### МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ «ВОРОНЕЖСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»

На правах рукописи



## САФОНОВ Фёдор Сергеевич

# МНОГОЛУЧЕВЫЕ АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ С ДИАГРАММООБРАЗУЮЩЕЙ СХЕМОЙ НА ОСНОВЕ ЛИНЗЫ РОТМАНА ДЛЯ СИСТЕМ РАДИОПЕЛЕНГАЦИИ И СВЯЗИ

Специальность 2.2.14. Антенны, СВЧ-устройства и их технологии

## Диссертация

на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель Пастернак Юрий Геннадьевич Доктор технических наук, профессор

Воронеж – 2023

Сокращения и обозначения 4
Введение
1. Анализ современного состояния и перспективных тенденций развития
теории, техники и технологии производства фазированных антенных
решеток
1.1 Перспективные направления развития и создания новых плоских антенн
СВЧ и КВЧ с электрически управляемыми характеристиками
2. Сравнительный анализ диаграммообразующих схем многолучевых
антенных систем с одно- и двухкоординатным диаграммообразованием и
разработка методики проектирования диаграммообразующих схем на основе
печатной линзы Ротмана, выполненной по технологии несимметричной
полосковой линии, а также – симметричной полосковой линии 32
2.1 Краткое введение в теорию многолучевых антенных решеток.
Устройства формирования лучей 32
2.2 Разработка математической модели модифицированной линзы Ротмана,
выполненной на основе несимметричной полосковой линии 65
2.3 Выводы по главе 2
3. Исследование и разработка перспективных путей построения
фазированных антенных решетках и решеток с диаграммообразующей
схемой на основе печатной линзы Ротмана75
3.1 Проектирование перспективных конструкций антенных решеток с
диаграммообразующей схемой на основе печатной линзы Ротмана
3.2 Разработка и исследование линейной антенной решетки из печатных
логопериодических антенн, запитанных с помощью линзы Ротмана91
3.3 Антенная система на основе плоской линзы Люнеберга со сквозными
круглыми отверстиями и осесимметричного тем-рупора
3.4 Выводы по главе 3 106

4. Натурные экспериментальным исследованиям перспективной базовой	
станции сотовой связи в качестве диаграммообразующей схемы в которо	й
использована модификация линзы Ротмана.	. 109
4.1 Описание конструкции и принципов функционирования МАР	. 109
4.2. Перспективная базовая станции сотовой связи с использованием	
модифицированной линзы Ротмана	. 125
4.3. Внедрение результатов диссертации.	. 145
Заключение	. 145
Список литературы	. 148
Приложение А	. 169

#### Сокращения и обозначения

- АВВ антенны вытекающей волны
- АР антенная решетка
- АС антенная система
- БПФ быстрое преобразование Фурье
- ВАР виртуальная антенная решетка
- ДН диаграмма направленности
- ДОС диаграммообразующая схема
- ДОУ диаграммообразующее устройство
- ЖК жидкие кристаллы
- ИЖД искусственный жидкий диэлектрик
- ИРИ источник радиоизлучения
- КВЧ крайне высокие частоты
- КПД коэффициент полезного действия
- КУ коэффициент усиления
- ЛПА логопериодическая антенна
- МАР многолучевая антенная решетка
- МФАР многолучевая фазированная антенная решетка
- ПГ пространственные гармоники
- ПДА плоские дифракционные антенны
- ПЛИС программируемая логическая интегральная схема
- ПЧ промежуточная частота
- СВЧ сверхвысокие частоты
- СЛАУ система линейных алгебраических уравнений
- УЛ управляемая линза
- ФАР фазированная антенная решетка
- ЭМВ электромагнитная волна

#### Введение

Актуальность темы диссертации обусловлена необходимостью создания методики проектирования многолучевых антенных решеток для систем радиопеленгации и связи, функционирующих в режиме многоканального приема и обработки сигналов.

Использование (MAP) многолучевых решеток с антенных диаграммообразующей Ротмана схемой на основе линзы системах в радиопеленгации и связи в настоящее время является наиболее перспективным в силу ряда причин:

- простоты конструкции диаграммообразующей схемы, реализуемой с использованием технологии производства печатных плат;

- возможности построения антенных систем, функционирующих в сверхширокой полосе частот, благодаря использованию квазиоптического принципа диаграммоформирования;

- возможности существенного уменьшения габаритных размеров диаграммообразующей схемы за счет реализации свернутой линзы Ротмана;

- повышения чувствительности аппаратуры радиопеленгации и связи за счет использования направленных антенных систем;

- возможности реализации режима MIMO (multiple input, multiple output) в аппаратуре связи за счет малости величин коэффициентов пространственной корреляции диаграмм направленности многолучевой антенной системы;

- повышения разрешающей способности по угловым координатам источников радиоизлучения за счет возможности сужения главных лепестков многолучевой диаграммы направленности путем увеличения числа ее физических элементов, а также — путем формирования «виртуальных» каналов приема с использованием методов интерполяции и экстраполяции пространственного распределения электромагнитного поля, измеряемого с помощью физической антенной решетки.

Многолучевые антенны широко используются в современных системах связи, включая сотовую связь, а также становятся все более популярными в системах спутниковой связи, радиопеленгации и радиолокации.

Одним из перспективных способов формирования лучей в многолучевых антеннах является использование диаграммообразующей схемы (ДОС) на основе печатной линзы Ротмана. ДОС позволяет управлять направлением излучаемых лучей, что делает многолучевые антенны более эффективными в передаче и приеме сигналов. Таким образом, использование многолучевых антенн с ДОС на основе печатной линзы Ротмана может быть очень полезным для различных приложений связи и радиолокации. Преимущества такого подхода обусловлены простотой конструкции и технологии изготовления ДОС (двухслойная, или многослойная, печатная плата, использование технологии SIW (Substrate Integrated Waveguides), с помощью которой реализуются волноводы на печатной плате, путем изготовления металлизированных отверстий, формирующих узкие стенки волновода) а также - широкой полосой рабочих частот линзы Ротмана, обусловленной квазиоптическим принципом ee функционирования И использованием сверхширокополосных трансформаторов, реализуемых в виде плавных, или ступенчатых полосковых переходов, для возбуждения тела линзы (коэффициент частотного перекрытия линзы Ротмана может достигать 2-3 и даже более) [1, 2, 3, 4].

Однако, использование линзы Ротмана в дециметровом диапазоне длин волн существенно ограничивается тем обстоятельством, что тело линзы и трансформаторы, запитывающие тело линзы, становится слишком громоздкими, поэтому, достаточно проблематичным является интеграция линзы Ротмана в компактную конструкцию приемопередатчика.

По названной причине исследование и разработка радиопеленгаторных антенных систем с ДОС на основе линзы Ротмана, реализованной на основе печатной платы с уменьшенными габаритными размерами, является весьма актуальной научно-практической задачей для:

- уменьшения массогабаритных размеров многолучевой антенной системы;

- необходимость повышения точности измерения угловых координат и разрешающей способности по угловым координатам;

- создание антенной системы с повышенной чувствительностью в полосе частот, которая включает несколько частотных диапазонов.

Для достижения всех этих требований важно разработать приемную антенную систему с активными элементами, используемыми для уменьшения уровня ее собственных шумов и компенсации потерь мощности в линзе Ротмана, а также – создание методов обработки принимаемых сигналов, учитывающих направленные свойства элементов антенной системы, находящихся в составе решетки, и их входные характеристики, в том числе – методов обработки принимаемых сигналов которые основаны на формирование «виртуальной» антенной решетки – пространственных отсчетов электромагнитного поля, получаемых в результате применения процедур интерполяции и экстраполяции пространственного распределения поля, измеренного в точках фазовых центров (или – центрах излучения) элементов антенной системы и используемых для повышения разрешающей способности по угловым координатам приемной антенной системы, также – снижения систематической погрешности а пеленгования, вызванной рассеянием волн на антенной системе и ее носителе (включая подстилающую поверхность, опорную мачту, и другие близлежащие рассеиватели).

Степень разработанности темы. Значительный вклад в развитие теории и техники радиопеленгаторных антенных решеток внесли (М.Л. Артемов, А.В. Ашихмин, А.А. Болкунов, А.Д. Виноградов, А.Б. Гершман, И.С. Дмитриев, В.В. Караваев, А.Н. Кренев, В.А. Козьмин, Ю.Б. Нечаев, Л.А. Овчаренко, А.М. Рембовский, Ю.А. Рембовский, В.А. Уфаев, О.П. Черемисин, F. Belloni, S. Chandran, B. Friedlander, D.H. Johnson, T. Kailath, M. Kavech, V. Koivunen, R. Kumaresan, Zhi-Quan Luo, E.E. Mack, X. Mestre, M.P. Moudi, A. Nehorai, M. Pesavento, U. Pillai, R. Poisel, B.D. Rao, D.P. Reilly, A. Richter, D.R. Rods, P. van Rooyen, P. Roux, R. Roy, T. Sarkar, R.O. Schmidt, V.C. Soon, P. Stoica, L. Swindlehurst, H.L. Van Trees, D.W. Tufts, E. Tuncer, M. Viberg, M. Wax, A. Weiss,

G. Xu, I. Ziskind, M. Zolotowski, Capon J., Stoica P., Ottersten B., Viberg M., Kaveh M., Friedlander B., Weiss A., Manikas A., Pillai U., Wax M и др.).

Вместе с тем, многие важные научно-технические задачи, связанные с созданием многолучевых антенных систем для аппаратуры радиопеленгации и связи, исследованы недостаточно:

- разработка методики проектирования многолучевых антенных решеток состоящих из щелевых и вибраторных элементов с диаграммообразующей схемой на основе линзы Ротмана. АР характеризуются коэффициентом стоячей волны в активном режиме при значении не более 2.0, отклонение луча от нормали до 45 градусов, уменьшением коэффициента усиления (КУ) при отклонении луча от нормали по закону, приближающемуся к косинусоидальному, описывающему проекцию апертуры антенной решетки на текущее направление максимального значения КУ;

- разработка методики проектирования сложенной линзы Ротмана, реализованной в виде печатной платы;

- разработка методов формирования «виртуальных» антенных решеток – дополнительных пространственных отсчетов поля, используемых для повышения разрешающей способности приемной антенной системы.

Объектом исследования являются многолучевые антенные системы аппаратуры радиопеленгации.

**Предметом исследования** является методика проектирования многолучевых антенных решеток с диаграммообразующей схемой на основе печатной линзы Ротмана, а также – методы формирования дополнительных «виртуальных» каналов приема на основе использования сигналов, принятых радиопеленгаторной антенной решеткой.

**Целью работы** является разработка методики проектирования многолучевых антенных решеток с диаграмообразующей схемой на основе печатной линзы Ротмана для систем радиопеленгации и связи, применение которой дает возможность:

существенно повысить энергетический потенциал систем радиопеленгации и связи;

- существенно повысить разрешающую способность систем радиопеленгации по угловым координатам;

- реализации режима MIMO в аппаратуре связи с пространственно-угловым разделением абонентов;

 интегрального исполнения сверхширокополосной антенной решетки с формированием многолучевой диаграммы направленности в плоскости вектора напряженности электрического поля.

Достижение поставленной цели потребовало решения следующих задач:

1. Проведение анализа технического состояния, перспектив развития и тенденций развития радиоэлектронной аппаратуры пеленгации и связи;

2. Разработка теоретических основ многолучевых антенных решеток с диаграммообразующей схемой на основе печатной линзы Ротмана для систем радиопеленгации и связи;

3. Исследования и разработки методов обработки сигналов, основанных на формировании, путем интерполяции и экстраполяции их пространственных отсчетов, дополнительных «виртуальных» каналов приема, позволяющих повысить разрешающую способность приемных антенных систем, включающих в себя физические и «виртуальные» элементы;

4. Разработки методики проектирования многолучевых радиопеленгаторных антенных решеток с диаграммообразующей схемой на основе печатной линзы Ротмана для аппаратуры радиопеленгации и связи;

5. Проведения натурных экспериментальных исследований аппаратуры радиопеленгации, оснащенной многолучевыми антенными решетками для проверки и подтверждения эффективности их использования в современных антенных системах.

#### Научная новизна работы состоит в следующем:

разработана методика проектирования печатной линзы Ротмана дециметрового диапазона волн, тело которой сложено по прямой линии,

разделяющей области линзы, подключенные, с помощью полосковых трансформаторов, к антенным элементам, и к высокочастотному коммутатору, с целью уменьшения габаритных размеров диаграммообразующей схемы многолучевой антенной решетки;

разработана математическая модель разворота на 180 градусов в Еплоскости печатной линзы Ротмана, основанная на использовании метода частичных областей и редуцирования бесконечной парной системы линейных алгебраических уравнений с учетом условия Мейкснера, предназначенная для расчета S- параметров СВЧ устройства;

разработана методика проектирования многолучевых антенных решеток дециметрового диапазона волн, состоящих из широкополосных плоских вибраторов с экраном и директорами, а также – из щелевых элементов с директорами, для запитки которых используется диаграммообразующая схема на основе печатной линзы Ротмана, предназначенных для использования в аппаратуре пассивной когерентной локации, а также – в базовых станциях сотовой связи, основанная на использовании подходов декомпозиции и рекомпозиции, а также – метода конечного интегрирования Вейланда, реализованного в пространственно-временной области;

разработана и апробирована методика формирования интерполяционной и экстраполяционных «виртуальных» антенных решеток, основанная на использовании кубических сплайнов, и метода линейного прогноза Бурга, соответственно, позволяющая уменьшить уровень боковых лепестков, а также – повысить разрешающую способность по угловым координатам приемной антенной системы, включающей в себя, помимо физических элементов антенной решетки, также «виртуальные» элементы пространственные \_ отсчеты электромагнитного поля.

