные излучатели с фазовращателями и электрические цепи питания фазовращателей, обладает гибкостью и технологичностью конструкции. Антенное полотно, формируемое из таких лент, может иметь произвольное распределение элементов, т.к. гибкие

ленты могут скручиваться в рулоны или принимать любые другие формы. В апертуре излучатели размещены по однозаходной или многозаходной эвольвентной спиральной структуре, неэквидистантно, но с плотной упаковкой.

Такая схема размещения излучателей позволяет обеспечить поэлементное управление в сочетании с высокой технологичностью. В результате этого конструктивного решения произошел переход от технологичности гексагональных схем к технологичности неэквидистантных ФАР.

При создании совмещенных ФАР необходимо учитывать сложность построения питающей распределительной системы решетки, которая будет оказывать основное влияние на массогабаритные параметры разрабатываемой антенны. Распределительная система должна обеспечивать необходимое АФР по раскрытию ФАР для обоих совмещаемых диапазонов, а также моноимпульсный режим их работы. Распределительная система в виде радиального волновода наилучшим образом подходит для реализации заданных характеристик.

Применение совмещенной ФАР обусловлено следующими факторами:

1. Увеличение точности моноимпульсной пеленгации за счет использования во втором диапазоне более коротких волн;
2. Увеличение помехозащищенности за счет работы на двух частотах;
3. Применение ФАР позволяет независимо для каждого из частотных диапазонов регулировать АФР по раскрытию антенны, и соответственно изменять такие характеристики антенны как УБЛ, КИП;
4. Применение ФАР позволяет создать моноимпульсную антенную систему с минимальными продольными габаритными размерами.

Наиболее соответствует этим требованиям совмещенная ФАР построенная на основе радиального волновода. Такой способ построения конструкции АР позволяет сделать ее наиболее технологичной и компактной. Применение распределительной системы на основе радиального волновода позволяет использовать ее сразу на двух совмещаемых частотных диапазонах рис.94, что исключает необходимость построения двух фидерных трактов для каждого из

частотных диапазонов. Основным достоинством такой распределительной системы является достаточная простота реализации моноимпульсного режима работы ФАР.

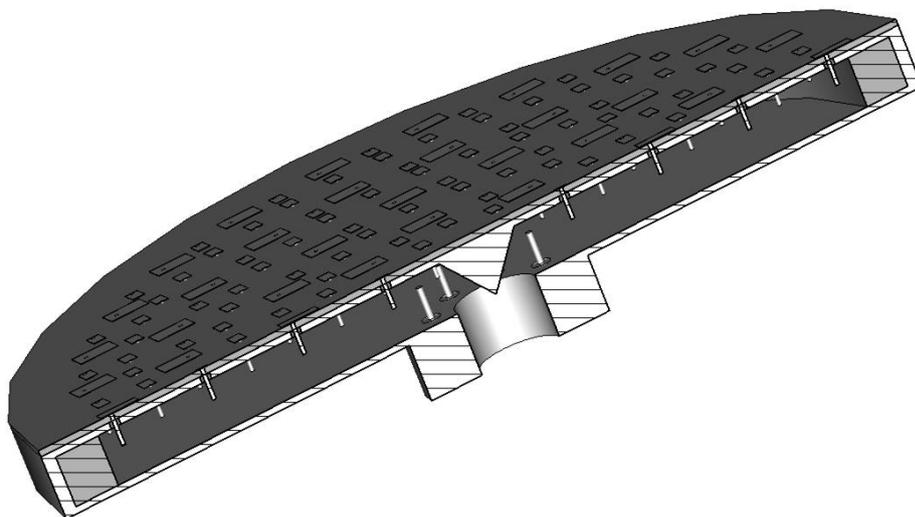


Рис.94. Общий вид совмещенной моноимпульсной АР на радиальном волноводе.

Вторым направлением развития радиальных систем может быть построение АР с механическим сканированием. Применение радиальной возбуждающей системы вместо полосковой позволяет снизить потери и упростить конструктивно-технологический процесс изготовления.

### 3.3. Основы теории радиального волновода

Радиальный волновод удобно рассматривать в цилиндрической системе координат, которую необходимо сориентировать так, чтобы ось  $z$  была бы направлена через оси дисков, а распространение волн осуществлялось вдоль радиуса  $r$ . Теория РВ хорошо известна. В таком волноводе основная волна распространяется с фазовой скоростью, равной скорости света в свободном пространстве. В соответствии с общепринятой терминологией [100,101], эта волна называется  $E_{00}$ .

Рассмотрим идеально проводящий РВ, заполненный воздухом, при возбуждении в нем полей с гармонической временной зависимостью. С учетом

электрофизических параметров среды ( $\varepsilon = 8,854 \cdot 10^{-12} \text{Ф/м}$ ,  $\mu = 1,257 \cdot 10^6 \text{Гн/м}$ ) и при отсутствии источников возбуждения уравнения Максвелла, описывающие поля в волноводе, примут вид:

$$\begin{aligned} \text{rot}\bar{E} + jk\bar{H} &= 0; \text{div}\bar{E} = 0; \\ \text{rot}\bar{H} - jk\bar{E} &= 0; \text{div}\bar{H} = 0. \end{aligned} \quad (43)$$

где  $\bar{E}, \bar{H}$  – комплексные амплитуды векторов напряженности электрического и магнитного поля в сферической системе координат,  $k = \omega/c$  – волновое число.

На проводящих поверхностях волновода граничные условия имеют вид:

$$E_t = 0; H_n = 0, \quad (44)$$

где  $E_t$  – касательная составляющая вектора напряженности электрического поля,  $H_n$  – нормальная составляющая вектора напряженности магнитного поля.

При отсутствии источников, возбуждающих волны в волноводе, уравнения (43) преобразуются в однородные волновые уравнения:

$$\nabla^2 \bar{E} + k^2 \bar{E} = 0 \quad (45)$$

$$\nabla^2 \bar{H} + k^2 \bar{H} = 0 \quad (46)$$

Поля в РВ (см. рис.81) удобно анализировать в цилиндрической системе координат. Уравнения (45) в цилиндрической системе координат принимают вид

$$\frac{\partial E_z}{\partial \phi} - \frac{\partial}{\partial z} (r E_\phi) = -jkr H_r \quad (47)$$

$$\frac{\partial E_r}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial r} = -jk H_\phi \quad (48)$$

$$\frac{\partial (r E_\phi)}{\partial r} - \frac{\partial E_r}{\partial \phi} = -jkr H_z \quad (49)$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial \phi} - \frac{\partial (rH_\phi)}{\partial z} = jkrE_r; \quad (50)$$

$$\frac{\partial H_r}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial r} = jkE_\phi; \quad (51)$$

$$\frac{\partial (rH_\phi)}{\partial r} - \frac{\partial H_r}{\partial \phi} = jkrE_z. \quad (52)$$

Электромагнитное поле волн в волноводе произвольного поперечного сечения обычно классифицируют по наличию или отсутствию продольных составляющих векторов напряженности электрического и магнитного полей [100-103]. По этой классификации электрическими волнами (типа E) называются волны, имеющие только электрическую продольную компоненту, а магнитными волнами (типа H) – только магнитную продольную компоненту. В данном случае волны удобно различать по наличию или отсутствию компонент поля по оси z.

Система уравнений для волн типа E в РВ имеет вид:

$$\frac{\partial E_z}{\partial \phi} - \frac{\partial (rE_\phi)}{\partial z} = -jkrH_r; \quad (53)$$

$$\frac{\partial E_r}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial r} = -jkH_\phi; \quad (54)$$

$$\frac{\partial (rE_\phi)}{\partial r} = \frac{\partial E_r}{\partial \phi}; \quad (55)$$

$$-\frac{\partial (rH_\phi)}{\partial z} = jkrE_r; \quad (56)$$

$$\frac{\partial H_r}{\partial z} = jkE_\phi; \quad (57)$$

$$\frac{\partial \left( r H_{\phi} \right)}{\partial r} - \frac{\partial H_r}{\partial \phi} = jkr E_z. \quad (58)$$

Для решения системы уравнений (43) удобно ввести вспомогательную функцию  $U$  и выразить через нее компоненты поля волны типа  $E$  [102].

$$\frac{\partial^2 U}{\partial z^2} + k^2 U = E_z; \quad (59)$$

$$\frac{\partial^2 U}{\partial z \partial r} = E_r; \quad (60)$$

$$\frac{\partial^2 U}{r \partial z \partial \phi} = E_{\phi}; \quad (61)$$

$$H_z = 0; \quad (62)$$

$$-\frac{jk \partial U}{r \partial \phi} = H_r; \quad (63)$$

$$-\frac{jk \partial U}{\partial r} = H_{\phi}. \quad (64)$$

Подставляем уравнение (58) в (59):

$$\frac{\partial^2 U}{\partial z^2} + k^2 U = \frac{1}{jkr} \left( \frac{\partial \left( r H_{\phi} \right)}{\partial r} - \frac{\partial H_r}{\partial \phi} \right) \quad (65)$$

Подставляем уравнения (63) и (64) в (65):

$$\frac{\partial^2 U}{\partial z^2} + \frac{\partial^2 U}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial U}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 U}{\partial \phi^2} + k^2 U = 0 \quad (66)$$

Проведем интегрирование уравнения (66) методом Фурье [103]. Интеграл уравнения представим в виде трех сомножителей:

$$U = R(r)Z(z)\Phi(\phi)$$

Подставив это выражение в уравнение (66) и разделив на  $R(r)\Theta Z(z)\Phi(\phi)$ , получим уравнение в полных производных:

$$\frac{1}{Z(z)} \frac{d^2 Z(z)}{dz^2} + \frac{1}{R(r)} \left( \frac{d^2 R(r)}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{dR(r)}{dr} \right) + \frac{1}{r^2} \frac{1}{\Phi(\phi)} \frac{d^2 \Phi(\phi)}{d\phi^2} + k^2 = 0 \quad (67)$$

Представим уравнение (67) в виде:

$$\frac{1}{R(r)} \left( \frac{d^2 R(r)}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{dR(r)}{dr} \right) + \frac{1}{r^2} \frac{1}{\Phi(\phi)} \frac{d^2 \Phi(\phi)}{d\phi^2} + k^2 = -\frac{1}{Z(z)} \frac{d^2 Z(z)}{dz^2} \quad (68)$$

Так как в уравнении (68) правая и левая части являются функциями независимых переменных то их можно приравнять постоянной величине  $\gamma^2$  аналогично [101-103]:

$$\frac{1}{Z(z)} \frac{d^2 Z(z)}{dz^2} + \gamma^2 = 0; \quad (69)$$

$$\frac{1}{R(r)} \left( \frac{d^2 R(r)}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{dR(r)}{dr} \right) + \frac{1}{r^2} \frac{1}{\Phi(\phi)} \frac{d^2 \Phi(\phi)}{d\phi^2} + \chi^2 = 0 \quad (70)$$

где  $\chi^2 = k^2 - \gamma^2$ .

Интеграл уравнения (69) имеет вид

$$Z(z) = A_1 \sin(\gamma z) + A_2 \cos(\gamma z) \quad (71)$$

где  $A_1, A_2$  - коэффициенты.

Для определения  $R(r)$  и  $\Phi(\phi)$  разделим уравнение (70) на  $r^2$ :

$$\frac{r^2}{R(r)} \left( \frac{d^2 R(r)}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{dR(r)}{dr} \right) + \frac{1}{\Phi(\phi)} \frac{d^2 \Phi(\phi)}{d\phi^2} + \chi^2 r^2 = 0 \quad (72)$$

Приравниваем уравнение (72) новой постоянной  $n^2$  и разбиваем его на два уравнения аналогично (68):

$$\frac{r^2}{R(r)} \left( \frac{d^2 R(r)}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{dR(r)}{dr} \right) - \chi^2 r^2 = -\frac{1}{\Phi(\phi)} \frac{d^2 \Phi(\phi)}{d\phi^2} = n^2 \quad (73)$$

$$\frac{1}{\Phi(\phi)} \frac{d^2 \Phi(\phi)}{d\phi^2} + n^2 = 0; \quad (74)$$

$$r^2 \frac{d^2 R(r)}{dr^2} + r \frac{dR(r)}{dr} + R(r) (\chi^2 r^2 - n^2) = 0. \quad (75)$$

Интегралы уравнений (60) и (61) можно записать в виде

$$\Phi(\phi) = B_1 \sin(n\phi) + B_2 \cos(n\phi) \quad (76)$$

$$R(r) = c_1 H_n^1(\chi r) + c_2 H_n^2(\chi r) \quad (77)$$

где  $B_1, B_2, c_1, c_2$  – коэффициенты,  $H_n^1(\chi r)$  и  $H_n^2(\chi r)$  – цилиндрические функции Ханкеля  $n$  – го порядка первого и второго рода соответственно [95-98].

Интеграл волнового уравнения (67) определяется произведением решений (71), (75) и (77):

$$U = \left( A_1 \sin(\gamma z) + A_2 \cos(\gamma z) \right) \left( B_1 \sin(n\phi) + B_2 \cos(n\phi) \right) \left( c_1 H_n^1(\chi r) + c_2 H_n^2(\chi r) \right) \quad (78)$$

При решении уравнения (78) необходимо учесть граничные условия:

$$E_r = 0, E_\phi = 0 \quad (\text{при } z = 0; z = h), \quad (79)$$

где  $h$  – высота РВ.

Для того, чтобы выполнялось условие (79) на поверхностях  $z=0; z=h$ , необходимо, чтобы на этих поверхностях

$$\frac{\partial U}{\partial z} = 0; \quad (80)$$

$$\frac{\partial U}{\partial z} = \gamma \left( A_1 \cos(\gamma z) + A_2 \sin(\gamma z) \right) \left( B_1 \sin(n\phi) + B_2 \cos(n\phi) \right) \left( c_1 H_n^1(\chi r) + c_2 H_n^2(\chi r) \right) = 0 \quad (81)$$

Равенство (81) возможно на поверхностях  $z=0; z=h$  при условии  $A_1 = 0$  и  $\cos(\gamma h) = 0$ .

Из последнего равенства имеем

$$\gamma = m\pi/h \quad (82)$$

Выражение для вспомогательной функции принимает вид

$$U = A_2 \cos\left(\frac{m\pi z}{h}\right) \left( B_1 \sin(n\phi) + B_2 \cos(n\phi) \right) \left( c_1 H_n^1(\chi r) + c_2 H_n^2(\chi r) \right) \quad (83)$$

Компоненты поля волн типа E определяются из уравнений (59-64):

$$E_{z,mn} = A_2 \chi^2 \cos\left(\frac{m\pi z}{h}\right) \left( B_1 \sin(n\phi) + B_2 \cos(n\phi) \right) \left( c_1 H_n^1(\chi r) + c_2 H_n^2(\chi r) \right) \quad (84)$$

$$E_{r,mn} = -A_2 \chi \frac{m\pi}{h} \sin\left(\frac{m\pi z}{h}\right) \left( B_1 \sin(n\phi) + B_2 \cos(n\phi) \right) \times \left( c_1 \left( H_{n-1}^1(\chi r) - \frac{n}{r} H_n^1(\chi r) \right) + c_2 \left( H_{n-1}^2(\chi r) - \frac{n}{r} H_n^2(\chi r) \right) \right); \quad (85)$$

$$E_{\phi,mn} = -\frac{A_2}{r} \frac{mn\pi}{h} \sin\left(\frac{m\pi z}{h}\right) \left( B_1 \cos(n\phi) - B_2 \sin(n\phi) \right) \left( c_1 H_n^1(\chi r) + c_2 H_n^2(\chi r) \right) \quad (86)$$

$$H_{z,mn} = 0; \quad (87)$$

$$H_{r,mn} = -\frac{jk n A_2}{r} \cos\left(\frac{m\pi z}{h}\right) \left( B_1 \cos(n\phi) - B_2 \sin(n\phi) \right) \left( c_1 H_n^1(\chi r) + c_2 H_n^2(\chi r) \right) \quad (88)$$

$$H_{\phi, mn} = jk\chi A_2 \cos\left(\frac{m\pi z}{h}\right) \left( B_1 \sin(n\phi) + B_2 \cos(n\phi) \right) \left( c_1 \left( H_{n-1}^1(\chi r) - \frac{n}{r} H_n^1(\chi r) \right) + c_2 \left( H_{n-1}^2(\chi r) - \frac{n}{r} H_n^2(\chi r) \right) \right) \quad (89)$$

Учитывая, условие излучения, при котором волна распространяется вдоль координаты  $r$  в одном направлении, выражения (86)-(89) можно упростить.

Выражения для вспомогательной функции и компонент поля волны типа E принимают вид

$$U = A_2 \cos\left(\frac{m\pi z}{h}\right) \left( B_1 \sin(n\phi) + B_2 \cos(n\phi) \right) c_2 H_n^2(\chi r); \quad (90)$$

$$E_{z, mn} = A_2 \chi^2 \cos\left(\frac{m\pi z}{h}\right) \left( B_1 \sin(n\phi) + B_2 \cos(n\phi) \right) c_2 H_n^2(\chi r); \quad (91)$$

$$\begin{aligned} E_{r, mn} &= -A_2 \chi \frac{m\pi}{h} \sin\left(\frac{m\pi z}{h}\right) \left( B_1 \sin(n\phi) + B_2 \cos(n\phi) \right) c_2 \left( H_{n-1}^2(\chi r) - \frac{n}{r} H_n^2(\chi r) \right) = \\ &= -A_2 \chi \frac{m\pi}{h} \sin\left(\frac{m\pi z}{h}\right) \left( B_1 \sin(n\phi) + B_2 \cos(n\phi) \right) c_2 H_n^{2'}(\chi r); \end{aligned} \quad (92)$$

$$E_{\phi, mn} = -\frac{A_2}{r} \frac{mn\pi}{h} \sin\left(\frac{m\pi z}{h}\right) \left( B_1 \cos(n\phi) - B_2 \sin(n\phi) \right) c_2 H_n^2(\chi r); \quad (93)$$

$$H_{z, mn} = 0; \quad (94)$$

$$H_{r, mn} = -\frac{jk n A_2}{r} \cos\left(\frac{m\pi z}{h}\right) \left( B_1 \cos(n\phi) - B_2 \sin(n\phi) \right) c_2 H_n^2(\chi r); \quad (95)$$

$$\begin{aligned} H_{\phi, mn} &= jk\chi A_2 \cos\left(\frac{m\pi z}{h}\right) \left( B_1 \sin(n\phi) + B_2 \cos(n\phi) \right) c_2 \left( H_{n-1}^2(\chi r) - \frac{n}{r} H_n^2(\chi r) \right) = \\ &= jk\chi A_2 \cos\left(\frac{m\pi z}{h}\right) \left( B_1 \sin(n\phi) + B_2 \cos(n\phi) \right) c_2 H_n^{2'}(\chi r). \end{aligned} \quad (96)$$

Компоненты простейшей волны  $E_{00}$  можно записать в виде:

$$E_z = A_2 B_2 k^2 \left( c_1 H_0^1(kr) + c_2 H_0^2(kr) \right); \quad (97)$$

$$E_r = 0; \quad (98)$$

$$E_{\phi} = 0; \quad (99)$$

$$H_z = 0; \quad (100)$$

$$H_r = 0; \quad (101)$$

$$H_{\phi} = jk^2 A_2 B_2 (c_1 H_{-1}^1(kr) + c_2 H_{-1}^2(kr)) \quad (102)$$

При  $\chi r \gg 1$  и  $\chi r \gg n$  функции Ханкеля можно заменить их асимптотическими приближениями:

$$H_n^1(kr) \approx \sqrt{\frac{2}{\pi kr}} e^{j\left(kr - \frac{n\pi}{2} - \frac{\pi}{4}\right)}, \quad H_n^2(kr) \approx \sqrt{\frac{2}{\pi kr}} e^{-j\left(kr - \frac{n\pi}{2} - \frac{\pi}{4}\right)}$$

Подставив асимптотические приближения в выражения для компонент поля основной волны  $E_{00}$ , получим

$$E_z = A_2 B_2 k^2 \sqrt{\frac{2}{\pi kr}} \left( c_1 e^{j\left(kr - \frac{\pi}{4}\right)} + c_2 e^{-j\left(kr - \frac{\pi}{4}\right)} \right) \quad (103)$$

$$H_{\phi} = jk^2 A_2 B_2 \sqrt{\frac{2}{\pi kr}} \left( c_1 e^{j\left(kr + \frac{\pi}{4}\right)} + c_2 e^{-j\left(kr + \frac{\pi}{4}\right)} \right) \quad (104)$$

### 3.4. Сравнение строгой и приближенной теории радиального волновода.

Рассмотрим решение, соответствующее волне, распространяющейся от источника, размещенного в начале координат.

Строгое решение для простейшей волны  $E_{00}$  имеет вид:

$$E_z = A_2 B_2 c_2 k^2 H_0^2(kr); \quad (105)$$

$$H_{\phi} = jk^2 A_2 B_2 c_2 H_{-1}^2(kr). \quad (106)$$

Приближенное решение для простейшей волны имеет вид:

$$E_z = A_2 B_2 c_2 k^2 \sqrt{\frac{2}{\pi kr}} e^{-j\left(kr - \frac{\pi}{4}\right)}; \quad (107)$$

$$H_{\phi} = A_2 B_2 c_2 k^2 \sqrt{\frac{2}{\pi kr}} e^{-j\left(kr + \frac{\pi}{4}\right)}. \quad (108)$$

На рис.95 и 96 показаны зависимости амплитуды и фазы вектора напряженности электрического поля простейшей волны от координаты  $kr$ , полученные при расчете по формулам (105) – сплошная линия и (107) – пунктирная линия.

На рис.97 и 98 показаны зависимости амплитуды и фазы вектора напряженности магнитного поля простейшей волны от координаты  $kr$ , полученные при расчете по формулам (106) и (108).

Из графиков рис.95, можно определить радиусы колец, на которых размещаются излучатели (отмечены на рис.95 кружком) и в которых простейшая волна имеет нулевую фазу:

$$r = \lambda(4n + 1)/8, \text{ где } n=0,1,2,\dots, \text{ где } n - \text{ номер кольца.}$$

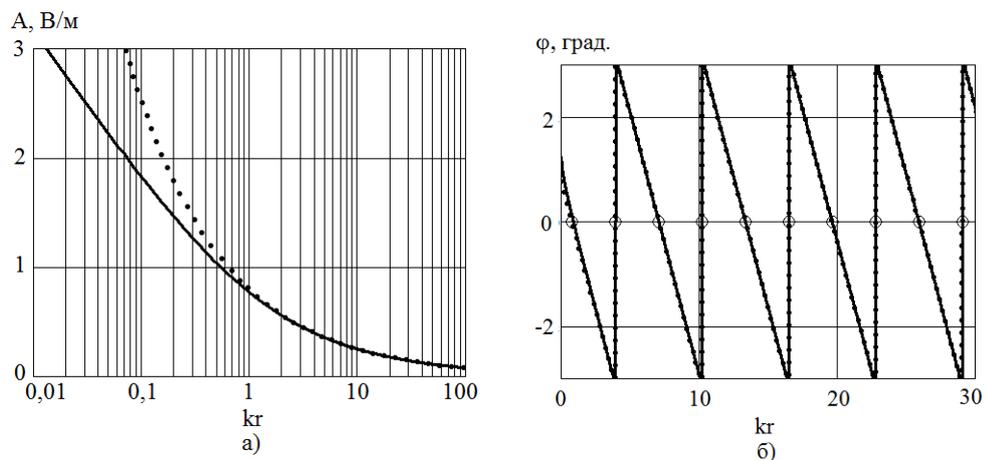


Рис.87. Зависимости амплитуды (а) и фазы (б) вектора напряженности электрического поля простейшей волны от координаты  $kr$  при больших значениях  $kr$ .

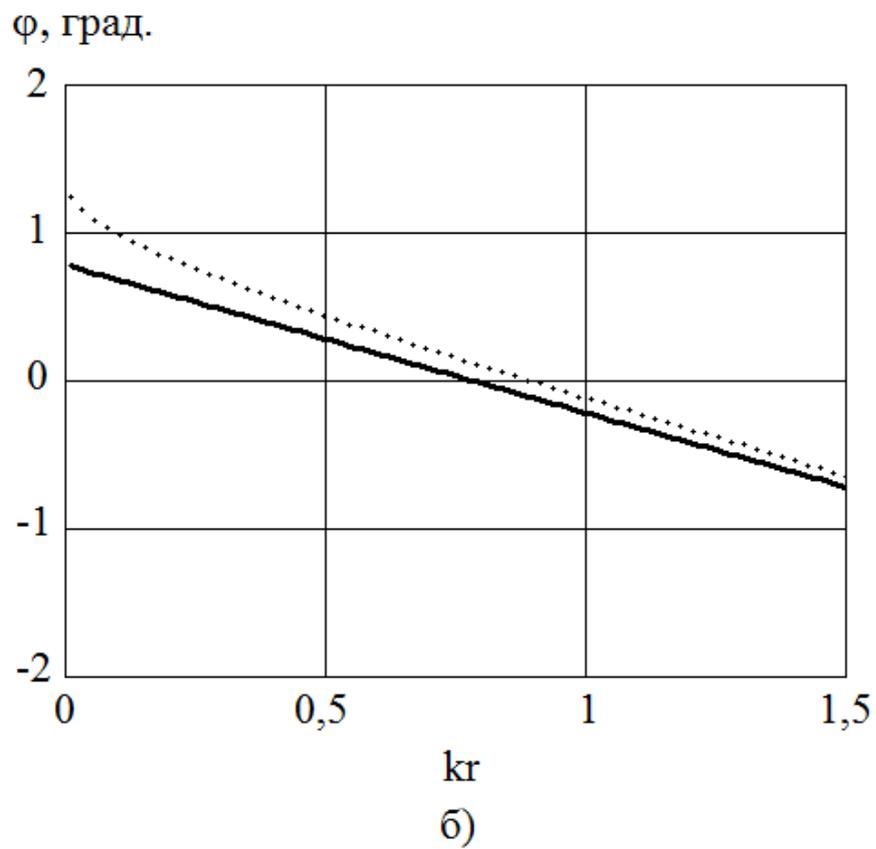
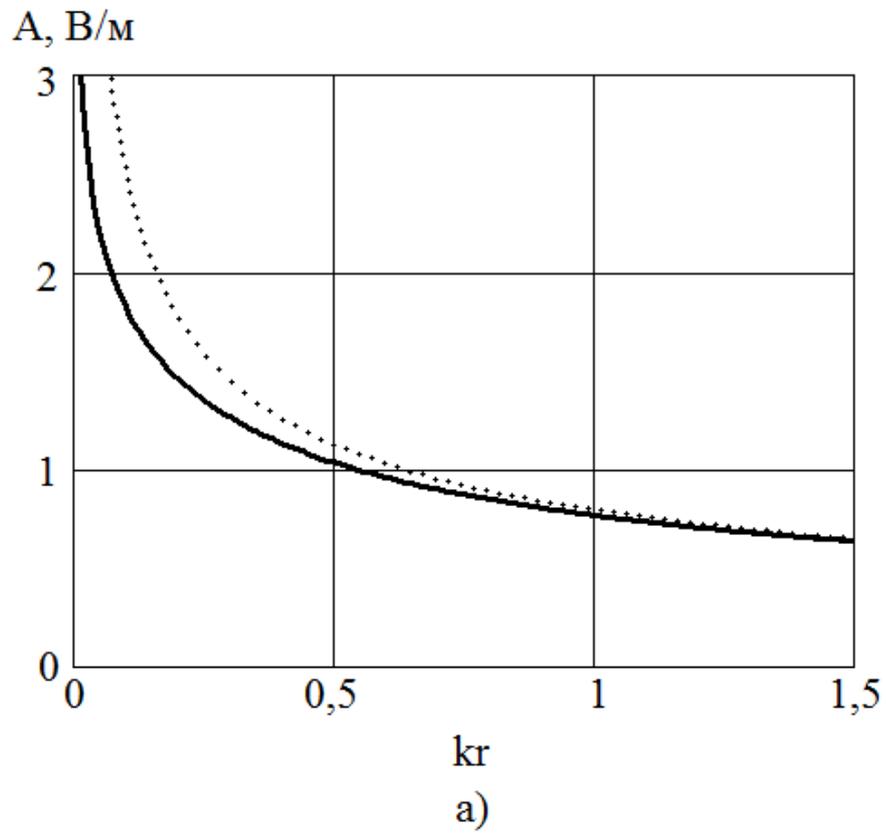


Рис.96. Зависимости амплитуды (а) и фазы (б) вектора напряженности электрического поля простейшей волны от координаты  $kr$ .

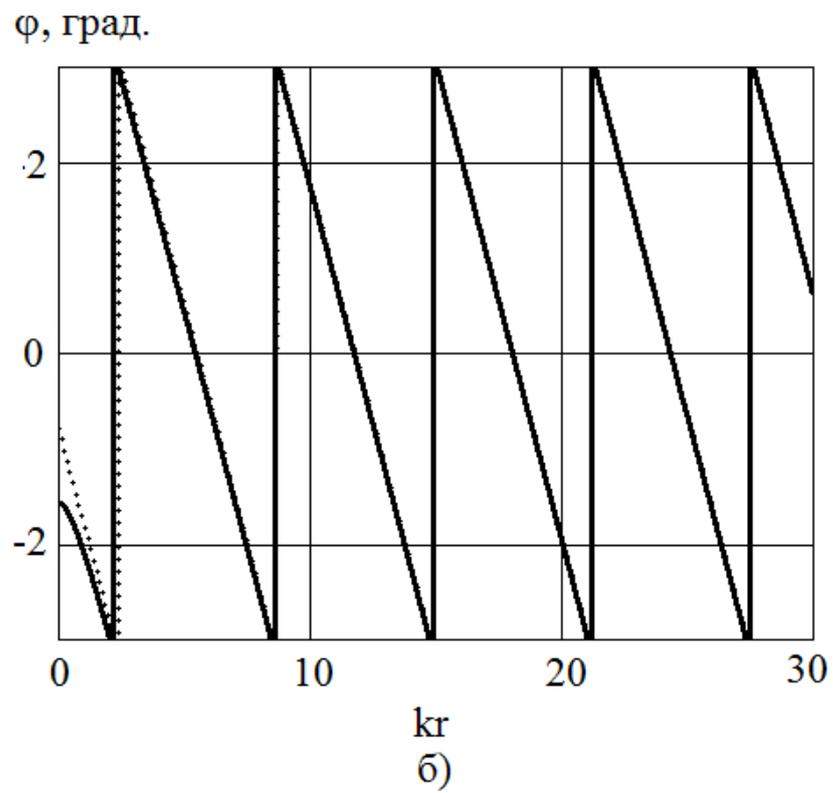
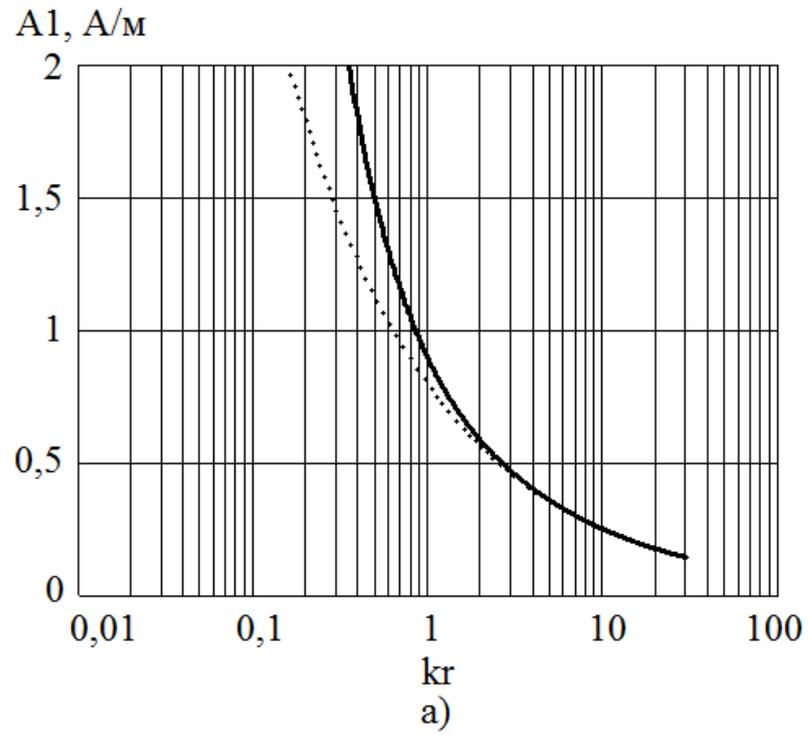


Рис.97. Зависимости амплитуды (а) и фазы (б) вектора напряженности магнитного поля простейшей волны от координаты  $kr$  при больших значениях  $kr$ .

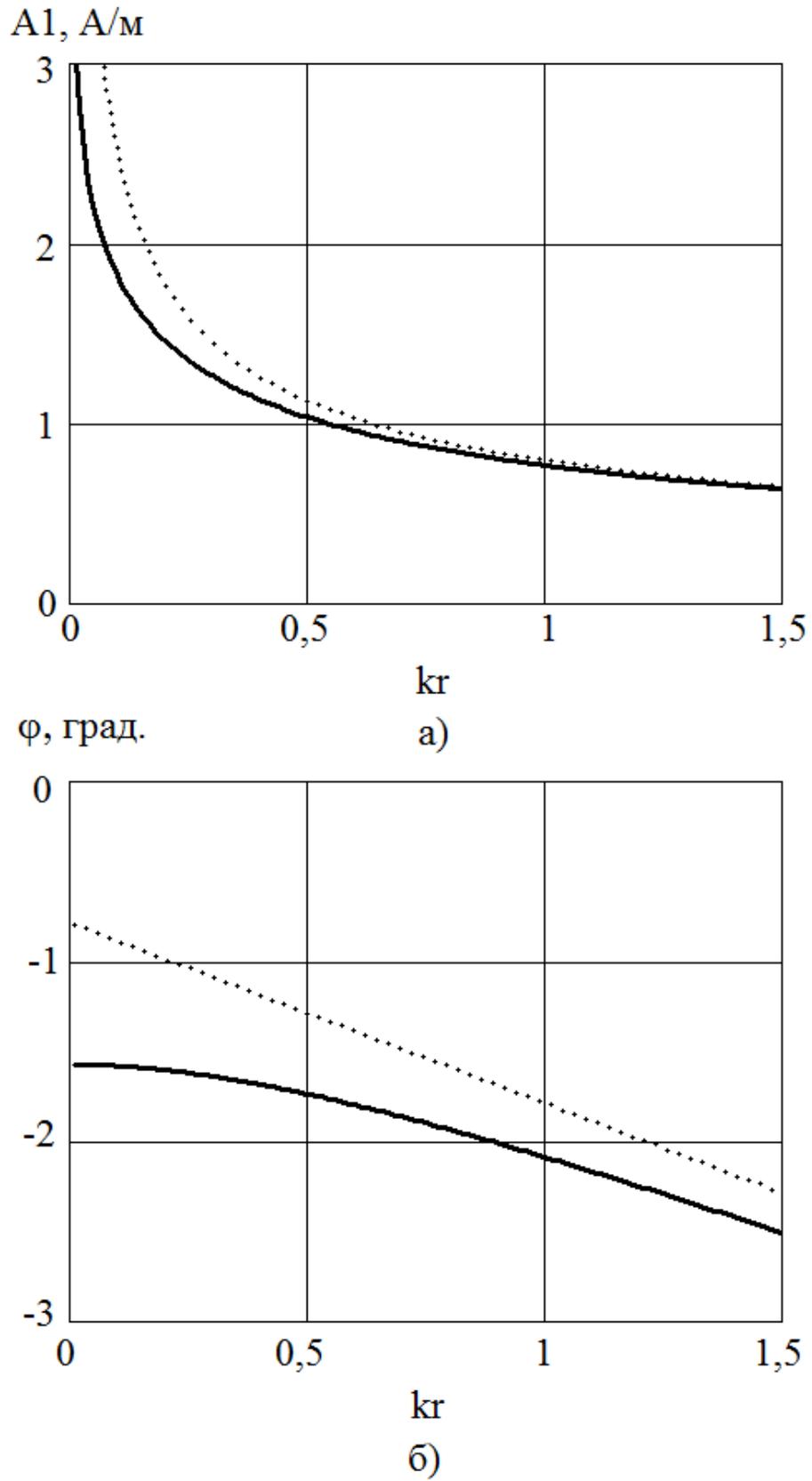


Рис.98. Зависимости амплитуды (а) и фазы (б) вектора напряженности магнитного поля простейшей волны от координаты  $kr$ .

### 3.5. Возбуждение радиального волновода

Рассмотрим радиальный волновод, возбуждаемый электрическим диполем с объемной плотностью тока  $\vec{j}^e = J_z dl$  (здесь  $dl$  - длина диполя), совпадающим по направлению с осью  $z$  и находящимся в точке  $r_0, \phi_0, z_0$  рис.99. В этом случае внутри радиального волновода распространяется волна, поле которой  $E = E(r, \phi, z)$ ,  $H = H(r, \phi, z)$  должно удовлетворять неоднородным волновым уравнениям:

$$\begin{cases} \text{rot} \bar{E} + jk \bar{H} = 0; \\ \text{rot} \bar{H} - jk \bar{E} = \vec{j}^e, \end{cases} \quad (109)$$

где:  $\bar{E}, \bar{H}$  - векторы комплексных амплитуд напряженности электрического и магнитного поля внутри радиального волновода,  $\vec{j}^e$  - вектор комплексной амплитуды объемной плотности электрического тока на поверхности диполя.

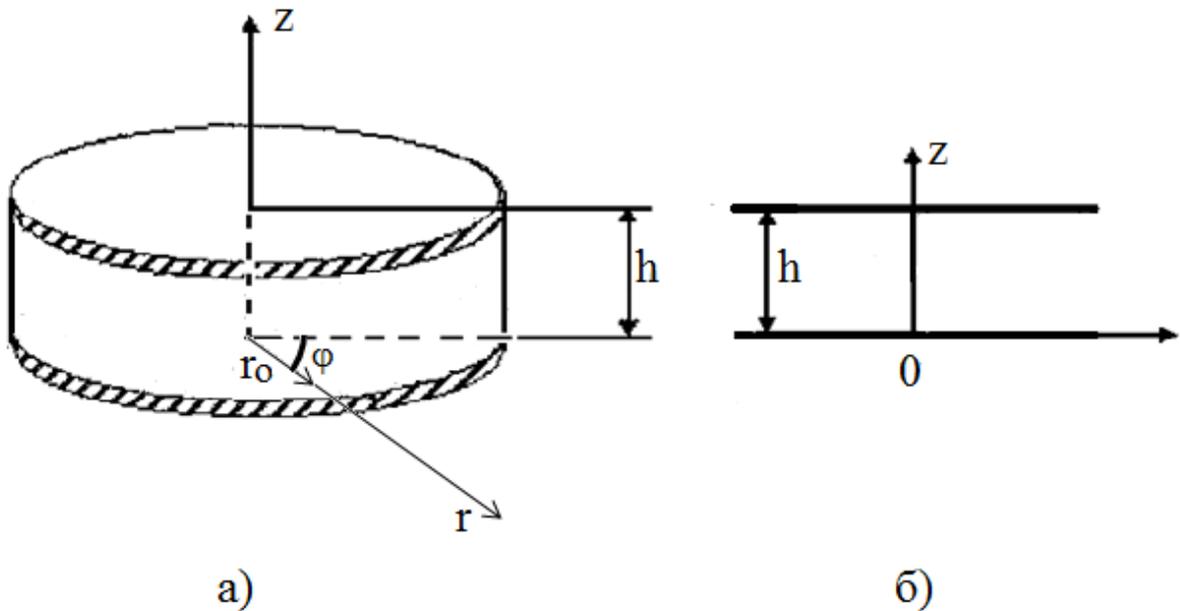


Рис.99. Радиальный волновод с цилиндрическим поперечным сечением: а – общий вид, б – вид сбоку

Чтобы рассматриваемая задача имела однозначное решение, необходимо выполнение граничных условий (31) и условия излучения Зоммерфельда. Условие

излучения заключается в том, что существует только волны, уходящие от источника излучения, т. е. в области  $r > r_0$  существует волна  $E_s, H_s$ , распространяющаяся от диполя в направлении возрастания радиуса волновода, а в области  $r < r_0$  - волна  $E_{-s}, H_{-s}$ , распространяющаяся от диполя к центру радиального волновода.

Следует отметить, что в волноводах с идеально проводящими стенками и однородным заполнением индекс  $s$  или  $-s$  заменяет обычные символы  $m$  или  $-m$  и указание направления распространения волны.

Так как при  $r > r_0$  и  $r < r_0$ , где отсутствуют источники излучения, искомое электромагнитное поле удовлетворяет однородным уравнениям Максвелла (45), то общее решение задачи имеет вид:

$$\begin{cases} \bar{E} = \sum_s A_s E_s + B_s E_{-s}; \\ \bar{H} = \sum_s A_s H_s + B_s H_{-s}, \end{cases} \quad (110)$$

где  $A_s, B_s$  - амплитуды парциальных волн, распространяющихся в разные стороны от источника, а суммирование производится по всем типам распространяющихся волн;  $E_s, H_s$  и  $E_{-s}, H_{-s}$  - частные решения однородного уравнения (45), являющиеся собственными волнами рассматриваемой системы.

Однако поле, возбуждаемое диполем, должно удовлетворять условию излучения. Поэтому искомое электромагнитное поле, удовлетворяющее неоднородным уравнениям (45) имеет вид [104,105]:

$$\begin{cases} \bar{E} = \begin{cases} \sum_s A_s E_s, \text{ при } r > r_0; \\ \sum_s B_s E_{-s}, \text{ при } r < r_0; \end{cases} \\ \bar{H} = \begin{cases} \sum_s A_s H_s, \text{ при } r > r_0; \\ \sum_s B_s H_{-s}, \text{ при } r < r_0. \end{cases} \end{cases} \quad (111)$$

Решение однородных уравнений приведено выше. Поставив (91) в (111) и приняв обозначения:  $A_{nm} = A_2 B_1 C_2$ ;  $B_{nm} = A_2 B_2 C_2$ , получим составляющие волны, распространяющейся в радиальном направлении от его вершины:

$$\begin{aligned}
 E_{r,nm} &= -A_{nm} \frac{\chi m \pi}{h} H_n^2(\chi r) \sin\left(\frac{m\pi z}{h}\right) \cos(n\phi) - \\
 &- B_{nm} \frac{\chi m \pi}{h} H_n^2(\chi r) \sin\left(\frac{m\pi z}{h}\right) \sin(n\phi); \\
 E_{\phi,nm} &= A_{nm} \frac{nm\pi}{hr} H_n^2(\chi r) \sin\left(\frac{m\pi z}{h}\right) \sin(n\phi) - \\
 &- B_{nm} \frac{nm\pi}{hr} H_n^2(\chi r) \sin\left(\frac{m\pi z}{h}\right) \cos(n\phi); \\
 E_{z,nm} &= A_{nm} \chi^2 H_n^2(\chi r) \cos\left(\frac{m\pi z}{h}\right) \cos(n\phi) + \\
 &+ B_{nm} \chi^2 H_n^2(\chi r) \cos\left(\frac{m\pi z}{h}\right) \sin(n\phi); \\
 H_{r,nm} &= -A_{nm} \frac{jk n}{r} H_n^2(\chi r) \cos\left(\frac{m\pi z}{h}\right) \sin(n\phi) + \\
 &+ B_{nm} \frac{jk n}{r} H_n^2(\chi r) \cos\left(\frac{m\pi z}{h}\right) \cos(n\phi); \\
 H_{\phi,nm} &= -A_{nm} jk \chi H_n^2(\chi r) \cos\left(\frac{m\pi z}{h}\right) \cos(n\phi) - \\
 &- B_{nm} jk \chi H_n^2(\chi r) \cos\left(\frac{m\pi z}{h}\right) \sin(n\phi); \\
 H_{z,nm} &= 0.
 \end{aligned} \tag{112}$$

Волна, распространяющаяся в противоположном направлении, дойдя до центра волновода, отразится от него, т.е. будет стоячей цилиндрической волной, поле которой остается конечным при  $r \rightarrow 0$ . Поле такой волны получается путем замены в (112) функции Ханкеля функцией Бесселя и  $A_{n,m}, B_{n,m}$  на

$$C_{n,m} = A_{-n,-m}, D_{n,m} = B_{-n,-m}:$$

$$E_{r,-n-m} = -C_{nm} \frac{\chi m \pi}{h} J_n'(\chi r) \sin\left(\frac{m \pi z}{h}\right) \cos(n\phi) -$$

$$- D_{nm} \frac{\chi m \pi}{h} J_n'(\chi r) \sin\left(\frac{m \pi z}{h}\right) \sin(n\phi);$$

$$E_{\phi,-n-m} = C_{nm} \frac{nm\pi}{hr} J_n(\chi r) \sin\left(\frac{m \pi z}{h}\right) \sin(n\phi) -$$

$$- D_{nm} \frac{nm\pi}{hr} J_n(\chi r) \sin\left(\frac{m \pi z}{h}\right) \cos(n\phi);$$

$$E_{z,-n-m} = C_{nm} \chi^2 J_n(\chi r) \cos\left(\frac{m \pi z}{h}\right) \cos(n\phi) +$$

$$+ D_{nm} \chi^2 J_n(\chi r) \cos\left(\frac{m \pi z}{h}\right) \sin(n\phi);$$

$$H_{r,-n-m} = -C_{nm} \frac{jk n}{r} J_n(\chi r) \cos\left(\frac{m \pi z}{h}\right) \sin(n\phi) +$$

$$+ D_{nm} \frac{jk n}{r} J_n(\chi r) \cos\left(\frac{m \pi z}{h}\right) \cos(n\phi);$$

$$H_{\phi,-n-m} = -C_{nm} j k \chi J_n'(\chi r) \cos\left(\frac{m \pi z}{h}\right) \cos(n\phi) -$$

$$- D_{nm} j k \chi J_n'(\chi r) \cos\left(\frac{m \pi z}{h}\right) \sin(n\phi);$$

$$H_z = 0. \tag{113}$$

Знак минус перед индексами в формулах (113) указывает направление распространения волны.

Кратко запишем выражение (112) и (113) в векторной форме:

$$\left. \begin{aligned} \bar{E}_s &= A_s E_s^1 + B_s E_s^2; \\ \bar{H}_s &= A_s H_s^1 + B_s H_s^2; \end{aligned} \right\} \tag{114}$$

$$\left. \begin{aligned} \bar{E}_{-s} &= C_s E_{-s}^1 + D_s E_{-s}^2; \\ \bar{H}_{-s} &= C_s H_{-s}^1 + D_s H_{-s}^2. \end{aligned} \right\} \tag{115}$$

Таким образом, подставив (114) и (115) в (111), искомое поле, волна которого распространяется в радиальном волноводе, возбуждаемом электрическим диполем, имеет вид:

$$\left. \begin{aligned} \bar{E} &= \begin{cases} \sum_s A_s E_s^1 + B_s E_s^2, npi & r > r_0; \\ \sum_s C_s E_{-s}^1 + D_s E_{-s}^2, npi & r < r_0; \end{cases} \\ \bar{H} &= \begin{cases} \sum_s A_s H_s^1 + B_s H_s^2, npi & r > r_0; \\ \sum_s C_s H_{-s}^1 + D_s H_{-s}^2, npi & r < r_0. \end{cases} \end{aligned} \right\} \quad (116)$$

В выражении (116), неизвестными остались комплексные амплитуды системы собственных волн ( $A_s, B_s, C_s, D_s$ ). Используя лемму Лоренца

(104), легко найти эти коэффициенты:

$$\int_S \{ \bar{E}_1 \bar{H}_2 - \bar{E}_2 \bar{H}_1 \} n dS = \int_V (\bar{j}_1^e \bar{E}_2 - \bar{j}_2^e \bar{E}_1 - \bar{j}_1^\mu \bar{H}_2 + \bar{j}_2^\mu \bar{H}_1) dV, \quad (117)$$

где  $\bar{E}_1, \bar{H}_1, \bar{E}_2, \bar{H}_2$ - векторы напряженности электрического и магнитного полей соответственно, возбуждаемых сторонними токами  $\bar{j}_1^e, \bar{j}_1^\mu, \bar{j}_2^e, \bar{j}_2^\mu$  и удовлетворяющих уравнениям:

$$\left. \begin{aligned} rot \bar{E}_1 &= -i\omega\mu\bar{H}_1 - \bar{j}_1^\mu; \\ rot \bar{H}_1 &= i\omega\varepsilon\bar{E}_1 + \bar{j}_1^e; \end{aligned} \right\} \quad (118)$$

$$\left. \begin{aligned} rot \bar{E}_2 &= -i\omega\mu\bar{H}_2 - \bar{j}_2^\mu; \\ rot \bar{H}_2 &= i\omega\varepsilon\bar{E}_2 + \bar{j}_2^e. \end{aligned} \right\} \quad (119)$$

$V$  – произвольной объем, ограниченный поверхностью  $S$ ;  $n$  – единичный вектор внешней нормали к поверхности интегрирования  $S$

Если в лемме Лоренца (выражении (117)) вместо поля  $\bar{E}_1, \bar{H}_1$  подставить искомые компоненты векторов напряженности электрического и магнитного поля  $\bar{E}, \bar{H}$ , которое возбуждается током электрического диполя  $\bar{j}^e$ , то в этом случае лемма Лоренца имеет следующий вид:

$$\oint_S \left\{ \left[ \bar{E} \bar{H}_{s'}^1 \right] - \left[ \bar{E}_{s'}^1, \bar{H} \right] \right\} ndS = \int_V \left( \bar{j}^e \bar{E}_{s'}^1 \right) dv; \quad (120)$$

$$\oint_S \left\{ \left[ \bar{E} \bar{H}_{s'}^2 \right] - \left[ \bar{E}_{s'}^2, \bar{H} \right] \right\} ndS = \int_V \left( \bar{j}^e \bar{E}_{s'}^2 \right) dv; \quad (121)$$

$$\oint_S \left\{ \left[ \bar{E} \bar{H}_{-s'}^1 \right] - \left[ \bar{E}_{-s'}^1, \bar{H} \right] \right\} ndS = \int_V \left( \bar{j}^e \bar{E}_{-s'}^1 \right) dv; \quad (122)$$

$$\oint_S \left\{ \left[ \bar{E} \bar{H}_{-s'}^2 \right] - \left[ \bar{E}_{-s'}^2, \bar{H} \right] \right\} ndS = \int_V \left( \bar{j}^e \bar{E}_{-s'}^2 \right) dv. \quad (123)$$

Если взять поверхность  $S$  в виде двух поперечных сечений волновода  $S_1$  и  $S_2$  и заключенной между ними части поверхности  $S_0$  (рис.100), то интеграл по поверхности  $-S$  может быть представлен в виде суммы интегралов по поверхностям  $S_1$ ,  $S_2$  и  $S_0$ .