**Теоретическая значимость работы** заключается в создании методологии анализа и синтеза многолучевых антенных решеток с диаграммообразующей схемой на основе линзы Ротмана для аппаратуры радиопеленгации и связи, а также – в разработке методов формирования «виртуальных» антенных элементов

– дополнительных каналов приема сигналов, на основе использования процедур интерполяции и экстраполяции пространственного распределения электромагнитного поля, измеренного с помощью элементов физической антенной решетки. Показано, что формирование «виртуальной» антенной решетки позволяет повысить разрешающую способность приемной антенной системы по угловым координатам.

Практическая значимость работы заключается В существенном уменьшении габаритных размеров диаграммообразующей схемы многолучевых антенных решеток за счет использования сложенного варианта конструкции печатной линзы Ротмана, что соответственно позволяет снизить габаритные размеры самой антенной системы, которая будет лучше интегрироваться в архитектуру стационарных и мобильных объектах размещения, а также существенно повысится безопасность и надежность оборудования за счет более удобного и простого способа маскировки антенной системы, а также – в возможности существенного снижения уровня боковых лепестков приемной антенной системы при использовании интерполяционной «виртуальной» антенной решетки, и повышении ее разрешающей способности по угловым координатам, увеличения коэффициента направленного действия приемной антенной системы, при формировании экстраполяционной виртуальной» антенной решетки.

Методы исследования. В диссертации применялись методы синтеза и анализа антенн, вычислительные методы технической электродинамики, методы математического моделирования, а также - стандартные методики натурных экспериментальных исследований антенн.

#### Основные положения и результаты, выносимые на защиту:

сложение печатной линзы Ротмана, которой выяснено, что тело запитывается с помошью экспоненциальных полосковых переходов, реализованных в виде симметричной, или - несимметричной полосковой линии, не приводит к существенным искажениям комплексных коэффициентов передачи между антенными и диаграммообразующими портами в полосе частот с

коэффициентом перекрытия 2 и более, при отклонении лучей от нормали к плоскости линейной антенной решетки на угол до 45 градусов;

установлено, что эффективным средством улучшения качества активного согласования, а также – уменьшения степени неравномерности коэффициента усиления антенных решеток, состоящих из щелевых элементов, при сканировании в Е- плоскости в секторе ±45°, является использование директоров прямоугольной формы, а в случае плоских вибраторов с полукруглыми плечами над экраном – директоров, подобных по форме активным вибраторам, и уменьшенным по размерам в 0.7÷0.75 раза;

выяснено, что использование интерполяционной и экстраполяционной «виртуальных» антенных решеток позволяет существенно (на 5-10 дБ) уменьшить уровень дальних боковых лепестков приемных антенных систем, содержащих, помимо физических, «виртуальные» элементы, представляющие собой дополнительные пространственные отсчеты электромагнитного поля;

установлено, что использование в приемной антенной системе, содержащей 10 физических элементов, расположенных с шагом около половины длины волны, 15 дополнительных пространственных отсчетов поля экстраполяционной 2 «виртуальной» антенной решетки, позволяет разрешить источника радиоизлучения, угловое расстояние между которыми составляет 15 градусов, а разница амплитуд – более 3.5 дБ, не разрешимые при использовании только физической антенной решетки; для реализации предложенного подхода необходимо обеспечить точность измерения фаз не хуже 3-5 градусов, а амплитуд - не хуже 1 дБ.

Степень достоверности полученных в работе результатов подтверждается корректным применением методов синтеза и анализа антенн, вычислительных методов технической электродинамики, методов математического моделирования, а также - стандартных методик натурных экспериментальных исследований антенн. Результаты работы не противоречат полученным и опубликованным ранее в литературе результатам других авторов. Достоверность

приведенных экспериментальных данных подтверждается использованием стандартных методик измерения параметров антенн.

Апробация работы. Основные результаты диссертаций были представлены на следующих научных конференциях: XXIV Международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация, связь» (Воронеж 2018); XXV Международная научно-техническая конференция «радиолокация, навигация, связь» (Воронеж 2019); XXVI Международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация, связь» (Воронеж 2020); XXVII научно-техническая конференции, посвяшенной 60-летию Международная полетов в космос Ю.А. Гагарина и Г.С. Титова «Радиолокация, навигация, связь» (Воронеж 2021).

#### Реализация и внедрение результатов работы.

значимые результаты работы внедрены Наиболее В AO Научнопроизводственное предприятие «Автоматизированные системы связи» (г. Воронеж) при разработке и создании пассивного когерентного радиолокатора, в Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Тамбовский государственный технический университет» в учебный процесс при проведении лабораторных занятий по дисциплинам «Устройства СВЧ и антенны», «Электродинамика и распространение радиоволн», что подтверждается соответствующими актами внедрения. Соискатель принимал участие в решении научно-исследовательских задач по гранту РНФ № 19-79-10109 «Аппроксимация пространственного распределения электромагнитного поля в окрестности расположения трехмерных рассеивателей с априорно неизвестными геометрией и материальными свойствами с целью формирования дополнительных "виртуальных" каналов радиоприема», реализованному в Воронежском государственном техническом университете в 2020-2022 гг.

Публикации. Основные результаты диссертаций представлены следующих работах: 11 – в изданиях, рекомендованных ВАК, 1 работа опубликована в издании, индексируемом в международных цитатно-аналитических базах данных

Web of Science и Scopus, 7 работ представлено в сборниках трудов международных научно-технических конференций и других научных публикаций.

Личный вклад автора. Основные результаты диссертации, имеющие на защиту были научную новизну И выносимые получены автором самостоятельно. В работах [5-11, 25] автором создана и исследована методология пространственного распределения электромагнитного аппроксимации поля вблизи трехмерных рассеивателей в резонансной области частот, основанная на использовании электродинамического принципа эквивалентных источников поля, используемая для формирования «виртуальных» антенных решеток. В работе [12] автором предложены варианты построения радиопеленгаторных антенных решеток с однокоординатным управлением диаграммы направленности с диаграммообразующими схемами (ДОС) на основе печатной линзы Ротмана. В работах [13, 23] автором исследована линейная антенная решетка из печатных логопериодических антенн, запитанных с помощью линзы Ротмана. В работах [14, 16, 17] автором исследованы антенные система с коммутационным сканированием на основе плоской линзы Люнеберга. В работе [15] автором спроектирована и описана математическая модель модифицированной линзы Ротмана, выполненной на основе несимметричной полосковой линии. В работах [18-21, 24] автором исследована сложенная линза Ротмана, используемая для питания антенной решетки перспективной базовой станции сотовой связи, проведено исследование способа формирования дополнительных виртуальных каналов приема – элементов «виртуальной» антенной решетки. В работе [22] автором исследованы конструктивные особенности построения антенны для коммутационного сканирования в плоскости, перпендикулярной вектору напряженности электромагнитного поля (антенные решетки питаются при помощи печатных линз Ротмана).

Соответствие паспорту специальности. Содержание диссертации соответствует п. 2, 3, 8, 9, 10 паспорта специальности 2.2.14. Антенны, СВЧустройства и их технологии.

Структура и объем работы. Диссертация состоит из введения, четырех глав, заключения, списка литературы. Основная часть работы изложена на 141 страницах, содержит 109 рисунков и 3 таблицы.

Во введении дается обоснование научной новизны и научно-практической значимости работы. Определяются основные положения, выносимые на защиту.

В первой главе рассмотрено современное состояние и передовые тенденции развития радиоэлектронной аппаратуры радиопеленгации и связи; сформулированы основные требования, предъявляемые к характеристикам многолучевых антенных систем. Проведен анализ наиболее перспективных направлений развития фазированных антенн, основанный на опыте передовых разработок. Проведен анализ перспективных методов обработки принимаемых сигналов в многоканальной аппаратуре радиопеленгации, включая методы синтеза виртуальных антенных решеток – совокупности дополнительных пространственных отсчетов принимаемых электромагнитных волн, формируемых в результате выполнения определенной последовательности вычислений, на основе измерения комплексных амплитуд сигналов с помощью элементов физической антенной решетки. В работе сформулированы основные цели и задачи, которые необходимо решить для достижения поставленной цели.

Во второй главе проведен сравнительный анализ диаграммообразующих многолучевых схем антенных систем с одно-И двухкоординатным диаграммообразованием. Разработана и апробирована методика проектирования диаграммообразующих схем на основе печатной линзы Ротмана, выполненной по технологии несимметричной полосковой линии, а также – симметричной полосковой линии. Разработана модель разворота на 180 градусов тела линзы Ротмана, основанная на использовании метода частичных областей и метода редуцирования парных бесконечных систем линейных алгебраических уравнений с учетом условия Мейкснера на острых ребрах. Показано, что наличие разворота у тела линзы Ротмана не приводит к существенному ухудшению качества согласования ее входов, а также – к появлению значимых фазовых искажений сигналов на антенных входах линзы.

В третьей главе описаны перспективные пути создания фазированной антенной решетки с диаграммообразующей схемой на основе печатной линзы Ротмана. Рассмотрены конструкции печатных Е- плоскостных линейных антенных решеток, интегрированных с линзой Ротмана, состоящих из щелевых антенн бегущей волны Вивальди, а также – логопериодических антенн с возбуждаемыми вибраторными элементами, с помощью симметричных полосковых линий. Проведен параметрический синтез сверхширокополосной многолучевой антенной системы с сектором диаграммообразования шириной 90 градусов с излучателем в виде ТЕМ- рупора, имеющим форму тела вращения, возбуждаемого с помощью плоской линзы Люнеберга с оболочкой, выполненной по технологии высверливания отверстий в печатной плате, возбуждаемой с помощью экспоненциальных полосковых трансформаторов

Четвертая глава посвящена разработке и исследованию многолучевых линейных антенных решеток с диаграммообразованием в Е- и Н- плоскостях, состоящих из сверхширокополосных вибраторных элементов и щелевых элементов с директорами. Разработана методика проектирования антенных решеток с учетом конструктивных особенностей их построения и питания от линзы Ротмана, тело которой сложено пополам для уменьшения габаритных размеров устройства.

Показано, что для уменьшения уровня боковых лепестков приемной антенной системы, состоящей из физических и виртуальных антенных элементов, эффективным средством является формирование интерполяционной и экстраполяционной антенных решеток. Экстраполяционная антенная решетка может также формироваться с целью повышения коэффициента направленного действия приемной антенной системы и разрешения источников радиоизлучения, не разрешимых «реальной» антенной решеткой.

В заключении формулируются основные результаты и выводы.

# Анализ современного состояния и перспективных тенденций развития теории, техники и технологии производства фазированных антенных решеток.

История развития антенных решеток насчитывает уже много лет, но последние два десятилетия стали временем возможностей электродинамического и математического расчета, а также использования больших сложных антенных систем. Широкое применение получили радары, в которых используются антенные решетки с электронным управление диаграммы направленности. Такие решетки получили широкое применения, они используются в диспетчерских служб аэропортов, системах обнаружения и сопровождения ракет и т.д. Наиболее примечательным стало параллельное развитие недорогих вычислительных систем и теоретических разработок, которые можно использовать почти во всех аспектах проектирования фазированных антенных решеток. Фазированные антенные решетки имеют высокую направленность, быстрое управление (лучи могут быть перенаправлены за миллисекунду), и возможность излучать несколько лучей многофункциональных операций. Атрибутами одновременно для для фазированных решеток являются диаграммы направленности антенн и системы управления лучом (включая адаптивные подавления помех), динамический диапазон, внутриполосная линейность системы и точность измерения угла.

Так, в антеннах КВЧ для угловых отклонений фронтов излучаемых волн используются такие физические явления, как эффекты Керра и Дифракции волн [45, 70-75].

Керр-эффект воздействии возникает при на жилкий диэлектрик электромагнитного поля, создаваемого управляющим полем. Частично ИЖД - это смесь мелких аниометричных частиц в жидком электролите. Хаотическое позиционирование частиц жидкостях становится упорядоченным В при воздействии на них внешнего электрического поля. Чем больше сила тока, тем более упорядоченными становятся их движения вдоль силовых линии. При этом в

среде наблюдается двойное преломление, которое позволяет получить управляемый фазовый сдвиг электромагнитного излучения (ЭМОВ).

Если в этой среде возникнет стоячая волна акустических волн, то ее плотность будет отличаться от плотности среды в разных областях. В зависимости от направления движения звуковых волн, в среде изменяется плотность оптической плотности среды, что позволяет реализовать дифференциальную решетку, которая может быть реализована в режиме дифрагментации Брэггера.

Такие периодические структурные структуры, чередующиеся между зонами высокой и низкой электропроводности, используются в качестве решёток для преобразования поверхностных колебаний в излучение [29-33].