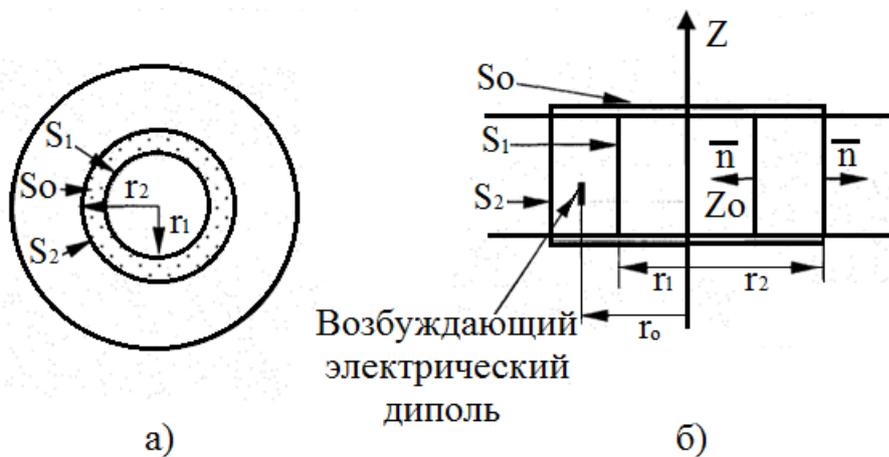


Рис.100. Радиальный волновод с возбуждающим электрическим диполем: а – вид сверху, б – вид сбоку.

Если волновод образован идеально проводящей стенкой, то на ее внутренней поверхности  $S_0$  имеет место граничное условие

$$[\bar{n}, \bar{E}] = 0 \text{ на } S_0. \quad (124)$$

Согласно условию (124), наложенному на поля волн с любыми индексами, интеграл по поверхности  $S_0$  обращается в нуль. В самом деле, подынтегральная функция выражения (120) (или выражений (120) - (123))

$\left\{ \left[ \bar{E}, \bar{H}_b^a \right] - \left[ \bar{E}_b^a, \bar{H} \right] \right\} n = [\bar{n}, \bar{E}] \bar{H}_b^a - [\bar{n}, \bar{E}_b^a] \bar{H}$ , где  $a=1,2$ ;  $b=-s,s$  при граничном условии (111) обращается в нуль на  $S_0$ .

В сечениях  $S_1$  и  $S_2$  векторы  $\bar{E}$  и  $\bar{H}$  могут быть представлены соответственно в виде рядов:

$$\bar{E} = \sum_s C_s E_{-s}^1 + D_s E_{-s}^2 \quad (125)$$

$$\bar{H} = \sum_s C_s H_{-s}^1 + D_s H_{-s}^2$$

$$\bar{E} = \sum_s A_s E_s^1 + B_s E_s^2 \quad (126)$$

$$\bar{H} = \sum_s A_s H_s^1 + B_s H_s^2$$

$$\int_{s_1} \left\{ \left[ \bar{E}, \bar{H}_{s'}^1 \right] - \left[ \bar{E}_{s'}^1, \bar{H} \right] \right\} ndS = \sum_s \left[ C_s \int_{s_1} \left\{ \left[ \bar{E}_{-s}^1, \bar{H}_{s'}^1 \right] - \left[ \bar{E}_{s'}^1, \bar{H}_{-s}^1 \right] \right\} ndS + \right. \\ \left. + D_s \int_{s_1} \left\{ \left[ \bar{E}_{-s}^2, \bar{H}_{s'}^1 \right] - \left[ \bar{E}_{s'}^1, \bar{H}_{-s}^2 \right] \right\} ndS \right]; \quad (127)$$

$$\int_{s_2} \left\{ \left[ \bar{E}, \bar{H}_{s'}^1 \right] - \left[ \bar{E}_{s'}^1, \bar{H} \right] \right\} ndS = \sum_s \left[ A_s \int_{s_2} \left\{ \left[ \bar{E}_s^1, \bar{H}_{s'}^1 \right] - \left[ \bar{E}_{s'}^1, \bar{H}_s^1 \right] \right\} ndS + \right. \\ \left. + B_s \int_{s_2} \left\{ \left[ \bar{E}_s^2, \bar{H}_{s'}^1 \right] - \left[ \bar{E}_{s'}^1, \bar{H}_s^2 \right] \right\} ndS \right]. \quad (128)$$

Собственные волны любой линии передачи обладают весьма важным свойством ортогональности:

$$\int_{s_{\perp}} \left\{ \left[ \overline{E} \overline{H}_{s'} \right] - \left[ \overline{E}_{s'} \overline{H} \right] \right\} ndS = 0 \text{ при } s \neq s', \quad (129)$$

где  $s_{\perp}$  – поперечное сечение линии передачи.

Согласно (129), равенства (127) и (128) сокращаются:

$$\begin{aligned} \sum_s C_s \int_{s_1} \left\{ \left[ \overline{E}_{-s}^1, \overline{H}_{s'}^1 \right] - \left[ \overline{E}_{s'}^1, \overline{H}_{-s}^1 \right] \right\} ndS + D_s \int_{s_1} \left\{ \left[ \overline{E}_{-s}^2, \overline{H}_{s'}^1 \right] - \left[ \overline{E}_{s'}^1, \overline{H}_{-s}^2 \right] \right\} ndS = \\ = \sum_s C_{s'} \int_{s_1} \left\{ \left[ \overline{E}_{-s}^1, \overline{H}_{s'}^1 \right] - \left[ \overline{E}_{s'}^1, \overline{H}_{-s}^1 \right] \right\} ndS + D_s \int_{s_1} \left\{ \left[ \overline{E}_{-s}^2, \overline{H}_{s'}^1 \right] - \left[ \overline{E}_{s'}^1, \overline{H}_{-s}^2 \right] \right\} nds; \end{aligned} \quad (130)$$

$$\sum_s A_s \int_{s_2} \left\{ \left[ \overline{E}_s^1, \overline{H}_{s'}^1 \right] - \left[ \overline{E}_{s'}^1, \overline{H}_s^1 \right] \right\} ndS + B_s \int_{s_2} \left\{ \left[ \overline{E}_s^2, \overline{H}_{s'}^1 \right] - \left[ \overline{E}_{s'}^1, \overline{H}_s^2 \right] \right\} ndS = 0.$$

Таким образом, выражение (120) может быть переписано в виде:

$$\begin{aligned} \int_{s_1} \left\{ \left[ \overline{E}, \overline{H}_{s'}^1 \right] - \left[ \overline{E}_{s'}^1, \overline{H} \right] \right\} ndS = \sum_s \left[ C_{s'} \int_{s_1} \left\{ \left[ \overline{E}_{-s'}^1, \overline{H}_{s'}^1 \right] - \left[ \overline{E}_{s'}^1, \overline{H}_{-s'}^1 \right] \right\} r_0 dS + \right. \\ \left. + D_{s'} \int_{s_1} \left\{ \left[ \overline{E}_{-s'}^2, \overline{H}_{s'}^1 \right] - \left[ \overline{E}_{s'}^1, \overline{H}_{-s'}^2 \right] \right\} r_0 dS \right] = - \int_V \left( \overline{J}^e, \overline{E}_{s'}^1 \right) dV, \end{aligned} \quad (131)$$

где  $r_0$  - единичный вектор радиуса радиального волновода ( $r_0 = -n$  на поверхности  $S_1$ ). Преобразуем (131) к виду

$$C_s \int_{S_1} \left( \bar{E}_{z,s}^1, \bar{H}_{\phi,-s}^1 - \bar{E}_{z,-s}^1, \bar{H}_{\phi,s}^1 \right) dS + \\ + D_s \int_{S_1} \left( \bar{E}_{z,s}^1, \bar{H}_{\phi,-s}^2 - \bar{E}_{z,-s}^2, \bar{H}_{\phi,-s}^1 \right) dS = \int_V \left( \bar{J}_z^e, \bar{E}_{z,s}^1 \right) dV.$$

Поставляем собственные волны в (118) и вычисляем полученное выражение, имея в виду, что  $dS = r d\phi dz$  и вронскиан цилиндрических функций определяется выражением:

$$J_n(\chi r) H_n^{\prime 2}(\chi r) - J_n^{\prime}(\chi r) H_n^2(\chi r) = \frac{2}{j\pi\chi r};$$

$$J_z^e = I_z^e dl \delta(r - r_0) \frac{\delta(\phi - \phi_0)}{r} \delta(z - z_0);$$

$$C_s = \frac{w I_z^e dl}{kh \varepsilon_m \varepsilon_n} H_n^2(\chi r_0) \cos \left[ \frac{m\pi z_0}{h} \right] \cos(n\phi_0).$$

$$\varepsilon_m(\varepsilon_n) = \begin{cases} 2 & \text{если } n(m)=0, \\ 1 & \text{если } n(m)=1,2,3,\dots \end{cases}$$

Аналогичным путем, получим остальные амплитудные коэффициенты:

$$D_s = \frac{w I_z^e dl}{kh \varepsilon_m} H_n^2(\chi r_0) \cos \left[ \frac{m\pi z_0}{h} \right] \sin(n\phi_0);$$

$$A_s = -\frac{w I_z^e dl}{kh \varepsilon_m \varepsilon_n} J_n(\chi r_0) \cos \left[ \frac{m\pi z_0}{h} \right] \cos(n\phi_0);$$

$$B_s = -\frac{w I_z^e dl}{kh \varepsilon_m} J_n(\chi r_0) \cos \left[ \frac{m\pi z_0}{h} \right] \sin(n\phi_0).$$

Подставив полученные комплексные амплитуды в выражения (113), (114) и затем в (115), получим поле электрического диполя в радиальном волноводе:

$$E_z = - \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} \left[ \frac{\omega I_z^e dl \chi^2}{kh \varepsilon_m \varepsilon_n} \cos \left[ \frac{m\pi z_0}{h} \right] \cos \left[ \frac{m\pi z}{h} \right] \cos n(\phi - \phi_0) \right] \times$$

$$\times \begin{cases} J_n(\chi r_0) H_n^2(\chi r) & \text{при } r > r_0; \\ J_n(\chi r) H_n^2(\chi r_0) & \text{при } r < r_0; \end{cases} \quad (132a)$$

$$E_r = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} \left[ \frac{\omega I_z^e dl \chi m \pi}{kh^2 \varepsilon_m \varepsilon_n} \cos \left[ \frac{m\pi z_0}{h} \right] \sin \left[ \frac{m\pi z}{h} \right] \cos n(\phi - \phi_0) \right] \times$$

$$\times \begin{cases} J_n(\chi r_0) H_n^2(\chi r) & \text{при } r > r_0; \\ J_n'(\chi r) H_n^2(\chi r_0) & \text{при } r < r_0; \end{cases} \quad (132б)$$

$$E_\phi = - \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} \left[ \frac{\omega I_z^e dl m n \pi}{kh^2 \varepsilon_m \varepsilon_n r} \cos \left[ \frac{m\pi z_0}{h} \right] \sin \left[ \frac{m\pi z}{h} \right] \sin n(\phi - \phi_0) \right] \times$$

$$\times \begin{cases} J_n(\chi r_0) H_n^2(\chi r) & \text{при } r > r_0; \\ J_n(\chi r) H_n^2(\chi r_0) & \text{при } r < r_0; \end{cases} \quad (132в)$$

$$H_r = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} \left[ \frac{j n I_z^e dl}{r h \varepsilon_m \varepsilon_n} \cos \left[ \frac{m\pi z_0}{h} \right] \cos \left[ \frac{m\pi z}{h} \right] \sin n(\phi - \phi_0) \right] \times$$

$$\times \begin{cases} J_n(\chi r_0) H_n^2(\chi r) & \text{при } r > r_0; \\ J_n(\chi r) H_n^2(\chi r_0) & \text{при } r < r_0; \end{cases} \quad (132г)$$

$$H_{\phi} = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} \left[ \frac{jI_z^e dl \chi}{h \varepsilon_m \varepsilon_n} \cos \left[ \frac{m \pi z_0}{h} \right] \cos \left[ \frac{m \pi z}{h} \right] \cos n(\phi - \phi_0) \right] \times$$

$$\times \begin{cases} J_n(\chi r_0) H_n^{2'}(\chi r) & \text{при } r > r_0; \\ J_n'(\chi r) H_n^2(\chi r_0) & \text{при } r < r_0; \end{cases} \quad (132д)$$

$$H_z = 0. \quad (132е)$$

Если высота радиального волновода меньше длины волны  $\{h < \lambda\}$ , то вариация поля по высоте будет отсутствовать ( $m = 0$ ). Тогда возбужденное поле будет иметь только три составляющие:

$$E_z(r, \phi) = - \sum_{n=0}^{\infty} \left[ \frac{I_z^e dl w k}{2h \varepsilon_n} \cos n(\phi - \phi_0) \right] \times \begin{cases} J_n(kr_0) H_n^2(kr) & \text{при } r > r_0; \\ J_n(kr) H_n^2(kr_0) & \text{при } r < r_0; \end{cases} \quad (133а)$$

$$H_{\phi}(r, \phi) = \sum_{n=0}^{\infty} \left[ \frac{jI_z^e dl l k}{2h \varepsilon_n} \cos n(\phi - \phi_0) \right] \times \begin{cases} J_n(kr_0) H_n^{2'}(kr) & \text{при } r > r_0; \\ J_n'(kr) H_n^2(kr_0) & \text{при } r < r_0; \end{cases} \quad (133б)$$

$$H_r(r, \phi) = \sum_{n=0}^{\infty} \left[ \frac{jnI_z^e dl}{2rh \varepsilon_n} \sin n(\phi - \phi_0) \right] \times \begin{cases} J_n(kir_0) H_n^2(kr) & \text{при } r > r_0; \\ J_n(kr) H_n^2(kr_0) & \text{при } r < r_0. \end{cases} \quad (133в)$$

Для электрического штыря, находящегося на оси волновода  $r_0=0$  имеем:

$$J_n(0) = \begin{cases} 0 & \text{при } n \neq 0 \\ 1 & \text{при } n = 0 \end{cases}$$

Тогда в волноводе распространяется только волна типа Т:

$$\left. \begin{aligned} E_z(r) &= -\frac{wkI_z^e dl}{4h} H_n^{(2)}(kr); \\ H_\phi(r) &= \frac{ikI_z^e dl}{4h} H_n^{(2)'}(kr). \end{aligned} \right\} \quad (134)$$

В радиальном волноводе понятие длины волны теряет свой обычный смысл ввиду неперриодического характера изменения поля в направлении распространения. Ясно, что обычное соотношение между длиной волны в волноводе и критической длиной волны больше несправедливо. Однако введение понятия критической длины волны, при которой третье слагаемое уравнения Бесселя равно нулю полезно как показатель распространения волны того или иного типа. Для волн типа  $E$  критическая длина волны равна:

$$\lambda_{кр} = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{n}{2h}\right)^2 + \left(\frac{m}{2\pi r}\right)^2}} \quad (135)$$

и ее зависимость от  $r$  указывает, что волны данного типа распространяется в области, для которой  $\lambda < \lambda_p$  и не распространяется, когда  $\lambda > \lambda_p$

Следовательно, диполем возбуждаются электрические волны. Если радиальный волновод возбуждается магнитной щелью, то в нем распространяются волны типа  $H$  и задача решается аналогично.

Рассмотрим одиночный изолированный электрический штырь длиной  $l$ , расположенный в центре радиального волновода. Высота радиального волновода меньше длины волны. На поверхность штыря наводим поверхностную плотность тока  $j(z)$ . В этом случае компонента  $z$  электрического поля внутри радиального волновода может быть определена как сумма полей элементарных диполей, образующих штырь. Сложение бесконечного числа элементарных полей осуществляется путем интегрирования:

$$E_z(r) = -\frac{wk}{4h} H_n^{(2)}(kr) \int_0^1 J(z) dz. \quad (136)$$

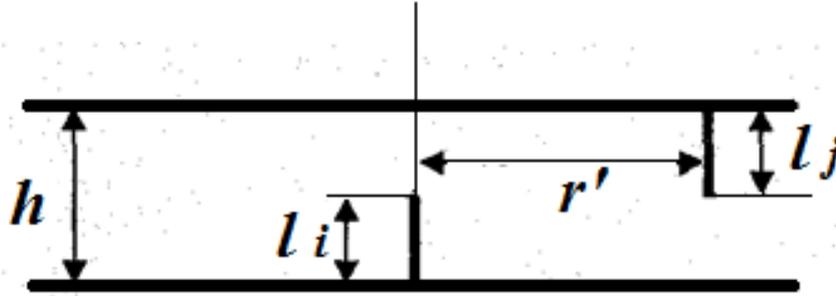


Рис.101. Радиальный волновод с двумя штырями.

На рис.101 показаны два штыря в радиальном волноводе. При этом штырь  $i$  располагается в центре волновода, а штырь  $j$  - в удалении от центра на расстояние радиуса  $r'$ . Полное наведенное сопротивление между двумя этими штырями может быть получено с использованием метода наведенных ЭДС с синусоидальными токами  $J_i(z)$  и  $J_j(z)$  на поверхностях штырей в виде:

$$Z_{ij} = \frac{1}{J_i(0)J_j(0)} \frac{wk}{4h} H_n^{(2)}(kr') \int_0^{l_i} \int_0^{l_j} J_i(z_i) J_j(z_j) dz_i dz_j =$$

$$= \frac{wk}{4h} H_n^{(2)}(kr') \int_0^{l_j} \frac{\sin k(l_j - z_j)}{\sin(kl_j)} dz_j \int_0^{l_i} \frac{\sin k(l_i - z_i)}{\sin(kl_i)} dz_i = \frac{w}{4kh} H_n^{(2)}(kr') \operatorname{tg} \left( \frac{kl_j}{2} \right) \operatorname{tg} \left( \frac{kl_i}{2} \right)$$

где

$$J_{i,j}(z) = J_{i,j}(0) \frac{\sin k(l_{i,j} - z)}{\sin(kl_{i,j})}, l_i, l_j - \text{глубины погружения } i \text{ и } j \text{ штырей.}$$

Коэффициент взаимной связи между штырями  $i$  и  $j$  в матрице рассеяния вычисляется следующим образом:

$$S_{ij} = \frac{2Z_{ij}/Z_0}{\left(Z_{ii}/Z_0 + 1\right)\left(Z_{jj}/Z_0 + 1\right) - \left(Z_{ij}/Z_0\right)^2}$$

где  $Z_0$  – характеристическое сопротивление фидерных линий, к которым присоединены штыри.  $Z_{ii}$ ,  $Z_{jj}$  – полные входные сопротивления штырей и определяются следующими выражениями:

$$Z_{ii} = \frac{wk}{4h} H_0^{(2)}(0) \int_0^{l_i} \frac{\sin k(l_i - z_i)}{\sin(kl_i)} dz_i \int_0^{l_i} \frac{\sin k(l_i - z_i)}{\sin(kl_i)} dz_i = \frac{w}{4kh} H_0^{(2)}(0) \tan^2 \left( \frac{kl_i}{2} \right)$$

$$\begin{aligned} Z_{jj} &= \sum_{n=0}^M \frac{wk}{2\varepsilon_n h} J_n(kr') H_n^{(2)}(kr') \int_0^{l_j} \frac{\sin k(l_j - z_j)}{\sin(kl_j)} dz_j \int_0^{l_j} \frac{\sin k(l_j - z_j)}{\sin(kl_j)} dz_j = \\ &= \sum_{n=0}^M \frac{wk}{2\varepsilon_n h} J_n(kr') H_n^{(2)}(kr') \tan^2 \left( \frac{kl_j}{2} \right) \end{aligned}$$

Число  $M$  можно взять равным целой части отношения  $(2\pi r/\lambda)$ , что дает достаточную точность для инженерного расчета.

На рис.102 и рис.103 приведены значения коэффициента взаимной связи между двумя штырями (рис.93) в зависимости от относительных расстояний между ними и от относительных погружений штыря в радиальный волновод.

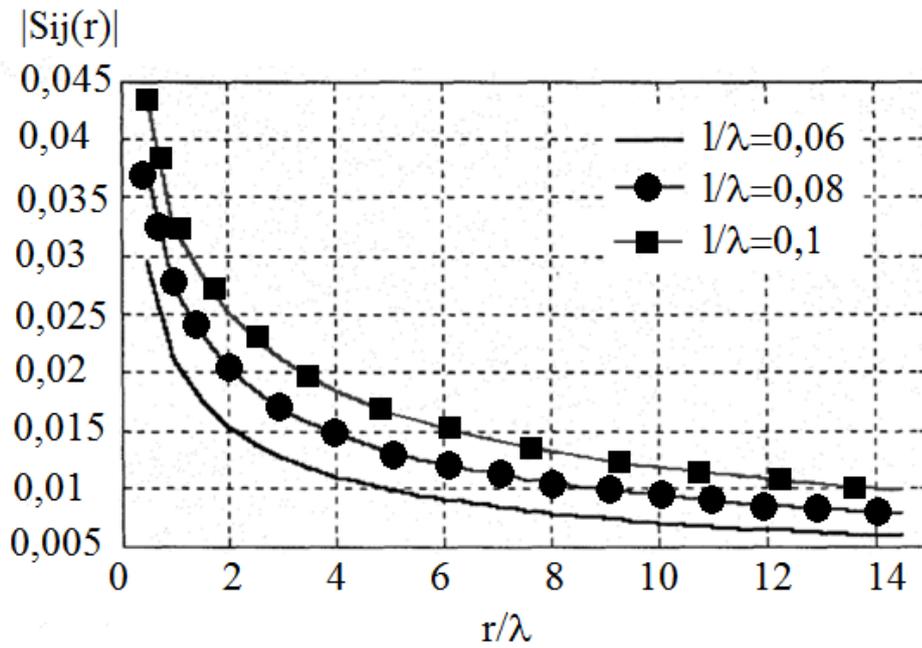


Рис.102.Зависимость коэффициента взаимной связи между двумя штырями от относительных расстояний между ними для различных значений погружения штыря в радиальный волновод

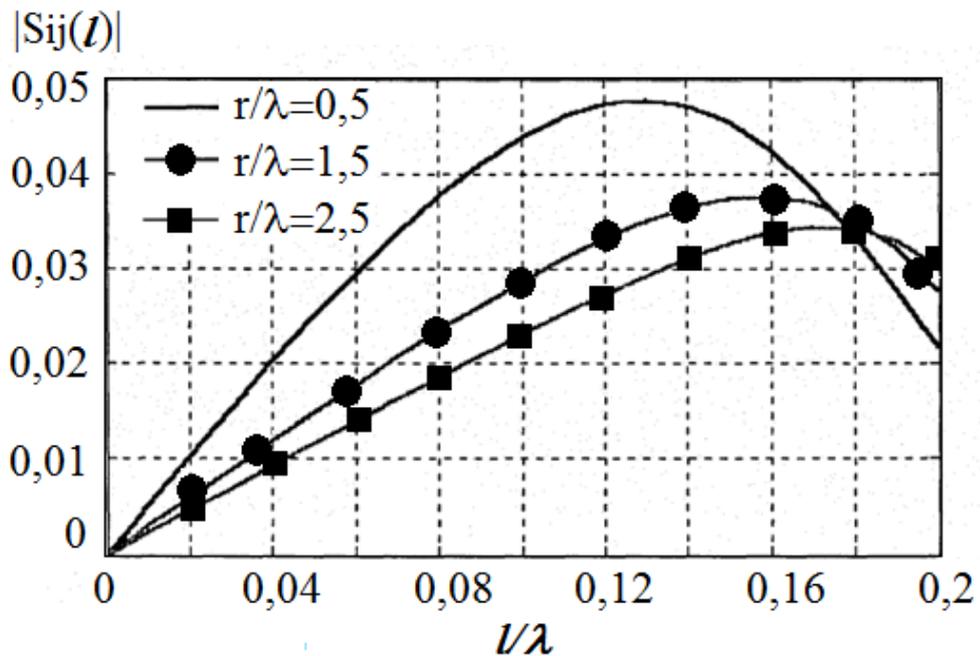


Рис.103.Зависимость коэффициента взаимной связи между двумя штырями от погружения штыря в радиальный волновод для различных относительных расстояний между штырями.

Если питаем штырь с заданной глубиной погружения ( $l_i = constans$ ) так, что амплитуда поля в центре волновода равняется 1 (В), то амплитуда поля, отводимая  $j$  штырем равна коэффициенту взаимной связи  $S_{ij}$ . Она является функцией от глубины погружения  $j$  штыря  $l_j$ , и от удаления этого штыря от центра волновода  $r'$ .

Таким образом, при заданном распределении коллекторных штырей, изменяя их глубины погружения, можем получить требуемое амплитудное распределение на апертуре ФАР.

### 3.6. Схемы возбуждения радиального волновода

Возбуждение радиального волновода может осуществляться с краев или из центра. Способ возбуждения определяется назначением и энергетическими характеристиками радиотехнической системы. Для возбуждения радиального волновода из центра и «организации» моноимпульсного режима можно использовать восемь коаксиальных зондов, расположенных вокруг возбуждителя, как показано на рис.104. Такой способ возбуждения позволяет реализовать моноимпульсный режим работы. Для моноимпульсного возбуждения радиального волновода также может быть использован трехмодовый волноводный суммарно-разностный возбуждатель, показанный на рис.105. Для получения суммарно-разностных диаграмм направленности используются три моды в круглом волноводе:  $E_{01}$ (суммарный канал) и две ортогонально-вырожденные моды  $H_{11}$  (разностные каналы). На рис.106а,б представлена картина распределения  $E_z$  компоненты поля в РВ при возбуждении его восемью коаксиальными зондами, а на рис.99а,б- картина распределения  $E_z$  компоненты при возбуждении его трехмодовым волноводным суммарно-разностным возбуждителем, приведенным на рис.105.

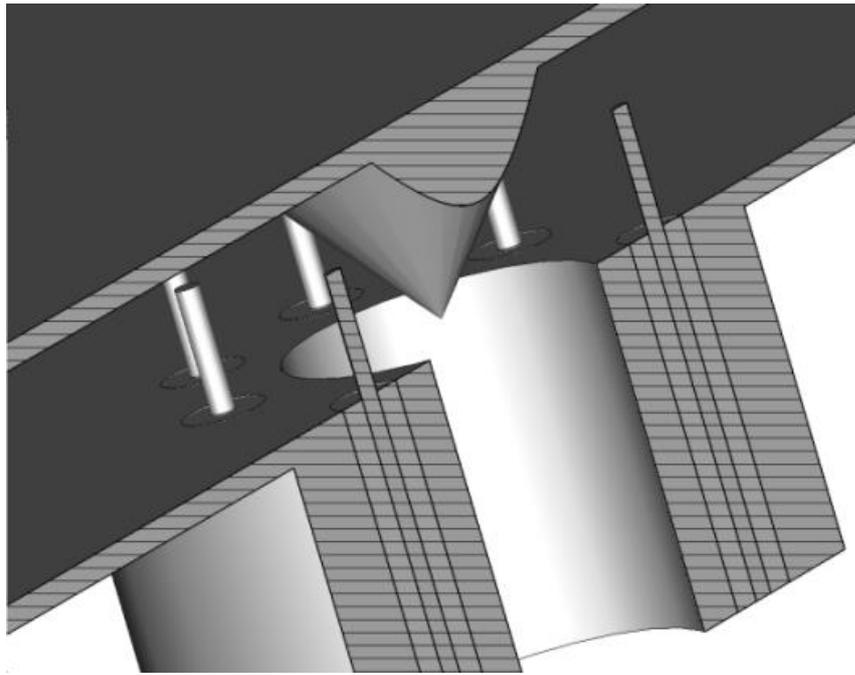


Рис. 104. Возбудитель радиального волновода.

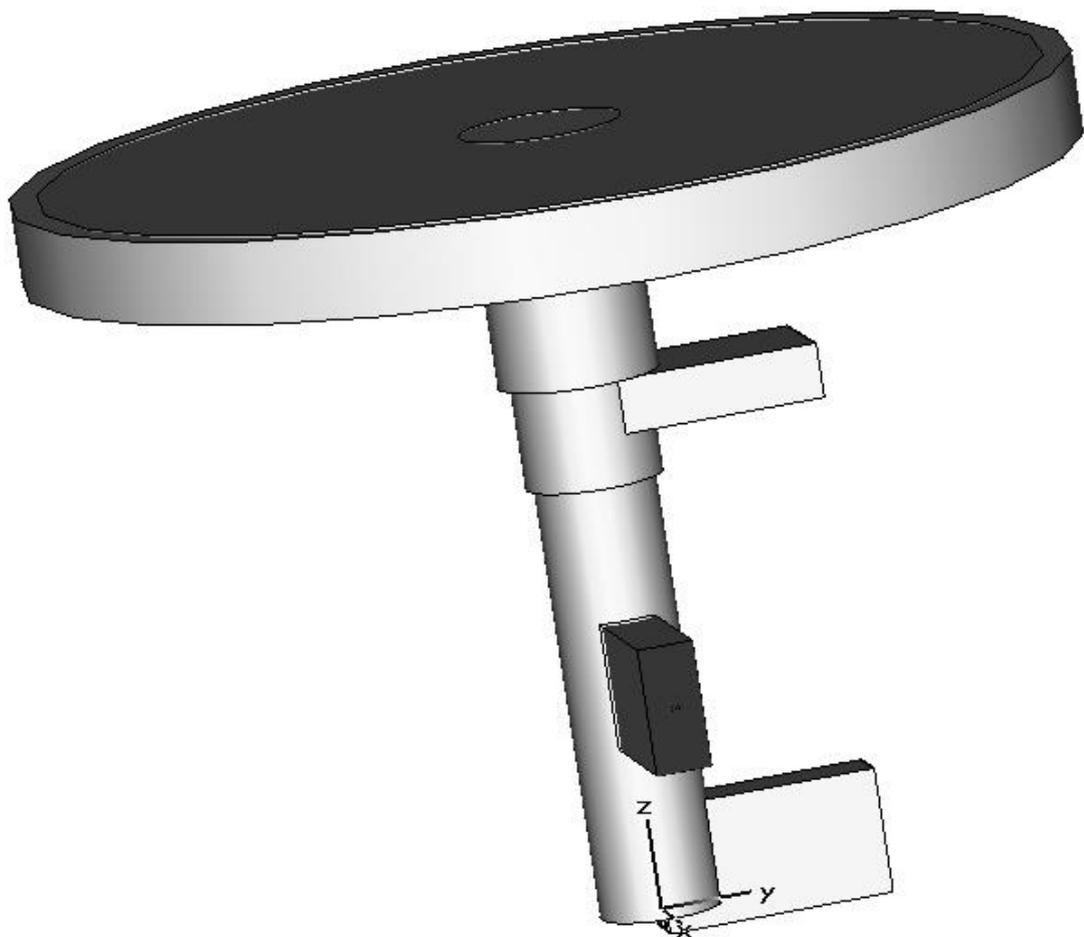


Рис.105.РВ с трехмодовым волноводным суммарно-разностным возбудителем.

Представленные на рис.106 и 107 картины распределения  $E_z$  компоненты поля РВ при возбуждении РВ рассматриваемыми типами возбудителей по суммарному и разностному каналам рассчитаны по программе численного моделирования.

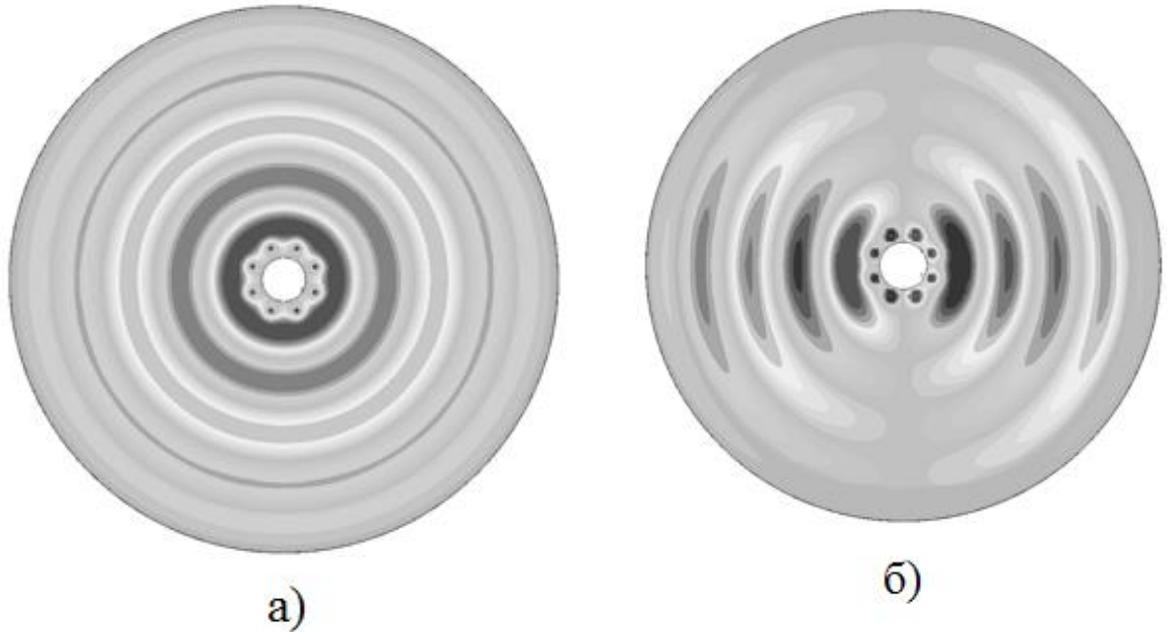


Рис. 106. Картина распределения  $E_z$  компоненты поля РВ при возбуждении: а)-по суммарному и б)-по разностному каналу.

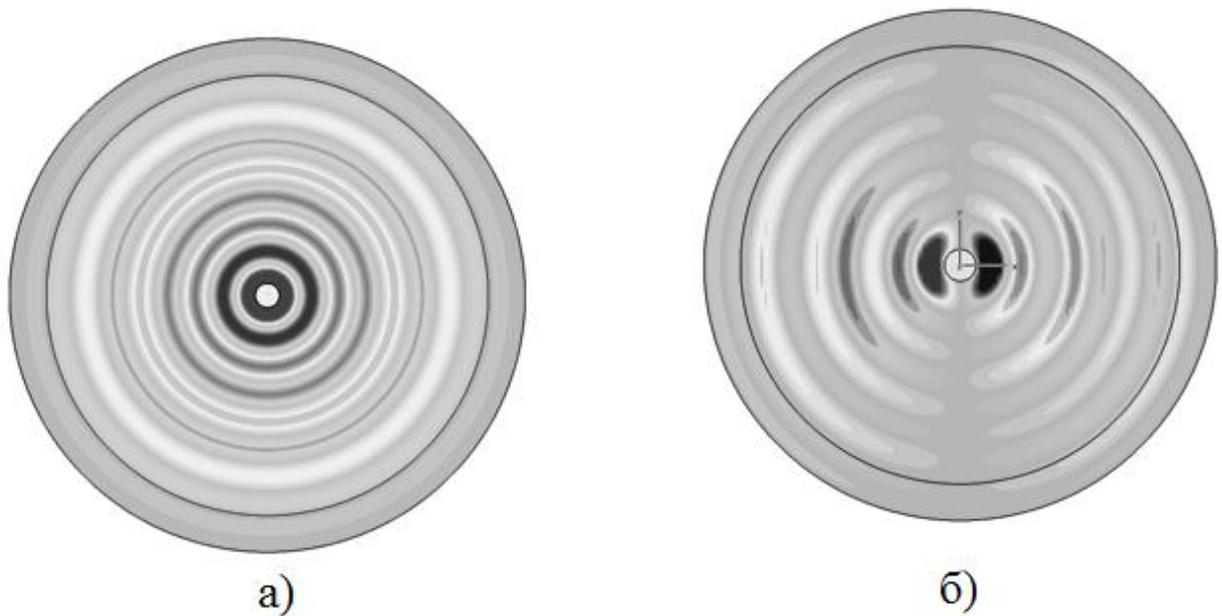


Рис.107. Картина распределения  $E_z$  компоненты поля РВ, при возбуждении: а)-по суммарному и б)-по разностному каналу.

Возбуждение радиального волновода с краев может быть реализовано с помощью волноводной распределительной системы. В настоящее время для расчета таких распределительных систем применяются специализированные пакеты программ, предназначенные для расчета антенн и устройств СВЧ. На рис. 108 показана электродинамическая модель четверти такой распределительной системы, выполненная с применением программы Microwave studio в вычислительный модуль которой заложен метод конечных интегралов.

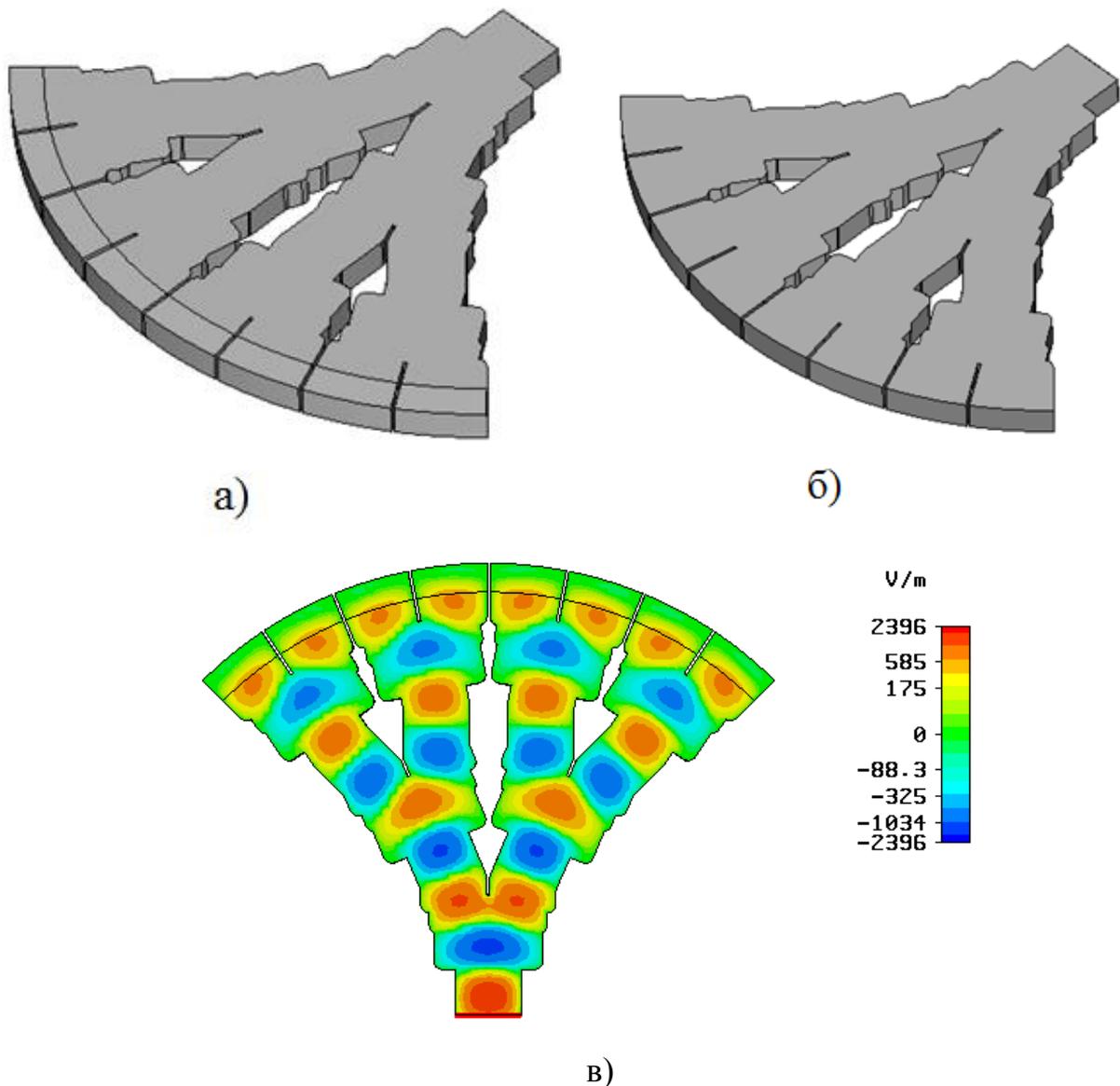
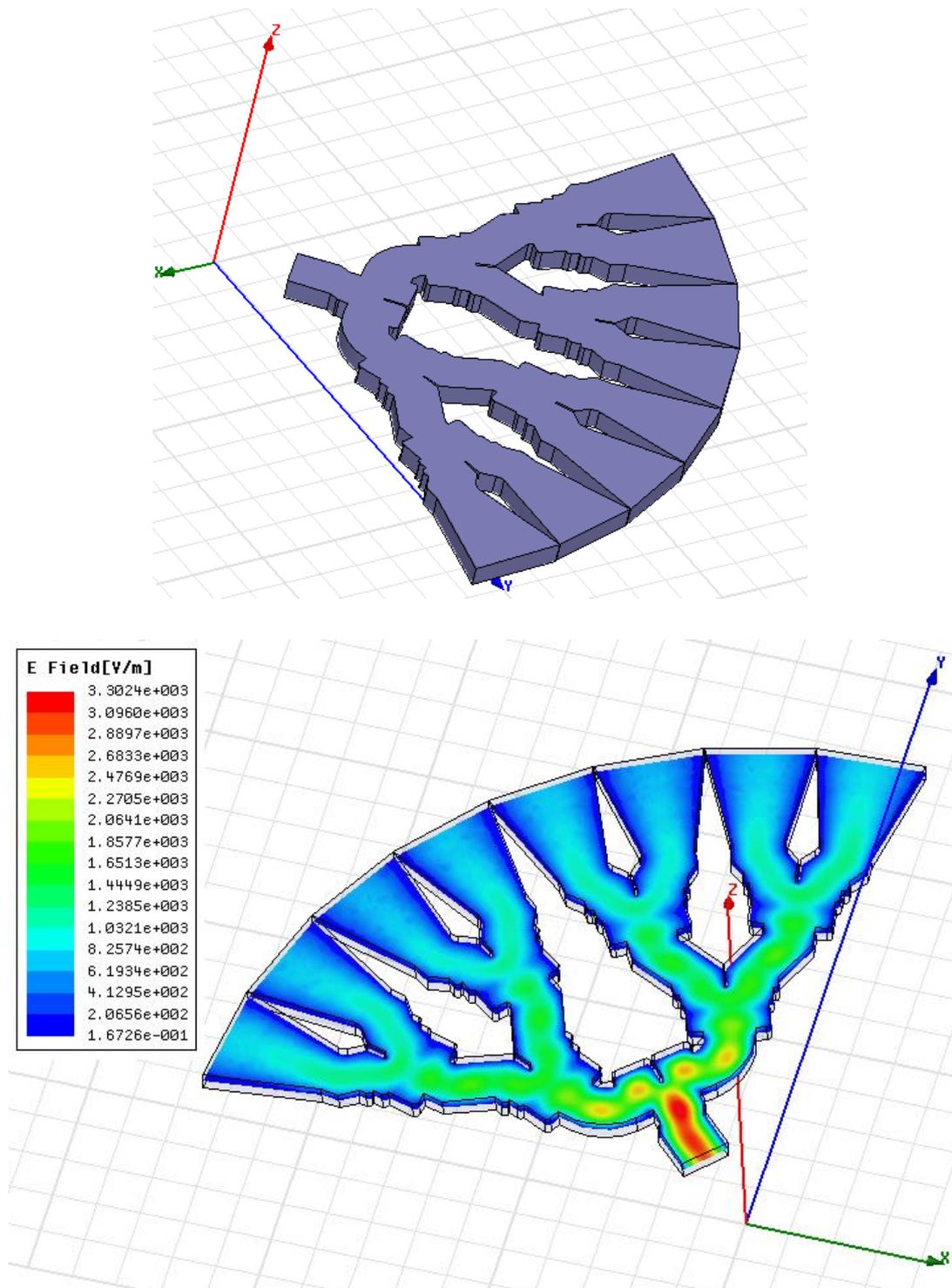


Рис.108. Волноводная распределительная система: а- работающая на согласованные нагрузки, б - на свободное пространство, в - распределение вектора напряженности электрического поля в волноводном делителе.

Волноводный возбуждатель удобно рассчитывать в программе HFSS, так как для расчета коэффициента отражения необходимо задавать координаты портов в неортогональных плоскостях. Пример моделирования волноводного возбуждателя в программе HFSS показан на рис.109.



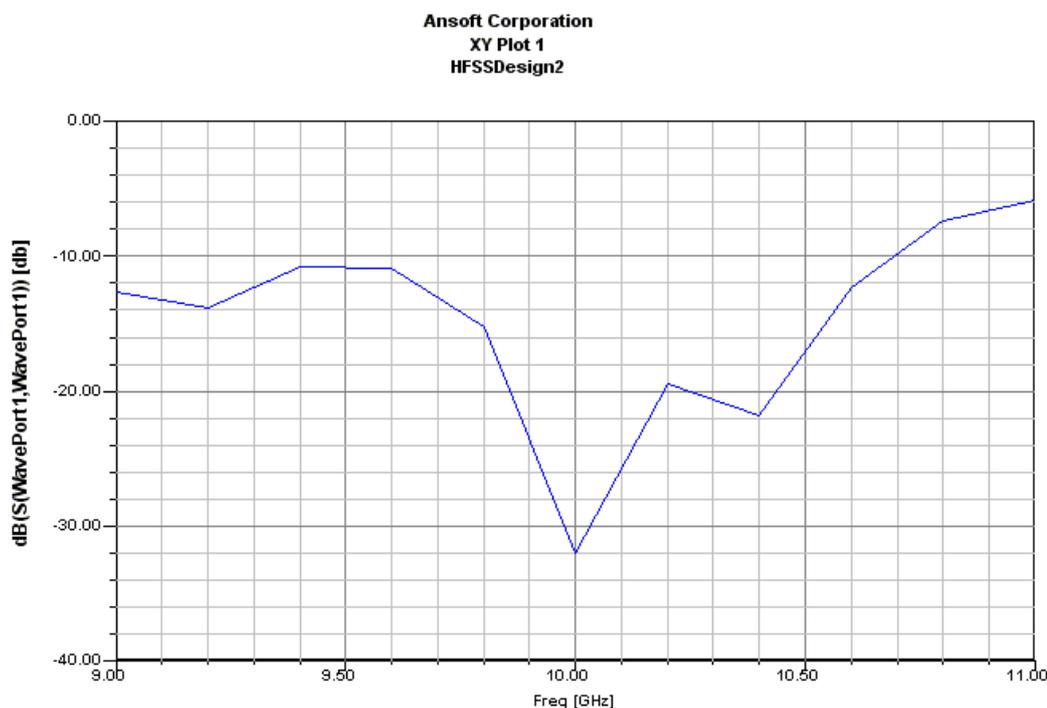


Рис.109. Пример моделирования волноводного возбуждателя в программе HFSS.

Из представленных рисунков видно, что радиальная волноводная распределительная система позволяет создать ФАР, работающую в моноимпульсном режиме.

### **3.7 ККАР из волноводных излучателей, возбуждаемая радиальным волноводом**

Антенные решетки с распределительной системой в виде РВ находят широкое применение не только в радиолокационных системах, но и в мобильных телекоммуникационных системах. В статье [106] рассматриваются антенные системы с электрическим и механическим сканированием, устанавливаемые на подвижных объектах – автомобилях, самолетах, поездах и т.д. Основным требованием, предъявляемым к таким системам, является обеспечение высокого энергетического потенциала, под которым в данном случае понимается произведение коэффициента усиления антенны и излучаемой мощности, в секторе сканирования.