Также в настоящее время известны антенны с немеханическим сканированием, которые можно условно классифицировать следующим образом [34, 35]:

- фазированные антенные решетки (ФАР);

- антенны с управляемыми линзами;

- гибридные антенны (зеркальные или линзовые антенны с облучателями в виде антенных решеток);

- антенны вытекающей волны (ABB) на основе периодических структур с управляемыми параметрами.

Антенны с УЛ состоят из облучателя (рупора) и вращающейся линзы. Расширение раскрыва обеспечивает требуемую пространственно-ЛИНЗЫ ориентированную диаграмму направленности. В качестве материала, управляемого преломлением, чаще всего используют ферромагнитные и полупроводниковые материалы.

В связи с этим стоит обратить внимание на следующие антенны, используемые в УЛ. В работе [77] описана пятиэлементная конструкция ФАР, работающая в диапазоне частот от 70 до 80 ГГц с использованием рупорных линз. В [79] описано устройство для корректирующей УЛ, которое представляет собой пластину из ферромагнитного сплава с магнитным намагничиванием. ДН

работает на частоте 5 ГГц и имеет ширину раскрыва до 30 град, что приводит к потерям в ускорителе.

УЛ могут быть изготовлены, например, на основе стержня из ферромагнитного сплава. Если антенна имеет линейное поляризованное сканирование, то ее чувствительность снижается на 4 дБ в зависимости от угла наклона конуса.

В [38] предложен микрополосковый сканирующий элемент, работающий на частоте 10ГГц. Изменение напряжения с 0 до 220 В может привести к отклонениям ДН от нормы на 75 градусов. Диэлектрические потери составляют 1 дБ при высокой скорости управления лучом и низком энергопотреблении.

В [25, 39] приведены результаты исследований УЛ на основе ИЖД, в которых используется эффект Керра для получения управляемого фазового сдвига. Так, Н-секториальная рупорная антенна с УЛ, заполненной взвесью алюминиевых частиц в n-нонане на частоте 37,5 ГГц сканирует в секторе ±20 град. при ширине ДН 3,6 град., потери в линзе – 3 дБ, УБЛ не боле -10 дБ.

В [40, 41] описана антенна с двойной УЛ типа «Радант», выполненной в виде системы параллельных проводников, нагруженных последовательно включенными диодами. Подача прямого или обратного смещения на разные группы диодов приводит к изменению фазового распределения для сканирования ДН. Сектор сканирования относительно оси линзы составляет ±45 град. при потерях при осевом излучении 1,5 дБ.

В целом, хотя антенны с УЛ конструктивно проще и дешевле ФАР, они всетаки не могут полностью заменить ФАР. Так, ферритовые УЛ громоздки, требуют высоких напряженностей управляющих магнитных полей (до 10<sup>6</sup> А/м), да и сами ферриты на частотах выше 35 ГГц вносят довольно высокие потери [34, 25, 41]. Сегнетоэлектрические элементы требуют термостабилизации режима работы для устранения теплового дрейфа относительной диэлектрической проницаемости (є). Кроме того, воспроизводимость их параметров даже в одной партии не велика [42]; возникают сложности согласования элементов имеющих є~100-10000 с волноводным трактом и свободным пространством. ИЖД подвержены

седиментационному разрушению, поэтому требуют прокачки через рабочие полости УЛ, что сильно осложняет использование таких антенн в переносной и бортовой аппаратуре. Среды на основе жидких кристаллов (ЖК), также используемые для получения управляемого фазового сдвига СВЧ колебаний [43, 44], характеризуются невысокой фазовой активностью и более высокими вносимыми потерями, чем ИЖД.

Таким образом, известные антенны с УЛ едва ли в полной мере пригодны для использования в компактной радиоаппаратуре СВЧ и КВЧ без изменения конструктивных решений.

С точки зрения практического использования весьма привлекательны АВВ основе ферритовых пластин [26]; но необходимость использования на управляющего поля с индукцией до 1,5 Тл делает невозможной применение таких АВВ в переносной аппаратуре КВЧ из-за больших габаритов и массы электромагнитов и значительных управляющих токов. Вместе с тем, уже имеются АВВ с двухкоординатным сканированием на основе ферритовых пластинчатых линий с периодическими решетками [47, 48], которые обладают следующими характеристиками: рабочая длина волны 8 техническими MM, сектор двухкоординатного сканирования 40х40 град., ширина ДН 4х5 град., КПД 50 %, время переключения положения ДН 4 мкс, мощность, затрачиваемая на удержание ДН в заданном положении - до 20 Вт.

Также весьма интересны антенны с оптическим управлением [31-33]; в них предлагается применять диэлектрические волноводы со слоем фоточувствительного полупроводникового материала, в котором с помощью решетки диодных лазеров создаются области с высокой электропроводностью, рассеивающие ЭМВ. Изменение пространственной периодичности областей с низкой и высокой электропроводностью при соответствующем включении лазеров приводит к однокоординатному сканированию дискретному ДН. Расчеты, выполненные в работе [30] показывают что на частоте 94 ГГц КПД такой ABB составляет около 40 %, при этом сектор сканирования достигает 60 град., дискретно углового перемещения ДН 5 град., количество светоизлучающих

элементов – около 40. Уменьшение дискрета перемещения ДН требует увеличения количества лазеров в матрице до 100. Мощность, затрачиваемая на сканирование ДН – до 20 Вт.

Обширные исследования проведены по созданию антенн КВЧ с акустическим управлением ДН; конкретный пример – антенна с двухслойной УЛ, заполненной ИЖД. Первый слой УЛ трансформирует падающую плоскую волну, создаваемую облучателем, в -1-ю пространственную гармонику; второй слой играет роль дефлектора Брэгга. В антенне, разработанной на частоту 60 ГГц, получено однокоординатное сканирование ДН в секторе 30 град., время переключения ДН 1 мс, мощность звуковых управляющих колебаний – 2-5 Вт [49].

Итак, из известных ABB с немеханическим сканированием для переносной и бортовой радиоаппаратуры КВЧ наиболее реально использование ABB на основе ферритовых стержней [47, 48], однако мощность, потребляемая по цепям управления достигает 10-20 Вт, а конструкция антенны получается сложной.

ФАР КВЧ строятся по тем же принципам, что и ФАР СВЧ. Это могут волноводные решетки с ферритовыми проходными ФВ или с проходными (отражательными) ФВ на варакторных или p-i-n-диодах, а также МПАР с диодными ФВ, например, описанные в [34, 50]. Известны ФАР на основе монолитных активных модулей, содержащих задающий генератор с фазирующим устройством и излучающий элемент [34, 50].

На сегодняшний день имеются ФАР КВЧ с ферритовыми ФВ со следующими характеристиками: сектор сканирования 60х60 град, ширина ДН при длине волны 8 мм – 3х3 град., время переключения ДН 5-10 мкс, энергия переключения до 10 мкДж. Однако стоимость таких антенн остается очень высокой.

Гибридные антенны строятся на основе зеркальных или линзовых антенн с облучателями в виде компактных линейных или двумерных ФАР [51]. Сочетая в себе высокие электродинамические характеристики апертурных антенн с возможностью сканирования ДН и управления поляризацией излучения, они

имеют меньшую стоимость по сравнению с ФАР. Они обеспечивают однодвухкоординатное сканирование в секторе, примерно в 5-10 раз превышающим ширину ДН при высоком КИП, достигающем 60-75 %. Главный недостаток гибридных антенн – большие габариты и масса.

Имеются интересные экспериментальные варианты плоских дифракционных антенн (ПДА) с электрическим сканированием ДН, например, [52]. Плоская дифракционная структура антенны образована линейными металлическими излучателями на кремниевой подложке, которые содержат фазорегулирующие элементы. Дифракционная структура совмещена с экраном электронно-лучевой трубки. Электронный луч, сканируя по излучателям, изменяет реактивную составляющую их импеданса. С противоположной стороны структура облучается плоской ЭМВ, формируемой рупором с корректирующей линзой. Антенна работает на частотах 30-60 ГГц, сектор сканирования 60х80 град. Мощность, потребляемая одним фазорегулирующим элементом, составляет 3 мВт.

Также, в современных реалиях, большое внимание уделяется многолучевым антенным решеткам (МАР), которые представляют собой антенные устройства способные формировать несколько диаграмм направленности, в зависимости от того, на какой входной порт поступает сигнал [21-80]. Такие многолучевые привлекательными антенны более становятся все для коммерческого радиопеленгации использования связи, И радиолокации. Одним В ИЗ перспективных способов формирования лучей в МАР является использование печатных линз Ротмана в силу простоты их конструкции (печатная плата), а также - широкой полосой рабочих частот (коэффициент частотного перекрытия может достигать 2-3 и даже более). Принцип работы линзы Ротмана основан на различных путях распространения волны внутри ее структуры, она может работать в сверхширокой полосе частот [75-78]. Однако на более низких частотах данная линза становится слишком громоздкой и потому достаточно трудным становится ее интеграция в компактную конструкцию приемопередатчика.

Большинство современных линз Ротмана изготавливают в микрополосковом исполнении, в отличие от более громоздких волноводных структур [75-78].

Конструкция линзы Ротмана вычислялась по уравнениям Ротмана-Тернера [79-81], топология самой линзы представлена на рис. 1.1 Центральная фокальная точка  $F_0$  расположена на центральной оси, симметрично относительно этой оси расположены фокальные точки  $F_1$  и  $F_2$  [79-81]. Контур  $I_2$  определяет расположение антенных элементов, и представляет собой прямую линию  $I_1$  является внутренним контуром линзы, и носит название контура решетки [79-81]. Внутренний и внешний контуры соединены линией передачи W(N) [79-81]. Две внеосевые фокальные точки  $F_1$  и  $F_2$  расположены на фокальной дуге под углами  $\alpha$  и  $-\alpha$  относительно оси X. Линза должна быть сконструирована так, чтобы получить лучи на выходе направленные под углами  $-\alpha$ , 0 и  $\alpha$  при запитки с точек  $F_1$ ,  $F_0$  и  $F_2$ , соответственно [79-81].



Рис. 1.1. Топология линзы Ротмана

Линза Ротмана обладает четырьмя конструкционными параметрами [79-81]:

F - расстояние между внеосевой фокальной точкой и центральной точкой контура решетки (отрезки  $O_1F_1$  и  $O_1F_2$ );

G - расстояние между осевым фокальным центром и центральной точкой контура решетки (отрезок  $O_1F_0$ )

d - расстояние между элементами, расположенными вдоль прямой  $I_2$ . Количество антенных элементов и расстояние между ними определяют длину контура  $I_2$ .

 $\alpha$  - фокальный угол, определяющий сектор сканирования линзы.

Луч из точки запитки  $F_1$  может достигнуть фронта волны через общую точку P(X,Y) на внутреннем контуре  $I_1$ , линию передачи W(N), точку Q(N) на внешнем контуре и дальше по прямой линии под углом  $-\alpha$  перейти во фронт волны AB наклоненный на угол  $-\alpha$ . Также, луч от  $F_1$  может пойти через точку  $O_1$  и через линию передачи W(0) попасть во фронт волны AB. Аналогично выглядит путь для лучей исходящих от других точек запитки.

Внутренний контур  $I_1$  и линии передачи строятся по конструкционным уравнениям, составленным так чтобы, не зависимо от пути распространения внутри линзы, лучи достигнувшие фронта волны AB были в одной фазе. Это значит, что суммарный сдвиг фаз для каждого пути распространения волны должен быть одинаковым. Ниже представлены конструкционные уравнения линзы Ротмана [79-81]:

$$F_1 P + W(N) + N \cdot \sin \alpha = F + W(0) \tag{1}$$

$$F_2 P + W(N) - N \cdot \sin \alpha = F + W(0) \tag{2}$$

$$F_0 P + W(N) = G + W(0) \tag{3}$$

где

$$(F_1 P)^2 = (X + F \cdot \cos \alpha)^2 + (F \cdot \sin \alpha - Y)^2, \qquad (4)$$

$$(F_2 P)^2 = (X + F \cdot \cos \alpha)^2 + (F \cdot \sin \alpha + Y)^2,$$
(5)

$$(F_0 P)^2 = (G + X)^2 + Y^2$$
(6)

Для удобства расчета все размеры линзы нормализованы к внеосевому фокальному расстоянию  $F: x = X/F, y = Y/F, \eta = N/F, g = G/F, w = (W(N) - W(O))/F$ . Также, введем следующие обозначения:  $a = \cos \alpha, b = \sin \alpha$ . Преобразуя полученные уравнения, получим [80-82]:

$$y = \eta(1 - w), \tag{7}$$

$$x^2 + Y^2 + 2gx = w^2 - 2gw,$$
(8)

$$a_0 w^2 + b_0 w + c_0 = 0 (9)$$

где

$$a_0 = (1 - \eta^2 - (g - 1)^2) / (g - a)^2,$$
(10)

$$b_0 = 2g(g-1)/(g-a) - (g-1)b^2\eta^2/(g-a)^2 + 2\eta^2 - 2g, \qquad (11)$$

$$c_0 = g b^2 \eta^2 / (g - a) - b^4 \eta^4 / 4(g - a)^2 - \eta^2, \qquad (12)$$

Для заданных параметров конструкции линзы  $\alpha$  и <sup>*g*</sup> можно рассчитать <sup>*w*</sup> как функцию <sup>*η*</sup>, а из этих значений <sup>*w*</sup> и <sup>*η*</sup> определим <sup>*x*</sup> и <sup>*y*</sup> [79-81].

Стоит отметить, что рабочие характеристики линзы Ротмана сильно зависят от отражений волны внутри линзы. Поэтому для уменьшения коэффициента отражения, на боковых сторонах линзы устанавливают балластные порты, к которым подключаются согласованные нагрузки. В линзах Ротмана необходимо использовать расширяющиеся порты (рис. 1.2) по причинам, указанным ниже:

1) Линия, соединяющая антенные элементы источник сигнала с линзой, обычно обладает сопротивлением 50 Ом, что ограничивает физическую ширину порта входа/выхода. Сама линза Ротмана обладает меньшим сопротивлением изза большей площади поверхности, поэтому расширяющаяся линия передачи функционируют как трансформатор сопротивления.

2) Для уменьшения потерь контур решетки должен быть ограничен большими по размерам портами.



Рис. 1.2. Сужающийся порт линзы Ротмана

Обозначив ширину сужающегося порта W, высоту подложки d, диэлектрическую проницаемость материала полосковой линии  $\varepsilon$ , а сопротивление Z(x) запишем формулу расчета профиля порта [82,83]

$$\frac{W}{d} = \begin{cases} \frac{8e^{A}}{e^{2A} - 2}, & \frac{W}{d} < 2\\ \frac{2}{\pi} \left( B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\varepsilon - 1}{2\varepsilon} \left[ \ln(B - 1) + 0, 39 - \frac{0, 61}{\varepsilon} \right] \right), & \frac{W}{d} \ge 2 \end{cases}$$
(13)

где

$$A = \frac{Z(x)}{60} \sqrt{\frac{\varepsilon+1}{2}} + \frac{\varepsilon-1}{\varepsilon+1} \left(0, 23 + \frac{0, 11}{\varepsilon}\right),\tag{14}$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z(x)\sqrt{\varepsilon}}$$
(15)

Для создания расширяющегося порта наиболее распространенной треугольной формы необходимо рассчитать только ширину входа и выхода, а затем соединить их прямыми линиями. Сопротивление в таком порте будет изменяться по линейному закону.

Симметричная полосковая линза Ротмана с подключенными к портам решетки излучающими элементами, в качестве которых используются симметричные сверхширокополосные вибраторы с эллиптическими плечами, показанная на рисунке 1.3.



Рисунок 1.3. Пример топологии линзы Ротмана (а) и МАР на ее основе с печатными вибраторными элементами

Линейная многолучевая антенная решетка (МАР), показанная на рисунке 1.3, представляет собой линзу Ротмана, изготовленную по технологии симметричной печатной платы (тело линзы расположено между двумя слоями диэлектрика, покрытых тонким слоем меди с обратных сторон). Антенная система, показанная в качестве примера на рисунке 1.3, может формировать 8 лепестков диаграммы направленности, и состоит из 14 плоских вибраторов с рефлекторами, из которых к линзе подключены центральные 8 элементов, а по 3 элемента, расположенные слева и справа от активной подрешетки (запитанной от линзы Ротмана), используются для имитации периодичности решетки.

# 1.1 Перспективные направления развития и создания новых плоских антенн СВЧ и КВЧ с электрически управляемыми характеристиками.

В настоящее время в работах по созданию плоских антенн с электрическ управляемыми характеристиками можно выделить два основных направления, принципиальное различие между которыми заключается в подходе к методам эффективного возбуждения излучающих раскрывов. Первое предусматривает использование параллельных схем распределения мощности между излучателями, второе – последовательных, во многих случаях позволяющих обеспечить требуемые технические характеристики при более простых конструктивных и технологических решениях [2, 3].

Так, широкие перспективы для построения компактных плоских антенн открываются использовании известных принципов дифракционной при электроники. При этом конструкция антенны содержит направляющую структуру неоднородных плоских (поверхностных) волн, поле которых последовательно возбуждаются периодического (в элементы некоторых случаях апериодического) рассеивателя – дифракционной решетки. В результате дифракции неоднородной ЭМВ на решетке формируется излучение с требуемыми пространственно-временными характеристиками, определяемыми параметрами направляющей структуры свойствами) (ee дисперсионными И решетки (относительными периодом и др.).

Как показал анализ современного состояния антенн СВЧ и КВЧ с электрическим управлением характеристиками излучения, в их развитии отмечены следующие основные тенденции:

- использование антенн традиционных конструкций с совершенствованием их элементной базы и технологий производства [74];

- применение для управления характеристиками антенн ранее неиспользованных физических явлений и эффектов и создание для этой цели новых материалов с управляемыми электрофизическими параметрами;

- интегрирование в едином блоке передающих (приемных) устройств, элементов управления амплитудой и фазой СВЧ (КВЧ) колебаний, волноводных линий и излучателей [1, 3];

- широкое внедрение оптических методов управления параметрами антенн и волноводных элементов [47, 74] и соответствующих технологий, заимствованных, например, из интегральной оптики [76];

- стремление к уменьшению габаритов и массы антенн, реализация принципов дифракционной электроники в новых антеннах, имеющих, в частности, плоские конструкции;

- поиск новых эффективных способов электрического управления характеристиками излучения, позволяющих применять более простые и экономичные электронные диаграммообразующие системы (ДОС).

Требования к параметрам антенн, естественно, зависят от функционального PTC. тактико-технических характеристик Так, назначения И антенны радиолокационных систем (РЛС) обнаружения и сопровождения воздушных целей должны обеспечивать высокоскоростное широкоугольное электрическое сканирование ДН; антенны радиорелейных линий связи (РРЛ) должны иметь вполне определенную полосу рабочих частот, низкий УБЛ ДН и особенно уровень заднего излучения, антенны систем спутниковой связи (в том числе станций приема программ телевизионного и радиовещания) – широкую полосу частот, возможность приема излучения с ортогональными поляризациями, низкую шумовую температуру и т.д. [77].

Так, в работе [65] разработана антенная система с линзой Ротмана, используемая для возбуждения многолучевой фазированной антенной решетки с большой зоной покрытия. Для компактной архитектуры массив разбивается на подмассивы чередующихся элементов, где каждый подмассив возбуждается сложенной антенной системой с гораздо меньшим физический размер. Основная концепция заключается в реализации искажения фаз, это требуется для создания набора ортогональных лучей с помощью дискретного представления преобразования Фурье. Таким образом, для создания направленных лучей. Среди набора ортогональных лучей, на эллиптической дуге выбираются фокусные точки для питания линзы Ротмана.

Работы [67-74] посвящены исследованиям антенных решеток с диаграммообразующей схемой (ДОС) на основе печатной линзы Ротмана а также их использованию в радиопеленгации. Множество зарубежных публикаций посвящено исследованию вопросов применения антенных решеток с ДОС на основе линзы Ротмана применяемых для сетей 5 поколения (5G) - диапазон частот 25 – 31 ГГц.

Работа [67], в которой анализируются пеленгационные характеристики многолучевой антенны с линзой Ротмана (ДОС). В эксперименте использовалась многолучевая антенна, с помощью которой можно было удалить нежелательные погрешности. Показано, что линза Ротмана обладает высокой эффективностью в работе с многолучевыми антеннами..

В работе [68] исследованы вопросы проектирования и оптимизации линз Ротмана для сетей 5G. Предложен вариант широкополосный линзы Ротмана размером  $7 \times 8$ , в которой проведена оптимизация фазовой погрешности способом роя частиц в спектре частот от 25 ГГц до 31 ГГц. При этом в диапазоне углов распознавания  $\pm 34^{\circ}$  с шагом  $8,3^{\circ}$  фазовая ошибка не превышает  $0,1^{\circ}$ .

В работе [69] предложен способ увеличения спектра углов сканирования фазированных антенных решеток на основе линзы Ротмана в два раза при помощи действий, называемых «полное смещение луча» и «зеркальное отражение луча»,

реализуемых с помощью реконфигурируемого фазовращателя и инновационного подхода запитки линзы.

В работе [70] изучена двухуровневая гибридная методика диаграммообразования на основе шести линз Ротмана и 15 антенной решетки из 15 ( $5 \times 3$ ) патч-антенн, предназначенная для многоабонентских МІМО-систем в миллиметровом диапазоне длин волн, приведены итоги натурного опыта для частоты 28 ГГц.

В работе [71] предложена макет широкоугольной антенной решетки с низкими потерями и ДОС на основании модифицированной печатной линзы Ротмана. В предложенной конструкции на рабочей частоте 2,4 ГГц вносимые потери в диапазоне сканирования углов  $\pm 40^{\circ}$  не превышают  $2,5 \, \partial E$ , и менее  $3,4 \, \partial E$  в диапазоне углов сканирования  $\pm 50^{\circ}$ .

2. Сравнительный анализ диаграммообразующих схем многолучевых антенных систем с одно- и двухкоординатным диаграммообразованием и разработка методики проектирования диаграммообразующих схем на основе печатной линзы Ротмана, выполненной по технологии несимметричной полосковой линии, а также – симметричной полосковой линии.

# 2.1 Краткое введение в теорию многолучевых антенных решеток. Устройства формирования лучей.

В настоящем разделе рассматриваются методы формирования нескольких лучей [95]. Устройства формирования нескольких лучей (beaforming network) — это либо электрические цепи, либо квазиоптические линзы. Принято оба типа устройств формирования лучей называть диаграммообразующими устройствами (ДОУ). Как правило, в случае электрического ДОУ уровни пересечения не зависят от частоты, в то время как ширина и углы луча изменяются. Углы луча линзы ДОУ являются фиксированными, в то время как ширина луча, а отсюда и уровни пересечения изменяются в зависимости от частоты.

Схемы диаграммообразующих устройств:

Простейшая схема ДОУ состоит из делителей мощности для разделения полученного сигнала от каждого элемента решетки на N выходов; выходы №1 от делителей соединяются с сумматором посредством фиксированных фазовращателей, чтобы получить луч №1; и т.д. На рис.1.4 приводится пример такой конфигурации. Поскольку происходит уменьшение сигнала до 1/N, почти всегда используются предуселители на каждом элементе для сохранения соотношения S/N.



Рис.1.4 Схема ДОУ с использованием делителей мощности

Этот тип ДОУ может использоваться для формирования большого количества лучей, но фактически он применялся только для формирования только 16 лучей. Передающая антенная решетка S-диапазона спутника «Глобал стар» включает 91 печатный элемент, каждый из которых подсоединен к цепи усилитель—изолятор—фильтр. Каждый усилитель возбуждается 16-канальным сумматором мощности; входы № 1 сумматоров присоединены к 16-канальному делителю мощности через фиксированные фазовращатели. Каждый вход делителя мощности соответствует передающему лучу. 91-элементная АР показана на рис. 1.5. Другой системой спутниковой связи является «Иридиум». На рис. 1.6 показана решетка из 106 печатных элементов. Каждый печатный элемент подсоединяется к приемо-передающему модулю. Схема формирования луча образует 16 профилированных лучей для покрытия поверхности Земли.

Схемы ДОУ первоначально были предложены в конце 50-х годов 20-го века Д. Батлером.

Матрица Батлера:

Схема диаграммообразующего устройства матрицы Батлера соединяет 2n элементов решетки с равным количеством портов лучей. Применительно к 8элементной матрицы Батлера это устройство состоит из чередующихся рядов гибридных соединений и фиксированных фазовращателей, соединенных по

типичной схеме, показанной на рис. 1.7. На этом рисунке показано как положительные, так и отрицательные особенности схемы формирования лучей. Многократно отмечалось, что схемы матрицы Батлера, такие как на рис. 1.7, являются точно такими же, как блок-схема быстрого преобразования Фурье (БПФ). Фактически матрица Батлера — это эквивалент аналоговой цепи БПФ, так диаграммообразующее что это устройство можно считать, что имеет компонентов и минимальные длины минимальное число ИЗ всех схем формирования луча с равномерным возбуждением.



Рис 1.5. Структура многолучевой антенной решетки «Глобалстар».



Рис 1.6. Многолучевая решетка «Иридиум»

Используя универсальную переменную  $u = (d/\lambda)(\sin\theta - \sin\theta_i)$ , где  $d/\lambda$  — шаг решетки в длинах волн, а  $\theta$ ; — направление оси i-го луча, отсчитываемое от

нормали к раскрыву антенны, диаграммы направленности, формируемые матрицей Батлера, можно записать в виде



Рис 7. Схема формирования лучей матрицы Батлера

Все лучи имеют одну и ту же форму в пространстве *и*. Для полуволнового шага решетки и большого N (число элементов решетки), лучи являются ортогональными. Положение луча для любого шага решетки

$$\underline{\sin \theta_i} = \pm \frac{i\lambda}{2Nd} \quad \underline{i} = 1, 3, 5, \dots, (N-1)$$
(17)

и лучи отстают друг от друга на 1/N в пространстве и. При полуволновом шаге элементов, лучи заполняют видимое пространство, как изображено на рис. 1.8. Решетка возбуждается равномерно, и уровень боковых лепестков равняется - 13,2 дБ.



Рис. 1.9 Распределение лучей в матрице Батлера.