На современном этапе развития систем спутниковой связи возникает необходимость повышения эффективности работы антенн. В последнее время наметился переход от апертурных антенн к антенным решеткам. Широкое применение нашли плоские антенные решетки из печатных излучателей, так как они обладают технологичностью, а также малыми массогабаритными и стоимостными характеристиками. Однако существуют некоторые недостатки плоских антенных решеток: они имеют сравнительно узкую рабочую полосу частот и большие потери в распределительной системе. В настоящее время возникает необходимость в расширении функциональных возможностей систем спутниковой связи. Перспективным направлением является разработка низкопрофильных антенных модулей спутниковой связи сантиметрового диапазона волн с малыми потерями. В последнее время интенсивно ведутся исследования таких антенных систем, как в России, так и за рубежом.

В литературе приводятся антенные решетки с электрическим и механическим сканированием. Такие антенны состоят из подрешеток, формирующих луч в направлении спутника и отслеживающих это направление. Высокий энергетический потенциал в секторе сканирования в основном обеспечивается сложной структурой антенного полотна [107-109]. Элементы антенной решетки, как правило, имеют эллиптическую или линейную переключаемую поляризацию.

Одним из важнейших требований к антеннам является их компактность и небольшие значения массогабаритных характеристик. Эти требования, определяются технологией изготовления антенного полотна и распределительной системы. На сегодняшний день в России и за рубежом широкое распространение получили две технологии изготовления антенн: печатная (микрорешетчатая) и технология гальванопластики [109-112]. Однако изготовленные по данным технологиям антенны имеют ограниченную мощность излучения. Высокой мощностью излучения и хорошей технологичностью обладают волноводные антенные системы.

Волноводные излучатели круглого поперечного сечения удовлетворяют требованиям, предъявляемым к электрической прочности и габаритным характеристикам конструкции волноводной антенной решетки. Для согласования со свободным пространством в конструкции используется ступенчатый переход. Как известно, ступенчатые переходы имеют меньшую длину, чем плавные. Так как антенна низкопрофильная, то применять плавные переходы нецелесообразно. Рассматриваемые излучатели хорошо известны из литературы [113,114]. Они применяются в СВЧ диапазоне, миллиметровом и квазиоптическом диапазонах. В этих диапазонах используются щелевые и печатные антенные решетки, а также зеркальные и линзовые антенны. Однако, если рабочие частоты превышают 20 ГГц, такие антенны становятся трудно реализуемыми. Печатные антенны, имеют низкую эффективность из-за больших потерь в распределительной системе. Апертурные антенны занимают большой объём, чем антенные решетки, и имеют большие массогабаритные параметры. Волноводные излучатели, размещенные на одной или двух параллельных проводящих поверхностях плоского волновода, в СВЧ диапазоне позволяют создать компактную антенную решетку с малыми потерями. Для реализации требуемого фазового распределения могут быть использованы неоднородные среды или замедляющие структуры в распределительной системе. В такой антенной решетке также легко реализовать двух поляризационный режим работы, путём размещения парных волноводных элементов с различной ориентацией в пространстве или применением поляризационных секций в круглом волноводе.

Излучающий элемент образуется волноводом прямоугольного или круглого поперечного сечения и возбуждающим плоским волноводом. Высота волноводного излучателя может меняться в зависимости от положения относительно питающего волновода. Рассматриваемая антенная решетка выполняется в двух вариантах для работы на передачу и на прием, поэтому целесообразно проводить моделирование двух типов волноводных элементов, имеющих различные размеры.

Общий вид излучателя показан на рис.110. Высота ступеньки излучателя и его диаметр выбираются исходя из согласования волновода со свободным пространством.

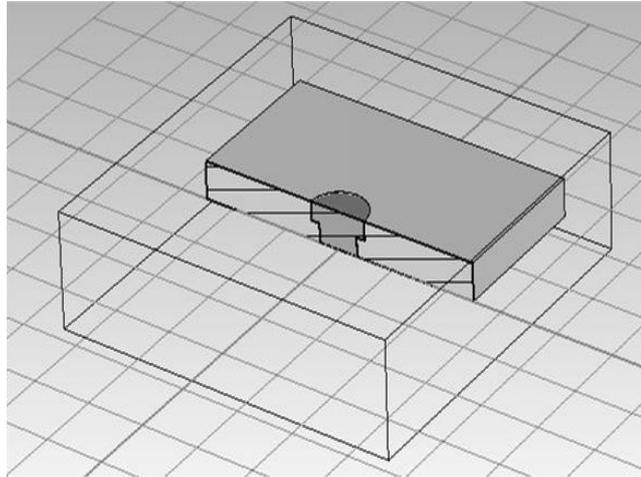


Рис.110. Электродинамическая модель излучателя.

Электродинамическая модель элемента позволяет оптимизировать его параметры по согласованию и определить характеристики излучения в дальней зоне. Расчеты поля производятся в дальней зоне, которая моделируется с помощью открытых границ. Модель позволяет также оценить взаимное влияние элементов и краевые эффекты в антенной решетке путем введения периодических границ. При этом получается зависимость КСВ от частоты с учетом взаимодействия элементов в решетке и парциальная ДН элемента.

По критерию минимального рассогласования излучателя с возбудителем, оптимальной высотой ступеньки является  $h=5$  мм. Согласование также осуществляется подбором радиуса согласующего отрезка круглого волновода. Расчеты показывают, что оптимальная высота ступеньки по критерию согласования излучателя составляет  $h=5$  мм и оптимальный радиус согласующего перехода  $r=8$  мм.

Целесообразно также провести оптимизацию излучателя по другим параметрам, например, по толщине верхней пластины антенного полотна  $h_1$ . На рис.111 показана зависимость КСВ от частоты для различных значений толщины верхней пластины.

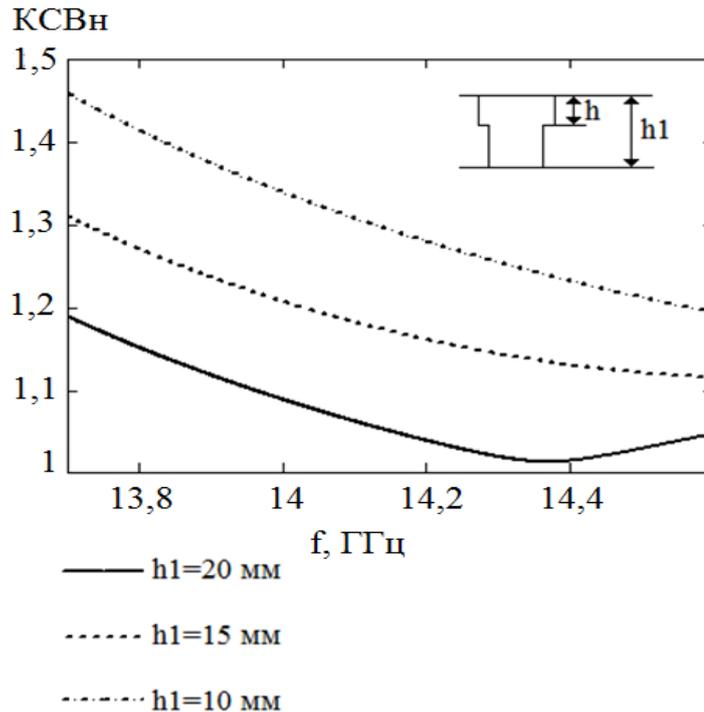


Рис.111. Зависимость КСВ от частоты для различных значений толщины верхней пластины антенного полотна.

Из рис.103 видно, что допустимое значение КСВ может быть достигнуто при толщине пластины  $h_1=10$  мм. Дальнейшее уменьшение этого размера нецелесообразно, т.к. при этом будет уменьшаться механическая прочность антенного полотна.

Аналогично проводится оптимизация излучателя по согласованию и в режиме приема. По критерию минимального рассогласования излучателя с возбуждателем, оптимальной высотой ступеньки является  $h=5$  мм. Согласование также осуществляется подбором радиуса согласующего отрезка круглого волновода. Расчеты показывают, что оптимальная высота ступеньки по критерию согласования излучателя составляет  $h=5$  мм и оптимальный радиус согласующего перехода  $r=11$  мм.

Характеристики направленности элемента антенной решетки в вертикальной и горизонтальной плоскости представлены на рис.112 в диапазоне на передачу и на рис.113 на прием.

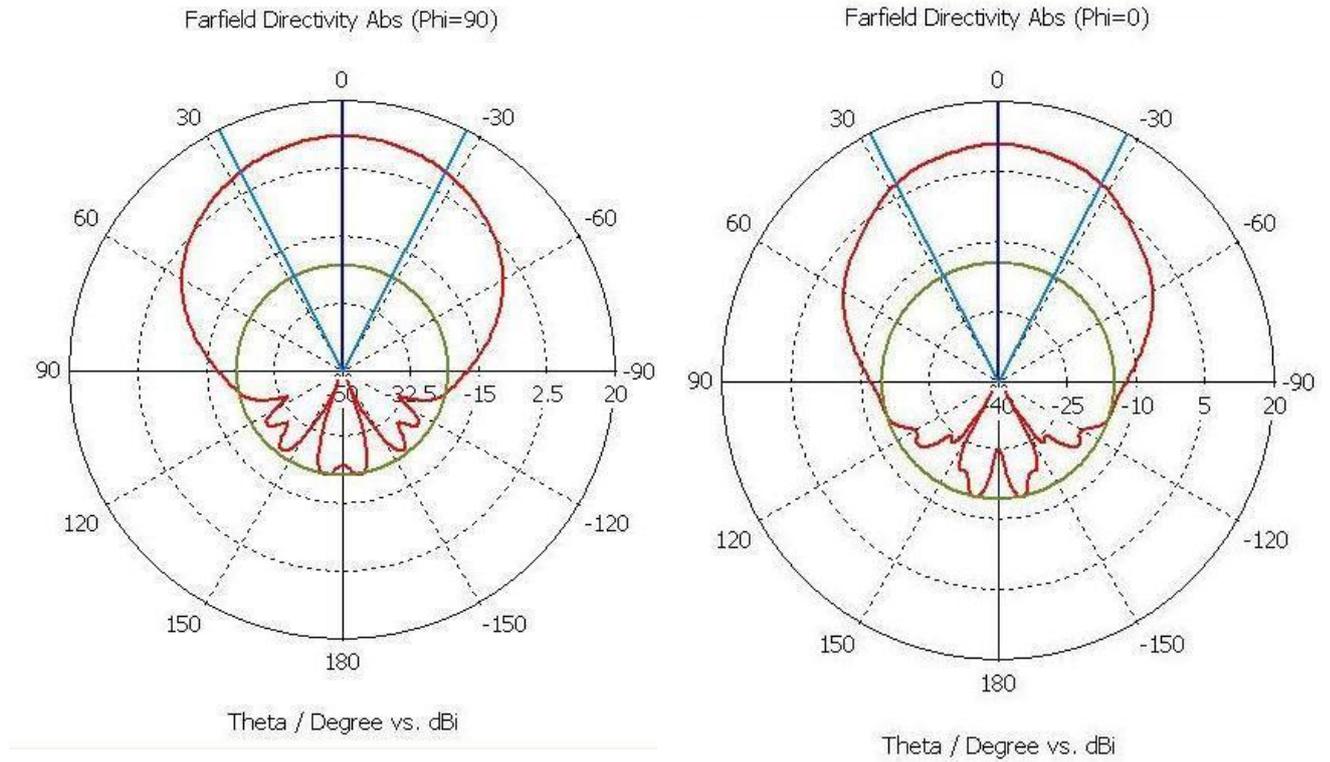


Рис.112. ДН излучателя при работе на передачу

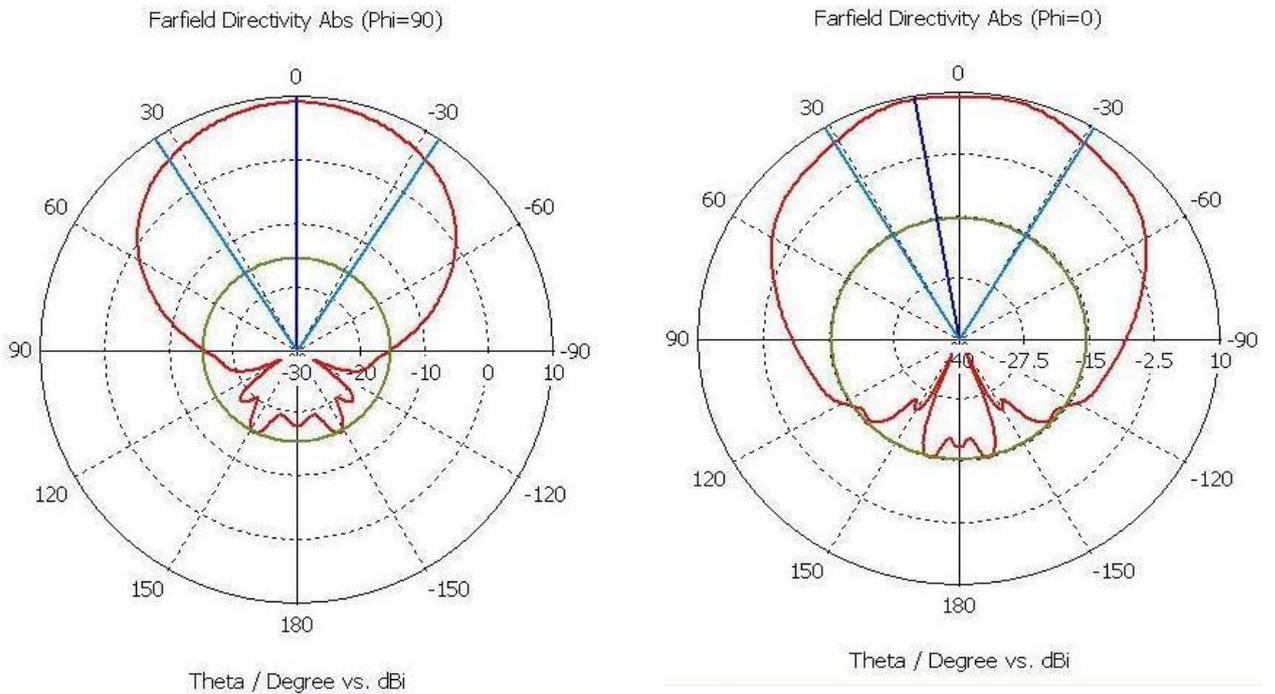


Рис.113. ДН излучателя при работе на прием.

Таким образом, определены оптимальные размеры элементов антенной решетки по критерию наилучшего согласования. Целесообразно также рассчитать варианты элементов, заполненных диэлектриком. Такое заполнение позволяет не только уменьшить размеры элементов, но и учесть влияние защитного покрытия излучателей. С помощью пакета электродинамического моделирования CST Microwave Studio проведена параметрическая оптимизация излучателя, представленного в виде круглого волновода. А также исследованы характеристики направленности и частотные характеристики этого излучателя.

При моделировании антенного полотна необходимо определить схему размещения элементов. Здесь возможны три варианта: размещение элементов в узлах прямоугольной сетки, гексагональной сетки и по концентрическим окружностям. Так как антенна с механическим сканированием, то шаг излучателей в решетке может быть увеличен до  $0,7\lambda$ . По количеству элементов, а также для сохранения характеристик направленности при сканировании в горизонтальной плоскости наиболее подходящим вариантом является размещение элементов по концентрическим окружностям. Кроме того, необходимо размещать элементы в пределах диаметра  $d=300$  мм, т.к. по периметру антенного полотна проходит соединение с распределительной системой и нижним диском. Причем внутренняя поверхность этого соединения должна быть выполнена из радиопоглощающего материала для обеспечения режима бегущей волны. Принцип работы данной распределительной системы аналогичен распределительной системе ВЦАР. На рис.114 показаны возможные схемы размещения элементов в полотне антенной решетки, работающей на прием. На рис.114: а- гексагональная сетка размещения элементов, б - прямоугольная сетка размещения элементов, в - кольцевая концентрическая антенная решетка (ККАР), г - ККАР, совмещенная с гексагональной структурой. Из рис.114г видно, что квадратный раскрыв с прямоугольной сеткой или гексагональной структурой обладает некоторой избыточностью элементов по сравнению с круглым раскрывом.

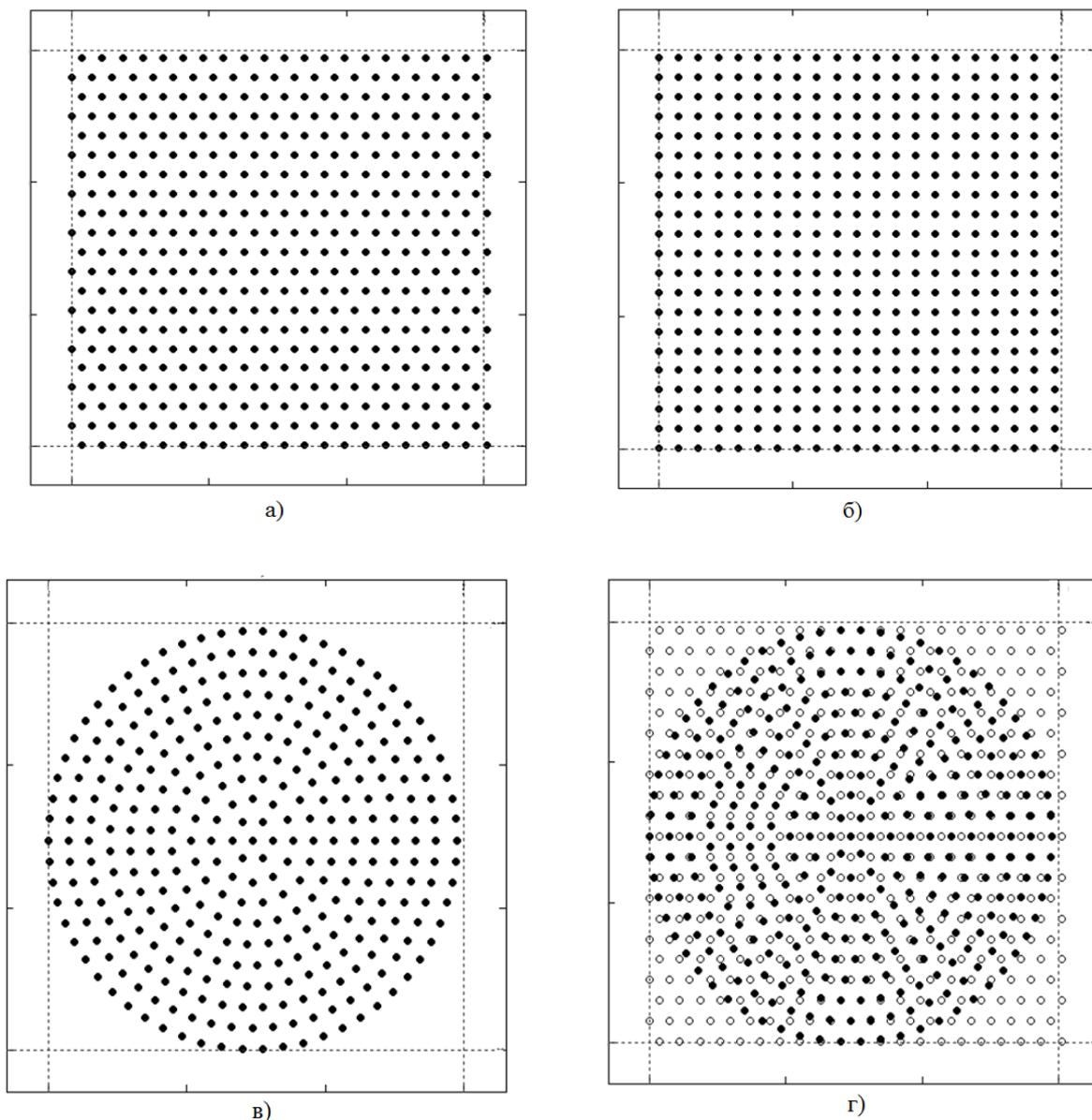


Рис.114. Схемы размещения элементов в полотне антенной решетки, работающей на прием.

Целесообразно выбрать схему размещения в виде концентрических окружностей, т.к. она позволяет осуществлять широкоугольное сканирование по азимуту без искажения характеристик направленности и имеет минимальное число элементов. Однако, при возбуждении антенного полотна радиальным волноводом необходимо учитывать структуру поля в распределительной системе. Фазовое распределение внутри радиального волновода можно изменить с помощью замедляющей системы, тогда координаты размещения элементов будут определяться структурой замедляющей системы. В этом случае для практической

реализации будут подходить все три схемы размещения элементов в антенном полотне. Аналогично можно рассчитать параметры схемы размещения элементов в антенной решетке, работающей на передачу. Как и в режиме приема, размещать элементы целесообразно в пределах диаметра  $d=600$  мм, т.к. по периметру антенного полотна проходит соединение с распределительной системой и нижним диском. Шаг излучателей в данном случае увеличивается за счет перехода в другой диапазон частот.

При размещении излучателей на расстоянии  $d=0,925\lambda$  и диэлектрическом заполнении распределительной системы материалом с диэлектрической проницаемостью  $\epsilon_r=1,17$ , количество элементов существенно сокращается.

Аналогично можно рассчитать параметры схемы размещения элементов в антенной решетке, работающей на передачу. Целесообразно также подобрать материалы для заполнения распределительной системы и апертуры. Как известно, материалы, диэлектрическая проницаемость которых близка к диэлектрической проницаемости воздуха, обладают малой плотностью, а, следовательно, и малой электрической и механической прочностью.

Электрофизические параметры некоторых диэлектриков представлены в таблице 4.

Таблица 4

Тип диэлектрика	Относительная диэлектрическая проницаемость, $\epsilon$	Тангенс угла диэлектрических потерь, $\text{tg}\delta$	Длина волны, см
Стироформ	1,03	$1,5 \times 10^{-4}$	3
Пенистый полистирол	1,03 – 1,1	$3,0 \times 10^{-5}$	10

Пористый полиэтилен	1,50	$6,0 \times 10^{-4}$	30
Полипропилен	2,00	$4,0 \times 10^{-4}$	30
Тефлон	2,10	$1,5 \times 10^{-4}$	10
Фторопласт	2,00 – 2,2	$2,0 \times 10^{-4}$	30
Сплошной полиэтилен	2,26	$5,0 \times 10^{-4}$	3

Для улучшения характеристик направленности антенны желательно использовать материалы с диэлектрической проницаемостью близкой к единице. Обычные материалы с низкой диэлектрической проницаемостью представляют собой либо вспененные материалы (пенопласты, вспененные полиэтилены или фторопласты), либо различные сотовые структуры. Так как в таких материалах основную долю их объема составляют воздушные полости, их прочность очень низкая. Использование таких материалов для производства антенного модуля, который испытывает при эксплуатации серьезные механические нагрузки, нецелесообразно.

Таким образом, определена оптимальная схема размещения элементов антенной решётки при работе на передачу и на приём. Однако при разработке антенны целесообразно провести экспериментальное исследование опытного образца, а также предварительный расчет его характеристик. Схема размещения элементов образца показана на рис.115. Антенное полотно формируется системой концентрических щелей. Щели прорезаются на верхней крышке неэквидистантно для получения спадающего к краям амплитудного распределения.

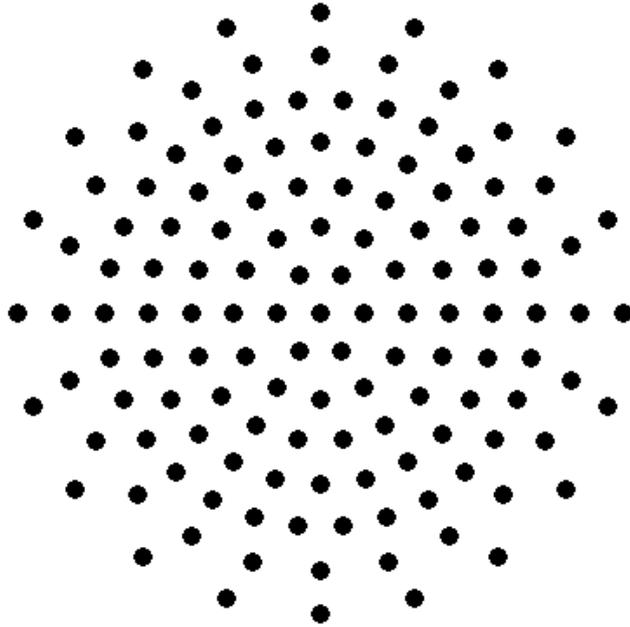


Рис.115. Схема размещения элементов в передающей антенной решетке на радиальном волноводе

Радиус щелей выбирается исходя из условий достижения максимального усиления и требуемого согласования. Для реализации спадающего амплитудного распределения целесообразно выполнять антенное полотно разреженным к краям. Закон изменения количества элементов на внешнем кольце может быть определен путем разложения ДН ККАР в ряд Фурье Бесселя. Можно также использовать фазовый способ уменьшения УБЛ с помощью неэквидистантного размещения отверстий в пространстве. Параметры радиальной линии приведены в таблице 5.

Таблица 5

Радиус РВ, мм	Высота РВ, мм	Толщина стенок РВ, мм	Толщина радиопоглощающего материала, мм
165	15	3	5

Общий вид решетки показан на рис.116.

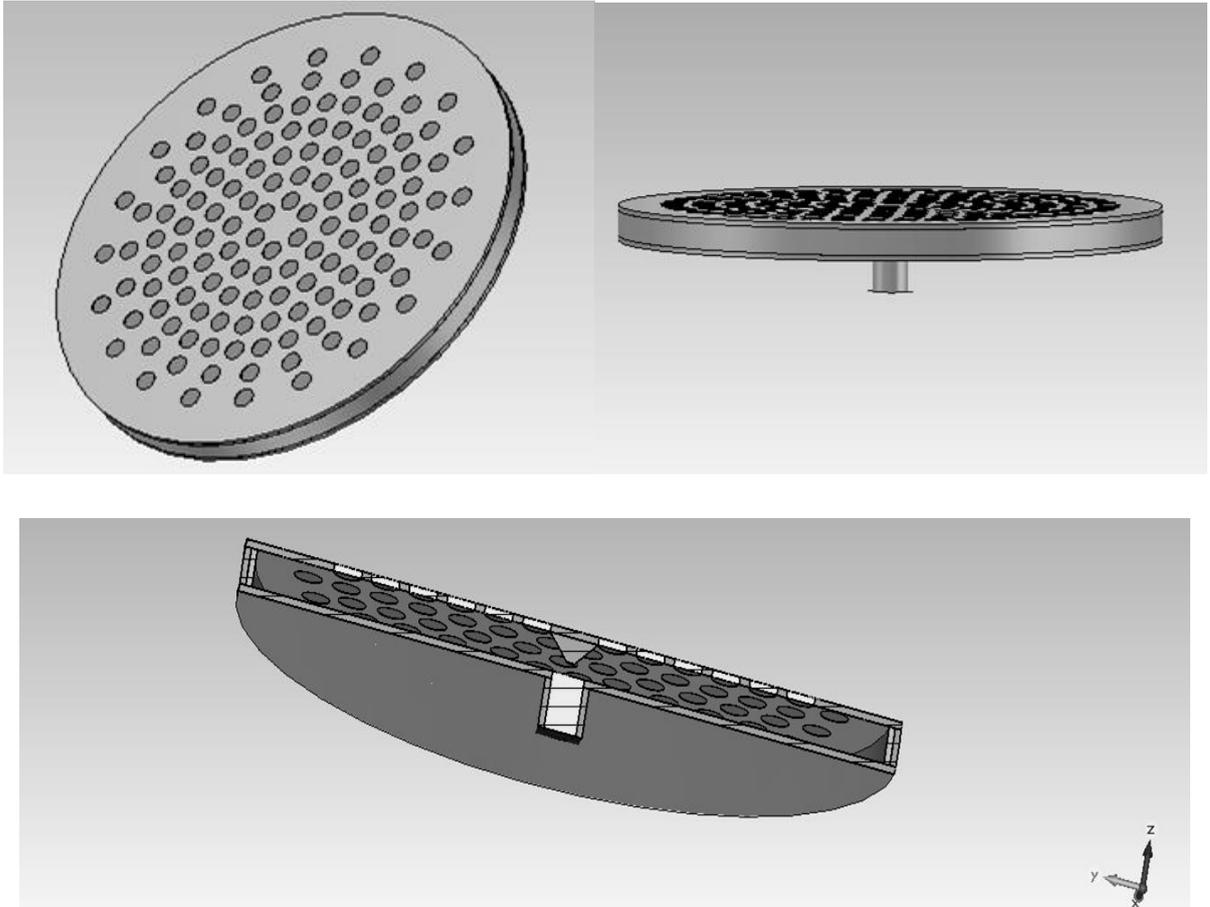


Рис.116. Общий вид решетки.

Моделирование и макетирование проведены для передающей антенной решетки. При заданном размере апертуры получается антенная решетка, состоящая из  $M=8$  колец и, соответственно,  $N=135$  круглых щелей. Радиусы колец и угловой шаг размещения щелей приведены в таблице 6.

Таблица 6

Номер кольца	Число элементов	Угловой шаг	Радиус кольца
1	0	360	0
2	6	60	19

3	12	30	38
4	18	20	57
5	24	15	76
6	30	12	95
7	24	15	114
8	20	18	133

На рис.117 приведен пример наиболее простого перехода от прямоугольного волновода с волной  $H_{10}$  к круглому волноводу с волной  $H_{11}$ .

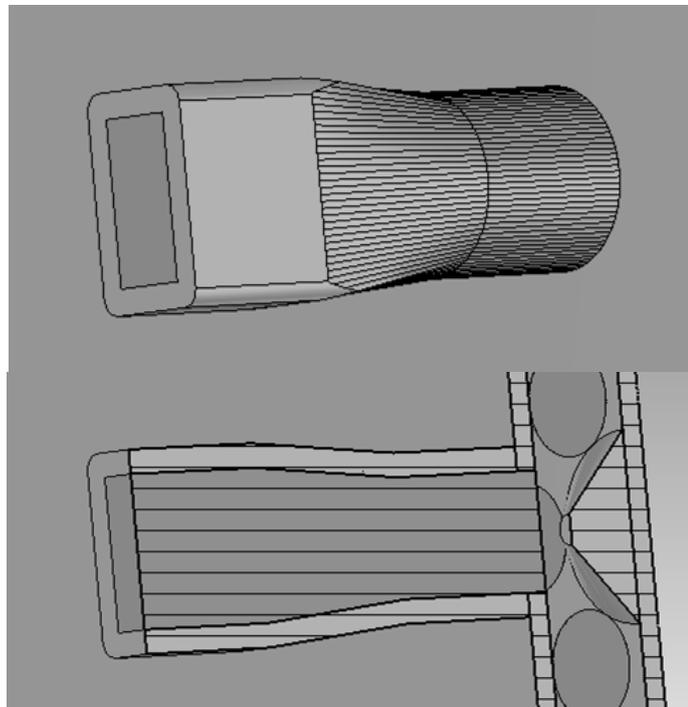
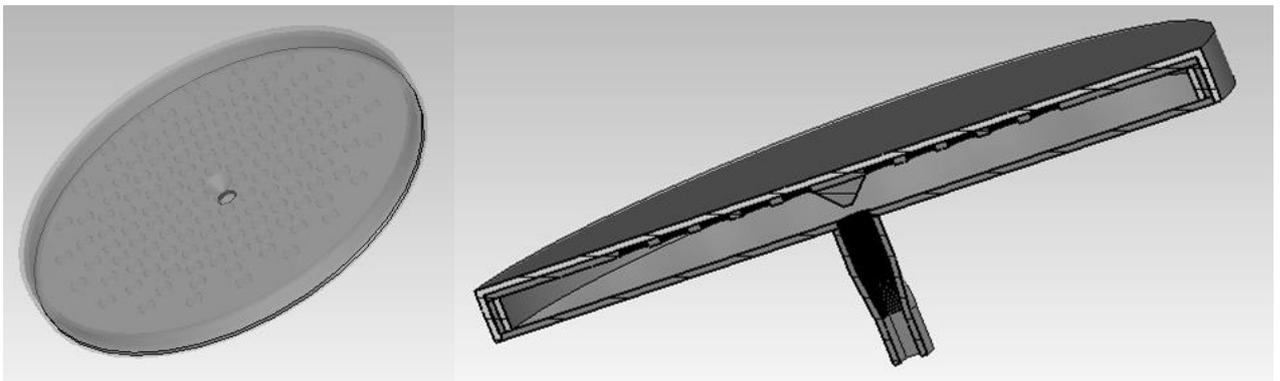


Рис.117. Возбуждение антенны с помощью плавного перехода.

Ниже представлены оптимизированные по критерию минимума коэффициента отражения результаты расчетов основных характеристик антенной решетки с распределительной системой, возбуждаемой прямоугольным волноводом R120. Для равномерного возбуждения антенны в двух плоскостях целесообразно использовать возбуждение антенного полотна через поляризационную секцию. Поляризационная секция является стандартным изделием и выполняется на круглом волноводе с диэлектрической вставкой или металлическими стержнями.

При изготовлении антенны нельзя использовать внутреннее диэлектрическое заполнение. Так как при этом уменьшается электрическая прочность, увеличиваются потери и возникает рассогласование. Кроме того, при заливке РВ диэлектриком трудно получить хорошую воспроизводимость электрофизических параметров. Допустимо использовать диэлектрический обтекатель. В качестве материала заполнения желательно использовать материал с диэлектрической проницаемостью, слабо отличающейся от единицы. В качестве материала обтекателя можно взять пенистый полистирол с диэлектрической проницаемостью  $\epsilon=1,03-1,1$ . Ниже приводятся результаты расчета антенной решетки с диэлектрическим обтекателем с  $\epsilon=1,2$ . На рис.118 приведена электродинамическая модель антенной решетки с обтекателем.



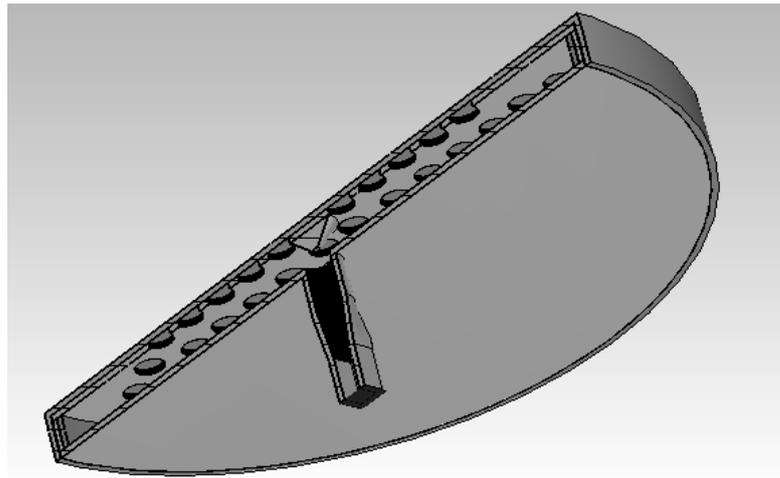


Рис.118. Электродинамическая модель антенной решетки с обтекателем

На рис.119 приведена пространственная ДН антенной решетки на радиальном волноводе на частоте 14 ГГц.

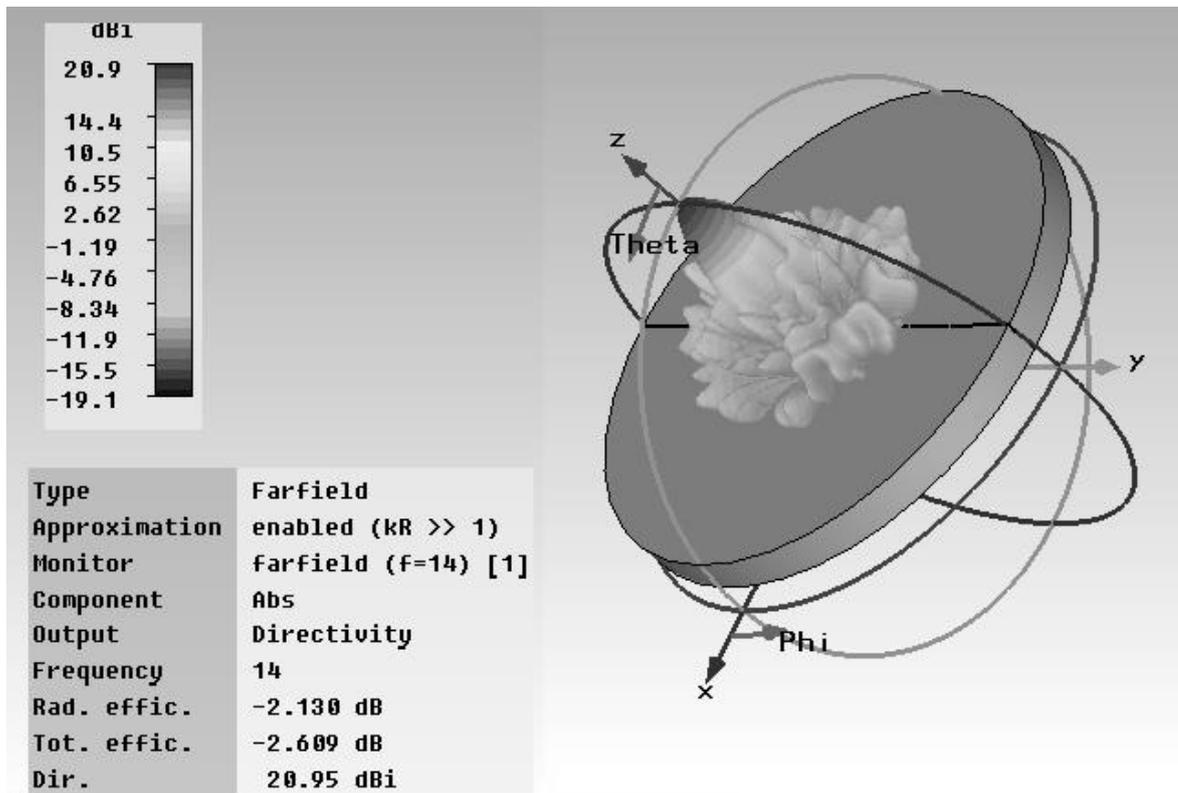


Рис.119. Пространственная ДН антенной решетки на радиальном волноводе на частоте 14 ГГц.

Аналогичные характеристики получаются на крайних частотах диапазона. На рис.120 приведена пространственная ДН решетки на частоте 13,75 ГГц. На рис.121 приведена пространственная ДН решетки на частоте 14,5 ГГц.

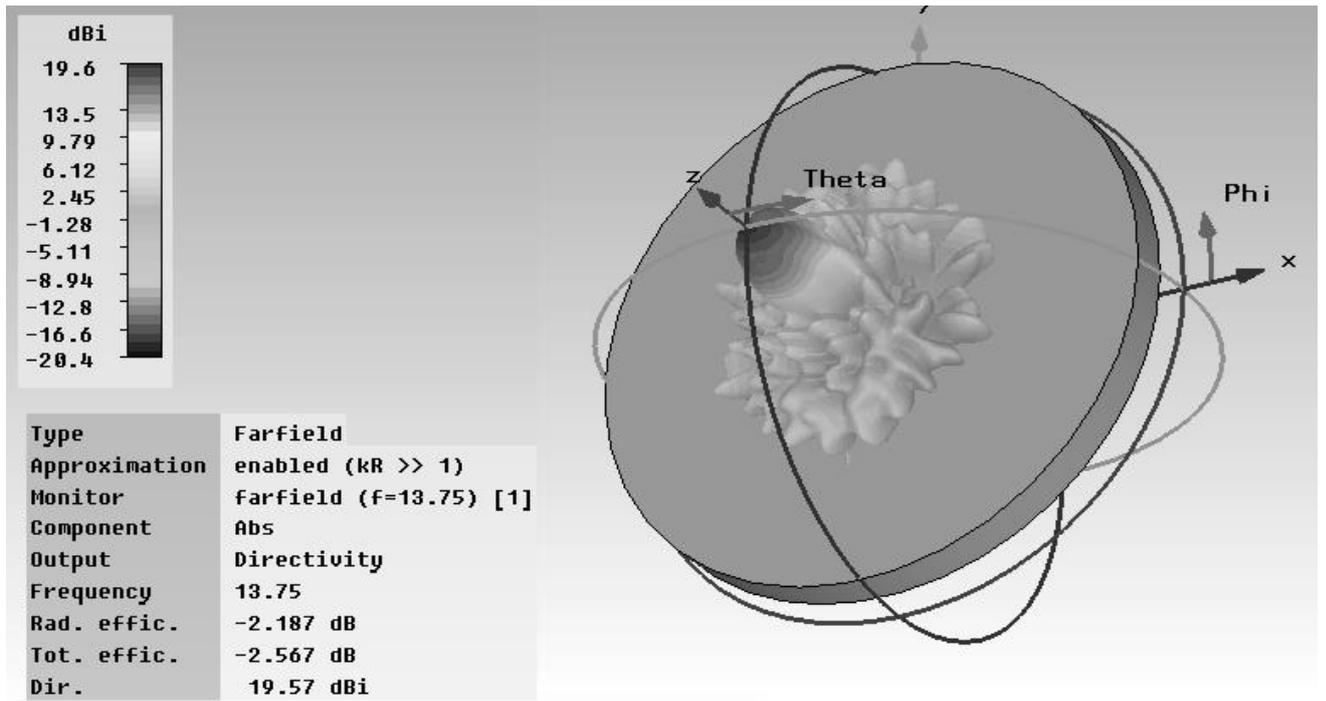


Рис.120. Пространственная ДН антенной решетки на радиальном волноводе на частоте 13,75 ГГц.

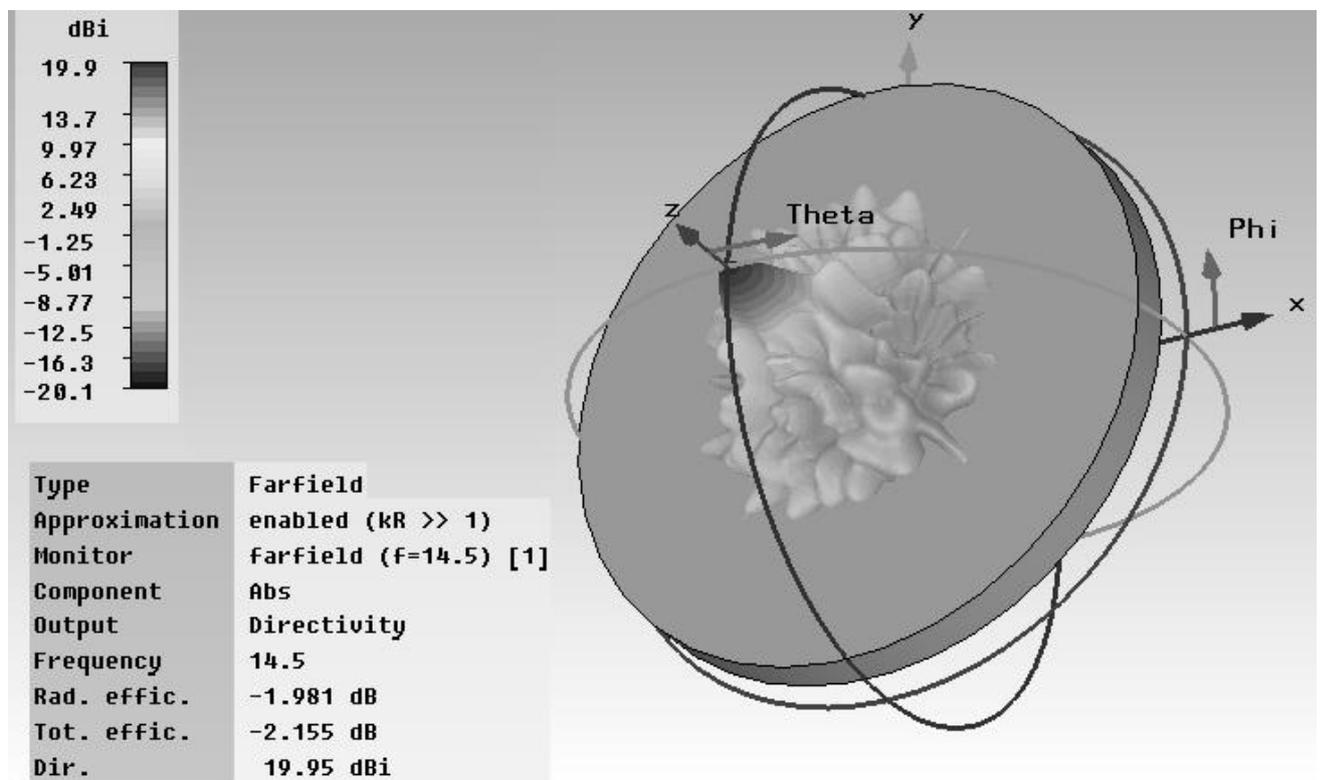


Рис.121. Пространственная ДН антенной решетки на радиальном волноводе на частоте 14,5 ГГц.

УБЛ изменяется в пределах  $-10\dots-19$  дБ и может быть снижен с помощью амплитудно-фазового синтеза путем оптимального выбора координат размещения элементов и их диаметров.

Электродинамическая модель включает в себя переход с прямоугольного волновода на круглый, который сложен в изготовлении. Поэтому целесообразно рассмотреть варианты конструкции с другими типами переходов или без них. Наиболее простой случай представляет собой возбуждение радиального волновода прямоугольным волноводом с основной волной  $H_{10}$ .

Моделирование показывает, что согласование практически не меняется  
рис.122.

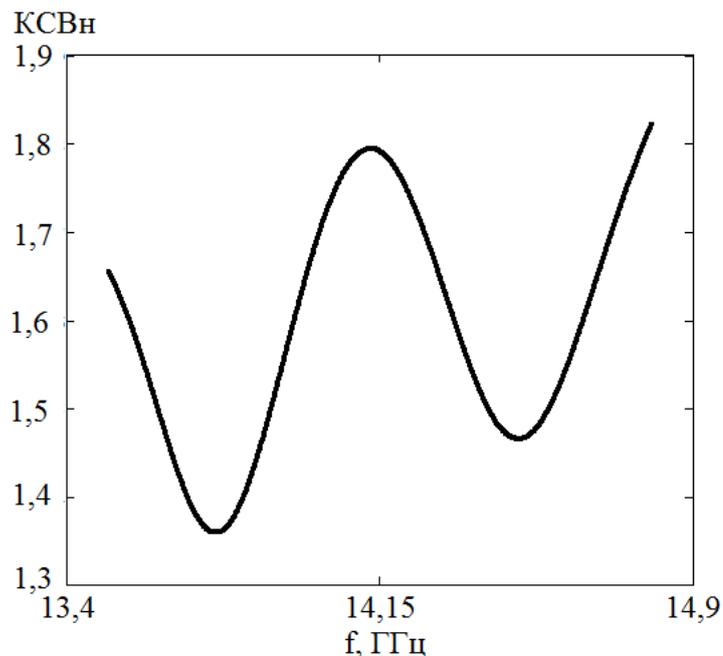


Рис.122.Зависимость КСВ антенной решетки с распределительной системой и обтекателем от частоты.

В электродинамической модели имеется также радиопоглощающий материал (РПМ), тип которого не определен. Поэтому желательно подобрать РПМ, обеспечивающий эффективное поглощение энергии электромагнитной волны и обладающий минимальными массогабаритными характеристиками.

На рис.123-126 приведены расчетные ДН антенной решетки, построенные в рабочей полосе частот.