Когда шаг элементов увеличивается, ширина лучей уменьшается, и лучи приближаются друг к другу. Уровень пересечения, рассматриваемый ниже, не изменяется, поскольку эти эффекты компенсируются. Зона обзора занимает область от центра крайнего левого луча до центра крайнего правого луча

$$\theta_{\text{обзора}} = 2 \ arcsin \frac{(N-1)\lambda}{2Nd}.$$
(18)

Это выражение отражает полный обзор видимого пространства при d -  $\lambda/2$  и меньший обзор при d >  $\lambda$  /2. Как и ожидалось, больший шаг элементов создает дифракционные лепестки, при этом дифракционный лепесток, соответствующий правому крайнему лучу, расположен как раз левее крайнего левого луча и т.д. Другими словами, схема формирования луча Батлера заполняет видимое пространство лучами, а если  $d > \lambda/2$ , будет происходить искажение информации и потеря коэффициента усиления из-за дифракционных лепестков. Использование большого шага элементов часто связано с применением более крупных элементов — подрешеток, рупоров и т.д. В этом случае дифракционные лепестки лепестками, уменьшаются заменяются чьи уровни за счет диаграммы направленности элемента. [95]

Пересечения смежных лучей происходят при  $u_x = \frac{1}{2} (u_i + u_{i+1}) = (m+1) \pi/2N$ , откуда  $u = u_x - u_i = \frac{1}{2} N$ . Уровень пересечения равен

$$F_{\text{пересечения}} = \frac{1}{N\sin(\pi/2N)}.$$
(19)
Таблица 1 содержит эти данные для нескольких значении различной степени, наряду с отношениями амплитуд луча и бокового лепестка. В обоих случаях непрерывные значения раскрыва получаются для большого числа N. Уровень пересечения приближается к  $2/\pi$ , и пространственный фактор приближается к sin  $N\pi u$  для главного луча и ближних боковых лепестков. Неортогональные эффекты, для малого числа N рассмотрены ниже. Изменения частоты эквивалентны изменению d/k. С увеличением частоты происходит сужение лучей и их сближение, в то время как дифракционные лепестки могут появляться, если частота повышается даже на небольшую величину. Как обсуждалось выше, эти дифракционные лепестка, возникающий при -90°, ассоциируется с портом, ближайшим к +90°, и т.д.

Таблица 1 Параметры решетки Батлера

Ν	(УБЛ) <sup>-1</sup> (дБ)	Уровень пересечения (дБ)
4	11.30	-3.70
8	12.80	-3.87
16	13.15	-3.91
32	13.23	-3.92
Бесконечность	13.26	-3.92

Оптимизация матрицы Батлера подразумевает улучшение полосы пропускания на 24% с применением дополнительного фазирования, используя разомкнутые шлейфы на линии задержки, а также более широкополосные последовательные гибридные устройства. В работе [127] используется технология щелевой линии, исключающая пересечение этих линий. Боковые лепестки были уменьшены путем использования 8 элементов с неравномерными направленными делителями.

Матрицы Бласса и Нолена:

В матрице Бласса используются линии передачи, которые пересекаются с портами лучей, причем в точках пересечения находятся направленные ответвители (рис. 1.10).



Рис 1.10. Схема матрицы Бласса

Верхняя фидерная линия излучает луч, направленный по нормали к раскрыву, и он относительно независим от других фидерных линий. Вторая фидерная линия стремится излучить луч, направленный под углом к нормали, на который оказывает воздействие верхняя линия. Для успешного анализа необходимо рассматривать линию порта каждого луча как решетку (ответвителей) бегущей волны учетом взаимодействия нескольких таких С решеток. Моделирование может быть выполнено на компьютере, чтобы обеспечить взаимодействие между эффективностью схемы и связью лучей. Однако эти решетки трудно конструируются, поскольку взаимодействие между затрудняет их настройку и корреляцию с измеренными ответвителями характеристиками. В работе [126] также исследованы широкополосные версии матрицы Бласса, включающие временную задержку.

Матрица Нолена — это обобщение матриц Бласса и Батлера, представляющей собой каноническую конфигурацию схемы ДОУ. Она исходит из факта, определенного ниже, который состоит в том, что ортогональным лучам

требуется унитарная матрица связи, где элементы матрицы это и есть связь n-го элемента антенны с портом m-го луча. Унитарные матрицы могут быть разложены на произведение элементарных унитарных матриц. Интерес представляет следующий тип:

$$\begin{array}{c|c} jcosa \ expj\beta & -j \ sina & 0 \\ jsina \ expj\beta & j \ cosa & 1 \\ 0 & 1 & 1 \end{array}$$

$$(20)$$

Это представление полезно, так как оно описывает собой простую цепь, содержащую фазовращатель и направленный ответвитель, как видно на рис. 1.11. Соединение этих прототипных секций цепи образует матрицу Нолена, показанную на рис. 1.12. Доказано, что матрица Нолена может быть сведена к матрице Батлера. Как и в случае матрица Бласса, матрица Нолена может иметь количество портов лучей, отличающееся от количества элементов антенны. Решетка Нолена представляет собой реализацию общего алгоритма дискретного преобразования Фурье и применима для любого числа элементов.



Рис. 1.11. Цепь унитарной матрицы связи



Рис 1.12. Схема матрицы Нолена

По мере увеличения числа коэффициентов, в числе элементов решетки, матрица Нолена может быть приведена к более простым формам, в результате чего, в конечном итоге, получается аналог быстрого преобразования Фурье-Батлера когда  $N = 2^n$ . В силу высокого числа составных частей и трудностей, связанных с настройкой цепи, схема формирования луча Нолена используется редко.

Двумерные диаграммообразующие устройства:

Несколько лучей в обеих плоскостях могут излучаться путем перекрестного соединения двух матриц Батлера или линз Ротмана (рис. 1.13). На рис. 1.14 изображена многослойная антенная решетка, состоящая из линз Ротмана. Матрица гексагональной решетки Мак-Фарленда является более эффективной, изза меньшего количества компонентов ДОУ. Еще в одной двумерной системе используются две стопки 8-портовых матриц Батлера, как показано на рис. 1.15. Направление излучения этой решетки показано на рис. 1.16. Сложная антенна, в которой применяются пересекающиеся матрицы Батлера, предназначена для спутников «Иридиум». Шестнадцатиэлементные матрицы подсоединены к элементам АР, при этом 8-элементные матрицы имеют перекрестное соединение. Поскольку зона покрытия каждой решетки приблизительно имеет форму сектора,

то для работы решетки необходима только половина нормальных 256 матриц, и некоторые порты не будут использоваться. Далее описывается более эффективная 2-мерная матрица, которая имеет меньшее количество компонентов.



Рис. 1.13. Двумерные линзы Ротмана

Двумерная матрица Мак Фарленда:

Идея 2-мерного матричного ДОУ с использованием шестигранных решеток излучающих элементов возникла в начале 60-х годов 20-го века. В работе [129] показано, как синтезировать цепь делителей мощности и фазосдвигающих ячеек для 2-мерной решетки лучей. Это ДОУ основано на нечетной гексагональной (шестигранной) АР, где центром является не один элемент, а триада элементов, как показано на рис. 1.17.



Рис. 1.14. Антенная решетка из линз Ротмана.



Рис 1.15. Двумерные матрицы Батлера



Рис 1.16. Двумерное распределение лучей матрицы Батлера



Рис 1.17. Триада рупоров для M = 4, N = 48

Это приводит к тому, что каждая вторая сторона шестигранника элементов имеет на один элемент больше, чем смежные стороны. Если М - половина числа элементов в наибольшей диагонали, то общее число элементов N равняется 3M<sup>2</sup>. Оказывается, что эта нечетная решетка может быть разделена на три симметричных набора элементов, и каждый набор может быть подсоединен к формирователю лучей. Три соединенных между собой формирователя обеспечивают гексагональную (шестиугольную) решетку лучей, и они связанны с гексагональной (шестиугольной) решеткой элементов.



Рис. 1.18. Триада ДОУ шестигранной решетки



Рис. 1.19. Триада ДОУ шестигранной решетки

На рис. 1.18 и 1.19 показаны две схемы подсоединения элементов к портам лучей. На рис. 1.18 триада элементов решетки подсоединена к набору модулей делитель-фазовращатель с выходами, представляющими собой триады портов лучей. На рис. 1.19 показано обратное подключение к матрице. Этот тип решетки еще недостаточно используется на практике, поэтому общие методы синтеза пока до конца не исследованы. Но двумерный формирователь лучей имеет несколько преимуществ. Во-первых, здесь меньше частей, чем в каскаде одномерных решеток Батлера. Во-вторых, представляется возможным синергетическая интеграция излучателя с переключающей матрицей. И, наконец, его геометрия более эффективно подходит как для двумерной решетки круглой формы, так и для решеток пространственного обзора.

Диаграммообразующее устройство – линза Ротмана:

Фидерная (кабельная) линза (bootlace lens — шнуровая линза) — это линза, в которой используются различные линии передач СВЧ, а длины путей от выходных портов линзы к портам излучающих элементов заранее известны. Ранее в качестве изогнутой линзы использовалась линза R-2R, где внутренняя и внешняя поверхности линзы были образованы дугами окружностей с наружным радиусом в два раза больше внутреннего. Асимметрия амплитуды для внеосевого положения лучей повышает уровень боковых лепестков.

Общая теория фидерных линз была предложена в [128]. Вскоре это привело к созданию линзы Ротмана. На рис. 1.20 изображена линза Ротмана на которой показан только один порт луча. В первоначальной линзе использовался волновод из параллельных пластин для возбуждающей части и, коаксиальные кабели, для фидерной части. В настоящее время линза Ротмана представляет собой микрополосковую или полосковую линию для возбуждающей части. Фидерная часть реализуется при помощи коаксиальных кабелей, либо изготовлена на печатной плате.



Рис. 1.20 ДОУ на основе линзы Ротмана.

Строго говоря, линза — это фидерная (кабельная) часть. Но общепринятая практика заключается в том, чтобы называть линзой весь узел. Эти линзы имеют три (реальные) фокальные точки возбуждения, обычно они находятся в центре решетки, и в двух симметричных точках между центром и краем дуги возбуждения (дуги качания облучателя). Таким образом они существенно улучшают конструкцию линзы.

Конструкция этих линз должна учитывать как геометрические компромиссы, так и эффекты взаимной связи между портами. Последнее относительно трудно поддается контролю, но первое является решающим показателем для выполнения критериев по которым оценивается эффективность линзы и ее габаритные размеры. Таким образом, в первую очередь, необходимо тщательно разработать геометрическую оптику; затем требуется выполнить регулировку для уменьшения эффектов взаимной связи.

Линза Ротмана имеет шесть основных параметров конструкции: фокальный угол  $\alpha$ , фокальное отношение  $\beta$ , отношение угла раствора луча к углу ориентации луча  $\gamma$ , максимальный угол раствора луча  $\psi_m$ , фокусное расстояние  $f_1$ ; и шаг

решетки d. Последние два выражены в длинах волны, а γ - отношение синусов. Седьмой параметр конструкции позволяет дуге портов лучей быть эллиптической, а не круговой. Поскольку уравнение конструкции носит неявный и трансцендентный характер, с единственной последовательностью решения, выявить взаимодействие параметров конструкции достаточно трудно. Для демонстрации эффектов каждого параметра используются серии графиков. Ошибки геометрической фазы и амплитуды на дуге портов элементов изменяются в зависимости от α и β и в зависимости параметра, который является нормированной высотой дуги портов элементов.

Уравнения конструкции значительно упрощаются для линз, где дуга портов лучей и дуга портов возбуждения (питания) являются идентичными. Это приводит к полной симметричности линзы. Однако эти линзы редко используются, из-за более ограниченных вариантов конструкций.

Уравнения линзы устанавливают равенство длин путей от фокусов до элементов решетки. Используя обозначения (рис. 1.21), удобно нормировать все размеры к основному фокусному расстоянию  $f_1$ . Это также является толщиной линзы в центре. Фокальный угол  $\alpha$  стягивается верхними и нижними фокусами в центре кривой порта. Здесь предполагается, что фокусы симметрично расположены относительно оси и что линза является симметричной.



Рис. 1.21 Геометрия луча.

Параметр  $\beta$  - это отношение верхнего (и нижнего) фокусного расстояния f2 к f1.

$$\beta = \frac{f_2}{f_1} \tag{21}$$

Ясно, что ширина линзы, выраженная в длинах волны,  $f_1/\lambda$ , — это еще один параметр. Теперь угол раствора (ширины) луча, излучаемого решеткой, равен  $\psi$ , и если возбуждается один из фокусов, находящихся вне оси, то отношение угла раствора луча  $\alpha$  к углу ориентации луча линзы  $\psi$  есть  $\gamma$ :

$$\gamma = \frac{\sin\psi}{\sin\alpha} \tag{22}$$

Косвенный полезный параметр — это параметр  $\xi$ , который связывает расстояния  $y_3$  любой точки на решетке от ее оси со значением  $f_1$ . Этот параметр контролирует часть кривых ошибок фазы и амплитуды, которые приходятся на линзу. Это выражается как:

$$\xi = \frac{y_3 \gamma}{f_1} \tag{23}$$

Обратим внимание на то, что значения длин линий w на рис. 23, 24 являются неотъемлемой и существенной частью линзы. Максимальный угол раствора луча  $\psi_m$  — это важный параметр, так же как шаг решетки, выраженный в длинах волн  $d/\lambda$ . Соответствующий  $\xi_{max}$  выражается как:

$$\xi_{\max} = \frac{(NE - 1)\gamma d}{2f_1}$$
(24)

где NE — число элементов в линейной AP, поскольку  $y_{max} = (NE - 1)/2$ . Верхний предел  $\xi$  имеет место когда касательная к кривой портов элементов является вертикальной; это также дает w = 0. Данное значение  $\xi$  выражается следующим значением:

$$\xi_{w=0} = \frac{2\sqrt{1-\beta C}}{S} \sqrt{1-\frac{1-\beta C}{S}}$$
(25)

На рис. 22 приведена зависимость этого ограниченного значения от  $\beta$  для нескольких значений  $\alpha$ . Поскольку полезный диапазон  $\xi$  включает приблизительные значения от 0,5 до 0,8, диапазон  $\beta$  может быть выведен для соответствующего  $\alpha$ .



Рис. 1.22. Верхний предел параметра ξ

Уравнение геометрической линзы является квадратным уравнением относительно длины линии w, соединяющей порт элемента с соответствующим элементом AP:

$$a(\frac{w}{f_1})^2 + \frac{dw}{f_1} + c = 0$$
(26)

где коэффициенты включают параметры α, β, γ

$$a = 1 - \frac{(1 - \beta)^2}{(1 - \beta C)^2} - \frac{\zeta^2}{\beta^2}$$
  

$$b = -2 + \frac{2\zeta^2}{\beta} + \frac{2(1 - \beta)}{1 - \beta C} - \frac{\zeta^2 S^2 (1 - \beta)}{(1 - \beta C)^2}$$
  

$$c = -\zeta^2 + \frac{\zeta^2 S^2}{1 - \beta C} - \frac{\zeta^4 S^4}{4(1 - \beta C)^2}$$
(27)

и c = cos  $\alpha$ , S = sin  $\alpha$ .

Обычно число лучей, элементов, максимальный угол раствора луча и шаг решетки задаются из требований системы. Таким образом, задача заключается в том, чтобы выбрать оптимальные α,β,γ и f1/λ.

Форма линзы имеет значение как для сохранения габаритов, так и для уменьшения потерь. Например, более плоская линза характеризуется тенденцией иметь длинные пути, которые являются в большей степени равными и позволяют кривой портов лучей и кривой портов элементов иметь разные значения высоты и даже разные значения кривизны. Как видно из рис. 1.21, толщина — это толщина Толстые ЛИНЗЫ большие вдоль оси линзы. имеют потери за счет перераспределения энергии (аналогично тому, когда мощность облучателя не перехватывается зеркалом) и более высокие потери в линии передачи. Компактная линза имеет тенденцию минимизировать потери за счет перераспределения энергии. Здесь, во избежание сильного асимметричного уменьшения амплитуды и больших фазовых ошибок, становятся важным равные высоты кривых портов. Кривизна двухпортовых графиков может быть различной. Использование шага решетки, больше чем половина длины волны, позволяет использовать больше портов лучей, чем портов элементов. В этом случае кривая портов лучей может быть более искривленной, а кривая портов элементов более плоской.

Эффекты всех 7 параметров показаны через серию графиков. Порты лучей и элементов, которые отмечены галочкой, находятся слева. Фокусы указываются звездочками. Фокусное расстояние пронормировано к единице, каждая меткагалочка на оси (и на ординате) равняется 0,05. Из шкалы ординат могут быть выведены параметры положения элементов. Каждая кривая линзы простирается за внешний крайний порт на полширины этого порта. В этих примерах имеется 9 портов лучей и 11 портов элементов и, конечно, 11 элементов в линейной AP с постоянным шагом.

При всех других фиксированных переменных, увеличение α открывает кривую портов лучей и закрывает кривую портов элементов. Положение портов

является приблизительно неизменным. Но положения внешних фокусов, как и ожидалось, заметно меняется.



Рис 1.23. Эффект фокального угла  $\beta=$  0,9,  $\gamma=$  1,1  $\psi_{m}{=}50,$   $f_{1}{=}4$   $\lambda,$  d=0,5  $\lambda$ 



Рис 1.24. Эффект фокального коэффициента a = 40,  $\gamma = 1,1$   $\psi_m = 50$ ,  $f_1 = 4 \lambda$ ,  $d = 0,5 \lambda$ 

На рис. 1.23 три кривые иллюстрируют эти эффекты. Обратите внимание на то, что значение α может быть выбрано так, чтобы приблизительно выровнять высоты двух кривых. Конечно, α должно выбираться совместно с другими переменными для минимизации ошибок фазы в раскрыве. Наружные фокусы должны быть полностью внутри кривой портов лучей.

Увеличение β оказывает воздействие, сходное увеличению α; кривая портов лучей открывается, а кривая портов элементов закрывается, на рис. 1.24 приведены три кривые линзы, из которых это видно. Положение портов остается практически без изменения. Положение фокусов изменяется незначительно. Опять-таки, может быть выбрано такое значение β, которое приблизительно уравнивает высоты кривых.

Имеются пары  $\alpha$  и  $\beta$ , которые создают приблизительно ту же самую форму линзы и положения портов. Однако фокусы изменяются в зависимости от  $\alpha$ , соединительные линии (от портов элементов до элементов) отличаются. В табл. 2 показаны три пары линз  $\alpha$  -  $\beta$ , имеющих общие кривые линз и порты - все при  $\gamma$  =

1,1,  $\psi_m = 50$ , f1/ $\lambda = 4$ , и d =  $\lambda/2$ . Таким образом, можно сделать вывод, что ошибка фазы в раскрыве для каждого луча будет отличаться в зависимости от  $\alpha$ . Для любого набора других четырех параметров, вероятно, существуют некие пары  $\alpha - \beta$ , ведущие себя аналогичным образом. Увеличение  $\gamma$  оставляет обе кривые линзы без изменений, но порты лучей сходятся ближе друг к другу, при этом порты элементов расходятся. Набор параметров для трех линз на рис. 1.28 демонстрирует эту тенденцию. Хотя фокусы остаются фиксированными, концы кривых изменяются, поэтому относительное положение фокусов также меняется. Значение  $\gamma$  может оказывать воздействие на относительные высоты двух кривых.



Рис 1.25. Эффект коэффициента угла луча:  $a = 40, \beta = 0.9 \psi_m$ =50, f<sub>1</sub>=4  $\lambda$ , d = 0.5  $\lambda$ 



Рис 1.26. Эффект максимального угла луча:  $a = 35, \beta = 0,92$   $\gamma=1,1, f_1=4 \lambda, d=0,5 \lambda$ Таблица 2. Пары  $\alpha - \beta$ 

N⁰	α	β
1	30	0,94
2	35	0,92
3	40	0,90

Значения у здесь равняются 1 или больше, поскольку все использованные случаи — это случаи больших углов раствора (ширины) луча. Когда пучок лучей образует меньший угол (например 30°), значения  $\gamma > 1$  являются подходящими, так как они допускают «жирную» или изогнутую линзу.

С изменением  $\psi_m$  меняются только расстояния между портами лучей. Увеличение  $\psi_m$  разводит порты лучей и расширяет кривую портов, так что этот параметр помогает создать линзу с приблизительно равными высотами кривых портов лучей и элементов. На рис. 1.26 кривые для трех параметров линзы отображают этот тип поведения.



Рис. 1.27. Эффект шага между элементами решетки:  $a = 40, \beta = 0,88 \gamma = 1,1, f_1 = 4 \lambda, \psi_m = 50$ 



Рис. 28. Эффект фокусного расстояния  $a=40, \beta=0.9$   $\gamma=1.1, d=0.5 \lambda, \psi_m=50$ 

Шаг решетки критическим параметром, является поскольку OH контролирует возникновение дифракционных лепестков. Для максимального угла раствора (ширины) луча шаг решетки, допускающий появление Ψm дифракционного лепестка, равен:

$$\frac{d}{\lambda} = \frac{1}{1 + \sin\psi_m} \tag{28}$$

Как правило, шаг решетки должен быть ниже этого значения. При изменении значения d меняются только расстояния между портами элементов и степень кривой портов аналогично тому, как  $\psi_m$  изменяет шаг портов лучей. На рис. 1.27 для демонстрации этого приводятся кривые для двух параметров линзы.

Увеличение фокусного расстояния (ширины) линзы, в целом, увеличивает также развязку между конечными портами. Но изменение  $f_1/\lambda$  приводит к изменению всех расстояний, поскольку уравнения линз нормированы к  $f_1$ . Таким образом, как видно из двух кривых на рис. 1.28, изменение  $f_1/\lambda$  изменяет дугу портов элементов и шаг портов элементов. Минимальное значение  $f_1$  меньше для линз Ротмана, чем для других типов линз.

Рассмотрим ошибки фазы и амплитуды. Ошибки раскрыва зависят от  $\alpha$  и  $\beta$ , эксцентричности и лишь косвенно от других параметров. Таким образом, наиболее информативным является построение графика зависимости ошибок фазы и амплитуды от нормированного параметра  $\xi$  (см. уравнение (23)). Поскольку ошибки фазы равны нулю при углах, соответствующих трем фокусам, удовлетворяющим подходом является такой, в котором используется одно положение луча в середине между центральным и краевым фокусами, а второе положение луча находится за пределами краевого фокуса. Ошибки амплитуды происходят во всех портах лучей, поэтому для отображения поведения ошибки амплитуды требуется больше примеров.

На рис. 1.29-1.32 показана зависимость ошибки фазы от  $\xi$  для линз с  $\alpha$  = 35, 40 и 45° для различных значений  $\beta$ . Обратите внимание на то, что для получения ошибки фазы значения из рисунков должны быть умножены на коэффициент  $f_1/\lambda$ .

Для среднефокусных лучей ошибка фазы является маленькой, за исключением очень больших линз. Ошибки фазы для лучей с более широким углом попрежнему являются незначительными и не будут существенны ми, за исключением больших линз или конструкций с ξ > 0,75. В целом, ошибки фазы увеличиваются по мере увеличения α для всех положений луча.



Рис 29. Линза Ротмана  $\alpha = 35^{\circ}$ , угол ориентации луча = 17,5°

Хотя в [130] указана оптимальная величина  $\beta$  которая составляла 2/(2 +  $\alpha$ )<sup>2</sup>, рассмотрение рис. 1.29—1.32 показывает, что оптимальное  $\beta$  существует толь- ко для одного диапазона  $\xi$  и одного угла ориентации луча. Наилучшие значения  $\beta$  разные для лучей между фокусами и лучей за пределами фокусов. Поскольку последние обычно имеют фазовую ошибку больше, разработчик может ее оптимизировать, но значение будет изменяться в зависимости как от угла ориентации луча, так и от  $\xi_{max}$ . Это старое значение также дает плохие формы линзы, когда число портов лучей и число портов элементов примерно равны.

Результаты использования эллиптической кривой портов лучей показаны на рис. 1.33, где фазовые ошибки уравниваются при  $\xi =\pm 0,7$  для угла луча 45°.



Рис. 1.30. Линза Ротмана <br/>  $\alpha=35^\circ$ угол ориентации луча =  $45^\circ$ 



Рис. 1.31. Линза Ротмана <br/>  $\alpha=40^\circ$ угол ориентации луча =  $20^\circ$ 



Рис. 1.32. Линза Ротмана  $\alpha = 45^{\circ}$  угол ориентации луча = 22,5°



Рис. 1.33. Линза Ротмана α = 35° β = 0,92

Обратим внимание на то, что эллиптическая кривая портов лучей — это простой способ реализации оптимальной кривой. Этим достигается 13%-ное уменьшение фазовой ошибки; фазовые ошибки для среднефокусных лучей при 17,5° становятся несколько более асимметричными, но находятся по-прежнему на

уровне значений ниже ошибок лучей 45<sup>0</sup>. Обратите внимание на то, что эллиптичность —0,3 изменяет основной радиус всего на 5%, поэтому амплитуды остаются практически неизменными. Главная ось эллипса портов лучей проходит вдоль оси линзы для этой эллиптичности.

Амплитудные ошибки рассчитываются с помощью диаграмм портов лучей и портов рупорных элементов с диаграммой sinc  $\pi$ u, где все значения ширины рупоров установлены на номинальное значение  $\lambda$  /2. Рупор каждого порта имеет свою ось, нормальную по отношению к кривой портов.



Рис. 1.32. Линза Ротмана  $\alpha = 35^{\circ} \beta = 0.92$ 

Это два примера из пар  $\alpha - \beta$  табл. 2 показывают, что ошибки амплитуды являются одинаковыми. Как и ожидалось, в случае широких углов ориентации луча ближний и дальний концы кривой портов элементов испытывают незначительные изменения амплитуды. По сравнению с убыванием амплитуды, необходимым для уровня боковых лепестков 25 дБ, эти ошибки амплитуды являются небольшими. Реальные линзы могут иметь значения ширины порта> $\lambda/2$ , поэтому можно ожидать, что спадание амплитуды будет увеличиваться, в особенности для краевых лучей.



Рис. 33. Линза Ротмана  $\alpha = 40^{\circ} \beta = 0.9$ 

Асимметрия амплитуды для внеосевых лучей может быть уменьшена путем направления рупора каждого порта на противоположную вершину вместо направления, нормального к кривой портов. Например, 9-лучевая 11-элементная линза а=40, $\beta$ =0,9  $\gamma$ =1,1, d=0.5  $\lambda$ ,  $\psi_m$  = 50, f1 = 4 $\lambda$  имеет убывание амплитуды для внешнего луча, как показано в таблице 3. Также показано убывание для рупоров, направленных на вершину. Использование ориентации на вершину создает заметное улучшение. Также несколько улучшается усиление.