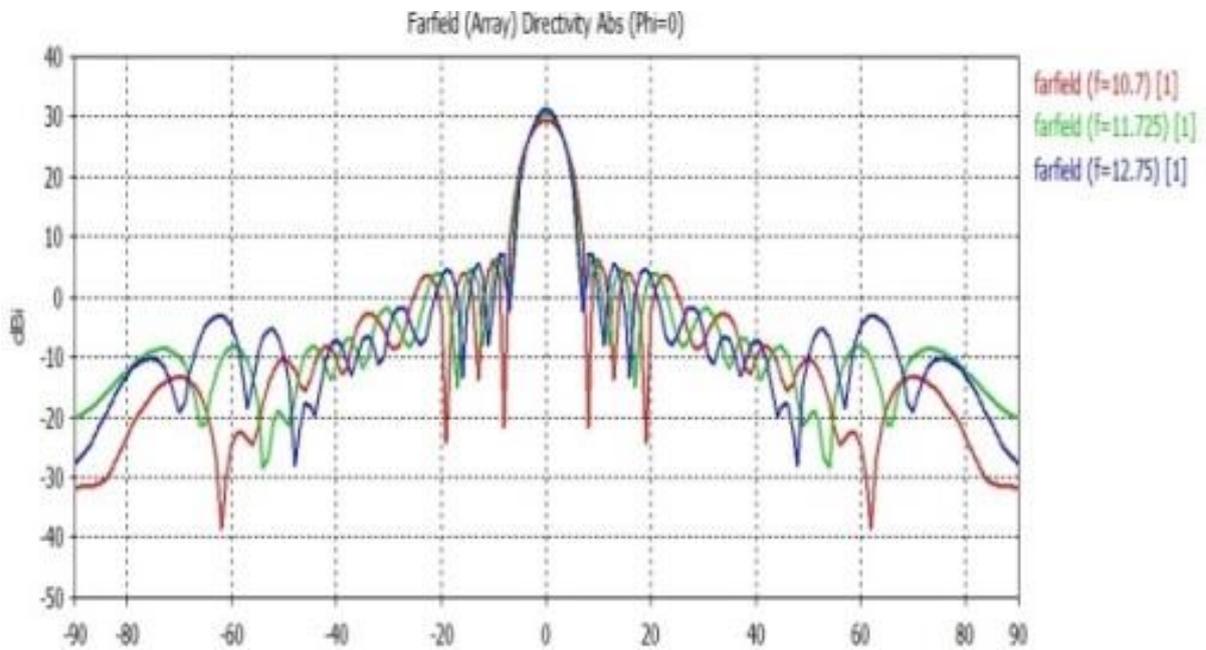


Рис.123. ДН антенной решетки, работающей на приём, в горизонтальной плоскости

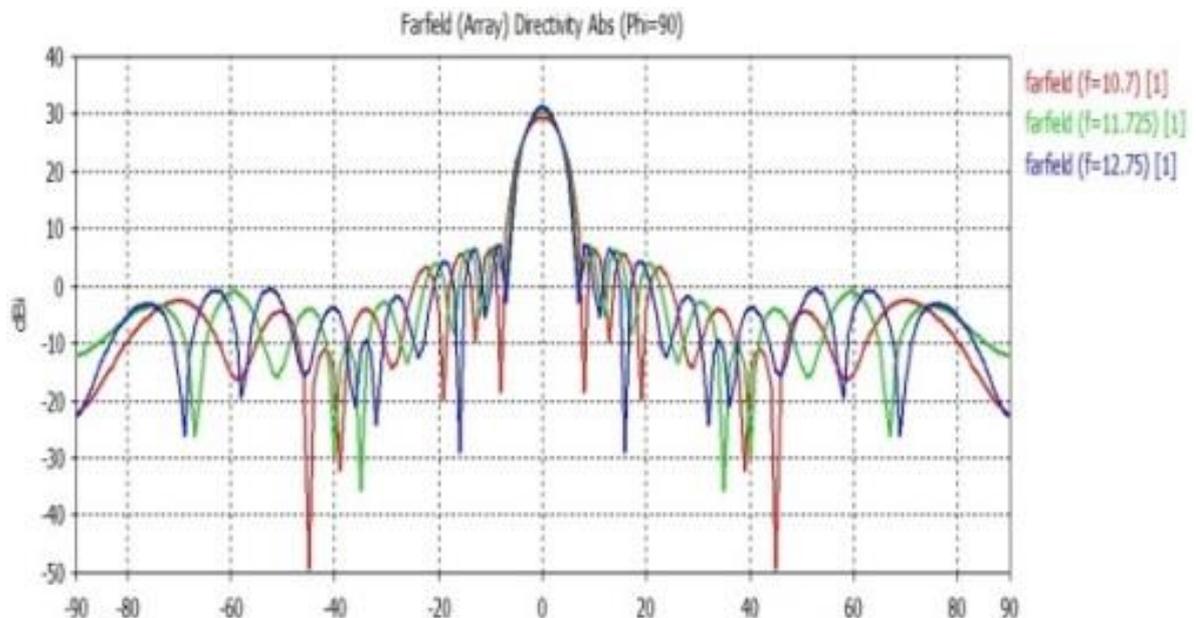


Рис.124. ДН антенной решетки, работающей на приём, в вертикальной плоскости.

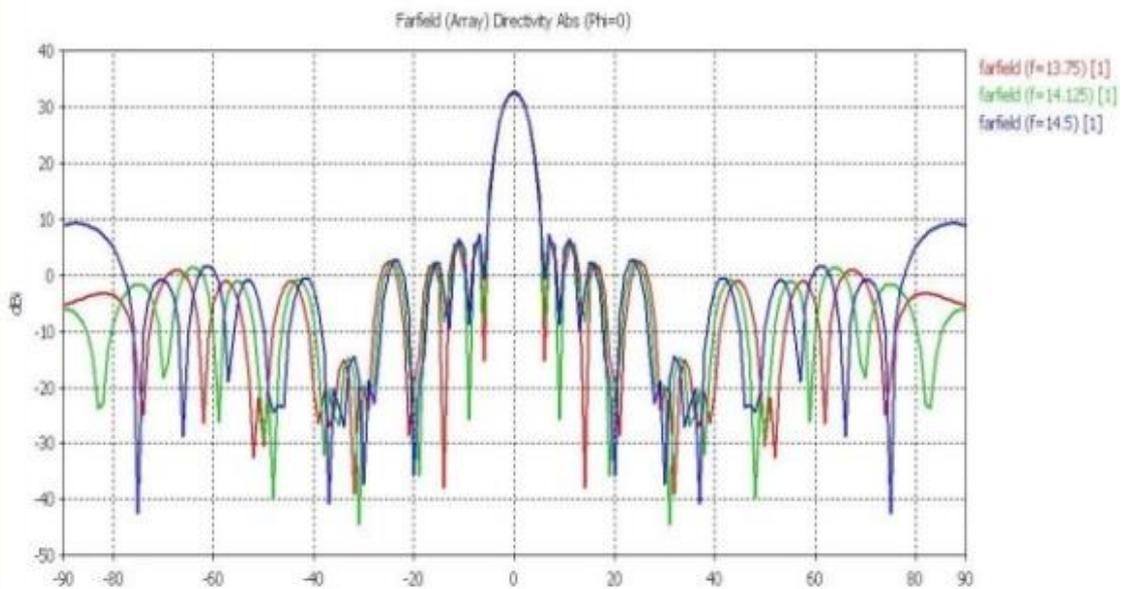


Рис.125. ДН антенной решетки, работающей на передачу, в горизонтальной плоскости

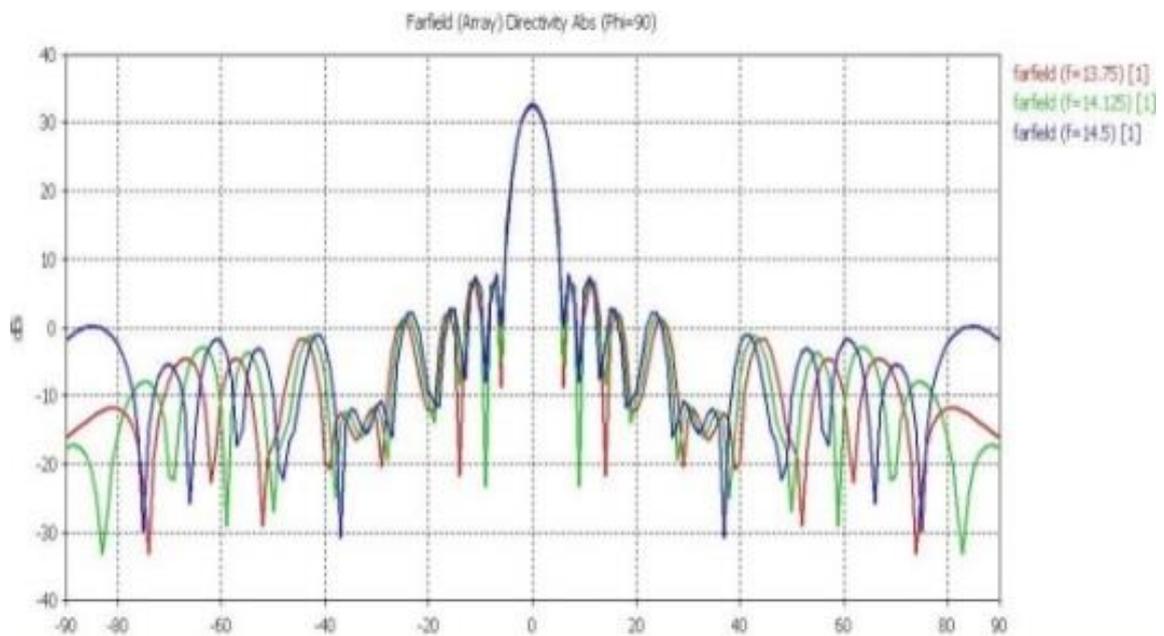


Рис.126. ДН антенной решетки, работающей на передачу, в вертикальной плоскости.

По результатам, полученным путем численного электродинамического моделирования, был изготовлен опытный образец антенной решетки с волноводными излучателями. Фотография антенного полотна с согласующим устройством приведена на рис.127.



Рис.127. Фотография антенного полотна с согласующим устройством.

На рис.128 представлены элементы антенной решетки, совмещенные с системой возбуждения.



Рис.128. Элементы антенной решетки, совмещенные с системой возбуждения.

Способ крепления возбуждителя к распределительной системе на РВ показан на рис.129.



Рис.129. Способ крепления возбуждителя к распределительной системе на РВ.

Результаты численного эксперимента были сопоставлены с результатами экспериментального исследования ККАР. Для этого было проведено экспериментальное исследование характеристик направленности антенной решетки с использованием измерительного комплекса «DAMS 6100». Схема измерительного комплекса показана на рис.130. Фотографии, иллюстрирующие экспериментальное измерение характеристик антенной решетки приведены на рис.131 и 132.

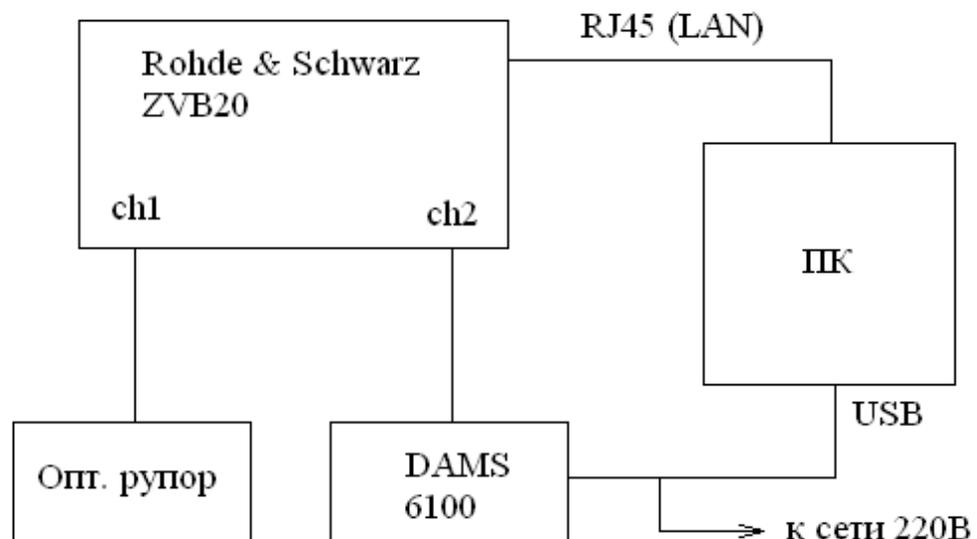


Рис.130. Схема измерительного комплекса.



Рис.131. Антенна на измерительном стенде.



Рис.132. Эталонная широкополосная антенна измерительного комплекса.

Результаты измерения ДН антенны в двух ортогональных плоскостях, представлены на рис.133 и 134.

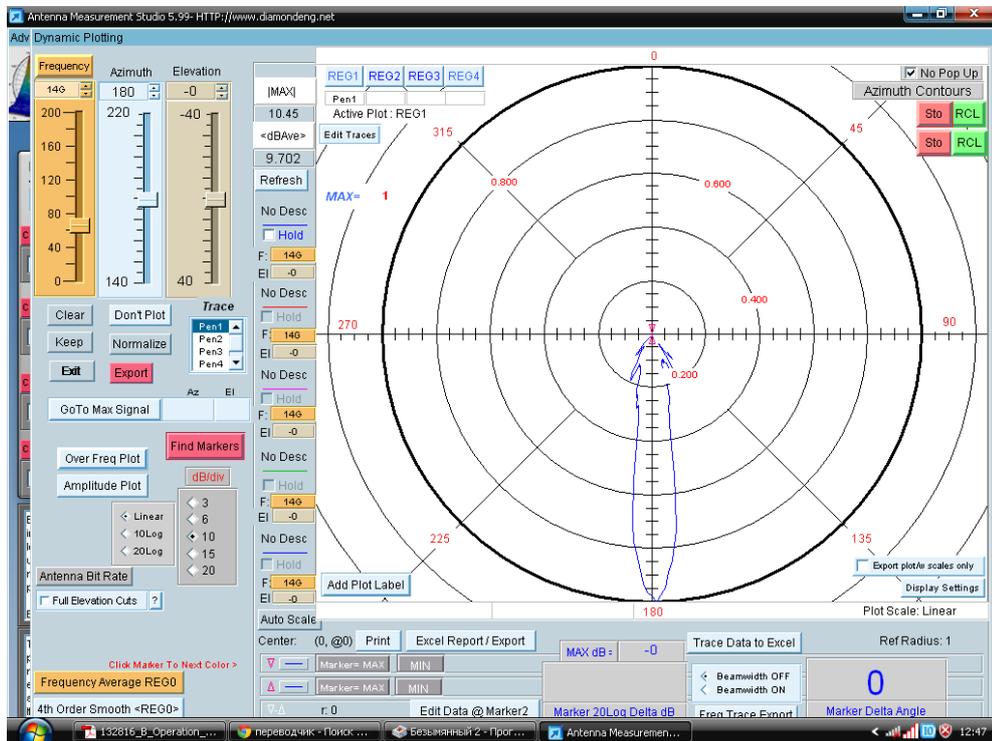


Рис.133.ДН антенны в плоскости E.

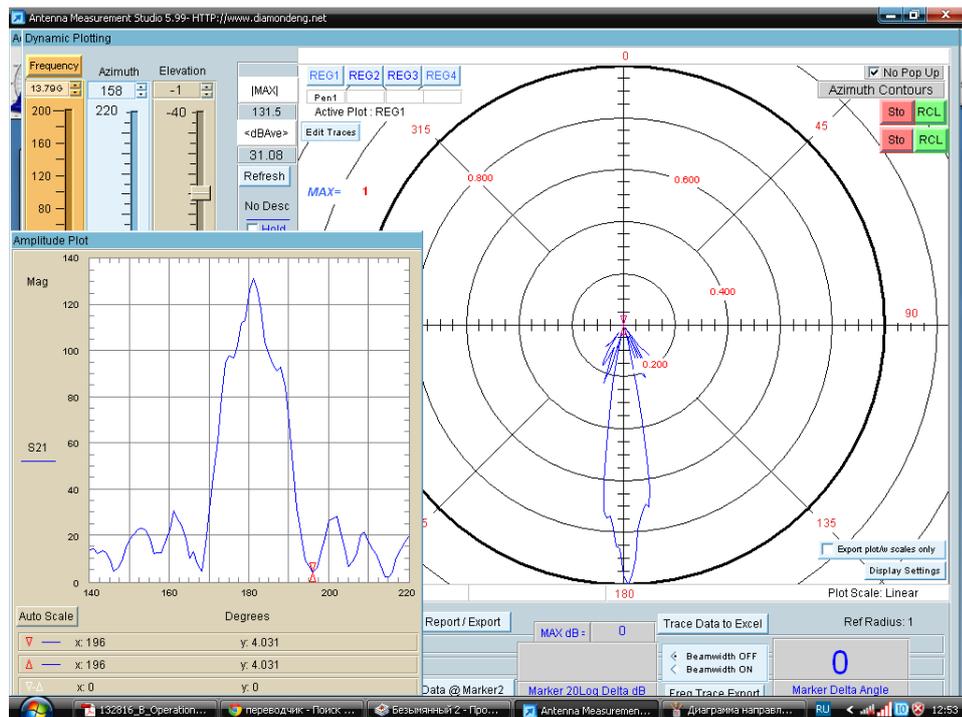


Рис.134.ДН антенны в плоскости H.

### 3.8 Концентрический сферический волновод как система возбуждения конформных антенных решеток

Одним из перспективных способов возбуждения ФАР является РВ, позволяющий обеспечивать сочетание преимуществ фидерной системы питания и пространственного возбуждения [114-116]. При конструктивном исполнении РВ возможны технологические отклонения от плоской поверхности. В бортовых ФАР возникает необходимость создания решетки на выпуклой поверхности, поэтому ниже рассматривается концентрический сферический волновод (КСВ) рис.135. В этом волноводе рассмотрены типы волн, наличие волны типа Т и возможность появления дисперсии.

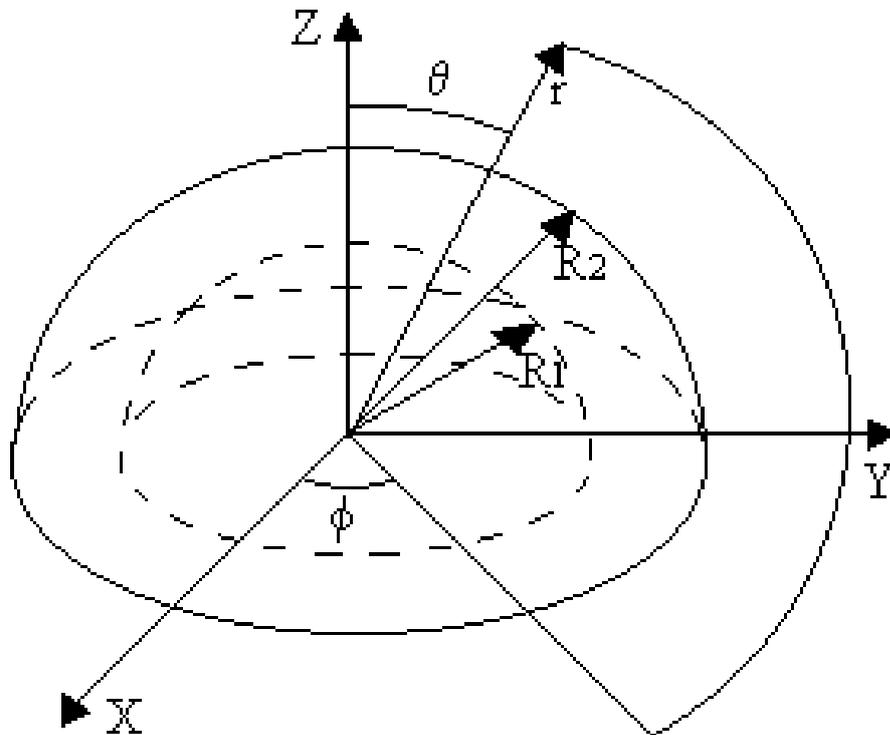


Рис.135.К определению поля в КСВ

Теория РВ хорошо известна [82]. В таком волноводе основная волна распространяется с фазовой скоростью, равной скорости света в свободном пространстве. В соответствии с терминологией [82], эта волна называется  $E_{00}$ . При равномерном изгибе РВ получается КСВ. Структура поля в КСВ в литературе не рассмотрена. Известны сферические волноводы, образованные одной сферой, вне

которой распространяется поле [82]. Известны сферические резонаторы, у которых рассмотрены резонансные частоты внутри металлической сферы [101,102].

При образовании электромагнитной системы двумя концентрическими сферами возможны процессы, аналогичные процессам в сферических резонаторах и РВ. В первом случае – сферические замкнутые поверхности, а во втором случае – незамкнутые поверхности с большим радиусом кривизны. Нас интересуют процессы, связанные с бегущими волнами, а не стоячие волны в замкнутых системах.

Как известно, изменение граничных условий, замена плоской проводящей поверхности другой поверхностью приводит к изменению критических частот и структуры полей. Поэтому возникла задача нахождения структуры основной волны в КСв, условий ее существования и выяснения фазовой скорости волны при изгибе РВ. При решении такой задачи возникают математические сложности при описании бегущей волны в угломестном направлении с помощью функций Лежандра.

Для решения этой задачи необходимо подробно рассмотреть решение волновых уравнений для выяснения основных закономерностей.

Рассмотрим идеально проводящий КСв, заполненный воздухом, при возбуждении в нем полей с гармонической временной зависимостью. С учетом электрофизических параметров среды ( $\varepsilon = 8,854 \cdot 10^{-12} \text{ Ф/м}$ ,  $\mu = 1,257 \cdot 10^6 \text{ Г/м}$ ) и при отсутствии источников возбуждения уравнения Максвелла, описывающие поля в волноводе, примут вид [82,100,101]:

$$\begin{aligned}
 \text{rot} \vec{E} + j\omega\mu\vec{H} &= 0 \\
 \text{rot} \vec{H} - j\omega\varepsilon\vec{E} &= 0 \\
 \text{div} \vec{E} &= 0 \\
 \text{div} \vec{H} &= 0
 \end{aligned}
 \tag{137}$$

где  $\vec{E}, \vec{H}$  - комплексные амплитуды векторов напряженности электрического и магнитного поля в сферической системе координат.

На стенках волновода граничные условия имеют вид:

$$\begin{aligned}\vec{E}_t &= 0 \\ \vec{H}_n &= 0\end{aligned}\quad (138)$$

где  $\vec{E}_t$  - касательная составляющая вектора напряженности электрического поля,  $\vec{H}_n$  - нормальная составляющая вектора напряженности магнитного поля.

При отсутствии источников уравнения (124) преобразуются в однородные волновые уравнения:

$$\nabla^2 \vec{E} + k^2 \vec{E} = 0 \quad (139a)$$

$$\nabla^2 \vec{H} + k^2 \vec{H} = 0 \quad (139b)$$

где  $k = \omega^2 \epsilon \mu$  - волновое число.

Поля в КСв рис.120 удобно анализировать в сферической системе координат. Уравнения (136) в сферической системе координат принимают вид:

$$\left. \begin{aligned}\frac{\partial}{\partial \theta} (\sin \theta E_\phi) - \frac{\partial}{\partial \phi} (E_\theta) &= -j \omega \mu r \sin \theta H_r \\ \frac{\partial E_r}{\partial \phi} - \frac{\partial}{\partial r} (r \sin \theta E_\phi) &= -j \omega \mu r \sin \theta H_\theta \\ \frac{\partial}{\partial r} (r E_\theta) - \frac{\partial E_r}{\partial \theta} &= -j \omega \mu r H_\phi \\ \frac{\partial}{\partial \theta} (\sin \theta H_\phi) - \frac{\partial H_\theta}{\partial \phi} &= j \omega \epsilon r \sin \theta E_r \\ \frac{\partial H_r}{\partial \phi} - \frac{\partial}{\partial r} (r \sin \theta H_\phi) &= j \omega \epsilon r \sin \theta E_\theta \\ \frac{\partial}{\partial r} (r H_\theta) - \frac{\partial H_r}{\partial \theta} &= j \omega \epsilon r E_\phi\end{aligned}\right\} \quad (140)$$

и уравнение (140) принимает вид:

$$\begin{aligned}
& \left( \frac{2}{r} \frac{\partial}{\partial r} + \frac{\partial^2}{\partial r^2} + \frac{\cos\theta}{r^2 \sin\theta} \frac{\partial}{\partial \theta} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2}{\partial \theta^2} + \frac{1}{r^2 \sin^2\theta} \frac{\partial^2}{\partial \phi^2} \right) E_r - \\
& - \frac{2}{r^2} E_r - \frac{2}{r^2 \sin\theta} \frac{\partial}{\partial \theta} (\sin\theta E_\theta) - \frac{2}{r^2 \sin\theta} \frac{\partial}{\partial \phi} (E_\phi) + k^2 E_r = 0 \\
& \left( \frac{2}{r} \frac{\partial}{\partial r} + \frac{\partial^2}{\partial r^2} + \frac{\cos\theta}{r^2 \sin\theta} \frac{\partial}{\partial \theta} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2}{\partial \theta^2} + \frac{1}{r^2 \sin^2\theta} \frac{\partial^2}{\partial \phi^2} \right) E_\theta - \\
& - \frac{E_\theta}{r^2 \sin^2\theta} + \frac{2}{r^2} \frac{\partial E_r}{\partial \theta} - \frac{2 \cos\theta}{r^2 \sin^2\theta} \frac{\partial}{\partial \phi} (E_\phi) + k^2 E_\theta = 0 \\
& \left( \frac{2}{r} \frac{\partial}{\partial r} + \frac{\partial^2}{\partial r^2} + \frac{\cos\theta}{r^2 \sin\theta} \frac{\partial}{\partial \theta} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2}{\partial \theta^2} + \frac{1}{r^2 \sin^2\theta} \frac{\partial^2}{\partial \phi^2} \right) E_\phi - \\
& - \frac{E_\phi}{r^2 \sin^2\theta} + \frac{2}{r^2 \sin\theta} \frac{\partial E_r}{\partial \phi} + \frac{2 \cos\theta}{r^2 \sin^2\theta} \frac{\partial}{\partial \phi} (E_\theta) + k^2 E_\phi = 0
\end{aligned} \tag{141}$$

Аналогично записываются выражения для компонент вектора напряженности магнитного поля (139б). Компоненты электромагнитного поля в КСв определяются интегрированием волновых уравнений (139а, 139б).

### 3.9 Интегрирование волнового уравнения. Компоненты поля типа Е.

Электромагнитное поле волн в прямом волноводе произвольного поперечного сечения обычно классифицируют по наличию или отсутствию продольных составляющих векторов электрического и магнитного полей [100,101]. По этой классификации электрическими волнами (типа Е) называются волны, имеющие только электрическую продольную компоненту, а магнитными (типа Н) – только магнитную продольную компоненту. Для более сложных волноводных систем (диэлектрических, частично заполненных и т.д.) вводятся гибридные волны [103].

При определении структуры поля в КСв необходимо также разделить волны на два типа. Возможность разделения волн на два типа в изогнутом волноводе была показана в работе [102]. В данном случае типы волн можно различать по

наличию или отсутствию компонент поля в произвольном (радиальном, азимутальном или угломестном) направлении. В уравнениях (141) все неизвестные компоненты не разделились. Известные методы решения [100-104] системы дифференциальных уравнений с частными производными (140) накладывают ограничения на выбор компоненты разделения. Как известно [95,100], соотношения, связывающие компоненты поля со вспомогательной функцией будут легко разрешимы, если выполняются условия Бромвича, т.е. коэффициент Ламе компоненты разделения должен быть  $h=1$ . Поэтому для сферической системы координат в качестве компоненты разделения можно выбрать продольную (угломестную) компоненту, используя замену переменной [100], чтобы удовлетворить условию Бромвича, но удобнее выбрать радиальную компоненту без замены переменной.

Назовем электрическими волнами волны, имеющие только электрическую радиальную компоненту, а магнитными – только магнитную радиальную компоненту. Рассмотрим поле электрических волн, примем  $H_r = 0$ . Тогда система уравнений (140) примет вид:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial}{\partial \theta} (\sin \theta E_\phi) - \frac{\partial}{\partial \phi} (E_\theta) &= 0 \\ \frac{\partial E_r}{\partial \phi} - \frac{\partial}{\partial r} (r \sin \theta E_\phi) &= -j\omega\mu r \sin \theta H_\theta \\ \frac{\partial}{\partial r} (r E_\theta) - \frac{\partial E_r}{\partial \theta} &= -j\omega\mu r H_\phi \\ \frac{\partial}{\partial \theta} (\sin \theta H_\phi) - \frac{\partial H_\theta}{\partial \phi} &= j\omega\epsilon r \sin \theta E_r \\ -\frac{\partial}{\partial r} (r H_\phi) &= j\omega\epsilon r E_\theta \\ \frac{\partial}{\partial r} (r H_\theta) &= j\omega\epsilon r E_\phi \end{aligned} \right\} \quad (142)$$

Из равенства нулю радиальной компоненты напряженности магнитного поля следует соотношение:

$$\frac{\partial}{\partial \theta} (\sin \theta E_{\phi}) = \frac{\partial E_{\theta}}{\partial \phi} \quad (143)$$

Используя алгоритм [94] для решения системы уравнений (142) удобно ввести вспомогательную функцию  $U$ . В соотношении (143) составляющие  $E_{\theta}$  и  $E_{\phi}$  можно выразить через вспомогательную функцию  $U$ :

$$E_{\phi} = \frac{1}{r \sin \theta} \frac{\partial U'}{\partial \phi} \quad (144)$$

$$E_{\theta} = \frac{1}{r} \frac{\partial U'}{\partial \theta}$$

где  $U' = \frac{\partial U}{\partial r}$

$$E_{\phi} = \frac{1}{r \sin \theta} \frac{\partial^2 U}{\partial \phi \partial r} \quad (145)$$

$$E_{\theta} = \frac{1}{r} \frac{\partial^2 U}{\partial \theta \partial r}$$

Подставляя (144) в систему уравнений (142), можно выразить компоненты  $H_{\phi}$  и  $H_{\theta}$ :

$$H_{\phi} = -\frac{j\omega \varepsilon}{r} \frac{\partial U}{\partial \theta} \quad (146)$$

$$H_{\theta} = \frac{j\omega \varepsilon}{r \sin \theta} \frac{\partial U}{\partial \phi}$$

Подставив выражения (145) и (146) в третье уравнение системы (142), получаем выражение для радиальной составляющей вектора напряженности электрического поля:

$$\frac{\partial^3 U}{\partial \theta \partial r^2} - \frac{\partial E_r}{\partial \theta} = -\frac{k^2 \partial U}{\partial \theta} \quad (147)$$

$$\frac{\partial^2 U}{\partial r^2} + k^2 U = E_r$$

Вспомогательную функцию  $U$  можно получить, выразив компоненты поля через  $U$  в четвертом уравнении системы (142):

$$\frac{\partial}{\partial \theta} \left( \sin \theta \frac{\partial U}{\partial \theta} \right) + \frac{1}{\sin \theta} \frac{\partial^2 U}{\partial \phi^2} = -r^2 \sin \theta \left( \frac{\partial^2 U}{\partial r^2} + k^2 U \right)$$

и придать вид:

$$\frac{1}{r^2 \sin \theta} \frac{\partial}{\partial \theta} \left( \sin \theta \frac{\partial U}{\partial \theta} \right) + \frac{\partial^2 U}{(r \sin \theta)^2 \partial \phi^2} + \frac{\partial^2 U}{\partial r^2} + k^2 U = 0 \quad (148)$$

Полученное выражение совпадает с волновым уравнением скалярной функции в сферической системе координат. При решении уравнения (148) необходимо учесть граничные условия:

$$E_\theta = 0, E_\phi = 0 \quad (\text{при } r = R_1; r = R_2) \quad (149)$$

где  $R_1$ - радиус внутренней полусферы,  $R_2$ - радиус внешней полусферы. Для того, чтобы выполнялось условие (149) на поверхностях  $r = R_1; r = R_2$  независимо от координат  $\theta, \phi$ , необходимо, чтобы на этих поверхностях

$$\frac{\partial U}{\partial r} = 0 \quad (150)$$

Проведем интегрирование уравнения (135) методом Фурье. Интеграл уравнения представим в виде произведения трех сомножителей:

$$U = R(r)\Theta(\theta)\Phi(\phi)$$

Подставив это выражение в уравнение (135) и разделив на  $R(r)\Theta(\theta)\Phi(\phi)$ , получаем уравнение в полных производных:

$$\frac{1}{r^2 \sin \theta} \frac{1}{\Theta(\theta)} \frac{d}{d\theta} \left( \sin \theta \frac{d\Theta(\theta)}{d\theta} \right) + \frac{1}{r^2 \sin^2 \theta} \frac{1}{\Phi(\phi)} \frac{d^2 \Phi(\phi)}{d\phi^2} + \frac{1}{R(r)} \frac{d^2 R(r)}{dr^2} = -k^2 \quad (151)$$

Так как в уравнении (148) сумма трех функций независимых переменных равна постоянной величине, то его можно разбить на три уравнения аналогично [103].

Умножаем уравнение (151) на  $r^2 \sin^2 \theta$ :

$$\sin \theta \frac{1}{\Theta(\theta)} \frac{d}{d\theta} \left( \sin \theta \frac{d\Theta(\theta)}{d\theta} \right) + \frac{1}{\Phi(\phi)} \frac{d^2 \Phi(\phi)}{d\phi^2} + \frac{r^2 \sin^2 \theta}{R(r)} \frac{d^2 R(r)}{dr^2} + k^2 r^2 \sin^2 \theta = 0 \text{ и}$$

приравниваем полученное выражение постоянной величине  $\gamma^2$ :

$$\sin \theta \frac{1}{\Theta(\theta)} \frac{d}{d\theta} \left( \sin \theta \frac{d\Theta(\theta)}{d\theta} \right) + \frac{r^2 \sin^2 \theta}{R(r)} \frac{d^2 R(r)}{dr^2} + k^2 r^2 \sin^2 \theta = -\frac{1}{\Phi(\phi)} \frac{d^2 \Phi(\phi)}{d\phi^2} = \gamma^2 \quad (152)$$

В результате получаются два уравнения:

$$\frac{d^2 \Phi(\phi)}{d\phi^2} + \gamma^2 \Phi(\phi) = 0 \quad (153)$$

$$\sin \theta \frac{1}{\Theta(\theta)} \frac{d}{d\theta} \left( \sin \theta \frac{d\Theta(\theta)}{d\theta} \right) + \frac{r^2 \sin^2 \theta}{R(r)} \frac{d^2 R(r)}{dr^2} + k^2 r^2 \sin^2 \theta - \gamma^2 = 0 \quad (154)$$

Интеграл уравнения (154) имеет вид:

$$\Phi(\phi) = A_1 \sin(\gamma\phi) + A_2 \cos(\gamma\phi) \quad (155)$$

Для определения  $R(r)$  и  $\Theta(\theta)$  разделим уравнение (154) на  $\sin^2 \theta$ :

$$\frac{1}{\sin \theta} \frac{1}{\Theta(\theta)} \frac{d}{d\theta} \left( \sin \theta \frac{d\Theta(\theta)}{d\theta} \right) + \frac{r^2}{R(r)} \frac{d^2 R(r)}{dr^2} + k^2 r^2 - \frac{\gamma^2}{\sin^2 \theta} = 0 \quad (156)$$

Приравниваем уравнение (156) новой постоянной  $a^2$  и разбиваем его на два уравнения аналогично (151):

$$\frac{1}{\sin\theta} \frac{1}{\Theta(\theta)} \frac{d}{d\theta} \left( \sin\theta \frac{d\Theta(\theta)}{d\theta} \right) - \frac{\gamma^2}{\sin^2\theta} = -\frac{r^2}{R(r)} \frac{d^2 R(r)}{dr^2} - k^2 r^2 = -a^2$$

$$\frac{1}{\sin\theta} \frac{d}{d\theta} \left( \sin\theta \frac{d\Theta(\theta)}{d\theta} \right) + \left( a^2 - \frac{\gamma^2}{\sin^2\theta} \right) \Theta(\theta) = 0$$

$$\frac{d^2 \Theta(\theta)}{d\theta^2} + \frac{\cos\theta}{\sin\theta} \frac{d\Theta(\theta)}{d\theta} + \left( a^2 - \frac{\gamma^2}{\sin^2\theta} \right) \Theta(\theta) = 0 \quad (157)$$

$$\frac{d^2 R(r)}{dr^2} + \left( k^2 - \frac{a^2}{r^2} \right) R(r) = 0 \quad (158)$$

Уравнение (158) приводится заменой переменной  $R(r) = \sqrt{kr} F(r)$  к уравнению цилиндрических функций (Бесселя):

$$\frac{d^2 F(r)}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{dF(r)}{dr} + \left( k^2 - \frac{4a^2 + 1}{4r^2} \right) F(r) = 0 \quad (159)$$

Введем новое обозначение для преобразования уравнения (159):

$$a^2 = n(n+1) \quad (160)$$

Подставляя (160) в (159) получаем уравнение Бесселя для  $F(r)$ :

$$\frac{d^2 F(r)}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{dF(r)}{dr} + \left( k^2 - \frac{\left( n + \frac{1}{2} \right)^2}{r^2} \right) F(r) = 0 \quad (161)$$

Изменение поля по радиусу определяется суммой цилиндрических функций Бесселя и Неймана, описывающих стоячую волну и удовлетворяющих граничным условиям на поверхностях  $r = R_1; r = R_2$ .

$$R(r) = c_1 \sqrt{kr} J_{\left( n + \frac{1}{2} \right)}(kr) + c_2 \sqrt{kr} N_{\left( n + \frac{1}{2} \right)}(kr) \quad (162)$$

Функция Неймана в данном случае не обращается в  $\infty$  внутри КСВ, так как точка  $r=0$  не принадлежит его сечению.

Уравнение (157) приводится к уравнению Лежандра заменой переменной  $z = \cos\theta$  и заменой постоянной разделения (160):

$$\left(1-z^2\right) \frac{d^2 \Theta(z)}{dz^2} - 2z \frac{d \Theta(z)}{dz} + \left(n(n+1) - \frac{\gamma^2}{1-z^2}\right) \Theta(z) = 0$$

Если  $\gamma$  – целое число, то решение этого уравнения можно записать в виде суммы двух присоединенных функций Лежандра первого и второго рода:

$$\Theta(\theta) = c_3 P_n^\gamma(\cos\theta) + c_4 Q_n^\gamma(\cos\theta) \quad (163)$$

где  $P_n^\gamma(\cos\theta)$ - присоединенная функция Лежандра первого рода,  $n$ - степени и  $\gamma$ - порядка,  $Q_n^\gamma(\cos\theta)$ - присоединенная функция Лежандра второго рода,  $n$ - степени и  $\gamma$ - порядка,  $c_3, c_4$ - коэффициенты.

Интеграл волнового уравнения (139а) определяется произведением решений (155), (162) и (63):

$$U = \left( c_1 \sqrt{kr} J_{\left(n+\frac{1}{2}\right)}(kr) + c_2 \sqrt{kr} N_{\left(n+\frac{1}{2}\right)}(kr) \right) \left( A_1 \sin(\gamma\phi) + A_2 \cos(\gamma\phi) \right) \times \\ \times \left( c_3 P_n^\gamma(\cos\theta) + c_4 Q_n^\gamma(\cos\theta) \right) \quad (164)$$

Определение переменных (по другой терминологии постоянных) разделения должно соответствовать физическому процессу. При определении постоянной разделения по азимуту  $\gamma$  поле должно изменяться с периодом  $2\pi$ . Поэтому  $\gamma$  принимает только целочисленные значения  $\gamma=0, 1, 2, 3, \dots$ . Переменная разделения по радиусу определяется из граничного условия (138). Первоначально определим общее решение, получающееся в КСВ для волн типа  $E_{mn}$  и  $H_{mn}$ .

Компоненты поля типа  $E$  определяются из уравнений (145), (146) и (147):

$$\begin{aligned}
E_\phi &= \frac{\gamma(A_1 \cos(\gamma\phi) - A_2 \sin(\gamma\phi))}{r \sin\theta} \frac{d}{dr} \left[ c_1 \sqrt{kr} J_{n+\frac{1}{2}}(kr) + c_2 \sqrt{kr} N_{n+\frac{1}{2}}(kr) \right] \times \\
&\times (c_3 P_n^\gamma(\cos\theta) + c_4 Q_n^\gamma(\cos\theta)) \\
E_\theta &= \frac{A_1 \sin(\gamma\phi) + A_2 \cos(\gamma\phi)}{r} \frac{d}{dr} \left[ c_1 \sqrt{kr} J_{n+\frac{1}{2}}(kr) + c_2 \sqrt{kr} N_{n+\frac{1}{2}}(kr) \right] \times \\
&\times \frac{d}{d\theta} [c_3 P_n^\gamma(\cos\theta) + c_4 Q_n^\gamma(\cos\theta)] \\
E_r &= \frac{n(n+1)}{r^2} (A_1 \sin(\gamma\phi) + A_2 \cos(\gamma\phi)) \left( c_1 \sqrt{kr} J_{n+\frac{1}{2}}(kr) + c_2 \sqrt{kr} N_{n+\frac{1}{2}}(kr) \right) \times \\
&\times (c_3 P_n^\gamma(\cos\theta) + c_4 Q_n^\gamma(\cos\theta)) \\
H_\theta &= \frac{jk\gamma}{r \sin\theta} \sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu}} (A_1 \cos(\gamma\phi) - A_2 \sin(\gamma\phi)) \left( c_1 \sqrt{kr} J_{n+\frac{1}{2}}(kr) + c_2 \sqrt{kr} N_{n+\frac{1}{2}}(kr) \right) \times \\
&\times (c_3 P_n^\gamma(\cos\theta) + c_4 Q_n^\gamma(\cos\theta)) \\
H_\phi &= \frac{-jk}{r} \sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu}} (A_1 \sin(\gamma\phi) + A_2 \cos(\gamma\phi)) \left( c_1 \sqrt{kr} J_{n+\frac{1}{2}}(kr) + c_2 \sqrt{kr} N_{n+\frac{1}{2}}(kr) \right) \times \\
&\times \frac{d}{d\theta} [c_3 P_n^\gamma(\cos\theta) + c_4 Q_n^\gamma(\cos\theta)] \quad H_r = 0
\end{aligned}$$

(165)

Применив граничные условия (138) к выражению (164) получаем уравнение:

$$\left( \frac{d}{dr} \left[ c_1 \sqrt{kr} J_{n+\frac{1}{2}}(kr) + c_2 \sqrt{kr} N_{n+\frac{1}{2}}(kr) \right] \right) \Bigg|_{r=R_1}^{r=R_2} = 0 \quad (166)$$

Применяя к (166) формулы дифференцирования цилиндрических функций, получаем систему уравнений:

$$\left. \begin{aligned} -\frac{nc_1}{kR_1} J_{n+\frac{1}{2}}(kR_1) + c_1 J_{n-\frac{1}{2}}(kR_1) - \frac{nc_2}{kR_1} N_{n+\frac{1}{2}}(kR_1) + c_2 N_{n-\frac{1}{2}}(kR_1) &= 0 \\ -\frac{nc_1}{kR_2} J_{n+\frac{1}{2}}(kR_2) + c_1 J_{n-\frac{1}{2}}(kR_2) - \frac{nc_2}{kR_2} N_{n+\frac{1}{2}}(kR_2) + c_2 N_{n-\frac{1}{2}}(kR_2) &= 0 \end{aligned} \right\} (167)$$

Из уравнения (167) можно выразить отношение констант  $c_1$  и  $c_2$ :

$$P = \frac{c_1}{c_2} = \frac{\frac{n}{kR_1} N_{n+\frac{1}{2}}(kR_1) - N_{n-\frac{1}{2}}(kR_1)}{J_{n-\frac{1}{2}}(kR_1) - \frac{n}{kR_1} J_{n+\frac{1}{2}}(kR_1)} = \frac{\frac{n}{kR_2} N_{n+\frac{1}{2}}(kR_2) - N_{n-\frac{1}{2}}(kR_2)}{J_{n-\frac{1}{2}}(kR_2) - \frac{n}{kR_2} J_{n+\frac{1}{2}}(kR_2)} \quad (168)$$

и порядок цилиндрических функций:

$$\left( \frac{n}{kR_1} N_{n+\frac{1}{2}}(kR_1) - N_{n-\frac{1}{2}}(kR_1) \right) \left( J_{n-\frac{1}{2}}(kR_2) - \frac{n}{kR_2} J_{n+\frac{1}{2}}(kR_2) \right) - \left( \frac{n}{kR_2} N_{n+\frac{1}{2}}(kR_2) - N_{n-\frac{1}{2}}(kR_2) \right) \left( J_{n-\frac{1}{2}}(kR_1) - \frac{n}{kR_1} J_{n+\frac{1}{2}}(kR_1) \right) = 0 \quad (169)$$

Решение уравнения (169) удобно представить в виде суммы сферических функций Бесселя и Неймана с помощью формул:

$$j_n(x) = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \sqrt{x} J_{n+\frac{1}{2}}(x)$$

$$n_n(x) = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \sqrt{x} N_{n+\frac{1}{2}}(x)$$

$$R(r) = \sqrt{\frac{2}{\pi}} (c_1 j_n(kr) + c_2 n_n(kr))$$

Тогда граничные условия (138) примут вид:

$$\sqrt{\frac{2}{\pi}} \left( \frac{d}{dr} [c_1 j_n(kr) + c_2 n_n(kr)] \right) \Big|_{r=R_1}^{r=R_2} = 0$$

Учитывая соотношения:

$$kj'_n(kr) = \frac{d}{dr} j_n(kr)$$

$$kn'_n(kr) = \frac{d}{dr} n_n(kr)$$

где  $j'_n(kr), n'_n(kr)$  - производные сферических функций Бесселя и Неймана по  $kr$ .

Получаем из граничных условий систему уравнений:

$$c_1 j'_n(kR_1) + c_2 n'_n(kR_1) = 0 \quad (170)$$

$$c_1 j'_n(kR_2) + c_2 n'_n(kR_2) = 0$$

Из уравнений (170) можно выразить отношение констант  $P$ :

$$P = \frac{c_1}{c_2} = -\frac{n'_n(kR_1)}{j'_n(kR_1)} = -\frac{n'_n(kR_2)}{j'_n(kR_2)} \quad (171)$$

и порядок сферических функций Бесселя и Неймана:

$$n'_n(kR_1) j'_n(kR_2) - j'_n(kR_1) n'_n(kR_2) = 0 \quad (172)$$

Если разделить (172) на  $n'_n(kR_2) j'_n(kR_1) - j'_n(kR_2) n'_n(kR_1) = 0$ , то (172) можно записать в виде:

$$T_{n_s}(kR_1, kR_2) = 0 \quad (173)$$

где  $T_{n_s}(kR_1, kR_2)$  - большой сферический тангенс (обозначен в соответствии с литературой [82]). Из этого уравнения определяется последовательность корней  $n_1, n_2, n_3, \dots$ . Каждому из корней соответствует свой тип волн. Графиков сферических функций пока не имеется [82].

Решение трансцендентных уравнений вида (173) в математике отсутствует, но при  $(kR_1, kR_2 \gg 1)$  цилиндрические функции имеют асимптотические выражения, которыми можно воспользоваться для определения порядка цилиндрических функций.

При  $kR_1, kR_2 \gg 1$  функции Бесселя и Неймана можно заменить их асимптотическими приближениями:

$$J_{n+\frac{1}{2}}(kr) \approx \sqrt{\frac{2}{\pi kr}} \sin\left(kr - \frac{n\pi}{2}\right) \quad (174)$$

$$N_{n+\frac{1}{2}}(kr) \approx -\sqrt{\frac{2}{\pi kr}} \cos\left(kr - \frac{n\pi}{2}\right)$$

С учетом (161) граничные условия примут вид:

$$\left. \left( \frac{d}{dr} \left[ c_1 \sin\left(kr - \frac{\pi n}{2}\right) - c_2 \cos\left(kr - \frac{\pi n}{2}\right) \right] \right) \right|_{r=R_1}^{r=R_2} = 0 \quad (175)$$

Из (175) получаем систему уравнений:

$$\left. \begin{aligned} c_1 \cos\left(kR_1 - \frac{n\pi}{2}\right) + c_2 \sin\left(kR_1 - \frac{n\pi}{2}\right) &= 0 \\ c_1 \cos\left(kR_2 - \frac{n\pi}{2}\right) + c_2 \sin\left(kR_2 - \frac{n\pi}{2}\right) &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (176)$$

Однородная система уравнений (176) имеет нетривиальное решение, если ее определитель равен нулю:

$$c_1 c_2 \cos\left(kR_1 - \frac{n\pi}{2}\right) \sin\left(kR_2 - \frac{n\pi}{2}\right) + c_1 c_2 \sin\left(kR_1 - \frac{n\pi}{2}\right) \cos\left(kR_2 - \frac{n\pi}{2}\right) = 0 \quad (177)$$

Уравнение (177) можно упростить применяя формулы сложения:

$$\sin(k(R_2 - R_1)) = 0 \quad (178)$$

Из (178) можно определить условие, при котором система уравнений (178) имеет нетривиальное решение:

$$(R_2 - R_1) = \frac{m\lambda}{2} \quad (179)$$

где  $m=0,1,2,3,\dots$

Определим порядок  $n$  из системы уравнений (176). Для этого вычтем из второго уравнения первое:

$$c_1 \left( \cos\left(kR_2 - \frac{n\pi}{2}\right) - \cos\left(kR_1 - \frac{n\pi}{2}\right) \right) + c_2 \left( \sin\left(kR_2 - \frac{n\pi}{2}\right) - \sin\left(kR_1 - \frac{n\pi}{2}\right) \right) = 0 \quad (180)$$

Применяя к (180) формулы разности синусов и косинусов получаем уравнение:

$$\begin{aligned} & -2c_1 \sin\left(\frac{k(R_2 + R_1) - n\pi}{2}\right) \sin\left(\frac{k(R_2 - R_1)}{2}\right) + \\ & + 2c_2 \cos\left(\frac{k(R_2 + R_1) - n\pi}{2}\right) \sin\left(\frac{k(R_2 - R_1)}{2}\right) = 0 \end{aligned}$$

$$c_1 \sin\left(\frac{k(R_2 + R_1) - n\pi}{2}\right) - c_2 \cos\left(\frac{k(R_2 + R_1) - n\pi}{2}\right) = 0, \quad \operatorname{tg}\left(\frac{k(R_2 + R_1) - n\pi}{2}\right) = \frac{c_2}{c_1}$$

$$\frac{k(R_2 + R_1) - n\pi}{2} = \operatorname{arctg} \frac{c_2}{c_1}, \quad n = \frac{k(R_2 + R_1)}{\pi} - \frac{2}{\pi} \operatorname{arctg} \frac{c_2}{c_1}$$

Так как  $-1 \leq \frac{2}{\pi} \operatorname{arctg} \frac{c_2}{c_1} \leq 1$ , а  $kR_1, kR_2 \gg 1$ , то

$$n \approx \frac{k(R_1 + R_2)}{\pi} \quad (181)$$

При  $kR_1, kR_2 \gg 1$  решения уравнения (181) можно также заменить асимптотическими приближениями:

$$\Theta(\theta) = \frac{(-1)^\gamma}{\sqrt{n \sin(\theta)}} \left[ c_3 \sqrt{\frac{2}{\pi}} \sin \left( \left( n + \frac{1}{2} \right) \theta + \frac{(2n+1)\pi}{4} \right) + c_4 \sqrt{\frac{\pi}{2}} \cos \left( \left( n + \frac{1}{2} \right) \theta + \frac{(2n+1)\pi}{4} \right) \right] \quad (182)$$

Для КСв отсутствуют граничные условия по координате  $\theta$ , поэтому константы  $c_3$  и  $c_4$  могут быть выбраны произвольно. Константы  $c_3$  и  $c_4$  в (169) удобно принять:

$$c_3 = -j \sqrt{\frac{\pi}{2}}, \quad c_4 = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \quad (183)$$

С учетом (183) и при  $\gamma=0$  (для простейшей волны) выражение (182) принимает вид:

$$\Theta(\theta) = \frac{1}{\sqrt{n \sin(\theta)}} e^{-j \left[ \left( n + \frac{1}{2} \right) \theta + \frac{(2n+1)\pi}{4} \right]} \quad (184)$$

В (184)  $\frac{(2n+1)\pi}{4}$  - начальная фаза и ее можно отбросить

$$\Theta(\theta) = \frac{1}{\sqrt{n \sin(\theta)}} e^{-j \left[ \left( n + \frac{1}{2} \right) \theta \right]} \quad (185)$$

Подставляя в (185) соотношение между радиусом и порядком функции (181) получаем:

$$\Theta(\theta) = \frac{\sqrt{\pi}}{\sqrt{k(R_1 + R_2) \sin(\theta)}} e^{-j \left[ \left( \frac{k(R_1 + R_2)}{\pi} + \frac{1}{2} \right) \theta \right]}$$

При  $kR_1, kR_2 \gg 1$ :

$$\Theta(\theta) = \frac{\sqrt{\pi}}{\sqrt{k(R_1 + R_2)\sin(\theta)}} e^{-j \frac{k(R_1 + R_2)}{\pi} \theta} \quad (186)$$

Подставляя в (162) асимптотические выражения функций Бесселя и Неймана для большого аргумента, получаем:

$$R(r) = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \left( c_1 \sin \left( kr - \frac{k(R_1 + R_2)}{2} \right) - c_2 \cos \left( kr - \frac{k(R_1 + R_2)}{2} \right) \right) \quad (187)$$

При малом расстоянии между полусферами значения координаты  $r$  будут мало отличаться от среднего радиуса и выражение (187) примет вид:

$$R(r) \approx -\sqrt{\frac{2}{\pi}} c_2 \quad (188)$$

Решение уравнения (155) для простейшей волны при  $\gamma=0$  принимает вид:

$$\Phi(\phi) = A_2 \quad (189)$$

При  $kR_1, kR_2 \gg 1$  компоненты поля определяются из выражений (165) с учетом асимптотик:

$$U = -\frac{\sqrt{2} A_2 c_2}{\sqrt{k(R_1 + R_2)\sin(\theta)}} e^{-j \frac{k(R_1 + R_2)}{\pi} \theta} \quad (190)$$

Подставляя функцию  $U$  в соотношения для компонент поля (132) и (133), можно получить выражения для компонент поля простейшей волны. Так как мы использовали асимптотические выражения для функций Бесселя Неймана и Лежандра, то получили приближенные выражения для компонент поля. При этом фазовый коэффициент распространения волны в КСв равен фазовому

коэффициенту распространения волны в свободном пространстве. Как и в радиальном волноводе, здесь отсутствует дисперсия.