Переливание излучения портов элементов и лучей, фазовые и амплитудные ошибки, несоответствия импедансов портов и потери в линии передачи, — все это способствует уменьшению коэффициента усиления линзы. Обратите внимание на то, что, как и в случае рупора, расположенного в фокусе и питающего зеркальную антенну, нет потерь распространения рупорного излучателя, что связано со свойством рупорного пути. Небольшое неравенство других путей отнесено к ошибкам пути. Коэффициент усиления фазовым И амплитудным будет рассчитываться здесь на основе перераспределения излучения порта и ошибок в апертуре. Поскольку расчет амплитудной ошибки включает диаграмму как порта луча, так и порта рупорного элемента, то перераспределение энергии

учитывается. Фазовые амплитудные ошибки в портах элементов передаются на решетку изотропных элементов. Далее проблема сводится к проблеме расчета симметричной линейной решетки усиления изотропных элементов с коэффициентами. Фактическое комплексными усиление тогда равняется множителю изотропной решетки, умноженному на коэффициент усиления элемента и на коэффициенты рассогласования импеданса.

Номер элемента	Оси, нормальные дуге, (дБ)	Оси через вершину, (дБ)
1	-8,49	-2,26
2	-7,03	-1,84
3	-5,50	-1,46
4	-4,29	-1,31
5	-3,33	-1,37
6	-2,58	-1,63
7	-2,04	-2,08
8	-1,70	-2,73
9	-1,57	-3,60
10	-1,68	-4,71
11	-2,08	-5,95

Таблица 3. Убывание амплитуды для внешнего луча; f1 =  $4\lambda$ 

Колебание усиления в зависимости от параметров является незначительным. Например, для типичной малой линзы происходит изменение только на 0,2 дБ от центрального до краевого луча. Значения усиления почти независимы от  $\alpha$ ,  $\beta$ ,  $\gamma$  и т.д. В случае большей решетки усиление растет как раз так, как ожидалось. Если взять тот же самый пример с 9 лучами, 11 элементами, диапазон усиления находится в пределах от 10,2 до 10, 4 средняя величина для центрального луча находится в пределах усиления 0,1 дБ для аналогичной однородно возбуждаемой решетки. Для данной линзы диапазон  $\xi$  равняется  $\pm$  0,756.

Эффекты перераспределения энергии рупорного облучателя и внутренние отражения линзы могут быть уменьшены либо путем использования ложных (заглушенных согласованной нагрузкой) рупорных излучателей, смежных

краевым рупорам, либо посредством использования поглотителя между концами дуги портов лучей и дугой портов элементов.

Процесс проектирования начинается с выбора центральной частоты, при которой рассчитываются все размеры. Далее выбирается начальное значение f1/ $\lambda$ , для того чтобы сохранить  $\xi_{max}$ , значительно ниже 0,8. Фокусное расстояние будет несколько меньше длины решетки. Далее, используя указания, выбираются значения  $\alpha$ ,  $\beta$ ,  $\gamma$ , для того чтобы: (1) расположить порт внешнего луча на незначительную величину за внешний фокус; (2) создать дуги портов лучей и портов элементов сопоставимой высоты и (3) добиться приемлемых фазовых и амплитудных ошибок на каждом входе. Достижение этого может потребовать регулировки f1/ $\lambda$  или d/ $\lambda$ , а также  $\alpha$ ,  $\beta$ ,  $\gamma$ . Использование эллиптической дуги портов лучей обычно не оправдано, за исключением больших линз.

Когда удовлетворяющая всем требованием конструкция будет выполнена на центральной частоте, на контрольных частотах рассчитываются фазовые и амплитудные ошибки для каждого порта, для оценки работоспособности во всем диапазоне частот. Конечно же, используются значения фактической ширины луча и ширины рупорного порта элемента. На этом этапе целесообразно рассчитать розетку лучей (набор диаграмм лучей) на каждой подходящей частоте. Может понадобиться некоторой компромисс и многократная регулировка параметров для получения хорошей широкополосности, а также для лучшей аккомодации эффектов взаимной связи. Хотя ширина линзы f1, меньше длины решетки, высота линзы всегда больше длины решетки. Размеры линзы уменьшаются обратно пропорционально квадратному корню из эффективной диэлектрической проницаемости для реализации как в виде полосковой, так и микрополосковой линии. На рис. 1.34 показана типичная микрополосковая линза Ротмана.



Рис. 1.34. Микрополосковая линза Ротмана.

## 2.2 Разработка математической модели модифицированной линзы Ротмана, выполненной на основе несимметричной полосковой линии.

Линзы Ротмана [109, 110] в простейшем своем исполнении представляют собой квазиоптические пучкообразующие электросети, в состав которых входят две основные части: первая часть - параллельные пластины линзы, ограниченной двумя фигурными контурами (контур порта луча и порта матрицы), и вторая часть - набором фазовращателей/линий задержки. Благодаря тому, что линзы Ротмана имеют свойство широкополосности и работают в достаточно большом диапазоне, они являются очень привлекательными для работы угловом многолучевых антенных решеток. Такие требования и свойства линзы являются важнейшим, а во многих случаях и решающим критерием для многих гражданских и военных систем, таких как 5G связь, многопользовательская связь и системы наблюдения и безопасности [110]. Большинство существующих образцов, описанных в литературе, представляют собой однослойные структуры, где полный разворот линзы превышает по размерам ее излучающие части [111-113], что приводит к увеличению габаритных размеров всей антенной системы. Насколько нам известно, до сих пор сообщалось лишь о нескольких способах уменьшения габаритных размеров таких линз, а именно:

1) использование материала с отрицательным показателем преломления (внутри полости линзы) [114];

2) складывание линзы в середине ее полости [115];

3) уменьшение длины линий задержки [116];

4) извилистость линий задержки [117];

5) многослойные конфигурации [118–120].

В работе Tekkouki et al. [120], рассказано о попытке уменьшить размер линз Ротмана при помощи технологии интегрированного волновода подложки (SIW) [121–125]. Суть состояла в размещении линий задержки и полости линзы в двух слоях, соединенных переходом на основе отражателя SIW и нескольких звездообразных щелей, распределенных вдоль контура порта матрицы линзы. В работе [120] азимутальная симметрия звездообразной линзы гарантирует эффективную связь падающей волны с углом падения при условии уменьшения полосы излучения. Лепестки линзы вдоль контуров портов решетки сделаны с определенными цилиндрическими переходными отверстиями, соединенными с ребристыми волноводными линиями задержки. Такие переходы позволяют улучшить полосу пропускания при большем угле обзора.

Была предпринята попытка уменьшить габаритные размеры линзы Ротмана, «свернув» её пополам. Модель линзы Ротмана показана на рис. 2.1.



Рис. 2.1. Модель линзы Ротмана, сложенной пополам

Перед тем, как создать опытную модель или макет антенной решетки необходимо провести ряд экспериментов, расчетов и подтвердить заданные технические характеристики ФАР. В данной работе была создана и посчитана

математическая модель линзы Ротмана, основанная на том, что ее свернули пополам. Эта модель состоит из 5 слоев металла, 3 из которых являются «землей», разделенных между собой слоями диэлектрика Rogers TMM 10i (проницаемость 9.8). Габаритные размеры печатной платы без разъемов - 500×225×7.41 мм<sup>3</sup>.

Конструкция и внешний вид линзы Ротмана:

Слои линзы Ротмана, свернутой пополам, а именно замыкание внешних земляных проводников было осуществлено при помощи переходных отверстий, показанных на рис. 2.2. Замыкание двух частей линзы также осуществлялось с помощью переходных отверстий.



Рис. 2.2. Слои линзы Ротмана, свернутой пополам

Для осуществления антенно-фидерного тракта использовались порты линзы, а именно соединение линзы и элементов АР производилось при помощи коаксиальных кабелей с сопротивлением 50 Ом. Кабели были сделаны одинаковой длины. На рис. 2.3 показаны порты линзы, ведущие к элементам антенной решетки.



Рис. 2.3. Порты линзы, ведущие к элементам антенной решетки

На рис. 2.3 продемонстрировано, каким образом осуществляется подключение к портам и какие порты являются диаграммообразующими, а какие балластными. Входы линзы 2-6 (а также симметричные им входы 7-9 и 22-23) являются диаграммообразующими, их число 10 соответствует числу лепестков. Порты 1 и 24 являются балластными.



Рис. 2.4. Входы линзы Ротмана по их назначению

Рассмотрим модель разворота на 180 градусов участка линзы Ротмана (рис 2.5), выполненной на основе несимметричной полосковой линии (внешние проводники – тело линзы, внутренний проводник – земля).



Рис. 2.5. Модель разворота на 180 градусов участка линзы Ротмана Падающая волна имеет только *z* - компоненту магнитного поля:

$$\vec{H} = \vec{z}_0 \cdot H_z.$$

У электрического поля могут быть две компоненты:

$$\vec{E} = \frac{\vec{rot}\left(\vec{E}\right)}{i\omega\varepsilon_{0}\varepsilon_{r}} = \left(\vec{x}_{0}\frac{\partial H_{z}}{\partial y} - \vec{y}_{0}\frac{\partial H_{z}}{\partial x}\right).$$
(29)

Из области 1 падает ТЕМ- волна, которая является основным типом волны, переносящим подавляющую долю энергии:

$$\vec{H}_{na\partial}^{(1)} = \vec{z}_{0} \cdot H_{na\partial}^{(1)}, \qquad (30)$$

$$H_{na\partial}^{(1)} = \exp\left(-ik_{0}\sqrt{\varepsilon_{r}}x\right), \qquad (30)$$

$$k_{0} = 2\pi / \lambda_{0}, \qquad \vec{E}_{na\partial}^{(1)} = \vec{y}_{0} \cdot E_{na\partial}^{(1)}, \qquad (30)$$

$$\vec{E}_{na\partial}^{(1)} = \vec{y}_{0} \cdot E_{na\partial}^{(1)}, \qquad (30)$$

В спектре отраженных волн в области (29) будут присутствовать ТЕМволна и волноводные моды Е- типа (с продольной *E<sub>x</sub>* - компонентой):

$$H_{omp}^{(1)} = \sum_{m=0}^{\infty} A_m \exp\left(i\gamma_m^{(1)}x\right) \cos\left(\frac{\pi m}{b}y\right),\tag{31}$$

где

$$\gamma_m^{(1)} = \sqrt{k_0^2 \varepsilon_r - \left(\frac{\pi m}{b}\right)^2}.$$

Электрическая компонента  $E_y$  - компоненты поля, касательной к границе раздела областей (29) и (31), а также – областей (30) и (31) при x=0:

$$E_{omp}^{(1)} = \frac{-1}{i\omega\varepsilon_0\varepsilon_r} \sum_{m=0}^{\infty} A_m i \gamma_m^{(1)} \exp\left(i\gamma_m^{(1)}x\right) \cos\left(\frac{\pi m}{b}y\right).$$
В области (30) магнитная и

электрическая составляющие поля могут быть записаны в виде:

$$H^{(2)} = \sum_{m=0}^{\infty} B_m \exp\left(i\gamma_m^{(1)}x\right) \cos\left(\frac{\pi m}{b}y\right).$$
(32)

Отметим, что под знаком экспоненты стоит величина  $\gamma_m^{(1)}$ , т.к. ширина областей (29) и (30) одинаковы

$$E^{(2)} = \frac{-1}{i\omega\varepsilon_0\varepsilon_r} \sum_{m=0}^{\infty} B_m i\gamma_m^{(1)} \exp\left(i\gamma_m^{(1)}x\right) \cos\left(\frac{\pi m}{b}y\right).$$

В области (31), с учетом граничных условий при  $y = \pm b$  и x = a:

$$H^{(3)} = \sum_{m=0}^{\infty} C_m \cos(\gamma_m^{(3)}(x-a)) \cos\left(\frac{\pi m}{2b}(y-b)\right),$$
(33)

$$\gamma_m^{(3)} = \sqrt{k_o^2 \varepsilon_r - \left(\frac{\pi m}{2b}\right)^2},$$
$$E^{(3)} = \frac{1}{i\omega\varepsilon_0 \varepsilon_r} \sum_{m=0}^{\infty} C_m \gamma_m^{(3)} \times \sin\left(\gamma_m^{(3)}(x-a)\right) \cos\left(\frac{\pi m}{2b}(y-b)\right)$$

Сшиваем касательные составляющие магнитного поля при *x*=0:

$$\exp\left(-ik_{0}\sqrt{\varepsilon_{r}}x\right) + \sum_{m=0}^{\infty}A_{m}\exp\left(i\gamma_{m}^{(1)}x\right)\cos\left(\frac{\pi m}{b}y\right) =$$

$$=\sum_{m=0}^{\infty}C_{m1}\cos\left(\gamma_{m1}^{(3)}(x-a)\right)\cos\left(\frac{\pi m}{2b}(y-b)\right), \quad x=0,$$

$$1+\sum_{m=0}^{\infty}A_{m}\cos\left(\frac{\pi m}{b}y\right) =$$

$$=\sum_{m=0}^{\infty}C_{m1}\cos\left(\gamma_{m1}^{(3)}a\right)\cos\left(\frac{\pi m}{2b}(y-b)\right)$$
(34)

Функцию  $\cos\left(\frac{\pi m}{b}y\right)$  представим в виде ряда:

$$\cos\left(\frac{\pi m}{b}y\right) = \sum_{m=0}^{\infty} d_{m1,m} \cos\left(\frac{\pi m 1}{2b}(y-b)\right),\tag{35}$$

где

$$d_{m1,m} = \frac{1}{2\pi} \int_{0}^{b} \cos\left(\frac{\pi m}{b} y\right) \cos\left(\frac{\pi m}{2b} (y-b)\right) dy =$$
$$= \frac{b\left(m1\sin\left(\pi m1/2\right) - 2m\sin\left(\pi m\right)\right)}{\pi^{2} \left(m1^{2} - 4m^{2}\right)}$$

Тогда условие  $H^{(1)} = H^{(3)}$  при x = 0 будет выглядеть так:

$$\sum_{m1=0}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} \left( A_m + \delta_{m,0} \right) d_{m1,m} \cos\left(\frac{\pi m 1}{2b} (y-b)\right) = \\ = \sum_{m1=0}^{\infty} C_{m1} \cos\left(\gamma_{m1}^{(3)} a\right) \cos\left(\frac{\pi m 1}{2b} (y-b)\right) , \qquad (36)$$

где

$$\delta_{m,0} = \frac{1}{0} \begin{array}{c} npu & m = 0 \\ npu & m \neq 0 \end{array}$$
 - символ Кронекера.