Как известно [82], зависимость амплитуд поперечных компонент  $E_z$  и  $H_\phi$  определяется через радиальные функции:

$$\begin{aligned} U(r) &= U(r_0)Cs(x, y) - jZ_0 I(r_0)sn(x, y) \\ ZI(r) &= Z_0 I(r_0)cs(x, y) - jU(r_0)Sn(x, y) \end{aligned} \quad (191)$$

где

$$\begin{aligned} Cs(x, y) &= \frac{J_1(y)N_0(x) - N_1(y)J_0(x)}{2/\pi y} \\ cs(x, y) &= \frac{J_1(x)N_0(y) - N_1(x)J_0(y)}{2/\pi y} \\ Sn(x, y) &= \frac{J_1(y)N_1(x) - N_1(y)J_1(x)}{2/\pi y} \\ sn(x, y) &= \frac{J_0(y)N_0(x) - N_0(y)J_0(x)}{2/\pi y} \end{aligned} \quad (192)$$

и  $Z$  и  $Z_0$  – волновые сопротивления в сечениях  $r$  и  $r_0$  соответственно.

Выражения (191) характеризуют изменение амплитуд поперечных компонент  $E_z$  и  $H_\phi$  в КСВ в направлении распространения. Однако, простого аналитического выражения для основной волны не получается, компоненты выражаются через радиальные функции (192). В концентрическом сферическом волноводе изменение амплитуд поперечных компонент  $E_r$  и  $H_\phi$  в направлении распространения при использовании асимптотических выражений получилась достаточно простым. Однако, прямое применение асимптотик функций Лежандра для составляющей магнитного поля  $H_\phi$  приводит к виду:

$$H_{\phi} = \frac{k(R_1 + R_2)\sqrt{2}A_2c_2(\cos(\theta)-1)}{\sqrt{k(R_1 + R_2)\sin(\theta)}} \sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu}} e^{-j\frac{k(R_1 + R_2)}{\pi}\left(\theta - \frac{\pi}{2}\right)} \quad (193)$$

В выражении (193) присутствует синфазная с электрическим полем составляющая, показывающая волновой процесс для основной волны и составляющая, находящаяся в квадратуре с электрическим полем и характеризующая процесс преобразования энергии в КСв. Ее появление связано с применением асимптотических выражений. Так как вторая составляющая носит реактивный характер, то ее можно исключить. Тогда выражения для компонент поля простейшей волны примут вид:

$$E_{\phi} = 0$$

$$E_{\theta} = 0$$

$$E_r = -\frac{k^2\sqrt{2}A_2c_2}{\sqrt{k(R_1 + R_2)\sin(\theta)}} e^{-j\frac{k(R_1 + R_2)}{\pi}\theta}$$

$$H_{\theta} = 0$$

$$H_{\phi} = \frac{k(R_1 + R_2)\sqrt{2}A_2c_2(\cos(\theta)-1)}{\sqrt{k(R_1 + R_2)\sin(\theta)}} \sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu}} e^{-j\frac{k(R_1 + R_2)}{\pi}\left(\theta - \frac{\pi}{2}\right)} \quad (194)$$

$$H_r = 0$$

На рис.136 и 137 показаны зависимости амплитуды и фазы вектора напряженности электрического поля простейшей волны от координаты  $k\theta$ .

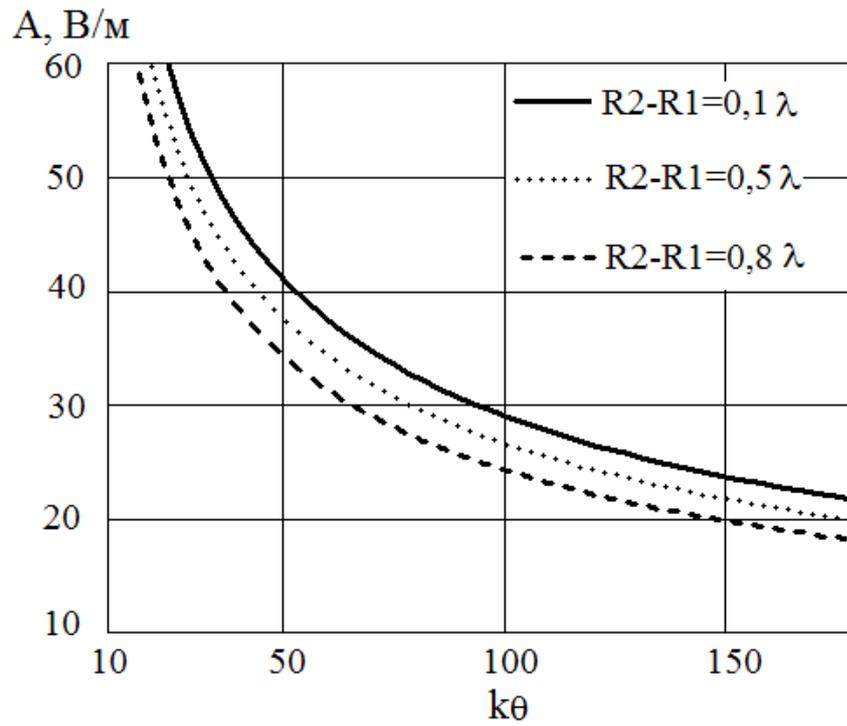


Рис.136. Зависимости амплитуды вектора напряженности электрического поля простейшей волны от координаты  $k\theta$  при больших значениях  $k\theta$ .

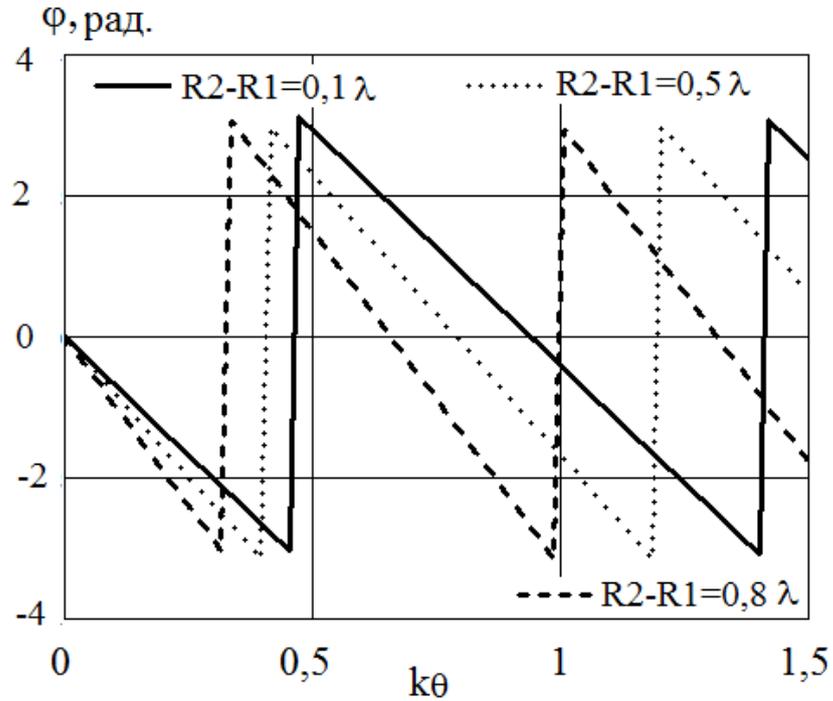


Рис.137. Зависимости фазы вектора напряженности электрического поля простейшей волны от координаты  $k\theta$

На рис.138 и 139 показаны зависимости амплитуды и фазы вектора напряженности магнитного поля простейшей волны от координаты  $k\theta$ .

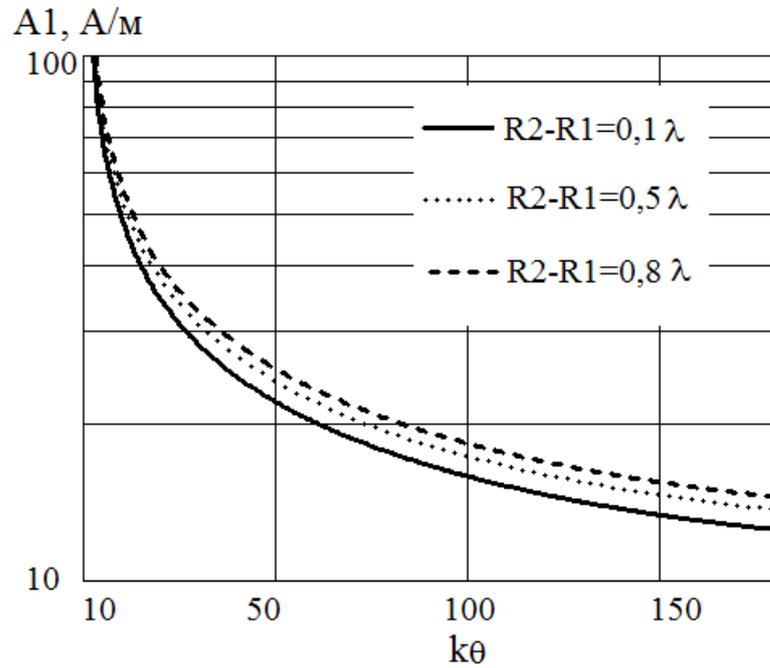


Рис.138. Зависимости амплитуды фазы вектора напряженности магнитного поля простейшей волны от координаты  $k\theta$  при больших значениях  $k\theta$ .

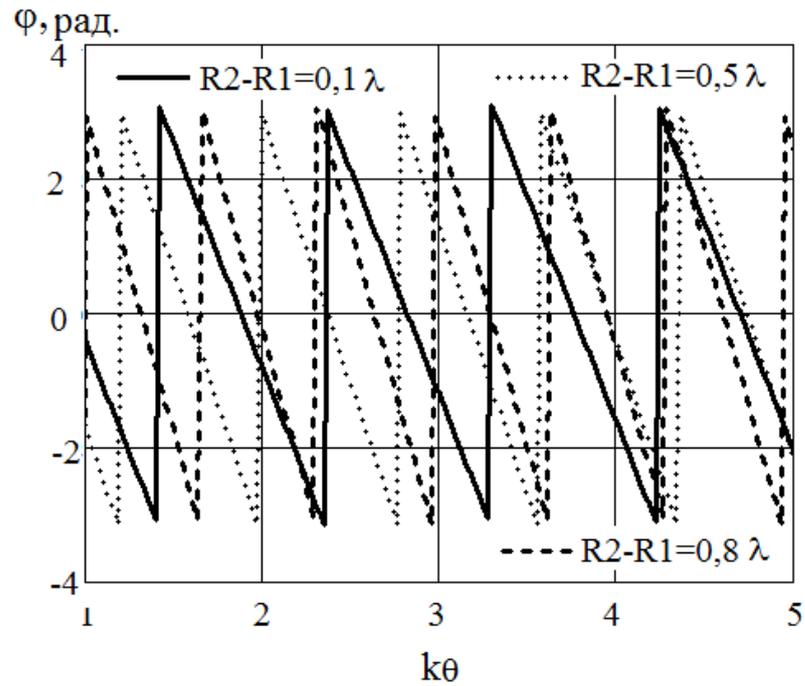


Рис.139. Зависимости фазы вектора напряженности электрического поля простейшей волны от координаты  $k\theta$  при больших значениях  $k\theta$ .

Полученные теоретические результаты для КСв хорошо согласуются с экспериментальными данными, известными ранее, по распространению электромагнитных волн в металло-воздушных линзах (геодезическая линза). В таких изогнутых направляющих системах из двух проводящих плоскостей не проявляется явлений дисперсии. Полученные теоретические результаты согласуются с экспериментальными результатами об отсутствии дисперсии в таких системах. Аналитические выражения для полей  $E$  и  $H$  в КСв позволяют провести расчет возбуждения решетки.

Радиальный волновод удобен для возбуждения современных ФАР с широкоугольным сканированием и моноимпульсным возбуждением. Такой возбудитель обладает преимуществами фидерного способа возбуждения, но в отличие от него имеет значительно меньшее затухание, так как использует практически свободное пространство. В отличие от пространственного возбуждения он обладает компактностью, экранированием и большим коэффициентом использования. Радиальный волновод сочетает конструктивную простоту и удобство согласования излучателя решетки с полем волновода. Однако, практическое использование волноводов требует определение допусков возбуждающей системы плоской формы. В ряде случаев радиальный волновод должен иметь определенный радиус кривизны для размещения ККАР на поверхности сферы. В связи с этим возникает вопрос о распространении волн в концентрическом сферическом волноводе.

Проведенное выше исследование показывает, что при возбуждении волны типа  $E_{00}$ , т.е. при  $R_1 - R_2 < \lambda/2$  (отсутствие возможности распространения волн высших типов) отсутствует дисперсия и характеристики радиального волновода, известные из справочника [82] остаются в силе. Приведенная выше структура поля позволяет определить связь излучателей с питающей линией.

### 3.10 Выводы по главе 3

Таким образом, в третьей главе развита теория и приведены характеристики распределительных систем с волной типа Т в виде коаксиального, радиального и концентрического сферического волноводов.

Методом Фурье решена электродинамическая задача для концентрического сферического волновода, представляющего равномерно изогнутый радиальный волновод большого радиуса. Определена структура поля волны типа Е. Найдены условия существования волн высших типов в концентрическом сферическом волноводе и простейшей волны типа Т.

Определено распределение поля в волноводе для простейшей волны типа Т, приведены результаты строгого и приближенного расчета зависимостей амплитуд и фаз полей от пространственных координат при различном значении расстояния между проводящими полусферами.

Показана возможность практического применения распределительных систем с волной типа Т для построения ФАР и АФАР с широкоугольным сканированием. Выполнены опытные образцы и проведено экспериментальное исследование антенных решеток, возбуждаемых радиальным волноводом и многоканальным коаксиальным делителем.

## БОРТОВЫЕ ФАР ДЛЯ ВЕРТОЛЕТОВ И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ, ВЫПОЛНЕННЫЕ ПО ТЕХНОЛОГИИ ГАЛЬВАНОПЛАСТИКИ

### **4.1 Особенности построения бортовых антенных систем и их технологии**

Бортовые антенны имеют существенные особенности, связанные со следующими факторами: размеры летательного аппарата накладывают ограничения на размеры антенны; на антенну действуют большие ускорения и вибрационные нагрузки; антенна должна иметь минимальную массу. Поэтому основными тенденциями развития бортовых антенных систем являются: разработка надежных, вибропрочных и простых в изготовлении конструкций антенно-фидерного тракта, расширение функциональных возможностей антенны путем практической реализации широкополосной работы. А также применение современных материалов, обладающих хорошими техническими и температурными свойствами, такими как: малые диэлектрические потери, малый коэффициент линейного расширения и большая жесткость.

Важнейшими требованиями, предъявляемыми к бортовым антеннам, а также к антеннам мобильных радиотехнических систем являются их компактность и небольшие значения массогабаритных характеристик. Эти требования, как правило, определяются технологией изготовления антенного полотна и распределительной системы. На сегодняшний день в России и за рубежом широкое распространение получили две технологии изготовления малогабаритных антенн: печатная (микроразветвленная) и технология гальваноластики [110-112].

К достоинствам печатной технологии можно отнести: возможность совмещения антенного полотна и распределительной системы на одной печатной плате, несложный контроль и отладку как характеристик направленности, так и характеристик согласования антенной системы в целом. Печатная технология достаточно хорошо отработана, поэтому очень удобна для серийного изготовления антенной решетки при сравнительно небольшой стоимости. Антенны, изготовленные по печатной технологии, обладают хорошими

массогабаритными характеристиками, высокой надёжностью и имеют малую глубину. Однако печатные антенны имеют и недостатки. Хорошие массогабаритные характеристики достигаются путём совмещения излучающего полотна с распределительной системой. В результате этого распределительная система взаимодействует с излучающим полотном, изменяя характеристики направленности антенны. Антенные системы, изготовленные по печатной технологии, обладают высокими потерями (примерно 0,17 дБ на метр на полосковой разводке).

В качестве бортовых антенн в последнее время наибольшее распространение получили печатные излучатели [116-134]. Печатный излучатель является развитием щелевых антенн, он обладает хорошими массо-габаритными характеристиками и имеет, как и щелевые антенны, узкую рабочую полосу порядка 1,5-3%. С помощью печатного излучателя можно реализовать любую поляризацию излучаемого поля, а также он не создает аэродинамического сопротивления.

Уменьшению массогабаритных характеристик и потеть также способствует применение новых технологий изготовления распределительных систем и антенного полотна. Технология гальванопластики позволяет сделать достаточно громоздкие и тяжелые волноводные системы лёгкими и компактными. Изготовление антенны методами гальванопластики позволяет уменьшить массу и габаритные размеры антенны, а также исключить из распределительной системы все неоднородности, возникающие при соединении отдельных элементов волноводного тракта.

Метод гальванопластики заключается в нанесении металлических покрытий на пластмассовую оправку с последующим удалением последней. Волноводные узлы формируются вместе с фланцами. Металлические покрытия являются многослойными. Непосредственно контактирующий с оправкой слой является токонесущим. Следующий слой – медь, обеспечивает механическую прочность.

Железо служит для улучшения адгезии металлического покрытия с пластмассовой оболочкой. Оправка извлекается из волноводного узла путём нагрева сборки. Используется разница коэффициентов линейного расширения пластмассы и металла. В процессе эксплуатации пластмасса защищает и увеличивает механическую прочность волноводного узла. Гальванопластика получила широкое применение при изготовлении антенных решеток спутникового телевидения и является перспективной технологией для создания бортовых антенных систем и наземных мобильных антенных систем. Фотография антенной решетки спутникового телевидения показана на рис.140 и рис.141.



Рис.140. Фотография антенного полотна рупорной антенной решетки, выполненной методом гальванопластики.



Рис.141. Фотография фрагментов антенного полотна и распределительной системы рупорной антенной решетки.

Использование технологии гальванопластики позволяет реализовывать альтернативные варианты построения бортовых антенных решеток с меньшими потерями в распределительной системе. Например, рупорную антенную решетку с волноводной распределительной системой. Реализация антенны на стандартных элементах волноводного тракта с использованием фланцевых соединений и крепежа не удовлетворяет требованиям к массогабаритным характеристикам бортовых антенн. Поэтому этот вариант подходит только при изготовлении антенной системы методами гальванопластики. Технология изготовления рупорной антенны методом гальванопластики также позволяет достаточно легко реализовать различные законы амплитудного распределения путём неравномерного деления мощности в распределительной системе. В основные преимущества гальванопластики при создании подобных систем можно выделить высокую надёжность, устойчивость к разнообразным воздействиям, хорошую воспроизводимость параметров и низкую стоимость при массовом производстве, малую массу и габаритные размеры при требуемых электрических характеристиках.

#### **4.2 Структура антенного полотна и схема возбуждения ФАР, выполненной по технологии гальванопластики**

Изготовление антенны методами гальванопластики позволяет реализовать антенное полотно и распределительную систему в виде единой монолитной структуры. Для уменьшения искажений АФР в раскрыве антенной решетки применяются схемы двоичного деления мощности. В данной распределительной системе качестве основного элемента деления мощности целесообразно использовать волноводные Е и Н - тройники.

Требования к массогабаритным характеристикам антенной системы исключают применение пространственных способов возбуждения. Закрытый (фидерный) способ возбуждения позволяет получить минимальную глубину

антенной решетки в рабочей полосе частот. Возбуждающая система для всех излучателей также должна обеспечивать требуемое амплитудно-фазовое распределение по раскрытию антенны для формирования требуемых характеристик направленности.

Прямоугольная сетка размещения излучателей позволяет разделить всю систему возбуждения на две независимые части для обеспечения моноимпульсной работы и последующего получения суммарно-разностной ДН в горизонтальной плоскости. Отсюда следует, что вся возбуждающая система состоит из 2-х одинаковых частей рис.3, каждая из которых возбуждает половину решетки. Для устранения частотного хода луча при возбуждении антенны должно быть обеспечено равенство электрических длин питающих линий для каждого излучателя линейки. В соответствии с назначением антенной решетки, важнейшим параметром является УБЛ, который обеспечивается в рассматриваемой конструкции спадающим к краям амплитудным распределением. Амплитудное распределение обеспечивается коэффициентами деления тройников в волноводной распределительной системе.

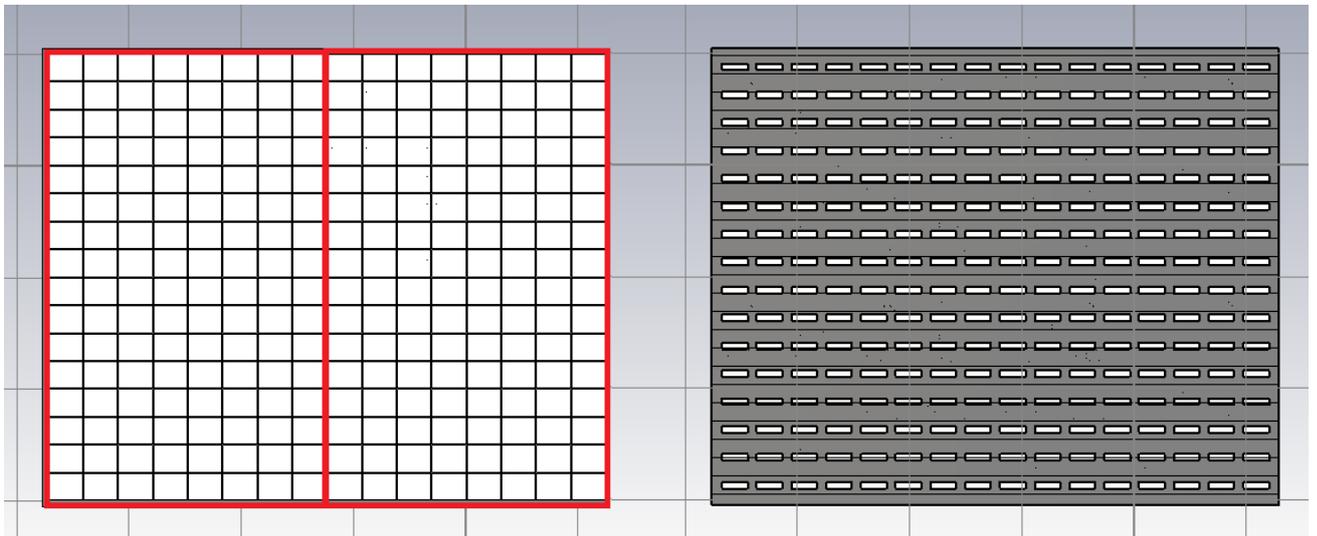


Рис.142. Общий вид излучающего раскрытия рупорной антенной решетки.

Рабочий диапазон частот, требования к потерям и электрической прочности допускают построение делителей и питающих линий с использованием

волноводов. Для формирования ДН с малым уровнем боковых лепестков в горизонтальной плоскости используются два одинаковых делителя – для одной и второй половины излучающего полотна. Эти два делителя объединяются мостовым устройством, представляющим собой волноводный Т-мост, который и обеспечивает моноимпульсную работу антенны рис.143.

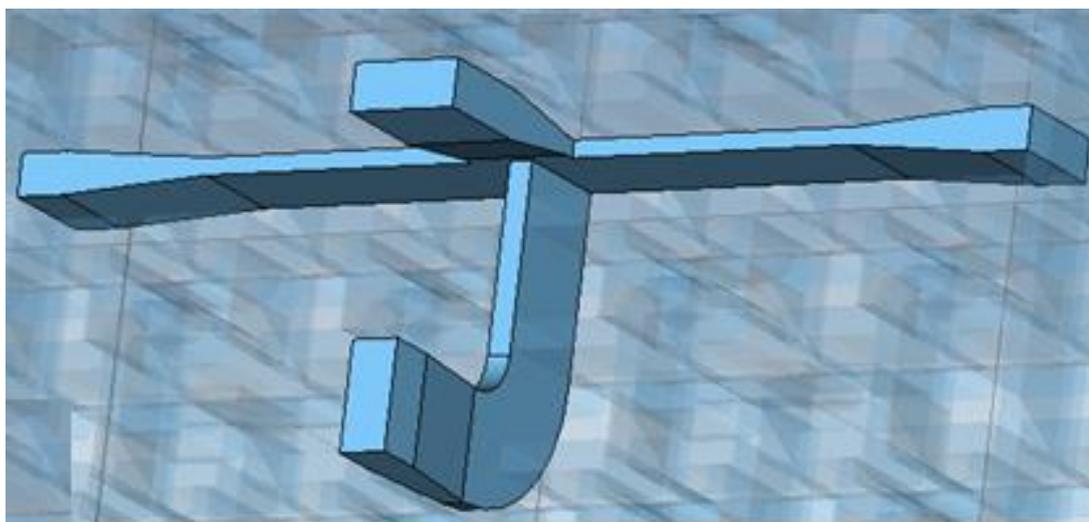


Рис.143. Общий вид волноводного Т-моста.

Т-мост обладает малыми габаритными размерами и хорошими электрическими свойствами по равномерности деления, развязкам между плечами, согласованию и диапазонности.

Распределительная система в горизонтальной плоскости кроме формирования суммарной ДН решетки с УБЛ не хуже  $-24$  дБ должна обеспечивать формирование разностной ДН. Уровень суммарной ДН не должен превышать уровень разностной ДН во всем секторе углов.

Поэтому целесообразно при изготовлении антенной системы использовать современные технологии, позволяющие объединить все элементы излучающей и распределительной системы в единый блок.

### 4.3 Характеристики антенного полотна и распределительной системы бортовой ФАР, выполненной по технологии гальванопластики

Размеры полотна рупорной антенной решетки определяются требованиями по усилению и УБЛ. Однако для формирования разностной ДН в горизонтальной плоскости необходимо, чтобы разность фаз между двумя равными половинами антенного полотна составляла  $180^{\circ}$ . Наиболее компактным вариантом построения распределительной системы является двоичная система деления мощности, реализованная на Е-тройниках. При делении мощности с помощью Е-тройников, в плечах делителя фаза сигнала отличается на  $180^{\circ}$ , а противофазное деление мощности компенсируется только в двоичной схеме деления. Таким образом, целесообразно в антенном полотне размещать элементы по  $2^n$ , где n-целое число.

Требуемый УБЛ всей решетки может быть достигнут при использовании спадающего к краям решетки амплитудного распределения. Для обеспечения УБЛ=-24 дБ можно применить спадающее к краям амплитудное распределение вида косинус квадрат на пьедестале:

$$A(x) = \Delta + (1 - \Delta) \cos^2 \left( \frac{\pi \xi(x)}{2} \right),$$

где  $\Delta=0,2$  – пьедестал,  $\xi(x) = \left( \frac{2x}{d(N-1)} \right)$ . Амплитудное распределение показано на рис.144.

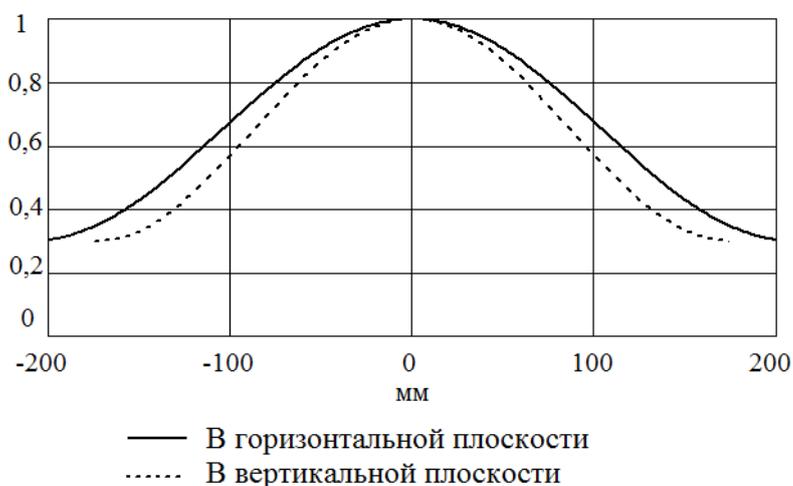


Рис.144. Амплитудное распределение.

Расстояние между элементами решетки целесообразно выбирать таким образом, чтобы обеспечивать однолучевой режим работы. Расчетные характеристики направленности обычно удовлетворяют требованиям по УБЛ, но при наложении амплитудных и фазовых ошибок, он может существенно увеличиться. Поэтому целесообразно определить характеристики АР с учетом амплитудных ошибок  $\Delta A_n=10\%$  и фазовых ошибок  $\Delta\Phi_n=10^\circ$ , соответствующих технологическим допускам на изготовление антенны. На рис.145а показана зависимость фазовой ошибки от номера элемента, на рис.145б показана аналогичная зависимость амплитудной ошибки.

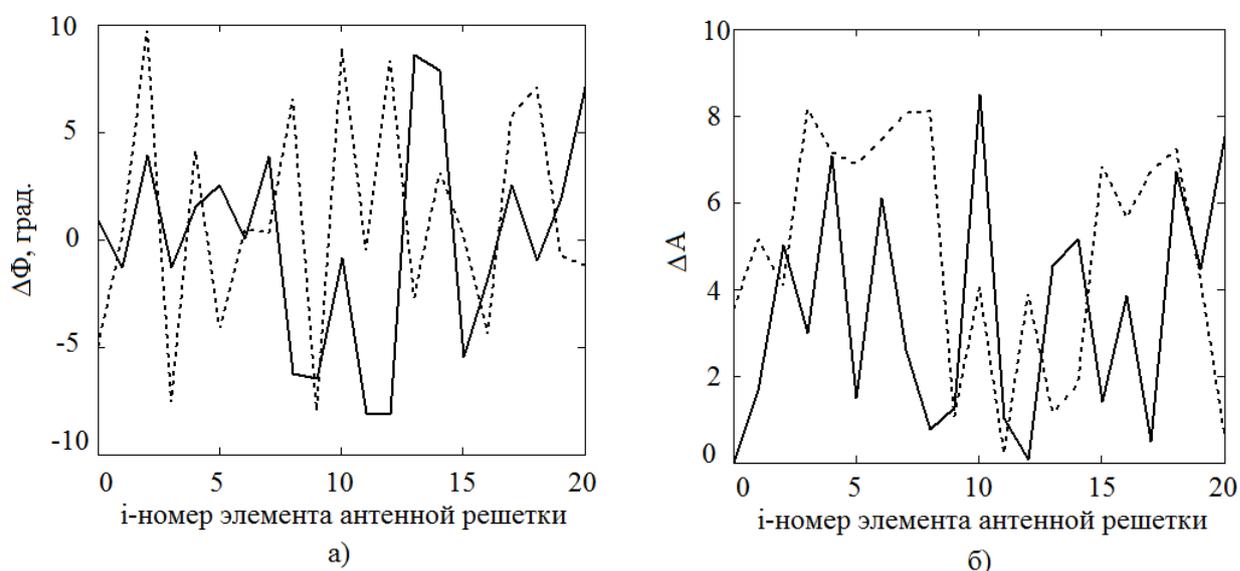


Рис.145. Зависимость фазовой ошибки от номера элемента (а), зависимость амплитудной ошибки от номера элемента (б).

На рис.6 а сплошной линией показана зависимость фазовой ошибки от номера элемента в горизонтальной плоскости, пунктирной линией – в вертикальной плоскости. На рис.6б приведены аналогичные зависимости для амплитудной ошибки.

СВЧ-тракт Х-диапазона предназначен для передачи СВЧ-сигнала с выхода усилителя мощности передатчика к суммарному входу, а также сигналов с суммарного и разностного выходов антенной решетки ко входам СВЧ приемника.

Кроме того СВЧ-тракт предусматривает возможность подачи пилот-сигнала с синтезатора для калибровки суммарного и разностного приемных трактов.

Выбор излучателя антенной системы также определяется конструктивными требованиями, как ко всей антенне, так и к распределительной (возбуждающей) системе. Численное электродинамическое моделирование с применением современного программного обеспечения позволяет определить характеристики направленности, согласование и оптимальные размеры рупорного излучателя с учетом технологии изготовления. Высокая точность электродинамического моделирования исключает необходимость экспериментальной отработки излучателя в решетке. Современные пакеты программ, предназначенных для электродинамического моделирования антенн и устройств СВЧ, позволяют также осуществить оптимизацию размеров излучателя.

Электродинамическая модель рупорной антенной решетки показана на рис.7 и 8 а,б.

Для получения стабильных фазовых характеристик в заданной полосе частот целесообразно выполнять распределительную систему по двоичной схеме деления мощности. При этом деление мощности может быть реализовано на H-тройниках и на E-тройниках. При расстоянии между излучателями порядка длины волны в распределительной системе можно разместить только E-тройники. На E-тройниках схема деления получается компактной, но при делении мощности на плечах тройников возникают фазовые сдвиги  $180^{\circ}$ , которые компенсируются только в двоичной схеме деления. Такая схема деления обладает наиболее стабильными фазовыми характеристиками, так как в ней выполняется равенство электрических длин линий, возбуждающих излучатели. Для согласования волнового сопротивления волноводной линии с волновым сопротивлением нагрузки применяются плавные и ступенчатые трансформаторы. Они изменяют волновые сопротивления с малым шагом, обеспечивая малое отражение волны в местах перепада сопротивления. К достоинствам распределительной системы можно отнести монолитную структуру и отсутствие фланцевых соединений,

которые тоже представляют собой неоднородности и приводят к росту коэффициента отражения всей системы.

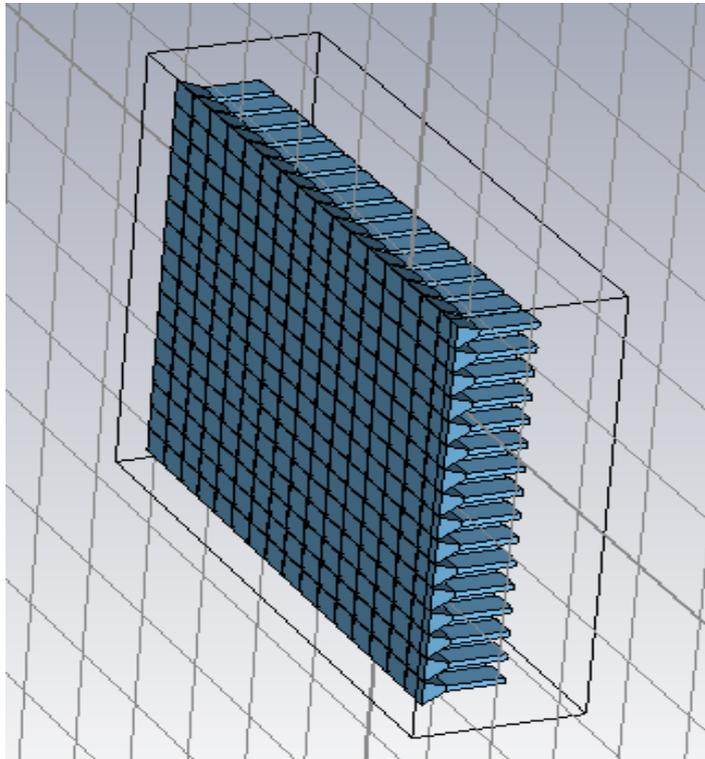


Рис.146. Электродинамическая модель рупорной антенной решетки.

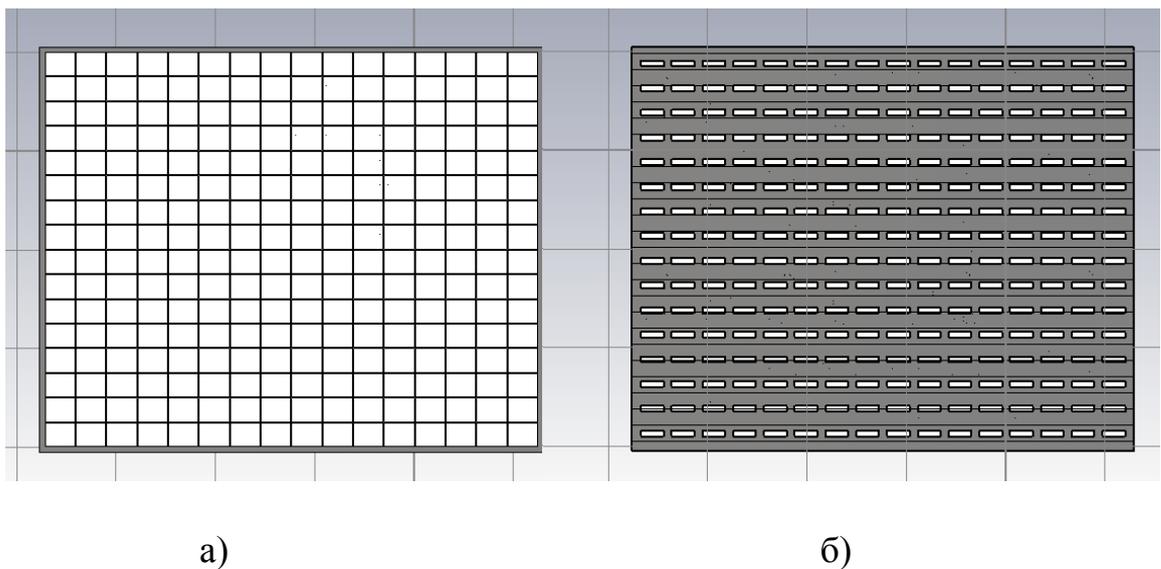


Рис.147. Общий вид рупорной антенной решетки: а – вид спереди, б – вид сзади.

Для формирования суммарной и разностной ДН используется одна распределительная система. Требуемый низкий УБЛ достигается неравномерным делением мощности в тройниках верхних этажей распределительной системы. Общий вид распределительной системы показан на рис.148.

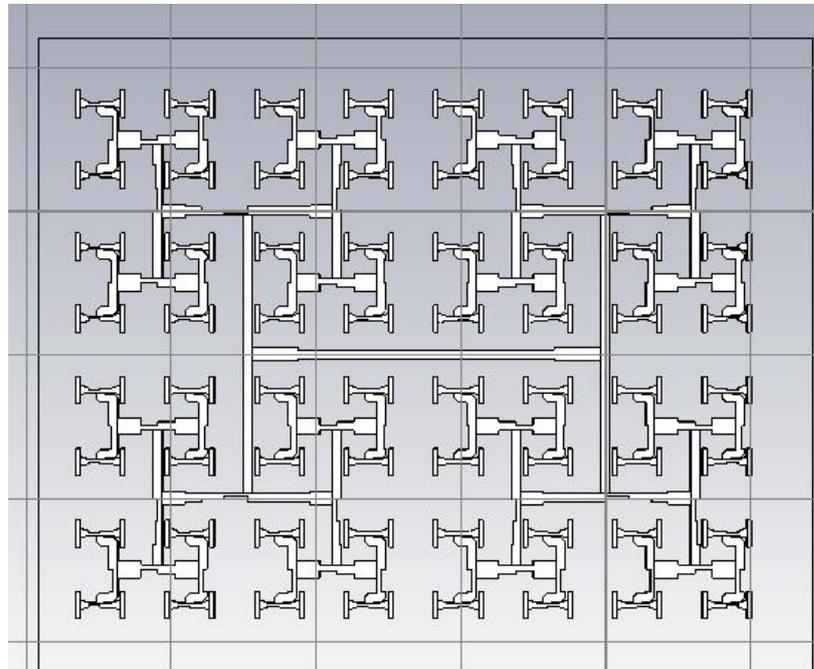


Рис.148. Общий вид распределительной системы.

Для формирования суммарной и разностной ДН на входе распределительной системы устанавливается волноводный Т-мост, который также целесообразно выполнять вместе с распределительной системой в виде одной монолитной структуры. Выходы Т-моста представляют собой стандартные волноводы прямоугольного поперечного сечения. К входам волноводного Т-моста могут быть подключены направленные ответвители для подачи пилот-сигнала. В качестве направленных ответвителей могут применяться, например двухдырочные направленные ответвители.

Электродинамическая модель всей решетки включает в себя излучающую, распределительную систему и Т-мост, который служит для формирования моноимпульса в горизонтальной плоскости. На рис.149 показана электродинамическая модель всей решетки с распределительной системой.

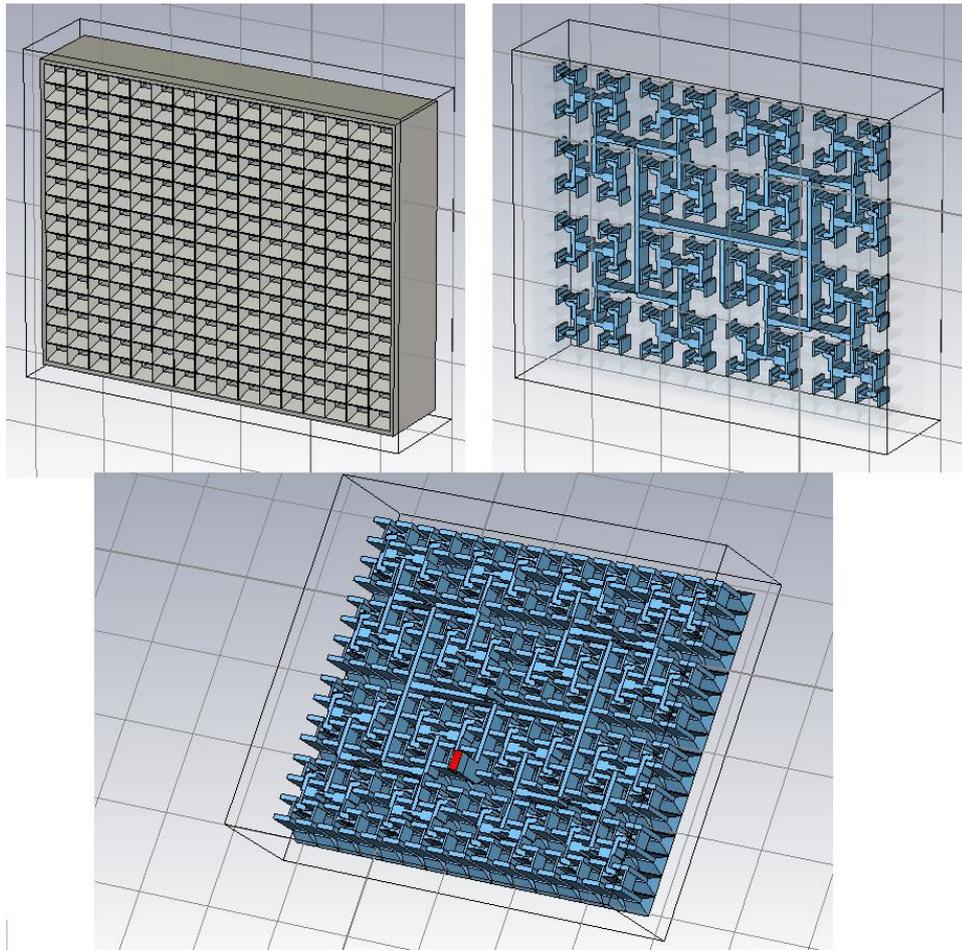


Рис.149. Электродинамическая модель рупорной антенной решетки с распределительной системой.

На рис.150 показана зависимость КСВ от частоты.

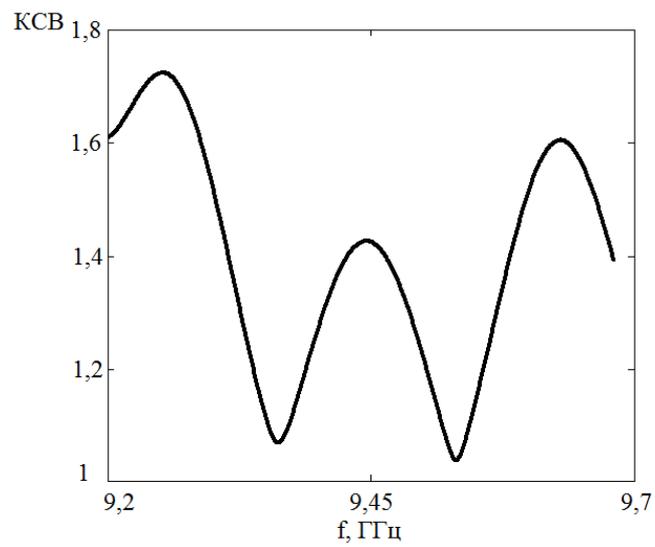
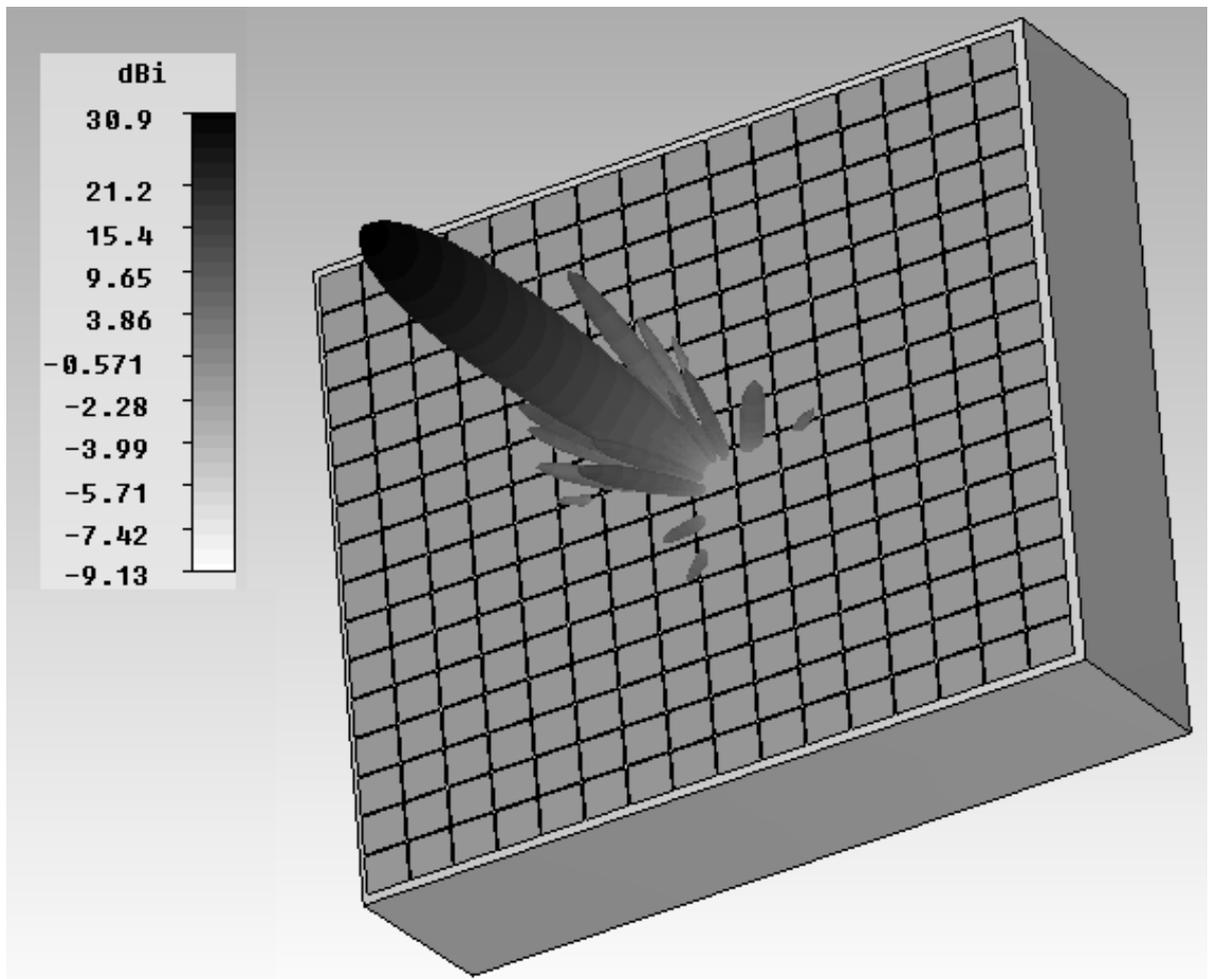


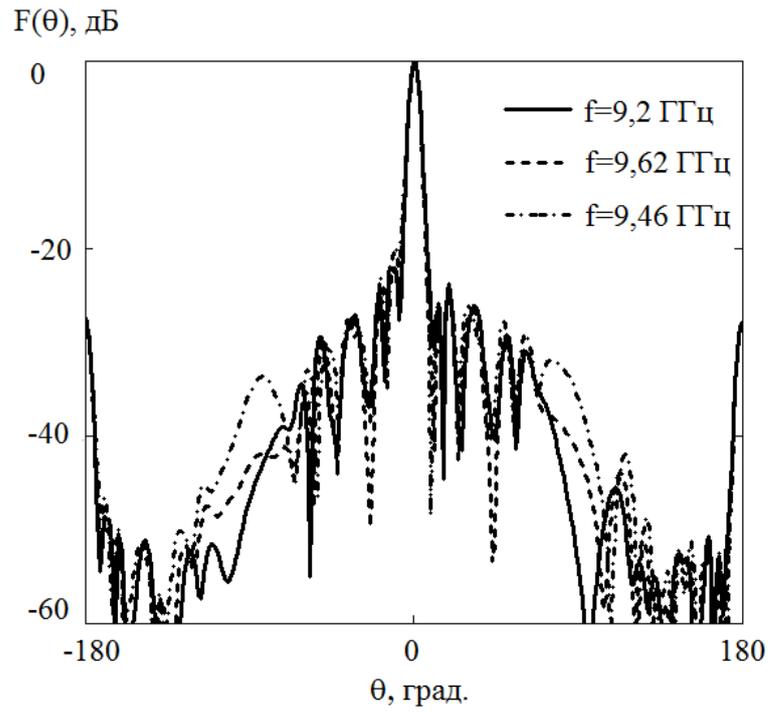
Рис.150. Зависимость КСВ от частоты.

Следующей необходимой характеристикой является пространственная ДН, которая показывает на сколько равномерным получается боковой фон в наклонных плоскостях. На рис.151 приведены результаты электродинамического моделирования рупорной антенной решетки.

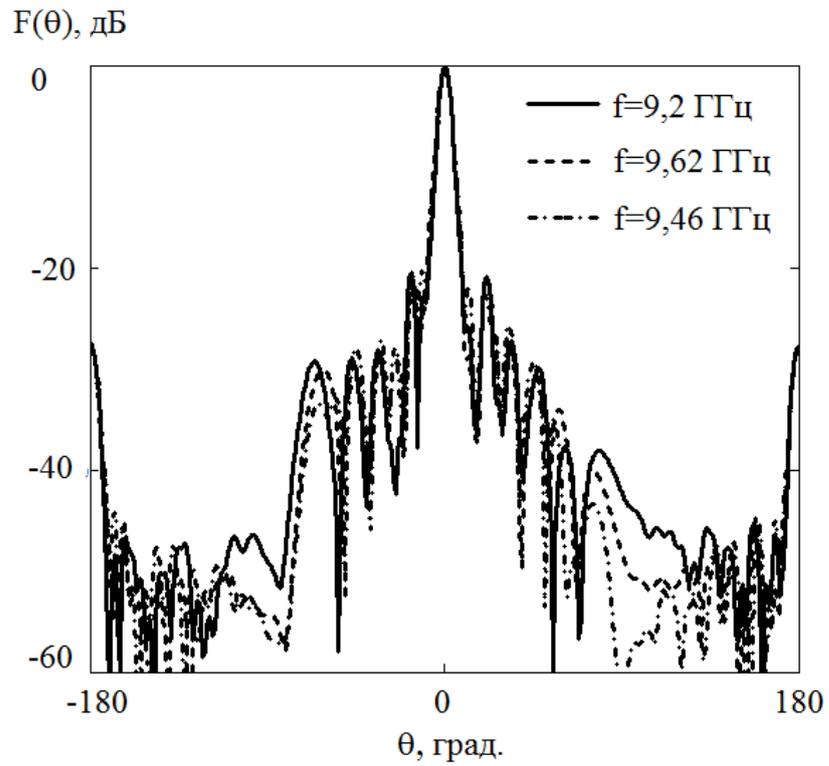


Type	Farfield
Approximation	enabled ( $kR \gg 1$ )
Monitor	farfield ( $f=9.3$ )
Component	Abs
Output	Directivity
Frequency	9.3
Rad. effic.	-0.1094 dB
Tot. effic.	-0.3295 dB
Dir.	30.87 dBi

a)



б)

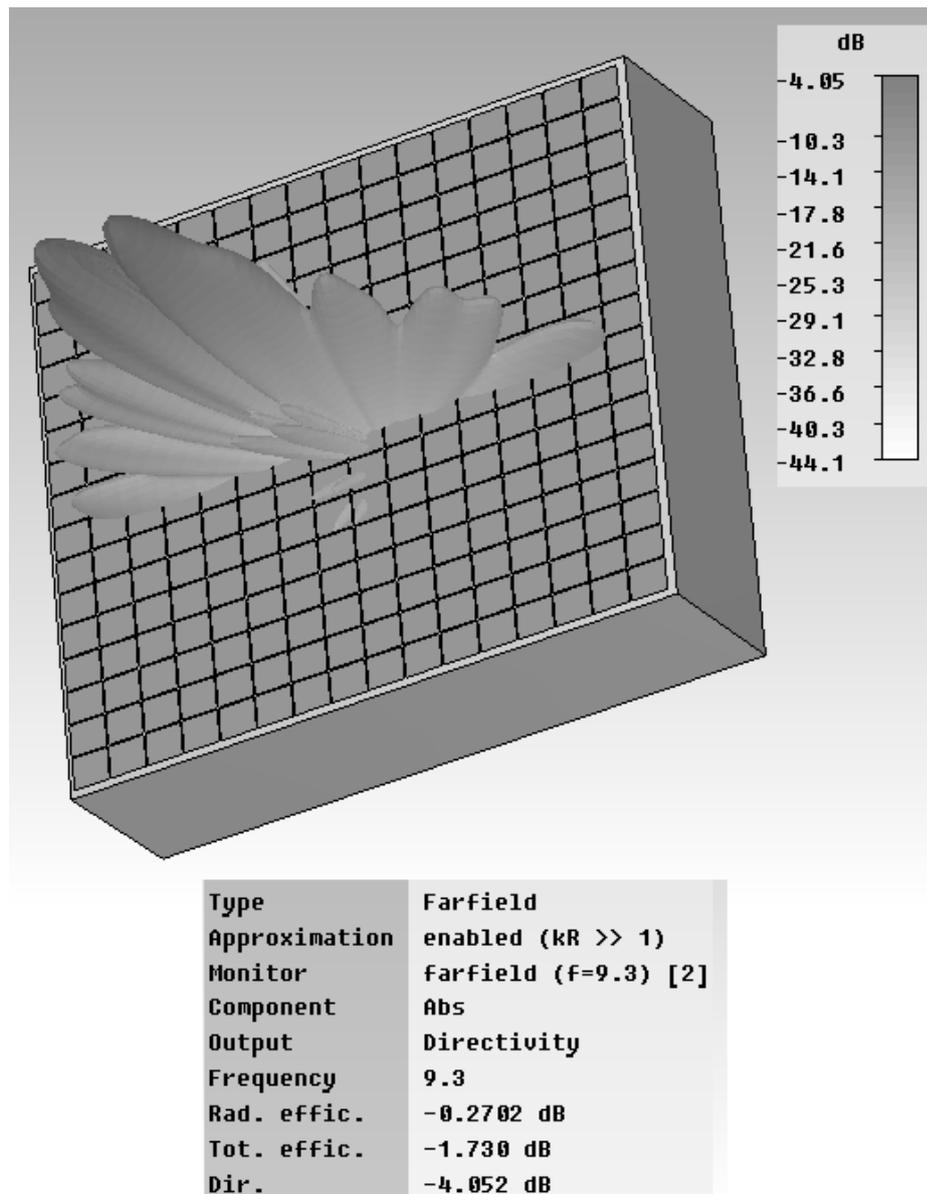


в)

Рис.151. Пространственная ДН, построенная на частоте  $f=9,3$  ГГц (а), ДН в вертикальной плоскости (б), ДН в горизонтальной плоскости (в).

Из рис.151 видно, что максимальный УБЛ получается в главных ортогональных плоскостях, а в наклонных сечениях он намного меньше. Кроме того, распределительная система формирует луч карандашной формы и боковые лепестки симметричны. Это говорит о минимальных фазовых ошибках, возникающих в электродинамической модели.

На рис. 152 приведены разностные ДН рупорной антенной решетки в горизонтальной плоскости.



a)

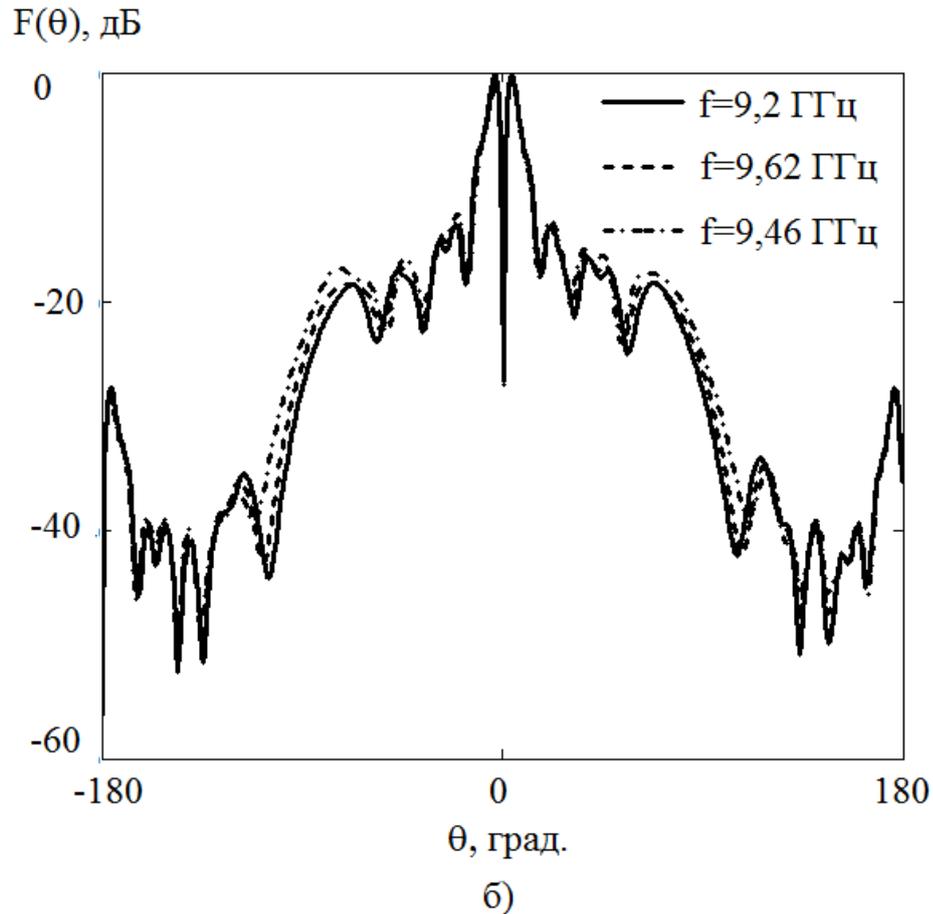


Рис.152. Пространственная разностная ДН рупорной антенной решетке с распределительной системой в горизонтальной плоскости (а), разностная ДН на трех частотах (б).

Полотно рупорной антенной решетки образовано 256 излучателями, размещенными эквидистантно. Между излучателями и элементами распределительной системы предусмотрен технологический зазор 1 мм. Структура размещения элементов – прямоугольная сетка с шагом  $d=30$  мм по горизонтали и  $d=23$  мм по вертикали.

В горизонтальной плоскости решетка формирует суммарную и разностную ДН. В вертикальной плоскости формируется только суммарная ДН. Поэтому антенное полотно в горизонтальной плоскости состоит из двух половин, которые возбуждаются в противофазе.

Возбуждение излучателей осуществляется волноводом стандартного поперечного сечения. В целях минимизации габаритных размеров, а также глубины распределительной системы в ней применяется нестандартный волновод с уменьшенными размерами поперечного сечения за счет уменьшения в два раза узкой стенки волновода. Согласование и спадающее к краям амплитудное распределение также реализовано путем изменения размера узкой стенки волновода и неравномерного деления мощности в волноводных тройниках.

Переход к волноводу стандартного поперечного сечения  $23 \times 10$  мм осуществляется на выходе T – моста. Конструкция антенной решетки состоит из трех слоев. Первый слой представляет собой антенное полотно из рупорных излучателей, второй - распределительную систему, третий – волноводный T – мост. Целесообразно размещение других элементов в третьем слое, если они отделяются экраном от T – моста. Так как конструкция имеет малые потери в распределительной системе, то КУ рупорной антенной решетки в рабочей полосе составляет 29-31 дБ.

Для формирования суммарной и разностной ДН в горизонтальной плоскости на входе схемы деления стоит T-мост. Один из входов T-моста подключается к приемнику, другой – к передатчику. T-мост обеспечивает хорошую поляризационную развязку между суммарным и разностным каналами.

#### **4.4 Разработка низкопрофильного антенного модуля спутниковой связи сантиметрового диапазона волн с электронно-механическим формированием диаграммы направленности, предназначенного для работы на подвижных объектах**

Потребности органов государственного управления в услугах, предоставляемых в сетях подвижной спутниковой связи, постоянно растут. Для их удовлетворения необходима организация высокоскоростных каналов, что влечет необходимость улучшения энергетических характеристик средств

спутниковой связи при жестких требованиях к массогабаритным характеристикам станций.

Разрешение указанной задачи возможно на основе применения в составе комплексов спутниковой связи низкопрофильных антенных модулей, использующих электромеханическое формирование диаграммы направленности.

В настоящее время российский радиоэлектронный комплекс не обладает технологиями производства таких антенн, что сдерживает широкое использование технологий подвижной спутниковой связи в интересах органов государственного управления и бизнеса.

Разработка базовой технологии создания низкопрофильных антенных модулей для станций спутниковой связи сантиметрового диапазона с формированием диаграммы направленности, предназначенных для размещения на мобильных объектах, позволит значительно расширить возможности по оснащению средствами спутниковой связи транспортных средствах различного класса.

Разрабатываемая технология позволит разместить на транспортном средстве перспективные спутниковые приемо-передающие комплексы, одновременно работающие через ретрансляторы различных космических аппаратов.

При разработке низкопрофильного антенного модуля спутниковой связи сантиметрового диапазона волн с электронно-механическим формированием ДН, предназначенного для работы на подвижных объектах целесообразно рассмотреть антенные системы с электрическим и механическим сканированием, устанавливаемые на подвижных объектах – автомобилях, самолетах, поездах и т.д. В настоящее время интенсивно ведется разработка таких антенных систем, как в России, так и за рубежом. Основным требованием, предъявляемым к таким системам, является обеспечение высокого энергетического потенциала, под которым в данном случае понимается произведение коэффициента усиления антенны и излучаемой мощности, в секторе сканирования. Поэтому некоторые

рассматриваемые антенные решетки являются активными, а также применяются конформные антенные решетки. При разработке низкопрофильного антенного модуля спутниковой связи сантиметрового диапазона волн с электронно-механическим формированием ДН, предназначенного для работы на подвижных объектах целесообразно также учитывать экономические характеристики. В настоящее время имеются антенные системы с механическим формированием луча и сканированием, они существенно дешевле аналогичных АФАР или цифровых активных фазированных антенных решеток (ЦАФАР).

В литературе приводятся антенные решетки с электрическим сканированием в угломестной плоскости и механическим сканированием в азимутальной плоскости. Такие антенны состоят из подрешеток, формирующих луч в направлении спутника и отслеживающих это направление при изменении ракурса подвижного объекта. Высокий энергетический потенциал в секторе сканирования в основном обеспечивается сложной структурой антенного полотна [135,136]. Элементы антенной решетки должны иметь эллиптическую или переключаемую поляризацию, т.к. в процессе работы может меняться взаимная ориентация летательного аппарата (ЛА) и спутника.

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

Технология гальваноластики позволяет сделать достаточно громоздкие и тяжелые волноводные системы лёгкими и компактными. Однако технология гальваноластики не позволяет достаточно легко осуществлять контроль работоспособности всей системы. Эта технология получила широкое применение при изготовлении антенных решеток спутникового телевидения. Она также может быть применена при изготовлении низкопрофильного антенного модуля

спутниковой связи сантиметрового диапазона волн с электронно-механическим формированием диаграммы направленности, предназначенного для работы на подвижных объектах.

К достоинствам печатной технологии можно отнести: возможность совмещения антенного полотна и распределительной системы на одной печатной плате, несложный контроль и отладку как характеристик направленности, так и характеристик согласования антенной системы в целом. Печатная технология достаточно хорошо отработана, поэтому очень удобна для серийного изготовления антенной решетки при сравнительно небольшой стоимости. Антенны, изготовленные по печатной технологии, обладают хорошими массогабаритными характеристиками, высокой надёжностью и имеют малую глубину. Однако печатные антенны имеют и недостатки. Хорошие массогабаритные характеристики достигаются путём совмещения излучающего полотна с распределительной системой. В результате этого распределительная система будет излучать, изменяя характеристики направленности антенны. Антенные системы, изготовленные по печатной технологии, обладают высокими потерями (примерно 0,17 дБ на метр на полосковой разводке). Поэтому необходимо учитывать эти факторы при проектировании как одного излучателя, так и антенной решётки в целом.

В процессе изготовления опытного образца целесообразно применять комбинированные методы возбуждения антенного полотна. К комбинированным методам относится совмещение оптической и фидерной систем возбуждения с помощью РВ.

Распределительная система в виде радиальной линии с замедлением электромагнитной волны имеет целый ряд конструктивных особенностей. К ним относятся: штыревая структура замедляющей системы, точность выполнения штырей по высоте, точность шага структуры и т.д. Для пояснения особенностей распределительно-фазирующей системы целесообразно рассмотреть её структуру [137,138].

Поворотное устройство обеспечивает независимое вращение верхней и нижней пластины, что позволяет сканировать в двух плоскостях. На рис.153 представлены два вида антенны: вид сверху и сбоку в разрезе.

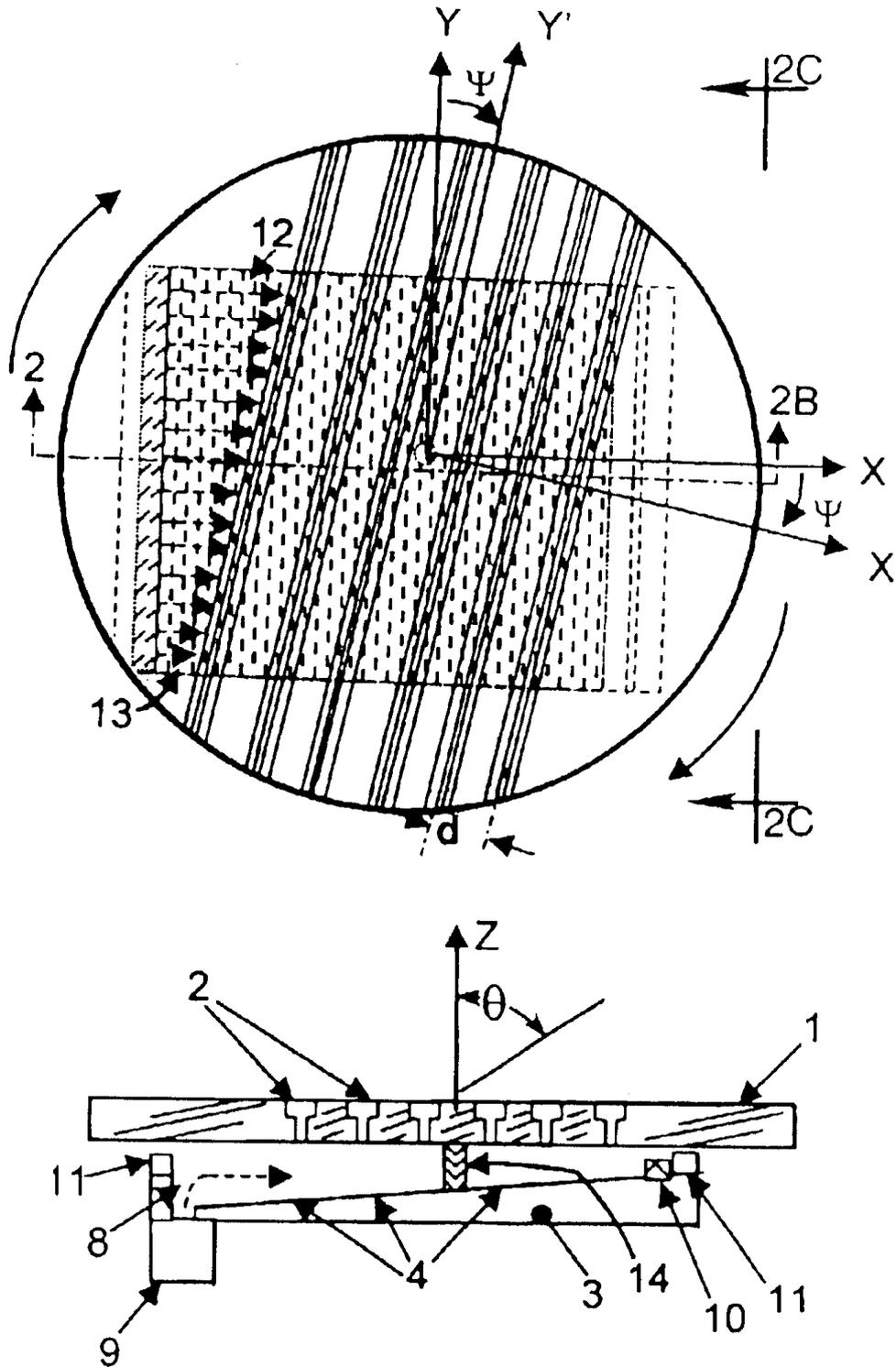


Рис.153. Два вида антенны: вид сверху и сбоку в разрезе.

На рис.153 показано антенное полотно 1 с волноводными излучателями 2. Верхняя поверхность нижней пластины 3 содержит ряд прямоугольных штырей 4 с переменной высотой. На рис.154 элемент решетки и распределительной системы представлен в крупном масштабе.

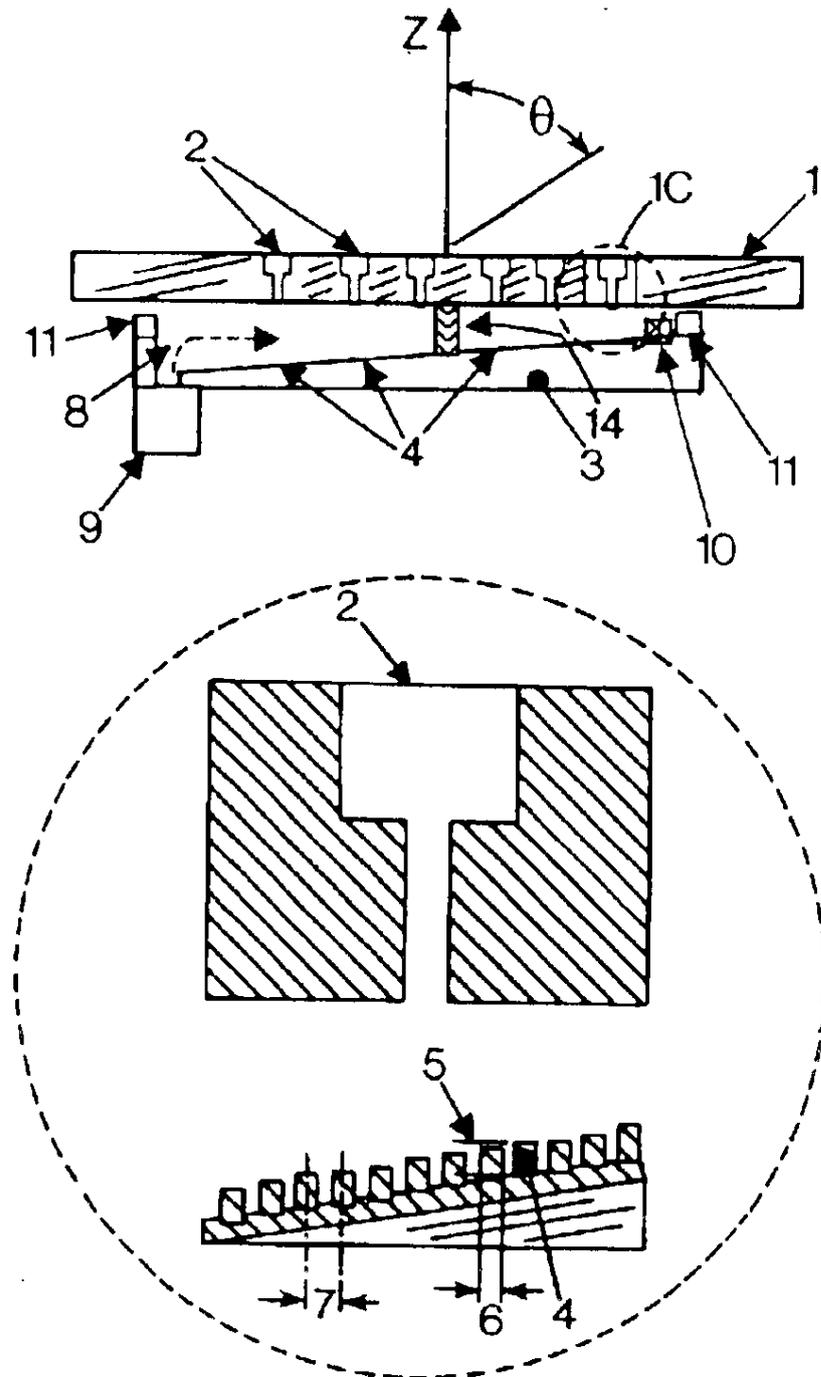


Рис.154. Элемент решетки и распределительной системы в крупном масштабе.

Как показано на рис.154, гофры 4 имеют переменную высоту 5, ширину 6 и осевой интервал (шаг) 7. Кроме того, гофры размещаются с наклоном по всей апертуре антенны. Верхняя поверхность пластины 1 и нижняя гофрированная поверхность пластины 3 образуют радиальную волноводную линию передачи, а также гофры используются для создания искусственного диэлектрика или замедляющей системы. Возбуждение радиальной линии может осуществляться с краев или из центра. В данном варианте возбуждение осуществляется с краю. Источник возбуждения 9 может быть выполнен в виде стандартного волновода или гибкой коаксиальной линии. При этом направление распространения волна показано стрелкой 8. По краям радиальной линии необходимо разместить слой поглотителя 10 и герметизирующую прокладку 11 между двумя подвижными пластинами радиального волновода 1 и 3.

Величина изменения в линейных фазовых сдвигах увеличивается с ростом сектора сканирования и соответственно отклонения луча  $\Psi$ . Кроме того, обе пластины 1 и 3 могут поворачиваться одновременно, что позволяет сканировать лучом антенны по азимуту. В целом, антенна может отсканировать по углу места  $\theta$ , от нуля до девяноста градусов и по азимуту  $\varphi$ , от нуля до трехсот шестидесяти градусов посредством совместного вращения пластин 1 и 3. Кроме того, луч антенны может непрерывно сканировать по азимуту в повторяющемся цикле триста шестьдесят градусов путем непрерывного вращения пластин 1 и 3 рис.155.

Таким образом, получается относительно тонкая антенна, реализующая двумерное (пространственное) сканирование.

Рис.156 иллюстрирует изменение положения луча антенны в сферической системе координат  $(\theta, \varphi)$  в зависимости от угла дифференциального вращения  $\Psi$  пластины 1 относительно пластины 3 при шаге решетки  $d = 0,925\lambda$ , и диэлектрической проницаемости заполнения  $\epsilon_r = 1,17$ .

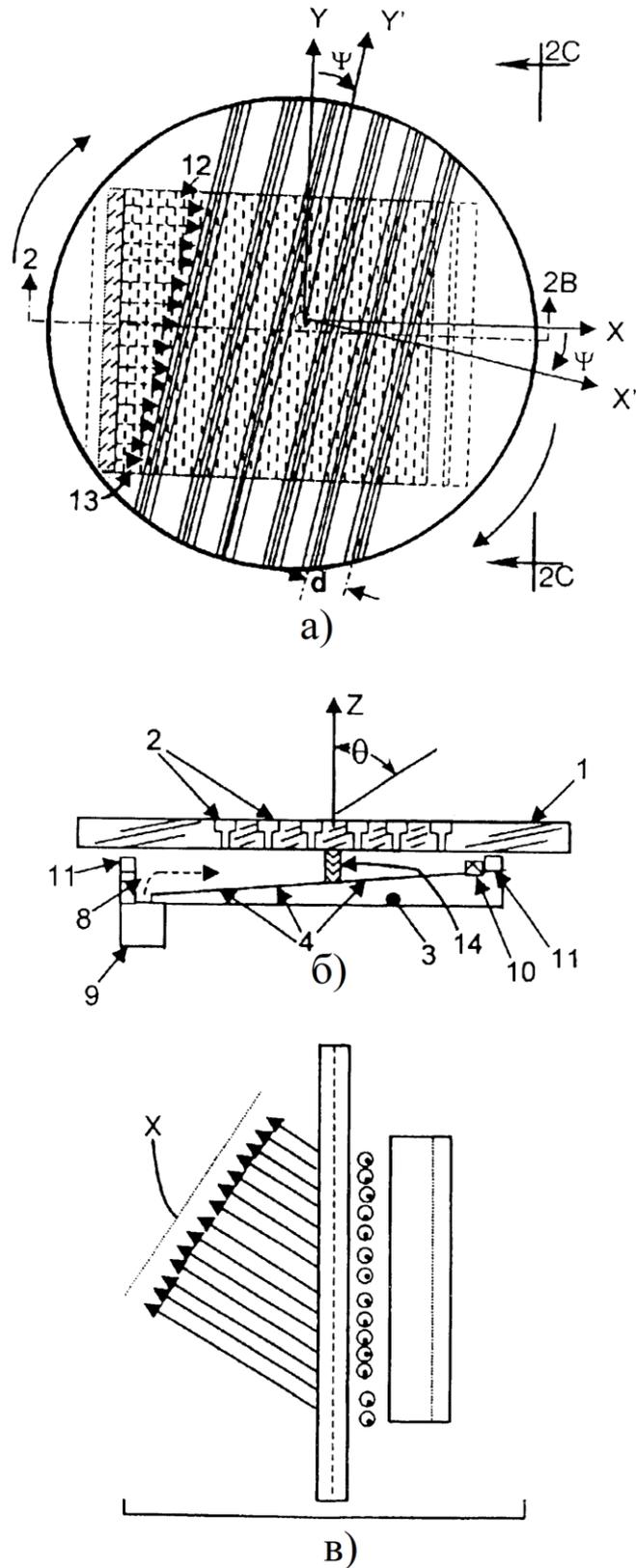


Рис.155. Сканирование в угломестной и азимутальной плоскостях: а - вид сверху, б- вид сбоку, в - схема, поясняющая отклонение луча в угломестной плоскости.

Как показано на рис.156, максимальное перемещение главного максимума происходит в направлении  $\theta$ , в то время как относительно небольшое движение происходит в направлении  $\phi$ . Сканирование в азимутальной плоскости может быть достигнуто путем одновременного вращения пластин 1 и 3. Таким образом, главный луч может быть ориентирован практически в любом месте в пределах полусферы.

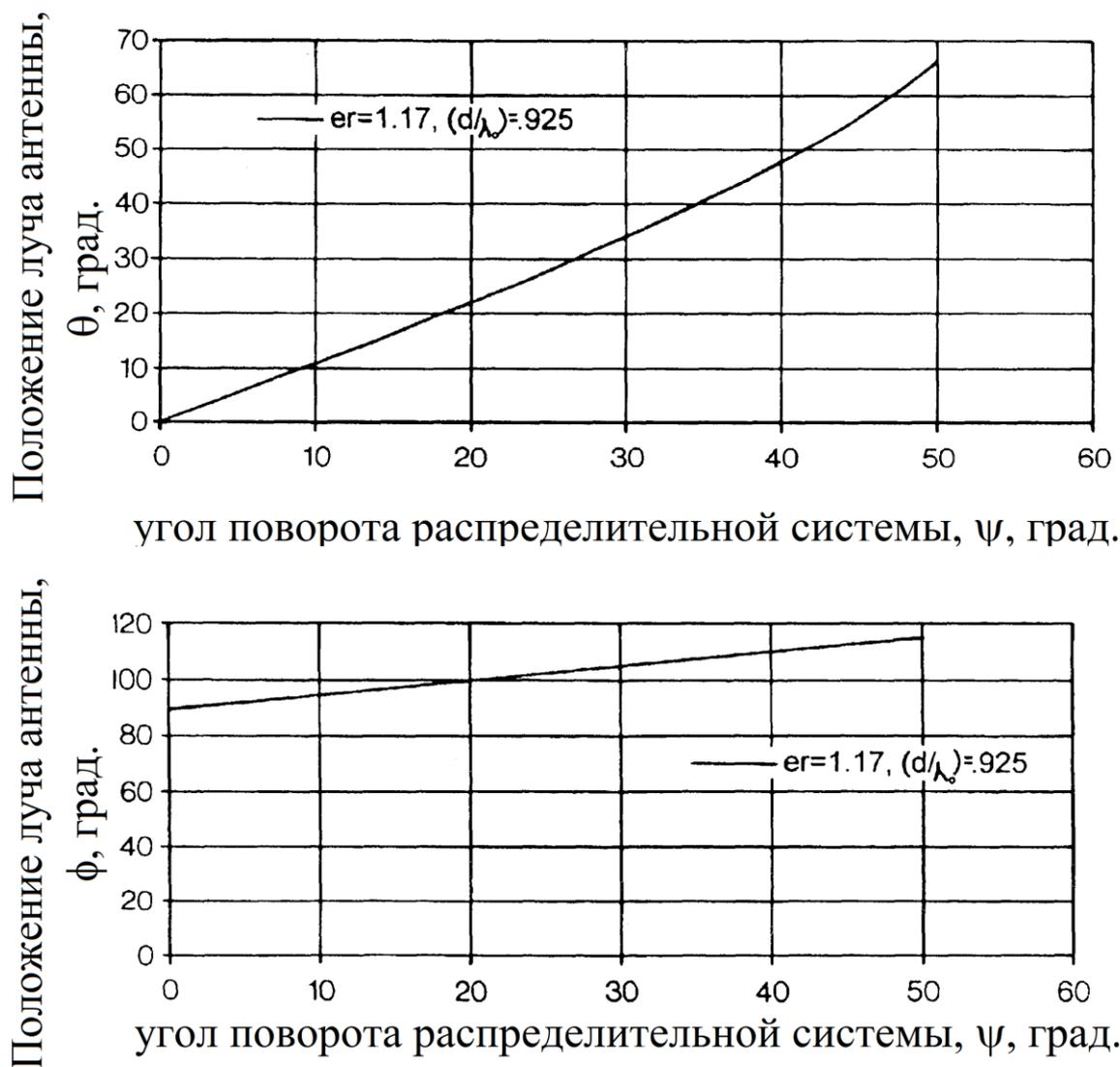


Рис.156.Зависимость углового положения луча от угла поворота распределительной системы.

На рис.157 показан график зависимости углочастотной чувствительности от угла поворота  $\Psi$ . Из графика видно, что углочастотная чувствительность

практически постоянна по отношению к углу поворота  $\Psi$ . Это явление резко отличается от большинства ФАР, углочастотная чувствительность которых увеличивается при увеличении частоты нелинейно. Это свойство особенно полезно в приложениях, требующих минимального частотного смещения луча при больших углах сканирования.



Рис.157. Зависимость углочастотной чувствительности от угла поворота  $\Psi$ .

В общем случае, дифракционные максимумы возникают, когда расстояние между элементами превышает одну длину волны. В данном случае расстояние меньше длины волны, поэтому дифракционные максимумы отсутствуют [139]. Излучатели могут быть выполнены в виде длинных щелей. Тогда распределительная и излучающая системы образуют антенну поверхностных волн (АПВ). Применение резонансной дифракционной решетки (с периодом, соизмеримым с длиной волны), обеспечивающей эффект пространственного преобразования поверхностной волны линии в объемную (излучаемую) волну, позволило реализовать конструктивно простые и технологичные дифракционные антенны вытекающей волны. Электродинамическая структура такой решетки строится из планарного диэлектрического волновода и решетки, выполненной в виде отражательной металлической гребенки. Поверхностный характер

энергетических процессов и, как следствие, малые тепловые потери позволяют дифракционным антеннам успешно конкурировать в сантиметровом диапазоне с высокотехнологичными полосковыми антеннами.

Отличительной особенностью антенн вытекающей волны является наличие углочастотной дисперсии, которая может быть использована как положительное качество – для сканирования диаграммы направленности посредством изменения частоты излучаемого сигнала. Однако при необходимости работы с фиксированным угловым направлением на источник излучения дисперсия приводит к жесткому ограничению частотной полосы антенны.

На практике используются в основном замедляющие системы (ЗС), образованные металлическими проводниками. Вызывается замедление в основном за счёт увеличения пути, проходимого волной вдоль проводников, образующих ЗС. Как правило, один из них, импедансный проводник имеет сложную конфигурацию, такую как меандр или цилиндрическая спираль рис.158, а другой, экранный проводник, имеет, как правило, простую конфигурацию (пластина, цилиндр и т.д.).

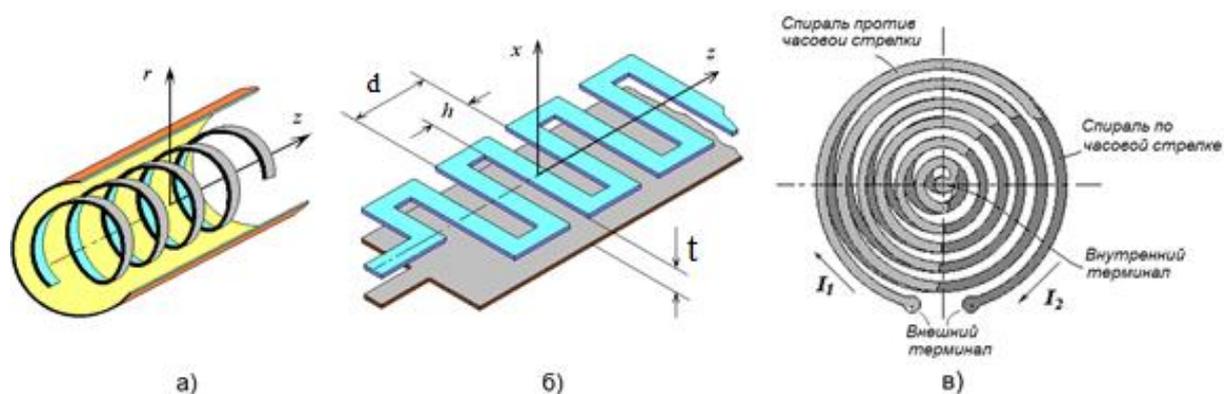


Рис. 158. Замедляющие системы: а - цилиндрическая спираль в экране;

б - меандр-линия; в - арифметические спирали с противоположными направлениями намотки.

Другой класс ЗС связан с использованием неоднородных по длине (обычно периодических или почти периодических) структур. Это могут быть чисто

металлические устройства (спирали, волноводы с гофрированными стенками, цепочки связанных резонаторов и т. п.). Именно такие ЗС преобладают на практике (рис. 159) [140].

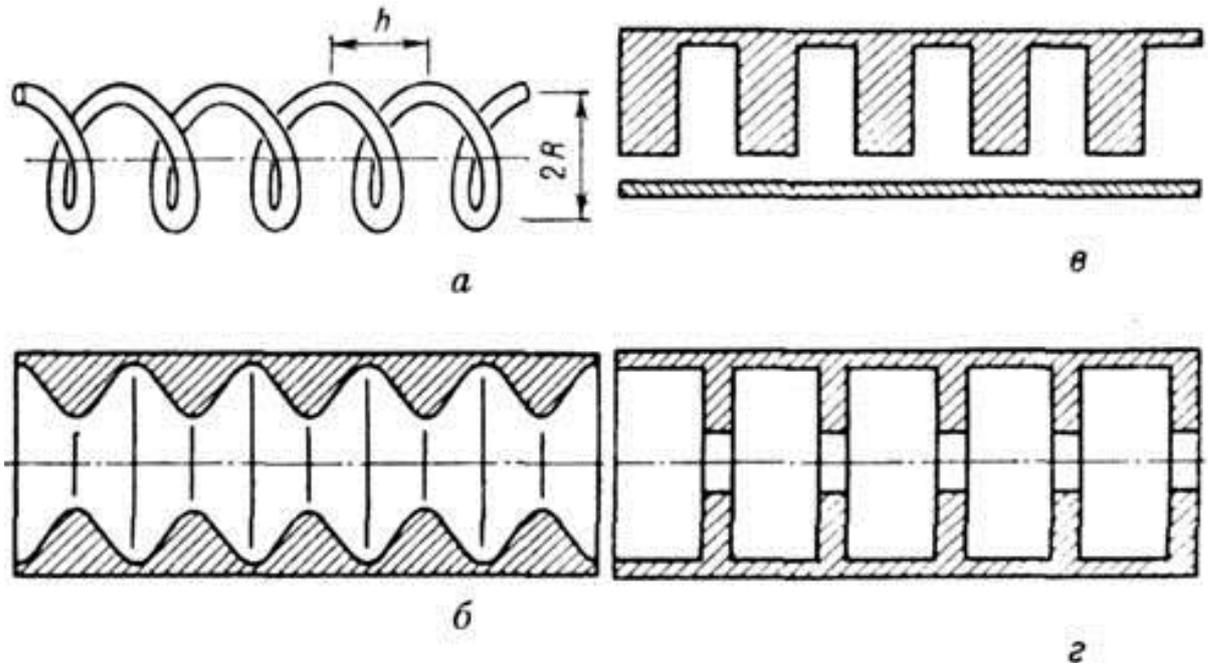


Рис. 159. Примеры замедляющих систем: а - однозаходная спираль; б - волновод с гофрированными стенками; в - гребёнка; г - диафрагмированный волновод.

В целом, ЗС является периодической последовательностью проводящих элементов, соединённых друг с другом в направлении распространения волны. Основными геометрическими параметрами, определяющими ЗС, являются период  $d$ , ширина  $H$  или периметр  $2\pi b$ , где  $b$  – радиус импедансного проводника цилиндрической формы. Во многих случаях существенным является также расстояние между импедансным и экранным проводниками или радиус  $t$  экранного проводника. В связанных ЗС оба проводника импедансные, а для обеспечения максимальной связи их конфигурации являются, как правило, зеркальными отображениями друг друга, развёрнутыми на  $180^\circ$ .

Как и в случае быстрых волн в волноводах, зависимость всех компонент поля замедленной волны от продольной координаты  $z$  в направлении

распространения и времени  $t$  характеризуется так называемым волновым множителем  $e^{(j\omega t - j\beta z)}$ , где  $\omega$  – угловая частота,  $\beta$  – комплексная величина, действительная часть которой  $\beta_0$  называется фазовой постоянной, а мнимая часть,  $\alpha_0$  – постоянной затухания:

$$\operatorname{Re} \beta = \beta_0 = \frac{\omega}{v_p}, \quad \alpha_0 = \operatorname{Im} \beta$$

где  $v_p$  – фазовая скорость замедленной волны. Отношение скорости света  $c$  к фазовой скорости  $v_p$  называется замедлением.

$$\gamma = \frac{c}{v_p} = \frac{\beta}{k}$$

Благодаря концентрации поля около поверхности импедансного проводника электромагнитная волна распространяется вдоль ЗС без излучения даже в отсутствие второго, экранного проводника. При этом к концентрации энергии в поперечном направлении добавляется пропорциональная замедлению концентрация в продольном направлении.

Так как фазовая постоянная  $\beta$  пропорциональна произведению замедления  $\gamma$  и частоты  $f$ , то можно получить одно и то же распределение энергии при разных размерах отрезка ЗС и разных частотах.

Как правило, замедленные волны являются гибридными, т.е. представлены суммой двух волн, Е- и Н-типа с одинаковой фазовой скоростью, но разной зависимостью от граничных условий, что сопровождается разным распределением полей в поперечном направлении. При этом энергия электрического поля  $W_e$  сосредоточена в основном в волне Е-типа, а магнитного поля  $W_m$  – в волне Н-типа:

$$\gamma^2 = \frac{W_e^e}{W_m^e} = \frac{W_m^m}{W_e^m}$$

В качестве замедляющих систем антенн применяются периодические структуры (ПС) различных типов. Для теоретического изучения объектов используются идеализированные модели бесконечных ПС. На практике применяются ограниченные участки ПС, которые условно также называются периодическими структурами. По числу независимых направлений переноса ПС различают одномерно, двумерно и трёхмерно периодические структуры — ОПС, ДПС и ТПС рис.160, рис.161 и рис.162.

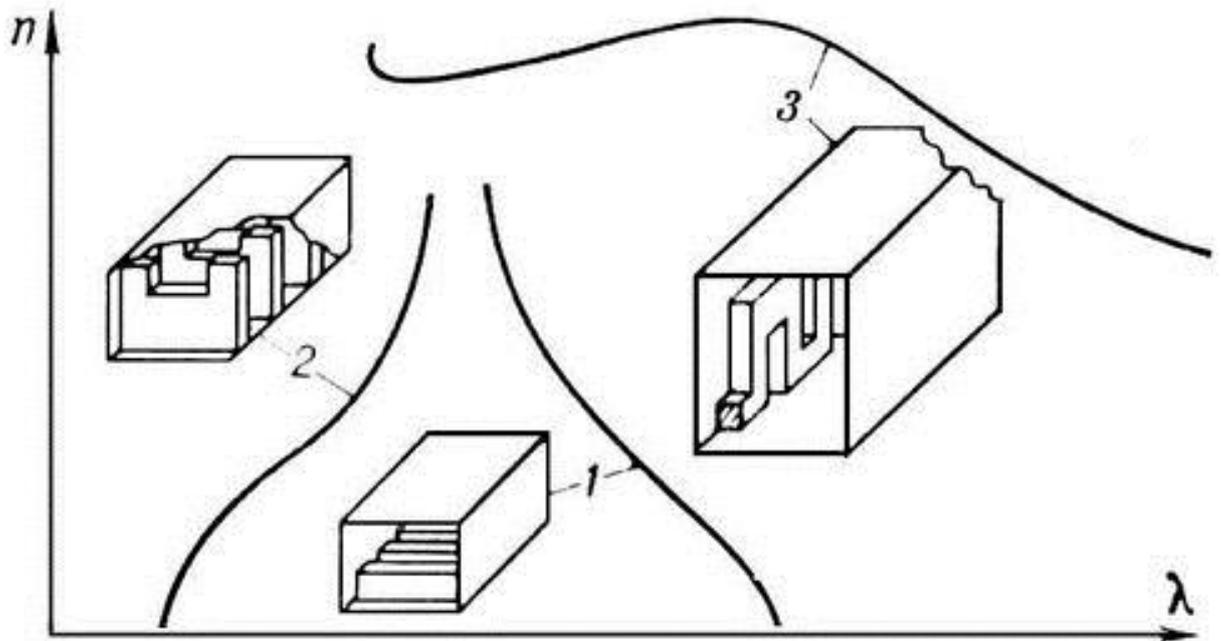


Рис.160. Одномерно периодические структуры с различными типами дисперсионных характеристик: 1 — «широкая гребёнка» в волноводе с нормальной положительной дисперсией; 2 — диафрагмированный прямоугольный волновод с отрицательной дисперсией; 3 — «меандр» в волноводе с участками аномальной и нормальной положительной дисперсии;  $n$  — коэффициент замедления;  $\lambda$  — длина волны.

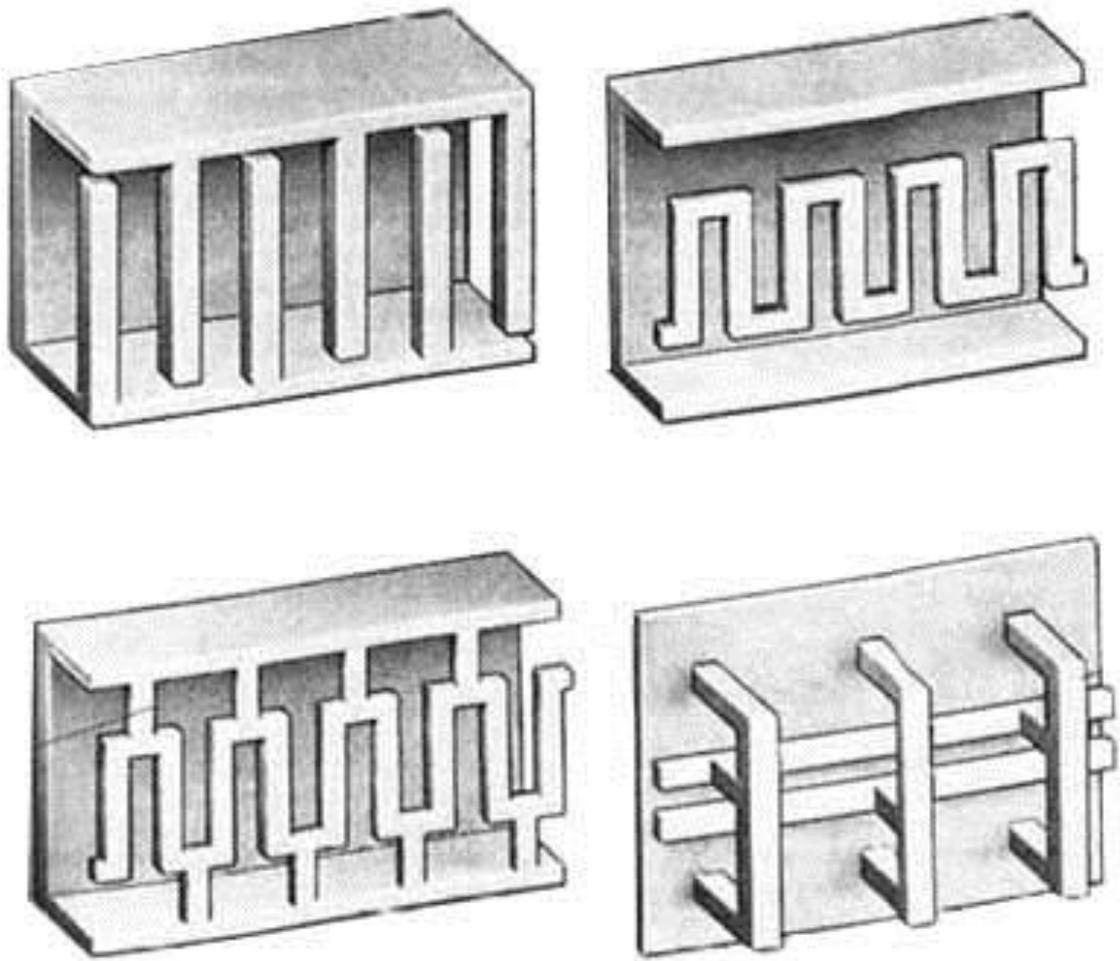


Рис.161. Одномерные периодические структуры

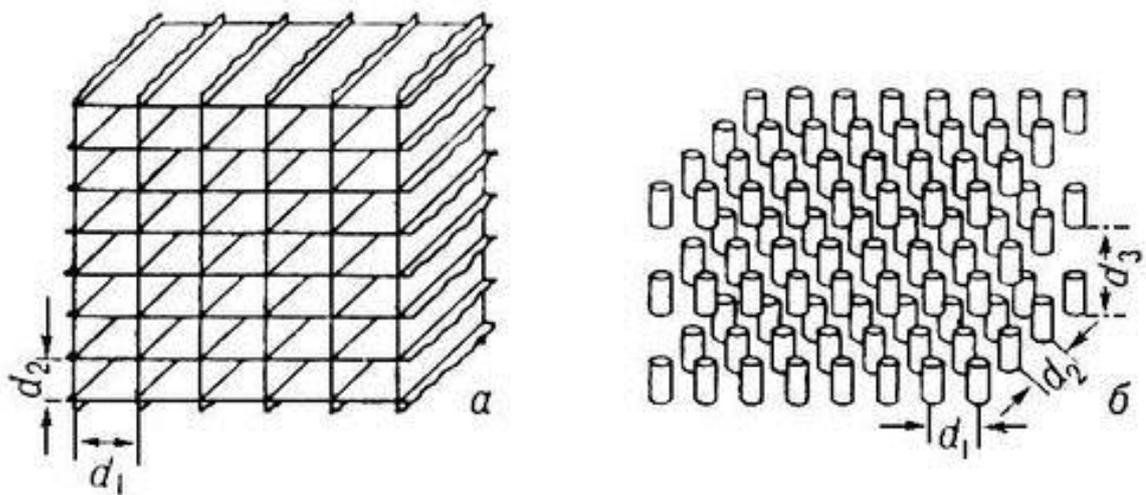


Рис.162. Двумерно (а) и трёхмерно (б) периодические структуры:  $d_1$ ,  $d_2$ ,  $d_3$  — периоды структур.

Регулярные ЗС применяются в основном в антеннах из-за невозможности больших замедлений волн при малых потерях энергии. Наиболее часто на практике применяются периодические ЗС, в которых замедление обусловлено переизлучением поля на периодически (с периодом  $d$ ) расположенных препятствиях или искажениях формы боковой поверхности (перегородки, диафрагмы, гофрировка и т. п.). При этом амплитуда волны  $A(z)$  в соответствии с теоремой Флоке испытывает периодическую пространств модуляцию. Разложение периодической функции  $A(z)$  в ряд Фурье позволяет представить это электромагнитное поле в виде бесконечного набора пространств гармоник:

$$A(z)e^{j(\omega t - kz)} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} A_n e^{j\omega \left( t - \frac{z}{v_n} \right)},$$

бегущих с различными фазовыми скоростями  $v_n = \frac{\omega}{k} + \frac{2p}{d}$ .

ЗС может быть выполнена в виде поверхности  $S$  диэлектрика. Тогда коэффициент замедления такой системы определяется по формуле [141]:

$$\gamma = 1 + \frac{k^2 h^2}{2} \left( (\varepsilon - 1)^2 - \frac{\Delta}{h} (\varepsilon - 1) \right),$$

где  $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ ,  $\Delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu_0 \sigma}}$  - толщина поверхностного слоя в металле,  $\omega$  - частота волны,  $\mu_0$  - магнитная проницаемость металла,  $\sigma$  - удельная проводимость металла.

Для ребристой замедляющей системы [142] - рис.163:

$$\gamma = \sqrt{1 + \left( \frac{S-b}{S} \operatorname{tg} \left( \frac{2\pi h}{\lambda} \right) \right)^2}$$

В системе, показанной на рис.94, должны быть выполнены условия  $S \ll \lambda$ ,  $h < 0,25\lambda$ .

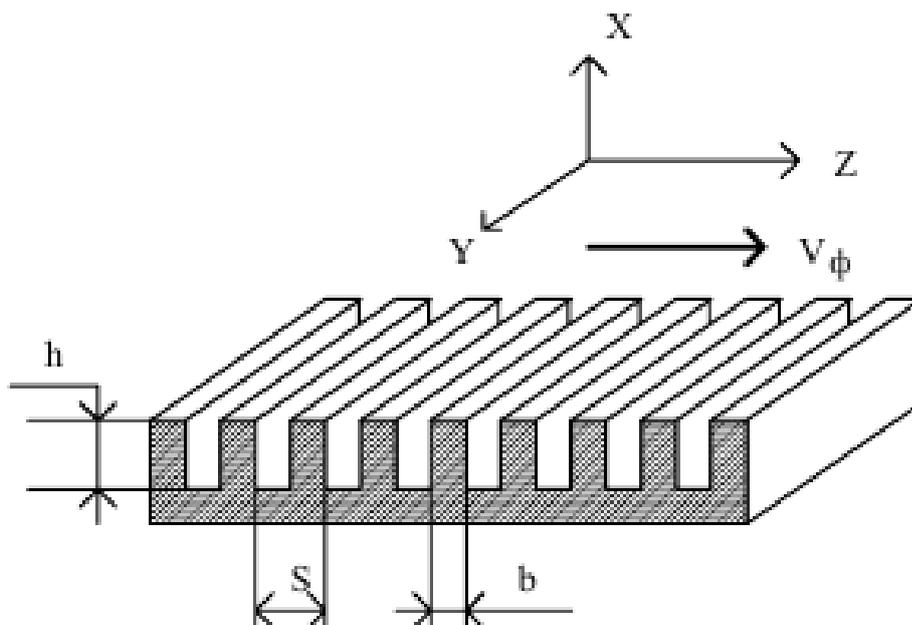


Рис.163.Рибристая замедляющая структура.

Одним из возможных способов коррекции углочастотных зависимостей антенн, содержащих гребенчатые структуры, с целью добиться их частотной инвариантности является усложнение структуры периода за счет введения в гребенку дополнительных канавок и уровней вложенности, использование многослойных и неэквидистантных гребенок.

Антенны на основе гребенчатых структур, как правило, весьма чувствительны к типу поляризации принимаемой волны. Усложнение внутрипериодной конфигурации одномерной гребенки, применение двумерно-периодических структур с коммутацией волновых потоков может обеспечить требуемые степени свободы по управлению поляризационными характеристиками дифракционных антенн. Актуальным приложением гребенчатых структур является их использование в качестве рефлектора зеркальных антенн, что позволяет уменьшить высоту подвеса облучателя и минимизировать габариты антенны.

Антенна вытекающей волны на основе открытой линии может быть построена на основе планарного диэлектрического волновода (ПДВ), экранированного периодической гребенкой. При усложнении внутрипериодной

конфигурации гребенчатой структуры (ГС) путем введения на периоде дополнительных канавок прямоугольного профиля с совпадающими на одном уровне плоскостями раскрыва можно расширить чувствительность антенны к угловым, частотным и поляризационным параметрам волны. Также возможно размещение в разных (двух, трех) несовпадающих уровнях относительно плоскости раскрыва гребенки (двухуровневая ГС).

При разработке низкопрофильного антенного модуля спутниковой связи сантиметрового диапазона волн с электронно-механическим формированием диаграммы направленности, предназначенного для работы на подвижных объектах, целесообразно также применять гребенчатую замедляющую структуру с переменным профилем и различной высотой гребней. В настоящей работе проведено моделирование ЗС. Фрагмент ГС представлен на рис.164.



Рис.164. Фрагмент замедляющей структуры.

Поверхностная волна в ЗС возбуждается с помощью волноводного делителя в режиме передачи и коаксиального возбуждателя в режиме приема. Фотография волноводного делителя приведена на рис.165.



Рис.165. Волноводный делитель, возбуждающий ГС.

На рис.170 приведена распределительная система, состоящая из волноводного возбуждателя и ГС.



Рис.170. Распределительная система низкопрофильного антенного модуля спутниковой связи сантиметрового диапазона волн с электронно-механическим формированием диаграммы направленности

В распределительной системе на волноводных тройниках реализовано неравномерное деление мощности для получения спадающего к краям амплитудного распределения. Между волноводным делителем ГС установлен ступенчатый переход для согласования. Такие же ступенчатые переходы применены на этажах схемы деления мощности для уменьшения ее габаритных размеров.

Передатчик соединен с распределительной системой с помощью стандартного гибкого волновода рис.171. Для соединения приемника с распределительной системой используется стандартный коаксиальный кабель.

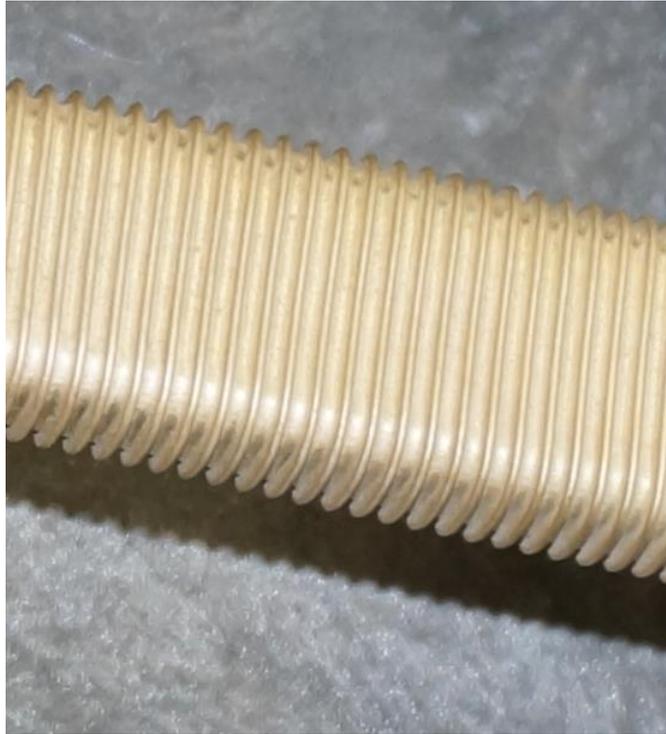


Рис.171. Волновод.

Для реализации механического сканирования в конструкции предусмотрено вращающееся сочленение.

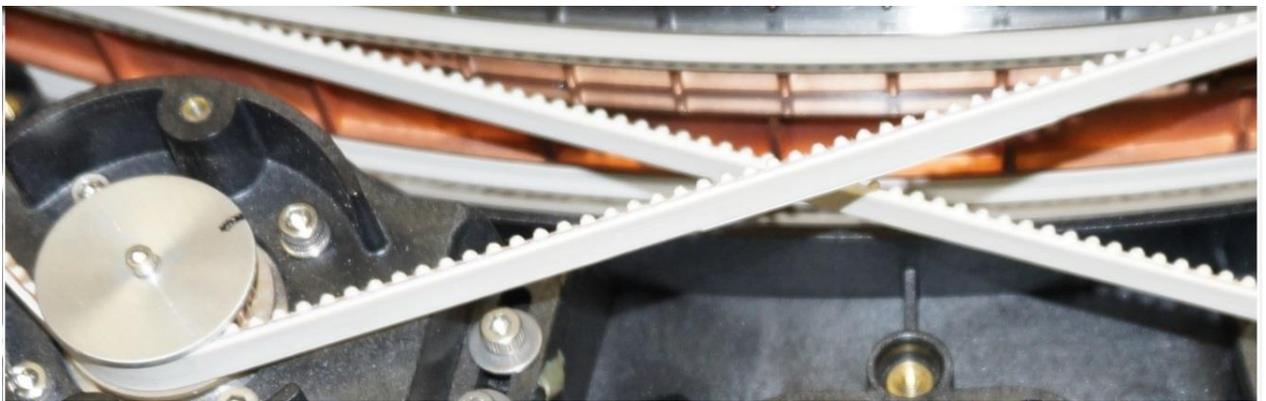


Рис.172. Управление положением элементов поляризационного фильтра с помощью ремней.

Элементы распределительной системы должны иметь хорошие массогабаритные характеристики. Поэтому целесообразно рассмотреть современные технологии производства, позволяющие изготовить

распределительную систему низкопрофильного антенного модуля спутниковой связи сантиметрового диапазона волн с минимальной массой.

С использованием технологии гальванопластики изготовлена антенная решетка с широкоугольным механическим сканированием. Модель антенной решетки показана на рис.173.

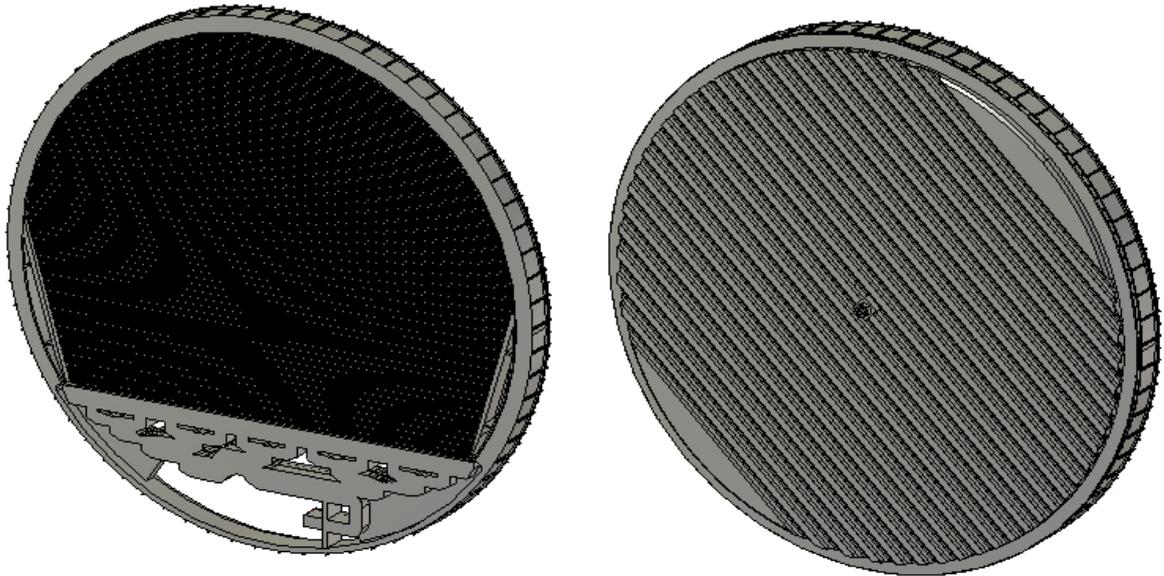


Рис.173. Модель низкопрофильного антенного модуля спутниковой связи сантиметрового диапазона волн с широкоугольным механическим сканированием.

#### 4.5 Выводы по главе 4

Таким образом, в четвертой главе представлены варианты построения антенных решеток радиолокационных и телекоммуникационных систем. Определены характеристики направленности и частотные характеристики. Приведены результаты разработки и фотографии опытных образцов антенн спутникового телевидения и низкопрофильного антенного модуля спутниковой связи сантиметрового диапазона волн с широкоугольным механическим сканированием.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертационной работе изложены технические решения для бортовых антенных систем, внедрение которых позволяет расширить сектор обзора рабочую полосу, повысить энергетический потенциал и помехозащищенность бортовой РЛС.

В работе получены следующие результаты:

1. Предложена и разработана теория антенных решеток с расширенным телесным сектором сканирования и рабочей полосой частот.
2. Выявлена возможность согласования излучателей в ФАР при сканировании в пределах сектора  $360^\circ$  в азимутальной плоскости в широкой полосе частот, а также устранения дифракционных максимумов за счет схемы построения антенного полотна.
3. Развита класс волноводных возбуждателей, образованных конформными поверхностями для бортовых антенных систем с волной типа Т, обеспечивающих отсутствие дисперсии, минимальные потери и массогабаритные характеристики при моноимпульсной работе и позволяющих преодолеть основные трудности построения конформных АФАР.
4. Разработаны компьютерные модели больших антенных систем позволяющие оценить характеристики направленности с учетом погрешностей изготовления элементов антенного полотна и возбуждающего устройства.
5. Предложены варианты построения современных ФАР, АФАР и ЦАФАР и соответствующая элементная база с целью существенного уменьшения числа излучателей в разы, обеспечивающая широкоугольность сканирования, широкополосность и уменьшение УБЛ.
6. Рассмотрены широкополосные и двухдиапазонные многослойные излучатели.

7. Разработаны методы, позволяющие уменьшить УБЛ в антенных решетках с широкоугольным сканированием при допустимом изменении характеристик направленности в секторе сканирования.
8. Предложены схемы построения бортовых конформных АР для перспективных РЭК. Проведено исследование влияния амплитудных и фазовых ошибок на характеристики направленности антенных решеток с пространственной структурой размещения элементов.
9. Результаты диссертационной работы внедрены в разработки бортовой РЛС «Сокол», многофункциональной вертолетной РЛС и вертолетной РЛС морского базирования «Минога», низкопрофильного антенного модуля спутниковой связи «ВИГА», антенной телекоммуникационной системы «Ожерелье» и др., в целом внедрены на 10 предприятиях, опубликованы в 100 статьях, 2 монографиях, 6 патентах, доложены на 18 конференциях и внедрены в учебный процесс.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

**Литература к введению.**

1. Вапнэ Т.М. Антенны с электрическим сканированием луча для многофункциональных РЛС (зарубежные разработки). Обзоры по электронной технике. Серия 1. Электроника СВЧ. М.: ЦНИИ «Электроника», 1982. № 5. 47 с.
2. Воскресенский Д.И., Гуськов Ю.Н., Емельченков Ф.И., Овчинникова Е.В. Многофункциональная бортовая активная фазированная антенная решетка для РЛС. Труды всероссийской научно-технической конференции «Информационные и телекоммуникационные технологии», г. Сочи, сентябрь 19-26. 2004 г.
3. Воскресенский Д.И., Котов Ю.В., Харланов Ю.Я., Овчинникова Е.В. Многофункциональные полотна антенных решеток. Журнал Антенны, 2006, №9 (112).
4. Котов Ю.В., Воскресенский Д.И., Харланов Ю.Я., Овчинникова Е.В. Разработка перспективных АФАР, - МАИ-ОАО Корпорация «Фазотрон-НИИР», отчет по теме № 26610-04100, 2004.
5. Введенский А.В., Захаров Е.В., Скородумов А.И., Харланов Ю.Я. Характеристики антенн со сферическими диэлектрическими линзами // Радиотехника и электроника. 1991. Т.36. № 4. С.680-688.
6. РЛС SDR с купольной антенной// Радиоэлектроника за рубежом, №2, 1980, с.17.
7. Увеличение сектора сканирования антенной решетки с помощью купольной линзы// Бубнов Г.Г., Гольберг Б.Х., Коростышевский Е.Н. и др.; Сб. научн.-метод. статей по прикладной электродинамике. -М.: Высшая школа, Вып. 6, 1983, с. 162-188.
8. Антенна в виде куполообразной линзы с широкоугольной фазированной решеткой с переключением режимов приема-передачи// Патент США, №4491845, H01Q19/06,3/46,1/28, 1985.

9. Медведев Ю.В., Харланов Ю.Я. и др. Купольная линзовая антенна// Патент RU №2201021 С2,04.09.2000, Кл. H01Q15/08.
10. Литун В.И., Митрохин В.Л., Федоров А.К. Распределение фазовых задержек в купольно-линзовой антенне со смещенной первичной решеткой. Труды 22-й Международной конференции "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии" Севастополь, сентябрь 2012 г.
11. Пономарев Л.И., Степаненко В.И. Результаты анализа и оптимизации двухчастотной волноводной ФАР// Антенны, вып.34, 1986, с.68-84.
12. Bond K., Shelley M.W. Dual frequency antenna integration using invisible grating structures// IEE Proc., v.133, №2,1986, p.137-142.
13. Pazin, L., Leviatan, Y. Effect of amplitude tapering and frequency dependent phase errors on radiation characteristics of radial waveguide fed non-resonant array antenna// IEEE Trans Antennas Propagat, vol. 53, №12, 2005.
14. Наземная РЛС «САММИТ» миллиметрового диапазона волн для наблюдения малоразмерных объектов в космосе / Ботавин В.П. [и др.] // Вестник Ноу-Хау. 1993. № 3. С. 10-12.
15. Радиоэлектронные системы коротковолновой части миллиметрового диапазона радиоволн / Н. А. Бей [и др.] // Под ред. Г. П. Слукина. М.: МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2007. 75 с.
16. Быстродействующие ферритовые фазовращатели мм диапазона волн / Н.П. Милевский [и др.]. // Ферритовые СВЧ приборы и материалы. Серия: Электроника СВЧ. Тезисы докладов региональной конф. в 3-х т. Т.3. Москва. 1983. С. 59-60.
17. Millimeter-wave phase shifting device: pat. 4467292 US / James S. Ajoka, Filed. 30.09.1982; patented 21.08.1984. // google.com/patents: база патентов. Режим доступа: <http://www.google.com/patents/US4467292> (дата обращения 28.09.2009).
18. Модуль проходной фазированной антенной решетки: пат. 2461930. Россия / Ю.С. Русов [и др.]. Заявл. 30.12.2010; Опубл. 20.09.2012. Бюл. №26 //

Изобретения. Полезные модели. Официальный бюллетень Федеральной службы по интел. собств.

- 19.Бей Н.А., Комягин Р.В., Усачев В.А. Фазированные антенные решетки миллиметрового диапазона с высокой степенью интеграции // Вестник МГТУ. Серия «Приборостроение». М: МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2009. №3. С. 63-68.
- 20.Разработка элементов проходной и отражательной фазированных антенных решеток миллиметрового диапазона волн с ферритовыми фазовращателями // Комиссарова Е.В. [и др.] / Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. Приборостроение. 2009. Спец. вып. Антенны и устройства радио- и оптического диапазонов. С. 105-117.
- 21.Яковлев А. С. Двухчастотные моноимпульсные антенные решетки. Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук. - Москва, 2009, 126 с.
- 22.Пономарев Л.И., Степаненко В.И. Сканирующие многочастотные совмещенные антенные решетки. -М.: Изд-во Радиотехника, 2009.
- 23.Pazin, L., Leviatan, Y. Uniform amplitude excitation of radiating elements in array antenna pin-fed from radial waveguide// IEE Proc. – Microw. Antennas Propag., Vol. 148, No. 6, Dec. 2001.
- 24.D.L. Collinson Passive self-switching dual band array antenna. Патент США № 7215284 В2 опубл. 16.11.2006.
- 25.Воскресенский Д.И., Овчинникова Е.В., Кондратьева С.Г., Соколов А.А. Экспериментальное исследование двухдиапазонной антенной решетки с косекансной диаграммой направленности. Труды 20-й международной конференции «СВЧ –техника и телекоммуникационные технологии », Севастополь, сентябрь 8-14, 2010 г.
- 26.Овчинникова Е.В., Соколов А.А. Двухдиапазонная антенная решетка с косекансной диаграммой направленности. «Антенны», №4, 2011 г.

27. Овчинникова Е.В., Кондратьева С.Г. Многофункциональная бортовая антенная решётка интегрированного радиоэлектронного комплекса. Труды 8-й Молодёжной научно-технической конференции "Радиолокация и связь – перспективные технологии", 21-22 октября 2011г.
28. Д. И. Воскресенский, Л. И. Пономарев, В. С. Филиппов. Выпуклые сканирующие антенны.-М.: Сов. радио, 1978.
29. Voskresenskii D. I., Ovchinnikova E. V., Proc. of the XXVIII Moscow International Conference on Antenna theory and technology Russia, Moscow, September, 1998.
30. Д. И. Воскресенский, Е. В. Овчинникова. Широкополосные антенны с широкоугольным неискаженным сканированием. – Антенны, 1999, №1 (42).
31. Д.И. Воскресенский, Е. В. Овчинникова. Широкополосные фазированные антенные решетки. Материалы всероссийской конференции «Излучение и рассеяние ЭМВ», Таганрог, июнь 18-23. 2001 г.
32. Е. В. Овчинникова. Активная фазированная антенная решетка с широкоугольным сканированием. Труды 18-й международной конференции «СВЧ –техника и телекоммуникационные технологии », Севастополь, сентябрь 8-12, 2008 г.
33. Овчинникова Е. В. Кольцевые концентрические антенные решетки с широкоугольным сканированием. Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук. - Москва, 2003, 120 с.
34. Шмачилин П.А. Бортовые приемные ЦАФАР СВЧ. Диссертация на соискание учёной степени кандидата технических наук. 2011г.
35. Воскресенский Д.И., Овчинникова Е.В., Кондратьева С.Г., Шмачилин П.А. Бортовые активные антенные решетки с цифровой обработкой сигнала. Перспективы развития. Труды 21-й Международной конференции "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии" Севастополь, сентябрь 12-16, 2011 г.
36. Овчинникова Е.В., Кондратьева С.Г., Шмачилин П.А., Гиголо А.И. Матричный метод цифрового диаграммообразования. Труды 8-й международной

молодежной научно-технической конференции «Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций РТ-2012», Севастополь, 16 — 22 апреля 2012 г.

37. Воскресенский Д.И., Овчинникова Е.В., Кондратьева С.Г., Шмачилин П.А. Цифровое формирование ДН матричным методом преобразования Фурье. Труды 22-й Международной конференции "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии" Севастополь, сентябрь 2012 г.
38. Воскресенский Д.И., Котов Ю.В., Овчинникова Е.В. Тенденции развития широкополосных фазированных антенных решеток. Журнал Антенны, 2005, №11 (102).
39. *Abdul-Aziz A. Abdul-Aziz, Hanna A. Kamala. Sector synthesis of antenna array using genetic algorithm. // Journal of theoretical and applied information technology, 2005.- pp. 160-169.*

#### **Литература к главе 1**

40. Воскресенский Д.И., Овчинникова Е.В., Шмачилин П.А. Бортовые цифровые АФАР и их элементы. Под ред. Д.И. Воскресенского. -М.: Радиотехника, 2012г.
41. Gibson P. J. The Vivaldi Aerial // 9-th Europ. Microwave Conf., Brighton, U.K., 1979. – pp.101-105.
42. S.N. Prasad and S. Mahapatra. A novel MIC slot line aerial // Proc. 9<sup>th</sup> Europ. Microwave Conf., Brighton, U.K., 1979. – pp.120-124.
43. Kai Fong Lee and Wei Chen. Advances in microstrip and printed antennas. Wiley Interscience, New York 1997. Chapter 9, p.443.
44. T.L. Korzeniowski, D.M. Pozar, D.H. Schaubert, and K.S. Yngvesson. Imaging system at 94 GHz using tapered slot antenna elements, Proc. 8<sup>th</sup> International Conference on Infrared and Millimeter Waves, 1983.
45. R.N. Simons, N.I. Dib, R.Q. Lee, and L.P.B. Katehi. Integrated uniplanar transition for linearly tapered slot antenna, IEEE Trans Antennas and Propagation, vol. 43, №9, 1995, pp. 998-1002.

- 46.J.J. Lee, and S.Livingston. Wideband Bunny-Ear radiating element, IEEE AP-S, International Symposium Digest, June 1993,pp.1604-1607.
- 47.E.Gazit. Improved design of the Vivaldi antenna.IEE Proc., Part H, vol. 135, No.2,1988, pp.89-92.
- 48.J.D.S. Langley, P.S. Hall, and P. Newham. Balanced antipodal Vivaldi antennas for wide band phased arrays. IEE Proc. Antennas Propag., vol. 143, No.2, April,1996, pp.97-102.
- 49.R.Q. Lee. Notch antennas, National aeronautics and space administration, Glen research center, Cleveland, Ohio 44135, 2004.
- 50.Thungren T., Kolberg E.L., Yngvesson K.S. Vivaldi antennas MIC single beam integrate receivers. 12-th Europe Microwave Conference, Helsenki,1982. – pp.361-366.
- 51.V. Trifunovic, and B. Jokanovic. Review of printed marchand and double – Y – baluns: characteristics and application. IEEE Trans. On microwave theory and techniques, vol.42, No.8, Aug.1994, pp.1454-1462.
- 52.Guipling Zheng, Ahmed A. Kishk, Alen W. Clisson ang Alexander B. Yakovlev. Slot antenna fed by a PCW line with tapered transition. Microwave and optical tech. Lett., vol .38, No.6, September 2003, pp.465-467.
- 53.Татарников Д. В. Антенны высокоточного позиционирования по сигналам глобальных навигационных спутниковых систем. Диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук. - Москва, 2009, 252 с.

### **Литература к главе 2.**

- 54.Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решеток// Под ред. *Д. И. Воскресенского*. - М.: Радиотехника, 2003.
- 55.Антенны и устройства СВЧ. Проектирование фазированных антенных решеток// Под ред. *Д.И. Воскресенского*. - М.: Радио и связь, 1994.
- 56.Линзы-обтекатели из однородного диэлектрика// Радиоэлектроника за рубежом, №5, 1981, с.3-5.

57. *Burc C.B.* Линза-обтекатель для фазированных антенных решеток// *Microwaves*, №7, 1975, p.9-10.
58. *Schwartzman L., Stangel J.* The dome antenna// *Microwaves*, v.18, №7, 1975, p.31-34.
59. Плоская антенная решетка с линзой// *Экспресс-информация. Радиотехника СВЧ*, №4, 1976, с.12-14.
60. *Stangel J. Valentino P.* Phase array fed lens antenna// Canadian patent, № 977844, cl.333-17.43, с.г.с.333-17.35, 1975.
61. *Yung L., Chow, Sujeet K.* Radome-lens ENF antenna development// US patent, №4872019, H01Q15/08, H01Q1/42, 1989.
62. *Бубнов Г.Г., Коростышевский Е.Н., Сергеев В.Н.* Оболочечная линза для увеличения сектора сканирования плоской ФАР// *Сб. Антенны*, вып.28, 1980, с.26-33.
63. Directive radar antenna with electromagnetic energy compression, for telecommunication// European patent, H01Q13/18, H01Q19/06, H01Q1/42, 1989.
64. *Valentino P.A., Stangel J.J.* Multi-beam, multi-lens microwave antenna providing hemispheric coverage// US patent, №4458249, H01Q19/06, 1984.
65. О. Г. Вендик. Антенны с немеханическим движением луча..-М.: Советское радио, 1965.
66. Д. И. Воскресенский, Тонг Суан Дай. Малоэлементная широкополосная фазированная решетка. 11-я Международная крымская конференция «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии», сентябрь 2001 г
67. Г. Т. Марков, Д. М. Сазонов. Антенны. -М.: Энергия, 1975.
68. Фельд Я.Н., Бененсон Л.С. Антенны сантиметровых и дециметровых волн. Ч.1.ВВИА,1955.
69. Справочник по радиолокации. Под ред. М. Сколника. Нью-Йорк, 1970. Пер. с англ. (в четырех томах) под общей ред. К.Н. Трофимова. Том. 2. Радиолокационные антенные устройства. Под ред. П.И. Дудника. М., «Сов. радио»,1977.

70. Д. И. Воскресенский, Е. В. Овчинникова. Характеристики сканирующих антенн сверхкоротких импульсов, основанные на спектральном анализе. – Антенны, 2000, №3(46), с.17-26.
71. Д.И. Воскресенский, Е. В. Овчинникова. Широкополосные фазированные антенные решетки. Материалы всероссийской конференции «Излучение и рассеяние ЭМВ», Таганрог, июнь 18-23. 2001 г.
72. А. А. Пистолькорс. Антенны.-М.: Связьиздат, 1947.
73. Г.З. Айзенберг. Коротковолновые антенны; М., Радио и связь 1985.
74. Г.Б. Белоцерковский. Основы радиотехники и антенн; М., Радио и связь, 1983.
75. Н.Т. Бова, Г.Б.Резинков. Антенны и устройства СВЧ; Киев, Высшая школа, 1982.
76. Устройства СВЧ и антенны / под. ред. Д.И. Воскресенского. М.: Радиотехника, 2008.
77. Сверхширокополосные антенны / пер. с англ., под ред. Л.С. Бененсона. М.: Мир, 1964.
78. Пат. RU № 2481678
79. Гринев А.Ю., Волков А.П., Мосейчук Г.Ф., Синани А.И. Полосно-заграждающие частотно-селективные структуры для контроля диаграммы обратного рассеяния линейной АФАР L-диапазона. Антенны, 2016 г, № 10, с. 60 – 70.
80. Овчинникова Е.В, Фам Ван Винь. Широкополосные излучатели мобильных телекоммуникационных систем. Труды 5-й Международной конференции."Актуальные проблемы создания космических систем дистанционного зондирования земли" АО «Корпорация «ВНИИЭМ»», 25 мая 2017 г.
81. Д. И. Воскресенский, Е. В. Овчинникова. Дисконная антенна. – Радиотехника, 2001, №3.
82. Справочник по волноводам. Советское радио, 1952.

- 83.Л. А. Вайнштейн. Электромагнитные волны. -М.: Советское радио, 1957.
- 84.Зелкин Е.Г. Построение излучающей системы по заданной диаграмме направленности. М.- Л., Энергоиздат,1963.
- 85.Бахрах Л.Д., Кременецкий С.Д. Синтез излучающих систем. М., «Сов. радио»,1974.
- 86.Анализ и синтез антенных решеток / Чаплин А.Ф.- Львов: Вища шк.1987.
- 87.Д.Д. Габриэлян, С.Е. Мищенко. Метод амплитудно-фазового синтеза антенной решетки произвольной геометрии.- Радиотехника и электроника, 1995, Т.40, №7.
- 88.С.Е. Мищенко, С.В. Землянский. Амплитудно-фазовый синтез антенной решетки с произвольным размещением излучателей по заданной векторной диаграмме направленности. Материалы всероссийской конференции «Излучение и рассеяние ЭМВ», Таганрог, июнь 18-23. 2001 г.
- 89.P. Knight. "Synthesizing The Radiation Pattern of Ring Aerial", Industrial Electron., 1963, 1, No.10, 538-543 p.
- 90.M. Vicente-Lozano, F. Ares-Pena, and E. Moreno. "Pencil-Beam Pattern Synthesis with a Uniformly Exited Multi-Ring Planar Antenna," IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol.42, No.6, December 2000.
- 91.В.И. Дзюба, Л.В. Осипов. Оптимизация размещения элементов антенной системы при центрально-симметричном построении.// Антенны: Сб. статей. Вып. 37. /Под ред. А.А. Леманского.-М.: Радио и связь,1990.
- 92.А.З. Фрадин. Антенны сверхвысоких частот. -М.: Сов. радио, 1957
- 93.Уиттекер Е.Т. и Ватсон Г.Н., Курс современного анализа, перев. с англ. ч.2, М.: Физматгиз, 1963г.
- 94.М.А. Лаврентьев, Б.В. Шабат. Методы теории функций комплексного переменного. -М.: Наука, 1973.
- 95.А. Анго. Математика для электро- и радиоинженеров. -М.: Наука, 1964.
- 96.Янке Е., Эмде Ф., Леш Ф. Специальные функции. Формулы, графики, таблицы.-М.: Наука, 1977.

97. Градштейн И.С., Рыжик Н.М. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений. - М.: Физматгиз, 1962.
98. В.Т. Воднев, А.Ф. Наумович, Н.Ф. Наумович. Математический словарь высшей школы. -М.:МПИ, 1988.
99. С.Г. Кондратьева. Двухчастотная фазированная мобильная антенная решётка РЛС L-диапазона. Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук. - Москва, 2015, 150 с.

### **Литература к главе 3**

100. А. Г. Гуревич . Полые резонаторы и волноводы. -М.: Советское радио, 1952.
101. Л. А. Вайнштейн. Электромагнитные волны. -М.: Радио и связь, 1988.
102. Д. И. Воскресенский. Равномерно изогнутый волновод прямоугольного поперечного сечения. -М.: Оборонгиз, 1956.
103. В. В. Никольский. Электродинамика и распространение радиоволн. -М.: Наука, 1973.
104. Тонг Суан Дай. Кольцевые концентрические фазированные антенные решетки с двумерным широкоугольным сканированием. Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук. - Москва, 2003, 112 с.
105. Широкополосные волноводные антенные решетки интегрированных радиоэлектронных комплексов. Диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук. - Москва, 2004, 359 с.
106. Васильев О.В., Овчинникова Е.В., Кондратьева С.Г., Рыбаков А.М. Бортовые антенные системы спутниковой связи (обзор). Журнал «Антенны», №2, 2014 г.
107. Elliot, P.G. Conformal array beam synthesis and taper efficiency comparisons / P.G. Elliot. - MITRE Corp. – P. 1-6.
108. Development of a Broadband and Squint-Free Ku-Band Phased Array Antenna System for Airborne Satellite Communications / D. Marpaung, C. Roeloffzen, W. Beeker et al. // InTech. - 2011.

109. «Проблемы антенной техники» под редакцией члена-корреспондента АН СССР Л.Д.Бахраха и профессора Д.И.Воскресенского. Москва «Радио и связь».
110. Казначей Б.Я. Гальванопластика в промышленности. М.:ГИМП РСФСР, 1955.— 174 с.
111. Мелашенко Н.Ф. Гальванические покрытия диэлектриков. Ми.: Беларусь, 1987. —176 с.
112. Панченко Б.А. Нефедов Е.И. Микрополосковые антенны. Радио и связь,1986.— 144 с.
113. Патент № US 5349363. Milroy W.W. Antenna array configuration employing continuous transverse stub elements. Опубликовано 20.09.1994.
114. Патент № US 5266961. Milroy W.W. Continuous transverse stub element devises and method of making same. Опубликовано 30.11.1993.
115. O. Shibala, S.Saito, and Haneishi, “Radiation properties of microstrip array antennas fed by radial line” , Trans. IEICE (Japan), vol. J76-B-II, no.1, pp.20-27, Jan.1993.

#### **Литература к главе 4**

116. Резников Г.Б. Антенны летательных аппаратов. «Советское радио», Москва, 1967.
117. Семенов А.И. Невыступающие бортовые антенны. (Расчет и проектирование): Учебное пособие. - М.: Изд-во МАИ, 1999. -220 с.: ил.
118. Daniel A. Mullinix, NASA GSFC, James Lilly, JEM Engineering LLC. Beamformer antenna for launch vehicles, missiles and rockets. October 26, 2005. Spacecraft Antennas *and* Antenna Hats. Antenna Development Corporation, Inc151 S. Walnut Ave. #B-6, Las Cruces, NM 88001 (575) 541-9319 [www.AntDevCo.com](http://www.AntDevCo.com)
119. Lohn J. D., Hornby G. S., and Linden D. S. (2008) "Human-competitive evolved antennas", Artificial Intelligence for Engineering Design, Analysis and Manufacturing, Cambridge University Press, 22:3, pp 235-247.
120. Lohn, J. D., Linden, D. S., Hornby, G. S., Kraus, W. F., Rodriguez-Arroyo, A., Seufert, S. S. (2004) "Evolutionary Design of an X-band antenna for NASA's Space

- Technology 5 Mission", Proc. IEEE Antennas and Propagation Society Symposium, Vol. 3, 2313-2316.
121. Lohn, J. D., Linden, D. S., Hornby, G. S., Kraus, W. F., Rodriguez-Arroyo, A., Seufert, S. S. (2005) "Evolutionary Design of a Single-Wire Circularly-polarized X-Band Antenna for NASA's Space Technology 5 Mission", Proc. IEEE Antennas and Propagation Society Symposium.
  122. Wolfram, Kenneth D., "A New Radiation-Hardened Satellite Onboard LAN Based on IEEE Std 1394", Space 2004 Conference, 28-30 Sept. 2004.
  123. Gibson P. J. The Vivaldi Aerial // 9-th Europe. Microwave Conf., Brighton, U.K.,1979. – pp.101-105.
  124. S.N. Prasad and S. Mahapatra. A novel MIC slot line aerial // Proc. 9<sup>th</sup> Europe. Microwave Conf., Brighton, U.K.,1979. – pp.120-124.
  125. Kai Fong Lee and Wei Chen. Advances in microstrip and printed antennas. Wiley Interscience, New York 1997.Chapter 9, p.443.
  126. T.L. Korzeniowski, D.M. Pozar, D.H. Schaubert, and K.S. Yngvesson. Imaging system at 94 GHz using tapered slot antenna elements, Proc. 8<sup>th</sup> International Conference on Infrared and Millimeter Waves, 1983.
  127. R.N. Simons, N.I. Dib, R.Q. Lee, and L.P.B. Katehi. Integrated uniplanar transition for linearly tapered slot antenna, IEEE Trans Antennas and Propagation, vol. 43, №9,1995, pp. 998-1002.
  128. J.J. Lee, and S. Livingston. Wideband Bunny-Ear radiating element, IEEE AP-S, International Symposium Digest, June 1993,pp.1604-1607.
  129. E. Gazit. Improved design of the Vivaldi antenna.IEE Proc., Part H, vol. 135, No.2,1988, pp.89-92.
  130. J.D.S. Langley, P.S. Hall, and P. Newham. Balanced antipodal Vivaldi antennas for wide band phased arrays. IEE Proc. Antennas Propag., vol. 143, No.2, April,1996, pp.97-102.
  131. R.Q. Lee. Notch antennas, National aeronautics and space administration, Glen research center, Cleveland, Ohio 44135, 2004.

132. Thungren T., Kolberg E.L., Yngvesson K.S. Vivaldi antennas MIC single beam integrate receivers. 12-th Europe Microwave Conference, Helsenki,1982. – pp.361-366.
133. V. Trifunovic, and B. Jokanovic. Review of printed marchand and double – Y – balums: characteristics and application. IEEE Trans. On microwave theory and techniques, vol.42, No.8, Aug.1994, pp.1454-1462.
134. Elliot, P.G. Conformal array beam synthesis and taper efficiency comparisons / P.G. Elliot. - MITRE Corp. – P. 1-6.
135. Development of a Broadband and Squint-Free Ku-Band Phased Array Antenna System for Airborne Satellite Communications / D. Marpaung, C. Roeloffzen, W. Beeker et al. // InTech. - 2011.
136. Чебышев, В.В., Микрополосковые антенны в многослойных средах. Текст. / В.В. Чебышев М.: Радиотехника, 2007. - 102 с. - ISBN 5-93108042-2.
137. Патент № US 5349363. Milroy W.W. Antenna array configuration employing continuous transverse stub elements. Опубликовано 20.09.1994.
138. Патент № US 5266961. Milroy W.W. Continuous transverse stub element devises and method of making same. Опубликовано 30.11.1993.
139. С и л и н Р. А., Сазонов В. П., Замедляющие системы, М., 1966
140. Пименов, Ю.В. Техническая электродинамика. Текст. / Ю.В. Пименов, В.И. Вольман, А.Д. Муравцов. Под ред. Ю.В. Пименова. — М.: Радио и связь, 2000. 536 с. - ISBN 5-256-01287-8.
141. <http://www.google.com/patents/US6919854>

#### **Научно-технические отчеты по материалам диссертации**

142. Котов Ю.В., Воскресенский Д.И. , Харланов Ю.Я., Овчинникова Е.В., Разработка методов проектирования интегрированных бортовых радиолокационных систем.- МАИ-ОАО <<Корпорация <<Фазотрон-НИИР>>, отчет по теме № 22110-04100, этап 3, 2003.

143. Котов Ю.В., Воскресенский Д.И., Харланов Ю.Я., Овчинникова Е.В.,  
Разработка перспективных АФАР, - МАИ-ОАО <<Корпорация <<Фазотрон-  
НИИР>>, отчет по теме № 26610-04100, 2004.

### **Вводимые обозначения и сокращения**

АПВ – антенны поверхностных волн

АР – антенная решетка

АРК – автоматический радиокompас

АФАР – активная фазированная антенная

АФР – амплитудно-фазовое распределение

АЦП – аналого-цифровой преобразователь

ВОЛПИИ - волоконно-оптические линии передачи информации

ВФАР – выпуклые фазированные антенные решетки

ГС – гребенчатая структура

ДА – дисковая антенна

ДИСС - доплеровский измеритель скорости и сноса

ДПЛА – дистанционно пилотируемый летательный аппарат

ДПС – двумерные периодические структуры

ЗС – замедляющие структуры

ИРЭС – интегрированная радиоэлектронная система

КИП - Коэффициент использования поверхности с.66

ККАР – кольцевая концентрическая антенная решетка

КНД – коэффициент направленного действия

КСв - концентрический сферический волновод

КУ – коэффициент усиления

ЛА – летательный аппарат

МШУ – малошумящий усилитель

ОГП - определение государственной принадлежности

ОКР – опытно-конструкторская разработка

ОПС – одномерные периодические структуры

ПДВ – планарный диэлектрический волновод

ПС – периодические структуры

ППМ – приемно-передающий модуль

РВ – Радиальный волновод

РЛС – радиолокационная станция

РПМ – радиопоглощающий материал

РЭБ – радиоэлектронная борьба

РЭК – радиоэлектронный комплекс

РЭС – радиоэлектронная система

СШП – сверхширокополосные

ТПС – трехмерная периодическая структура

УБЛ – уровень боковых лепестков

УЛЗ - управляемые линии задержки

УЧЧ – углочастотная чувствительность

ФАР – фазированная антенная решетка

ЦАП – цифро-аналоговый преобразователь

ЦАР – цифровые антенные решетки

ЦАФАР - цифровые активные фазированные антенные решетки

ЭМС – электромагнитная совместимость

**МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ АНТЕННЫ  
РАДИОНАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ ВОЗВРАЩАЕМОГО АППАРАТА  
С УЧЁТОМ ДИФРАКЦИИ НА ПРОВОДЯЩЕЙ КОНИЧЕСКОЙ  
ПОВЕРХНОСТИ**

Электромагнитное поле, возбуждаемое элементарным излучателем на конической поверхности должно удовлетворять уравнениям Максвелла, учитывающим ток стороннего источника вблизи источника:

$$\begin{cases} \operatorname{rot} \vec{H} = j\omega\epsilon\vec{E} + \vec{J}^{\text{э}} \\ \operatorname{rot} \vec{E} = -j\omega\mu\vec{H} - \vec{J}^{\text{м}} \end{cases} \quad (\text{A1})$$

и однородным уравнениям Максвелла, на достаточном удалении от источника:

$$\begin{cases} \operatorname{rot} \vec{H} = j\omega\epsilon\vec{E} \\ \operatorname{rot} \vec{E} = -j\omega\mu\vec{H} \end{cases} \quad (\text{A2})$$

Полученное решение должно также удовлетворять граничным условиям на проводящей поверхности конуса:

$$\begin{aligned} \vec{E}_t &= 0 \\ \vec{H}_n &= 0 \end{aligned}$$

$\vec{E}_t$  - касательная составляющая вектора напряжённости электрического поля,

$\vec{H}_n$  - нормальная составляющая вектора напряжённости магнитного поля.

Решение также должно удовлетворять условиям излучения:

$$\left. \begin{aligned} \lim_{r \rightarrow \infty} r \left( \frac{\partial \vec{E}}{\partial r} - jk\vec{E} \right) &= 0 \\ \lim_{r \rightarrow \infty} r \left( \frac{\partial \vec{H}}{\partial r} - jk\vec{H} \right) &= 0 \end{aligned} \right\}$$

Рассмотрим электромагнитные волны, распространяющиеся при свободных колебаниях проводящего конуса. Для этого введём сферическую систему координат с центром в вершине конуса, так, чтобы поверхность  $\theta=\gamma$  совпадала с образующей конуса рис.А1. На первом этапе будем рассматривать не усечённый конус без полусферического основания.

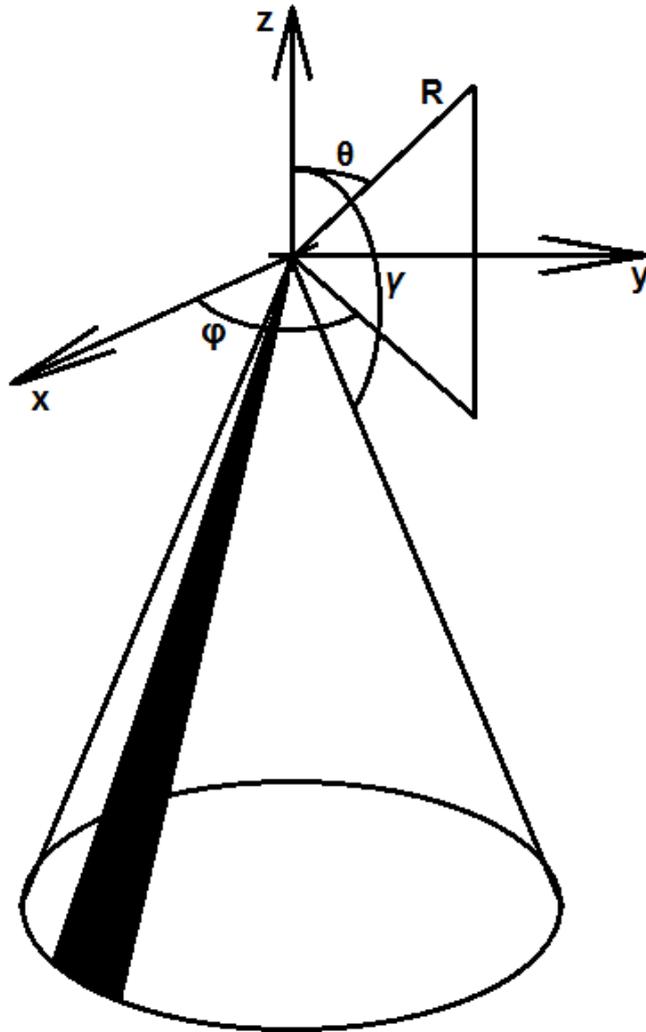


Рис.А1. Проводящий конус в сферической системе координат.

Электромагнитное поле распределено в пространстве:

$$0 < \theta < \gamma \quad 0 \leq \phi \leq 2\pi$$

При исследовании электромагнитного поля конуса следует считать, что угол  $\gamma < \frac{\pi}{2}$ . При  $\gamma = \frac{\pi}{2}$  приходим к простому случаю распространения

электромагнитных волн в полупространстве, ограниченном плоскостью  $\theta = \gamma = \frac{\pi}{2}$

При отсутствии источников уравнения (A2) преобразуются в однородные волновые уравнения:

$$\nabla^2 \vec{E} + k^2 \vec{E} = 0 \quad (\text{A3})$$

$$\nabla^2 \vec{H} + k^2 \vec{H} = 0 \quad (\text{A4})$$

где  $k = \omega^2 \epsilon \mu$  - волновое число.

Свободные колебания конуса удобно анализировать в сферической системе координат:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial}{\partial \theta} (\sin \theta E_\phi) - \frac{\partial}{\partial \phi} (E_\theta) &= -j \omega \mu r \sin \theta H_r \\ \frac{\partial E_r}{\partial \phi} - \frac{\partial}{\partial r} (r \sin \theta E_\phi) &= -j \omega \mu r \sin \theta H_\theta \\ \frac{\partial}{\partial r} (r E_\theta) - \frac{\partial E_r}{\partial \theta} &= -j \omega \mu r H_\phi \\ \frac{\partial}{\partial \theta} (\sin \theta H_\phi) - \frac{\partial H_\theta}{\partial \phi} &= j \omega \epsilon r \sin \theta E_r \\ \frac{\partial H_r}{\partial \phi} - \frac{\partial}{\partial r} (r \sin \theta H_\phi) &= j \omega \epsilon r \sin \theta E_\theta \\ \frac{\partial}{\partial r} (r H_\theta) - \frac{\partial H_r}{\partial \theta} &= j \omega \epsilon r E_\phi \end{aligned} \right\} \quad (\text{A5})$$

Уравнение (A3) принимает вид:

$$\begin{aligned}
& \left( \frac{2}{r} \frac{\partial}{\partial r} + \frac{\partial^2}{\partial r^2} + \frac{\cos\theta}{r^2 \sin\theta} \frac{\partial}{\partial \theta} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2}{\partial \theta^2} + \frac{1}{r^2 \sin^2\theta} \frac{\partial^2}{\partial \phi^2} \right) E_r - \\
& - \frac{2}{r^2} E_r - \frac{2}{r^2 \sin\theta} \frac{\partial}{\partial \theta} (\sin\theta E_\theta) - \frac{2}{r^2 \sin\theta} \frac{\partial}{\partial \phi} (E_\phi) + k^2 E_r = 0 \\
& \left( \frac{2}{r} \frac{\partial}{\partial r} + \frac{\partial^2}{\partial r^2} + \frac{\cos\theta}{r^2 \sin\theta} \frac{\partial}{\partial \theta} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2}{\partial \theta^2} + \frac{1}{r^2 \sin^2\theta} \frac{\partial^2}{\partial \phi^2} \right) E_\theta - \\
& - \frac{E_\theta}{r^2 \sin^2\theta} + \frac{2}{r^2} \frac{\partial E_r}{\partial \theta} - \frac{2 \cos\theta}{r^2 \sin^2\theta} \frac{\partial}{\partial \phi} (E_\phi) + k^2 E_\theta = 0 \\
& \left( \frac{2}{r} \frac{\partial}{\partial r} + \frac{\partial^2}{\partial r^2} + \frac{\cos\theta}{r^2 \sin\theta} \frac{\partial}{\partial \theta} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2}{\partial \theta^2} + \frac{1}{r^2 \sin^2\theta} \frac{\partial^2}{\partial \phi^2} \right) E_\phi - \\
& - \frac{E_\phi}{r^2 \sin^2\theta} + \frac{2}{r^2 \sin\theta} \frac{\partial E_r}{\partial \phi} + \frac{2 \cos\theta}{r^2 \sin^2\theta} \frac{\partial}{\partial \theta} (E_\theta) + k^2 E_\phi = 0
\end{aligned} \tag{A6}$$

Аналогично записываются выражения для компонент вектора напряжённости магнитного поля (A4). Компоненты электромагнитного поля определяются интегрированием волновых уравнений (A3) и (A4).

В литературе показано, что однородные уравнения Максвелла (A2) допускают решения в виде электрических и магнитных волн, причём все шесть компонент поля  $E_r, E_\theta, E_\phi, H_r, H_\theta, H_\phi$ , входящие в эти уравнения, можно выразить через вспомогательные функции U и V, удовлетворяющие волновому уравнению (или уравнению, приводящему к волновому).

Как известно, соотношения, связывающие компоненты поля со вспомогательной функцией будут легко разрешимы, если выполняются условия Бромвича, т.е. коэффициент Ламе компоненты разделения волн на электрические и магнитные должен быть  $h=1$ . Поэтому для сферической системы координат в качестве компоненты разделения можно выбрать продольную (угломестную) компоненту, используя замену переменной, чтобы удовлетворить условию Бромвича, но удобнее выбрать радиальную компоненту без замены переменной.

Таким образом, электрические волны имеют только электрическую радиальную компоненту, а магнитные – только магнитную радиальную компоненту. Рассмотрим поле электрических волн, примем  $H_r = 0$ . Тогда система уравнений (A5) примет вид:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial}{\partial \theta} (\sin \theta E_\phi) - \frac{\partial}{\partial \phi} (E_\theta) &= 0 \\ \frac{\partial E_r}{\partial \phi} - \frac{\partial}{\partial r} (r \sin \theta E_\phi) &= -j\omega\mu r \sin \theta H_\theta \\ \frac{\partial}{\partial r} (r E_\theta) - \frac{\partial E_r}{\partial \theta} &= -j\omega\mu r H_\phi \\ \frac{\partial}{\partial \theta} (\sin \theta H_\phi) - \frac{\partial H_\theta}{\partial \phi} &= j\omega\epsilon r \sin \theta E_r \\ -\frac{\partial}{\partial r} (r H_\phi) &= j\omega\epsilon r E_\theta \\ \frac{\partial}{\partial r} (r H_\theta) &= j\omega\epsilon r E_\phi \end{aligned} \right\} \quad (A7)$$

Из равенства нулю радиальной компоненты напряжённости магнитного поля следует соотношение:

$$\frac{\partial}{\partial \theta} (\sin \theta E_\phi) = \frac{\partial E_\theta}{\partial \phi} \quad (A8)$$

Используя приведенный в диссертационной работе алгоритм для решения системы уравнений (A7), удобно ввести вспомогательную функцию  $U$ . В соотношении (A8) составляющие  $E_\theta$  и  $E_\phi$  можно выразить через вспомогательную функцию  $U$ :

$$\begin{aligned} E_\phi &= \frac{1}{r \sin \theta} \frac{\partial U'}{\partial \phi} \\ E_\theta &= \frac{1}{r} \frac{\partial U'}{\partial \theta} \end{aligned} \quad (A9)$$

где  $U' = \frac{\partial U}{\partial r}$

$$\begin{aligned} E_{\phi} &= \frac{1}{r \sin \theta} \frac{\partial^2 U}{\partial \phi \partial r} \\ E_{\theta} &= \frac{1}{r} \frac{\partial^2 U}{\partial \theta \partial r} \end{aligned} \quad (\text{A10})$$

Подставляя (A10) в систему уравнений (A7), можно выразить компоненты  $H_{\phi}$  и  $H_{\theta}$ :

$$\begin{aligned} H_{\phi} &= -\frac{j\omega\epsilon}{r} \frac{\partial U}{\partial \theta} \\ H_{\theta} &= \frac{j\omega\epsilon}{r \sin \theta} \frac{\partial U}{\partial \phi} \end{aligned} \quad (\text{A11})$$

Подставив (A10) и (A11) в третье уравнение системы (A10), получаем выражение для радиальной составляющей вектора напряжённости электрического поля:

$$\begin{aligned} \frac{\partial^3 U}{\partial \theta \partial r^2} - \frac{\partial E_r}{\partial \theta} &= -\frac{k^2 \partial U}{\partial \theta} \\ \frac{\partial^2 U}{\partial r^2} + k^2 U &= E_r \end{aligned} \quad (\text{A12})$$

Вспомогательную функцию  $U$  можно получить, выразив компоненты поля через  $U$  в четвёртом уравнении системы (A7):

$$\frac{\partial}{\partial \theta} \left( \sin \theta \frac{\partial U}{\partial \theta} \right) + \frac{1}{\sin \theta} \frac{\partial^2 U}{\partial \phi^2} = -r^2 \sin \theta \left( \frac{\partial^2 U}{\partial r^2} + k^2 U \right)$$

и придать вид:

$$\frac{1}{r^2 \sin \theta} \frac{\partial}{\partial \theta} \left( \sin \theta \frac{\partial U}{\partial \theta} \right) + \frac{\partial^2 U}{(r \sin \theta)^2 \partial \phi^2} + \frac{\partial^2}{\partial r^2} U + k^2 U = 0 \quad (\text{A13})$$

Аналогично можно рассмотреть поле магнитных волн. Примем  $E_r = 0$ . Тогда система уравнений (2.2.5) примет вид:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial}{\partial \theta} \left( \sin \theta E_{\phi} \right) - \frac{\partial}{\partial \phi} \left( E_{\theta} \right) &= -j\omega\mu r \sin \theta H_r \\ \frac{\partial}{\partial r} \left( r \sin \theta E_{\phi} \right) &= j\omega\mu r \sin \theta H_{\theta} \\ \frac{\partial}{\partial r} \left( r E_{\theta} \right) &= -j\omega\mu r H_{\phi} \\ \frac{\partial}{\partial \theta} \left( \sin \theta H_{\phi} \right) &= \frac{\partial H_{\theta}}{\partial \phi} \\ \frac{\partial H_r}{\partial \phi} - \frac{\partial}{\partial r} \left( r \sin \theta H_{\phi} \right) &= j\omega\epsilon r \sin \theta E_{\theta} \\ \frac{\partial}{\partial r} \left( r H_{\theta} \right) - \frac{\partial H_r}{\partial \theta} &= j\omega\epsilon r E_{\phi} \end{aligned} \right\} \quad (\text{A14})$$

Из равенства нулю радиальной компоненты напряжённости электрического поля следует соотношение:

$$\frac{\partial}{\partial \theta} \left( \sin \theta H_{\phi} \right) = \frac{\partial H_{\theta}}{\partial \phi} \quad (\text{A15})$$

Используя алгоритм для решения системы уравнений (A14) удобно ввести вспомогательную функцию  $V$ . В соотношении (A15) составляющие  $H_{\theta}$  и  $H_{\phi}$  можно выразить через вспомогательную функцию  $V$ :

$$\begin{aligned} H_{\phi} &= \frac{1}{r \sin \theta} \frac{\partial V'}{\partial \phi} \\ H_{\theta} &= \frac{1}{r} \frac{\partial V'}{\partial \theta} \end{aligned} \quad (\text{A16})$$

где  $V' = \frac{\partial V}{\partial r}$

$$\begin{aligned}
H_{\phi} &= \frac{1}{r \sin \theta} \frac{\partial^2 V}{\partial \phi \partial r} \\
H_{\theta} &= \frac{1}{r} \frac{\partial^2 V}{\partial \theta \partial r}
\end{aligned}
\tag{A17}$$

Подставляя (A17) в систему уравнений (A14), можно выразить компоненты  $E_{\phi}$  и  $E_{\theta}$ :

$$\begin{aligned}
E_{\phi} &= \frac{j\omega\mu}{r} \frac{\partial V}{\partial \theta} \\
E_{\theta} &= -\frac{j\omega\mu}{r \sin \theta} \frac{\partial V}{\partial \phi}
\end{aligned}
\tag{A18}$$

Подставив выражения (A17) и (A18) в шестое уравнение системы (A14), получаем выражение для радиальной составляющей вектора напряжённости магнитного поля:

$$\begin{aligned}
\frac{\partial^3 V}{\partial \theta \partial r^2} - \frac{\partial H_r}{\partial \theta} &= -\frac{k^2 \partial V}{\partial \theta} \\
\frac{\partial^2 V}{\partial r^2} + k^2 V &= H_r
\end{aligned}
\tag{A19}$$

Вспомогательную функцию  $V$  можно получить, выразив компоненты поля через  $V$  в первом уравнении системы (A14):

$$\frac{\partial}{\partial \theta} \left( \sin \theta \frac{\partial V}{\partial \theta} \right) + \frac{1}{\sin \theta} \frac{\partial^2 V}{\partial \phi^2} = -r^2 \sin \theta \left( \frac{\partial^2 V}{\partial r^2} + k^2 V \right)$$

и придать вид:

$$\frac{1}{r^2 \sin \theta} \frac{\partial}{\partial \theta} \left( \sin \theta \frac{\partial V}{\partial \theta} \right) + \frac{\partial^2 V}{(r \sin \theta)^2 \partial \phi^2} + \frac{\partial^2}{\partial r^2} V + k^2 V = 0
\tag{A20}$$

Функция  $U$  однозначно определяет электромагнитное поле электрического типа, а функция  $V$ -магнитного типа:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial^2 U}{\partial r^2} + k^2 U &= E_r \\ E_\theta &= \frac{1}{r} \frac{\partial^2 U}{\partial \theta \partial r} \\ E_\phi &= \frac{1}{r \sin \theta} \frac{\partial^2 U}{\partial \phi \partial r} \\ H_r &= 0 \\ H_\theta &= \frac{j\omega \varepsilon}{r \sin \theta} \frac{\partial U}{\partial \phi} \\ H_\phi &= -\frac{j\omega \varepsilon}{r} \frac{\partial U}{\partial \theta} \end{aligned} \right\} \text{(A21a)}$$

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial^2 V}{\partial r^2} + k^2 V &= H_r \\ H_\theta &= \frac{1}{r} \frac{\partial^2 V}{\partial \theta \partial r} \\ H_\phi &= \frac{1}{r \sin \theta} \frac{\partial^2 V}{\partial \phi \partial r} \\ E_r &= 0 \\ E_\theta &= -\frac{j\omega \mu}{r \sin \theta} \frac{\partial V}{\partial \phi} \\ E_\phi &= \frac{j\omega \mu}{r} \frac{\partial V}{\partial \theta} \end{aligned} \right\} \text{(A21б)}$$

Проведём интегрирование уравнения (A13) методом Фурье. Интеграл уравнения представим в виде произведения трёх сомножителей:

$$U = R(r)\Theta(\theta)\Phi(\phi)$$

Подставив это выражение в уравнение (A7) и разделив на  $R(r)\Theta(\theta)\Phi(\phi)$ , получаем уравнение в полных производных:

$$\frac{1}{r^2 \sin \theta} \frac{1}{\Theta(\theta)} \frac{d}{d\theta} \left( \sin \theta \frac{d\Theta(\theta)}{d\theta} \right) + \frac{1}{r^2 \sin^2 \theta} \frac{1}{\Phi(\phi)} \frac{d^2 \Phi(\phi)}{d\phi^2} + \frac{1}{R(r)} \frac{d^2 R(r)}{dr^2} = -k^2 \quad \text{(A22)}$$

Так как в уравнении (A22) сумма трёх функций независимых переменных равна постоянной величине, то его можно разбить на три уравнения аналогично.

Умножаем уравнение (A22) на  $r^2 \sin^2 \theta$ :

$$\sin \theta \frac{1}{\Theta(\theta)} \frac{d}{d\theta} \left( \sin \theta \frac{d\Theta(\theta)}{d\theta} \right) + \frac{1}{\Phi(\phi)} \frac{d^2 \Phi(\phi)}{d\phi^2} + \frac{r^2 \sin^2 \theta}{R(r)} \frac{d^2 R(r)}{dr^2} + k^2 r^2 \sin^2 \theta = 0$$

и приравниваем полученное выражение постоянной величине  $m^2$ :

$$\sin \theta \frac{1}{\Theta(\theta)} \frac{d}{d\theta} \left( \sin \theta \frac{d\Theta(\theta)}{d\theta} \right) + \frac{r^2 \sin^2 \theta}{R(r)} \frac{d^2 R(r)}{dr^2} + k^2 r^2 \sin^2 \theta = - \frac{1}{\Phi(\phi)} \frac{d^2 \Phi(\phi)}{d\phi^2} = m^2 \quad (2.2.23)$$

В результате получаются два уравнения:

$$\frac{d^2 \Phi(\phi)}{d\phi^2} + m^2 \Phi(\phi) = 0 \quad (A24)$$

$$\sin \theta \frac{1}{\Theta(\theta)} \frac{d}{d\theta} \left( \sin \theta \frac{d\Theta(\theta)}{d\theta} \right) + \frac{r^2 \sin^2 \theta}{R(r)} \frac{d^2 R(r)}{dr^2} + k^2 r^2 \sin^2 \theta - m^2 = 0 \quad (A25)$$

Интеграл уравнения (A24) имеет вид:

$$\Phi(\phi) = A_1 \sin(m\phi) + A_2 \cos(m\phi) \quad (A26)$$

Для определения  $R(r)$  и  $\Theta(\theta)$  разделим уравнение (A25) на  $\sin^2 \theta$ :

$$\frac{1}{\sin \theta} \frac{1}{\Theta(\theta)} \frac{d}{d\theta} \left( \sin \theta \frac{d\Theta(\theta)}{d\theta} \right) + \frac{r^2}{R(r)} \frac{d^2 R(r)}{dr^2} + k^2 r^2 - \frac{m^2}{\sin^2 \theta} = 0 \quad (A27)$$

Приравниваем уравнение (A27) к новой постоянной  $a^2$  и разбиваем его на два уравнения аналогично (A23):

$$\begin{aligned} \frac{1}{\sin \theta} \frac{1}{\Theta(\theta)} \frac{d}{d\theta} \left( \sin \theta \frac{d\Theta(\theta)}{d\theta} \right) - \frac{m^2}{\sin^2 \theta} &= - \frac{r^2}{R(r)} \frac{d^2 R(r)}{dr^2} - k^2 r^2 = -a^2 \\ \frac{1}{\sin \theta} \frac{d}{d\theta} \left( \sin \theta \frac{d\Theta(\theta)}{d\theta} \right) + \left( a^2 - \frac{m^2}{\sin^2 \theta} \right) \Theta(\theta) &= 0 \\ \frac{d^2 \Theta(\theta)}{d\theta^2} + \frac{\cos \theta}{\sin \theta} \frac{d\Theta(\theta)}{d\theta} + \left( a^2 - \frac{m^2}{\sin^2 \theta} \right) \Theta(\theta) &= 0 \end{aligned} \quad (A28)$$

$$\frac{d^2 R(r)}{dr^2} + \left( k^2 - \frac{a^2}{r^2} \right) R(r) = 0 \quad (A29)$$

Уравнение (A29) приводится заменой переменной  $R(r) = \sqrt{kr}F(r)$  к уравнению цилиндрических функций (Бесселя):

$$\frac{d^2F(r)}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{dF(r)}{dr} + \left( k^2 - \frac{4a^2 + 1}{4r^2} \right) F(r) = 0 \quad (\text{A30})$$

Введём новое обозначение для преобразования уравнения (A30):

$$a^2 = \nu(\nu + 1) \quad (\text{A31})$$

Подставляя (A29) в (A30) получаем уравнение Бесселя для  $F(r)$ :

$$\frac{d^2F(r)}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{dF(r)}{dr} + \left( k^2 - \frac{\left( \nu + \frac{1}{2} \right)^2}{r^2} \right) F(r) = 0 \quad (\text{A32})$$

Изменение поля по радиусу определяется цилиндрической функцией Бесселя, описывающей стоячую волну или цилиндрической функцией Ханкеля, определяющей волну, расходящуюся от начала координат.

$$R(r) = c_1 \sqrt{kr} J_{\left( \nu + \frac{1}{2} \right)}(kr) \quad (\text{A33})$$

$$R(r) = c_1 \sqrt{kr} H_{\left( \nu + \frac{1}{2} \right)}^2(kr) \quad (\text{A34})$$

Решение уравнения (A32) удобно представить в виде сферических функций Бесселя или Ханкеля с помощью формул:

$$j_\nu(x) = \sqrt{\frac{\pi}{2x}} J_{\nu + \frac{1}{2}}(x)$$

$$h_{\nu}^2(x) = \sqrt{\frac{\pi}{2x}} H_{\nu + \frac{1}{2}}^2(x)$$

При большом значении  $r$ , сферические функции могут быть заменены асимптотическими выражениями :

$$j_{\nu}(x) = \frac{1}{x} \cos\left(x - \frac{\nu+1}{2}\pi\right)$$

$$h_{\nu}^2(x) = \frac{i^{\nu+1}}{x} e^{-ix}$$

Подставляя асимптотические выражения в выражения (A33) и (A34), получаем решение уравнения (A32) для больших значений  $r$ :

$$R(r) = c_1 \sqrt{kr} J_{\left(\nu + \frac{1}{2}\right)}(kr) \approx c_1 \sqrt{\frac{2}{\pi kr}} \sin\left(kr - \frac{\nu\pi}{2}\right)$$

$$R(r) = c_1 \sqrt{kr} H_{\left(\nu + \frac{1}{2}\right)}^2(kr) \approx \sqrt{\frac{2}{\pi kr}} e^{-\left(kr - \frac{(\nu+1)\pi}{2}\right)}$$

При большом значении аргумента, что соответствует условию данной задачи, асимптотические выражения функций Бесселя и Ханкеля с достаточной точностью описывают эти функции. Уравнение (A28) приводится к уравнению Лежандра заменой переменной  $z = \cos\theta$  и заменой постоянной разделения (A31):

$$\left(1 - z^2\right) \frac{d^2 \Theta(z)}{dz^2} - 2z \frac{d\Theta(z)}{dz} + \left(\nu(\nu+1) - \frac{m^2}{1 - z^2}\right) \Theta(z) = 0$$

Если  $m$  – целое число, то решение этого уравнения можно записать в виде присоединённой функции Лежандра первого рода:

$$\Theta(\theta) = c_2 P_{\nu}^m(\cos\theta) \tag{A35}$$

где  $P_\nu^m(\cos\theta)$ - присоединённая функция Лежандра первого рода,  $\nu$ - степени и  $m$ - порядка,  $c_2$  - коэффициент.

Интеграл волнового уравнения (A22) определяется произведением решений (A26), (A34) и (A35):

$$U = \left[ c_1 \sqrt{kr} H_2^{(\nu + \frac{1}{2})}(kr) \right] c_2 P_\nu^m(\cos\theta) (A_1 \sin(m\phi) + A_2 \cos(m\phi)) \quad (A36)$$

Определение переменных (по другой терминологии постоянных) разделения должно соответствовать физическому процессу. При определении постоянной разделения по азимуту  $m$  поле должно изменяться с периодом  $2\pi$ . Поэтому  $m$  принимает только целочисленные значения  $m=0,1,2,3\dots$ . Однако, индексы  $\nu$  в общем случае не будут целыми: они определяются из граничных условий:

$$U = 0 \quad \text{и} \quad \frac{\partial U}{\partial \theta} = 0 \quad \text{при} \quad \theta = \gamma$$

Индексы для электрических волн определяются из уравнения:

$$P_\nu^m(\cos\theta) = 0$$

Здесь через функцию  $P_\nu^m(\cos\theta)$  обозначена присоединённая функция Лежандра, принимающая при  $\theta=0$  конечные значения. Она выражается через функцию Лежандра  $P_\nu(\cos\theta)$ , удовлетворяющую условию:

$$P_\nu(1) = 1$$

Поскольку  $\nu$  не является целым числом, то функция  $P_\nu$  не будет полиномом, поэтому уравнению  $P_\nu^m(\cos\theta)=0$  удовлетворяет последовательность чисел  $\nu_{m1}, \nu_{m2} \dots \nu_{mn}$ , зависящих от угла  $\gamma$ .

Первоначально определим общее решение, получающееся для волн типа  $E_{mn}$  и  $H_{mn}$ . Если возьмём число  $\nu = \nu_{mn}$  и соответствующую функцию  $U$ , то по формуле (A36) получим электрическую волну  $E_{mn}$ . Если возьмём число  $\mu = \mu_{mn}$  и соответствующую функцию  $V$ , то получим магнитную волну  $H_{mn}$ .

Компоненты поля типа  $E$  определяются из уравнений (A21a). Для записи компонент векторов электрического и магнитного поля удобно принять обозначения  $A_{mn} = c_1 c_2 A_1$   $B_{mn} = c_1 c_2 A_2$ :

$$E_{\phi, mn} = \frac{A_{mn} m(\cos(m\phi))}{r \sin \theta} \frac{d}{dr} \left[ \sqrt{kr} H^2_{\nu_{mn} + \frac{1}{2}}(kr) \left( P_{\nu_{mn}}^m(\cos\theta) \right) - \right. \\ \left. - \frac{B_{mn} m(\sin(m\phi))}{r \sin \theta} \frac{d}{dr} \left[ \sqrt{kr} H^2_{\nu_{mn} + \frac{1}{2}}(kr) \left( P_{\nu_{mn}}^m(\cos\theta) \right) \right] \right. \\ E_{\theta, mn} = \frac{A_{mn} \sin(m\phi)}{r} \frac{d}{dr} \left[ \sqrt{kr} H^2_{\nu_{mn} + \frac{1}{2}}(kr) \right] \frac{d}{d\theta} \left[ P_{\nu_{mn}}^m(\cos\theta) \right] + \\ + \frac{B_{mn} \cos(m\phi)}{r} \frac{d}{dr} \left[ \sqrt{kr} H^2_{\nu_{mn} + \frac{1}{2}}(kr) \right] \frac{d}{d\theta} \left[ P_{\nu_{mn}}^m(\cos\theta) \right]$$

$$\begin{aligned}
E_{r,mn} &= \frac{A_{mn} \nu_{mn} (\nu_{mn} + 1)}{r^2} (\sin(m\phi)) \left( \sqrt{kr} H^2_{\nu_{mn} + \frac{1}{2}}(kr) \right) \left( P_{\nu_{mn}}^m(\cos\theta) \right) + \\
&+ \frac{B_{mn} \nu_{mn} (\nu_{mn} + 1)}{r^2} (\cos(m\phi)) \left( \sqrt{kr} H^2_{\nu_{mn} + \frac{1}{2}}(kr) \right) \left( P_{\nu_{mn}}^m(\cos\theta) \right) \\
H_{\theta,mn} &= \frac{jkmA_{mn}}{r \sin\theta} \sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu}} (\cos(m\phi)) \left( \sqrt{kr} H^2_{\nu_{mn} + \frac{1}{2}}(kr) \right) \left( P_{\nu_{mn}}^m(\cos\theta) \right) - \\
&- \frac{jkB_{mn}}{r \sin\theta} \sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu}} (\sin(m\phi)) \left( \sqrt{kr} H^2_{\nu_{mn} + \frac{1}{2}}(kr) \right) \left( P_{\nu_{mn}}^m(\cos\theta) \right) \\
H_{\phi,mn} &= \frac{-jkA_{mn}}{r} \sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu}} (\sin(m\phi)) \left( \sqrt{kr} H^2_{\nu_{mn} + \frac{1}{2}}(kr) \right) \frac{d}{d\theta} \left[ P_{\nu_{mn}}^m(\cos\theta) \right] + \\
&+ \frac{-jkB_{mn}}{r} \sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu}} (\cos(m\phi)) \left( \sqrt{kr} H^2_{\nu_{mn} + \frac{1}{2}}(kr) \right) \frac{d}{d\theta} \left[ P_{\nu_{mn}}^m(\cos\theta) \right] \\
H_{r,mn} &= 0
\end{aligned}$$

Обозначим индексы для магнитных волн  $\mu$ , тогда из граничных условий следует:

$$\frac{d}{d\theta} P_{\mu}^m(\cos\theta) = 0$$

Здесь присоединённая функция Лежандра также выражается через функцию Лежандра  $P_{\mu}(\cos\theta)$ , удовлетворяющую условию:

$$P_{\mu}(1) = 1$$

Поскольку  $\mu$  не является целым числом, то функция  $P_\mu$  не будет полиномом,

поэтому уравнению  $\frac{d}{d\theta} P_\mu^m(\cos\theta) = 0$  удовлетворяет последовательность чисел

$\mu_{m1}, \mu_{m2} \dots \mu_{mn}$ , зависящих от угла  $\gamma$ .

Следует также отметить, что индексы  $\nu$  и  $\mu$  могут быть и целочисленными в некоторых частных случаях. При этом все полученные выше выражения для функций Лежандра остаются без изменений.

Аналогично можно записать поле для магнитных волн:

$$\begin{aligned}
 H_{\phi, mn} &= \frac{A_{mn} m(\cos(m\phi))}{r \sin \theta} \frac{d}{dr} \left[ \sqrt{kr} H_2^{\mu_{mn} + \frac{1}{2}}(kr) \left( P_{\mu_{mn}}^m(\cos\theta) \right) - \right. \\
 &\quad \left. - \frac{B_{mn} m(A_2 \sin(m\phi))}{r \sin \theta} \frac{d}{dr} \left[ \sqrt{kr} H_2^{\mu_{mn} + \frac{1}{2}}(kr) \left( P_{\mu_{mn}}^m(\cos\theta) \right) \right] \right] \\
 H_{\theta, mn} &= \frac{A_{mn} \sin(m\phi)}{r} \frac{d}{dr} \left[ \sqrt{kr} H_2^{\mu_{mn} + \frac{1}{2}}(kr) \frac{d}{d\theta} \left[ P_{\mu_{mn}}^m(\cos\theta) \right] + \right. \\
 &\quad \left. + \frac{B_{mn} \cos(m\phi)}{r} \frac{d}{dr} \left[ \sqrt{kr} H_2^{\mu_{mn} + \frac{1}{2}}(kr) \frac{d}{d\theta} \left[ P_{\mu_{mn}}^m(\cos\theta) \right] \right] \right] \\
 H_{r, mn} &= \frac{\mu_{mn}(\mu_{mn} + 1)}{r^2} (A_{mn} \sin(m\phi)) \left( \sqrt{kr} H_2^{\mu_{mn} + \frac{1}{2}}(kr) \left( P_{\mu_{mn}}^m(\cos\theta) \right) + \right. \\
 &\quad \left. + \frac{\mu_{mn}(\mu_{mn} + 1)}{r^2} (B_{mn} \cos(m\phi)) \left( \sqrt{kr} H_2^{\mu_{mn} + \frac{1}{2}}(kr) \left( P_{\mu_{mn}}^m(\cos\theta) \right) \right) \right)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
E_{\theta,mn} &= \frac{jkm}{r \sin \theta} \sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu}} (A_{mn} \cos(m\phi)) \left( \sqrt{kr} H^2_{\mu_{mn} + \frac{1}{2}}(kr) \right) \left( P_{\mu_{mn}}^m(\cos\theta) \right) - \\
&- \frac{jkm}{r \sin \theta} \sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu}} (B_{mn} \sin(m\phi)) \left( \sqrt{kr} H^2_{\mu_{mn} + \frac{1}{2}}(kr) \right) \left( P_{\mu_{mn}}^m(\cos\theta) \right) \\
E_{\phi,mn} &= \frac{-jk}{r} \sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu}} (A_{mn} \sin(m\phi)) \left( \sqrt{kr} H^2_{\mu_{mn} + \frac{1}{2}}(kr) \right) \frac{d}{d\theta} \left[ P_{\mu_{mn}}^m(\cos\theta) \right] + \\
&+ \frac{-jk}{r} \sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu}} (B_{mn} \cos(m\phi)) \left( \sqrt{kr} H^2_{\mu_{mn} + \frac{1}{2}}(kr) \right) \frac{d}{d\theta} \left[ P_{\mu_{mn}}^m(\cos\theta) \right] \\
E_{r,mn} &= 0
\end{aligned}$$

Функции Лежандра, а также присоединённые функции Лежандра являются табулированными функциями и встроенными в вычислительные программные продукты.

При большой высоте конуса, что соответствует условиям данного технического задания, функции Лежандра можно также заменить асимптотическими приближениями:

$$P_{\nu_{mn}}^m(\cos\theta) = (-\nu_{mn})^m \sqrt{\frac{2}{\pi \nu_{mn} \sin \theta}} \left[ \sin \left( \left( \nu_{mn} + \frac{1}{2} \right) \theta + \frac{(2m+1)\pi}{4} \right) \right] \quad (\text{A37})$$

При наличии некоторого стороннего источника (антенны) вблизи или на проводящем теле результирующее поле  $E$  и  $H$  может быть найдено как  $\sum_p C_p E_p, \sum_p C_p H_p$ , причём суммирование распространяется на все электрические и магнитные волны с комплексной амплитудой  $C_p$ . Амплитуды  $C_p$  выбираются

такой величины, что на поверхности тела удовлетворены граничные условия, а также выполнены условия возбуждения.

Пусть излучатель размещается в точке  $(R_0, \theta_0, \phi_0)$  над полубесконечным проводящим конусом с углом  $0^\circ$ - $\gamma$  при вершине рис. А.2.

Если на конусе размещается электрический диполь, находящийся в точке  $(R_0, \theta_0, \phi_0)$ , с объёмной плотностью тока  $\vec{J}^{\text{э}}$ , то поле диполя над конусом должно удовлетворять неоднородным уравнениям Максвелла:

$$\begin{cases} \text{rot}\vec{H} = j\omega\varepsilon\vec{E} + \vec{J}^{\text{э}} \\ \text{rot}\vec{E} = -j\omega\mu\vec{H} \end{cases}$$

Решение неоднородной системы уравнений Максвелла должно стремиться к решению однородной системы уравнений при большом удалении от источника возбуждения. Поэтому решение однородной системы, описывающее свободные колебания конуса, можно рассматривать как частное решение поставленной задачи.

Поле диполя над конусом также должно удовлетворять граничным условиям:

$E_r = E_\phi = 0$  при  $\theta = \gamma$ . Из уравнений (А21а) и (А21б) следует, что

$U = 0$  и  $\frac{\partial V}{\partial \theta} = 0$  при  $\theta = \gamma$ . Эти условия и условие излучения достаточны

для того, чтобы рассматриваемая задача имела однозначное решение. Условие излучения заключается в том, что существуют только волны, уходящие от источника излучения.

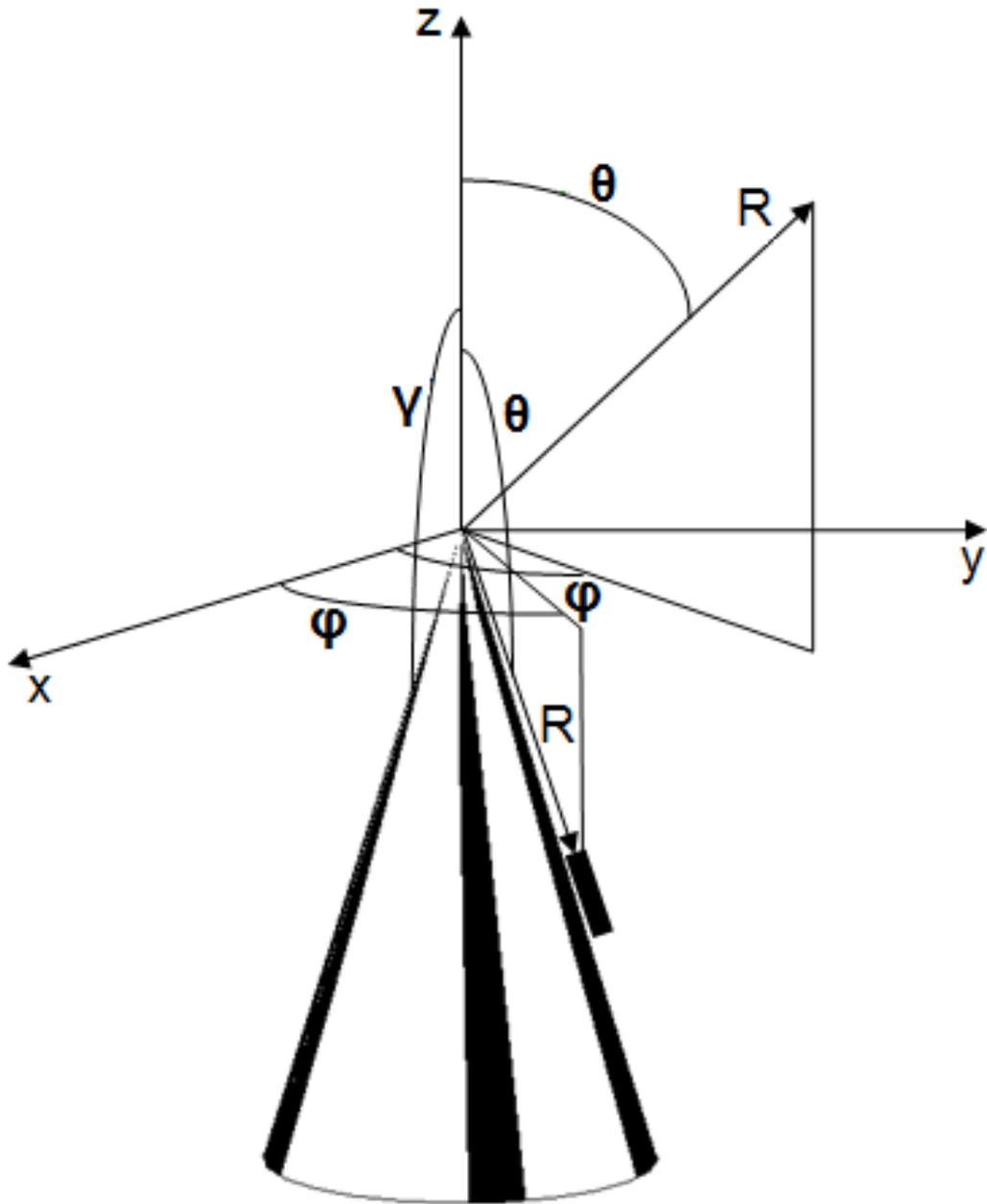


Рис.А2. Полубесконечный конус.

Решение неоднородных волновых уравнений можно представить в виде ряда электрических волн и магнитных волн, распространяющихся от диполя (А.38), и стоячих волн, возникающих между диполем и вершиной конуса (А.39). Аналогичную систему функций можно записать для волн, распространяющихся в противоположном направлении.

$$\begin{aligned}
 U = \sum_n \sum_m & \left( A_{mn} \left( \sqrt{kr} H^2_{\left( \nu_{mn} + \frac{1}{2} \right)}(kr) \right) P_{\nu_{mn}}^m(\cos\theta)(\sin(m\phi)) + \right. \\
 & \left. + B_{mn} \left( \sqrt{kr} H^2_{\left( \nu_{mn} + \frac{1}{2} \right)}(kr) \right) P_{\nu_{mn}}^m(\cos\theta)(\cos(m\phi)) \right) \\
 V = & \left( \bar{A}_{mn} \left( \sqrt{kr} H^2_{\left( \mu_{mn} + \frac{1}{2} \right)}(kr) \right) P_{\mu_{mn}}^m(\cos\theta)(\sin(m\phi)) + \right. \\
 & \left. + \bar{B}_{mn} \left( \sqrt{kr} H^2_{\left( \mu_{mn} + \frac{1}{2} \right)}(kr) \right) P_{\mu_{mn}}^m(\cos\theta)(\cos(m\phi)) \right) \\
 \text{при } & r > R
 \end{aligned} \tag{A38}$$

где  $A_{mn}, \bar{A}_{mn}, B_{mn}, \bar{B}_{mn}$  - комплексные амплитуды системы собственных волн.

Выражение (A38), описывающее структуру поля, возбуждаемого диполем и распространяющегося от него, может быть существенно упрощено, если заменить цилиндрические и сферические функции их асимптотиками.

Волна, распространяющаяся в противоположном направлении, дойдя до вершины конуса, отражается от неё и распространяется снова к источнику, т.е. будет стоячей цилиндрической волной. Поле такой волны получается путём замены в (A38) функции Ханкеля второго рода функцией Бесселя первого рода.

$$\begin{aligned}
 U = \sum_n \sum_m & \left( C_{mn} \left( \sqrt{kr} J_{\left( v_{mn} + \frac{1}{2} \right)}(kr) \right) P_{v_{mn}}^m(\cos\theta)(\sin(m\phi)) + \right. \\
 & \left. + D_{mn} \left( \sqrt{kr} J_{\left( v_{mn} + \frac{1}{2} \right)}(kr) \right) P_{v_{mn}}^m(\cos\theta)(\cos(m\phi)) \right) \\
 V = & \left( \bar{C}_{mn} \left( \sqrt{kr} J_{\left( \mu_{mn} + \frac{1}{2} \right)}(kr) \right) P_{\mu_{mn}}^m(\cos\theta)(\sin(m\phi)) + \right. \\
 & \left. + \bar{D}_{mn} \left( \sqrt{kr} J_{\left( \mu_{mn} + \frac{1}{2} \right)}(kr) \right) P_{\mu_{mn}}^m(\cos\theta)(\cos(m\phi)) \right) \\
 \text{при } & r > R
 \end{aligned}$$

(A39)

$C_{mn}, \bar{C}_{mn}, D_{mn}, \bar{D}_{mn}$  - комплексные амплитуды системы собственных волн.

На рис.А.3 приведены ДН кольцевой антенной из четырёх излучателей в двух плоскостях.

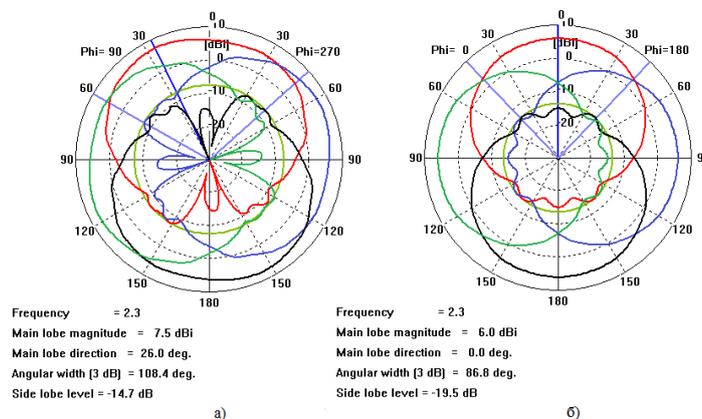


Рис.А.3. ДН четырёх излучателей при размере экрана  $3\lambda$ : а- в горизонтальной плоскости, б - в вертикальной плоскости.

Исследование характеристик направленности показывает, что дальнейшее увеличение размеров экрана не приводит к существенному изменению ДН, поэтому данная электродинамическая модель может быть применена для расчёта КАР на конической поверхности ВА. Возможны два варианта построения кольцевой антенной решётки: состоящей из восьми или из четырёх элементов рис.А4. На рис.А4 также показана горизонтальная ориентация пластины, при такой ориентации, ДН излучателя получается шире вдоль образующей конуса и поэтому горизонтальная ориентация более удобна для покрытия сектора обзора.

Параметры кольцевой антенной решётки приведены в таблице А1.

Таблица А1.

Параметры		Радиус R, мм		$\gamma_p$ , град.
		D, мм	D/ $\lambda$	
Вариант	1	3060	23,5	~45
	2	3060	23,5	~90

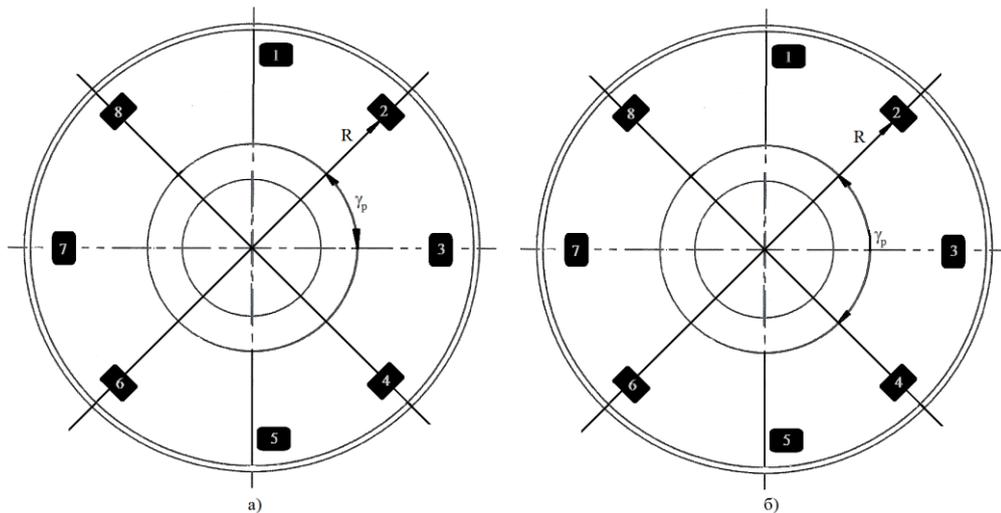


Рис.А4. - К расчёту амплитудно-фазового распределения в КАР, размещаемой на конической поверхности ВА: *а* - решётка из восьми элементов, *б* - решётка из четырёх элементов.

Таким образом выполнен аналитический расчёт элемента КАР на поверхности ВА и проведено численное электродинамическое моделирование, как одного элемента, так и системы из четырёх элементов на поверхности ВА. Показана возможность получения практически равномерной ДН во всем секторе приёма с помощью численного электродинамического моделирования. Анализируя полученные результаты, следует отметить, что численное электродинамическое моделирование позволяет провести оптимизацию структуры решётки, а также отдельных элементов, только при малой размерности задачи. Однако, применение приближенной электродинамической модели не существенно снижает точность расчётов, но сокращает временные затраты и требования к вычислительным системам. Аналитический расчёт, ввиду математической сложности задачи, проводится также асимптотическими приближенными методами и требует постоянной корректировки математической модели при оптимизации элемента или структуры антенной решётки. Оба метода обладают достоинствами и недостатками, но могут в равной степени использоваться для расчёта антенной решётки из печатных излучателей на поверхности ВА.