Отсюда:

$$\sum_{m=0}^{\infty} (A_m + \delta_{m,0}) \cdot d_{m1,m} = C_{m1} \cos(\gamma_{m1}^{(3)} a),$$
(37)

где

m1 = 0,1,..., $\infty$ .

Сшиваем касательные компоненты электрического поля  $E^{(1)} = E^{(3)}$  при x = 0:

$$\frac{ik_0\sqrt{\varepsilon_r}}{i\omega\varepsilon_0\varepsilon_r} - \frac{1}{i\omega\varepsilon_0\varepsilon_r}\sum_{m=0}^{\infty}A_m i\gamma_m^{(1)}\cos\left(\frac{\pi m}{b}y\right) = \\ = \frac{-1}{i\omega\varepsilon_0\varepsilon_r}\sum_{m=0}^{\infty}C_{m1}\gamma_{m1}^{(3)}\sin\left(\gamma_{m1}^{(3)}a\right)\cos\left(\frac{\pi m}{2b}(y-b)\right),$$

подставив вместо  $\cos\left(\frac{\pi m}{b}y\right)$  его выражение по базисным функциям  $\cos\left(\frac{\pi m l}{2b}(y-b)\right)$ , получим:

(38)

 $\sum_{m=0}^{\infty} d_{m1,m} \left( ik_0 \sqrt{\varepsilon_r} \delta_{m,0} - A_m i \gamma_m^{(1)} \right) =$  $= -C_{m1} \gamma_{m1}^{(3)} \sin\left(\gamma_{m1}^{(3)} a\right),$ 

где

$$m1 = 0, 1, \dots, \infty$$
.

Сошьем  $H^{(2)} = H^{(3)}$  при x = 0:

$$\sum_{m=0}^{\infty} B_m \cdot g_{m1,m} = C_{m1} \cos\left(\gamma_{m1}^{(3)}a\right), \tag{39}$$

где

$$g_{m1,m} = \frac{1}{2\pi} \int_{-b}^{0} \cos\left(\frac{\pi m}{b}y\right) \cos\left(\frac{\pi m1}{2b}(y-b)\right) =$$
  
$$m1 = 0,1,...,\infty, = \frac{2bm1\sin\left(\pi m1/2\right) - 4bm\sin\left(\pi m\right) \left(2\sin^2\left(\pi m1/2\right) - 1\right) + 2bm1\sin\left(\pi m1\right) \left(2\sin^2\left(\pi m/2\right) - 1\right)}{2\pi \left(\pi m1^2 - 4\pi m^2\right)}$$

Сошьем  $E^{(2)} = E^{(3)}$  при x = 0:

$$\sum_{m=0}^{\infty} g_{m1,m} B_m i \gamma_m^{(1)} = C_{m1} \gamma_{m1}^{(3)} \sin\left(\gamma_{m1}^{(3)}a\right), \tag{40}$$

где

 $m1 = 0, 1, \dots, \infty$ .

Редуцируем систему линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) (37, 38, 39, 40), ограничив число волноводных мод в областях (29), (30), (31):

Пусть m1 = 0, 1, ..., M1 - 1, где M1 - четное число.

Тогда, учитывая, что ширина областей (39) и (30) в направлении у одинакова,  $m = 0, 1, ..., \frac{M1}{2} - 1$ .

В подтверждении математической модели было проведено математическое моделирование и исследованы частотные зависимости модуля отражения и коэффициента передачи разворота на 180 градусов участка линзы Ротмана, выполненной на основе несимметричной полосковой линии. Толщина
диэлектрика была выбрана – b=0.762 мм, диэлектрическая проницаемость 9.8, тангенс угла диэлектрических потерь 0.002 (Rogers TMM10i). На рис. 2.6 продемонстрированы вышеупомянутые зависимости.





Рассмотренная математическая модель процесса дифракции плоской электромагнитной волны Н–поляризации единичной амплитуды, реализованная при помощи сшивания систем линейных алгебраических уравнений, показала, что данная математическая модель является подтверждением возможности конструирования нашей модифицированной линзы Ротмана.

Также было проведено математическое моделирование макета модифицированной линзы Ротмана и показаны частотные зависимости коэффициента отражения и коэффициента передачи, из которых можно сделать вывод о конкурентоспособности данной антенной системы.

#### 2.3 Выводы по главе 2

Проведен сравнительный анализ диаграммообразующих схем многолучевых антенных систем с одно- и двухкоординатным диаграммообразованием. Разработана и апробирована методика проектирования диаграммообразующих схем на основе печатной линзы Ротмана, выполненной по

технологии несимметричной полосковой линии, а также – симметричной полосковой линии. Разработана модель разворота на 180 градусов тела линзы Ротмана, основанная на использовании метода частичных областей и метода редуцирования парных бесконечных систем линейных алгебраических уравнений с учетом условия Мейкснера на острых ребрах. Показано, что наличие разворота у тела линзы Ротмана не приводит к существенному ухудшению качества согласования ее входов, а также – к появлению значимых фазовых искажений сигналов на антенных входах линзы.

### 3. Исследование и разработка перспективных путей построения фазированных антенных решетках и решеток с диаграммообразующей схемой на основе печатной линзы Ротмана.

Одной из современных тенденций развития антенных систем базовых станций сотовой связи является разделение каналов не только по виду модуляции, частоте, времени, поляризации, но и - в пространственной области, путем формирования достаточно узких лепестков диаграммы направленности на основе многолучевых антенных систем (МАС). МАС может выполнять одновременное сканирование несколькими лучами многолучевой диаграммы направленности в широкоугольном секторе. Сигналы, поступающие на антенну с различных направлений, могут быть разрешены по угловым координатам и переданы на соответствующие входы антенной системы. Такое же пространственное разделение сигналов может быть реализовано и в обратном канале связи.

Для оптимального использования доступных частотных диапазонов большинство поставщиков беспроводных услуг ограничивают мультиплексирование с пространственным разделением до трех секторов в полноазимутальном пространстве.

Используя несколько лучей МАС, мы можем увеличить количество секторов и повторно использовать доступные частоты в этих дополнительных секторах, что позволяет существенно увеличить количество абонентов. Более того, формирование узких лучей в МАС позволяет существенно увеличить отношение сигнал / шум на выходе приемной антенной системы и передавать данные, голосовые и видеосигналы на значительное расстояние в различных направлениях без использования ретрансляционных станций. В результате формирования дополнительных направленных лучей можно снизить эксплуатационные расходы и значительно повысить пропускную способность, надежность и качество сети [131, 132]. В радиолокационных системах МАС могут повышать скорость обнаружения целей и сопровождать большое количество целей [133, 134].

Основными компонентами МАС являются антенная решетка и диаграммообразующая схема [135]. Для реализации полного потенциала МАС в равной степени важны электрические и конструктивные параметры обоих компонентов. Антенная система, как правило, состоит из большого количества дипольных элементов или патч-антенн, объединенных в антенную решетку. Схема формирования диаграммы направленности обеспечивает необходимый фазовый сдвиг на всех элементах антенны для формирования лучей в различных направлениях.

Существует несколько типов конструкции МАС: МАС на основе набора однолучевых антенн; активные фазированные антенные решетки; МАС на основе матриц Батлера и Бласса; отражательные МАС; МАС на основе линзы Ротмана. Рабочие характеристики и примеры дизайна этих МАС представлены ниже.

МАС на основе набора однолучевых антенн используются в базовых станциях сотовой связи, а также в станциях спутниковой связи Ки / Ка-диапазона и миллиметрового диапазона [136]. Каждую однолучевую антенну можно сделать независимой, чтобы обеспечить оптимальное покрытие для данной соты, изменяя форму, ширину и угол луча. Кроме того, каждую антенну можно независимо оптимизировать заданного для частотного диапазона И поляризации. MAC Производительность таких ограничена размером только ИХ И ограничениями при установке.

Активные фазированные антенные решетки (АФАР) могут независимо управлять амплитудой и фазой сигнала, благодаря чему они обладают широкой функциональностью, но это – весьма сложные, громоздкие, энергоемкие и дорогие системы [137, 138]. Эти факторы ограничивают использование АФАР в основном радарами специального назначения [139] или уникальными станциями спутниковой связи (в том числе бортовыми).

МАС, основанные на матрицах Батлера [140] и Бласса [141], обладают способностью формировать ортогональные лучи. Такие схемы формирования луча являются более компактными, чем квазиоптические формирователи луча. Кроме того, они могут изготавливаться на печатных платах и за счет этого иметь

малый вес и стоимость [142, 143]. Однако матрицы более высокого порядка обладают повышенной рассеиваемой способностью и сложностью.

Рефлекторные МАС имеют одно или несколько зеркал и систему портов. Основная проблема таких антенн - низкая плотность угловой дискретизации [144]. В случае отклонения лучей на большой угол возникают фазовые искажения, приводящие к уменьшению плотности потока мощности в заданном направлении и уменьшению развязки между лучами. Однако отражательные МАС являются предпочтительным решением для спутниковой связи из-за их высокого усиления и низкого уровня боковых лепестков [145, -, 147].

МАС на основе линзы Ротмана представляет собой компактное устройство, которое может быть изготовлено как методом технологии производства печатных плат, так и аддитивными методами [148, 149]. В последние годы они нашли множество применений в мобильных и портативных радарах [150] и в базовых станциях сотовой связи [151]. Цюян Лян и др. [152] разработали компактную линзу Ротмана с преобразователем импеданса Чебышева вместо традиционного линейного конусообразного перехода. По сравнению с традиционным переходом, трансформатор импеданса Чебышева имеет небольшой размер и низкие вносимые потери, а также может реализовать хорошее согласование импеданса. Ершади и др. [153] предложили использовать метод оптимизации «роя пчел», чтобы минимизировать фазовую ошибку в апертуре антенной решетки. Джейхен Ким и др. [154] предложили диэлектрическую пластинчатую линзу Ротмана с меньшими потерями и меньшим взаимным влиянием между портами, чем линзы Ротмана, изготовленные с помощью технологии производства печатных плат.

# 3.1 Проектирование перспективных конструкций антенных решеток с диаграммообразующей схемой на основе печатной линзы Ротмана

Радиопеленгация источников радиоизлучений (ИРИ) является одной из приоритетных областей применения систем радиоконтроля. Среди важных направлений улучшения аппаратуры радиопеленгации можно выделить следующие: повышение энергетического потенциала комплексов в сверхширокой

полосе частот, повышение надежности их функционирования, уменьшение габаритных размеров аппаратуры, обеспечение хорошей повторяемости ее характеристик в серийном производстве, снижение стоимости [155, 156]. Применение технологии производства печатных плат для реализации элементов и диаграммообразующих схем (ДОС) фазированных антенных решеток (ФАР) позволяет достичь всех обозначенных выше целей. При этом существенного повышения энергетического потенциала аппаратуры позволяет добиться применение линз Люнеберга (при полноазимутальной зоне действия комплекса) или линз Ротмана (при секторном обзоре пространства) в печатном исполнении с размещенными на них малошумящими усилителями высокой частоты [157-159]. В настоящей работе предложены варианты построения радиопеленгаторных антенных решеток с однокоординатным управлением диаграммы направленности с ДОС на основе печатной линзы Ротмана, приведены результаты их электродинамического моделирования методом Вейланда [160].

Вертикальные линейные антенные решетки, запитанные с помощью линзы Ротмана:

Для повышения разрешающей способности радиопеленгаторов СВЧ и КВЧ диапазонов волн в угло-местной плоскости перспективным является использование вертикальных линейных антенных решеток, запитанных с помощью линзы Ротмана.

Весьма привлекательной идеей является изготовление антенной решетки и линзы Ротмана в виде единой печатной платы, представленной на рис. 3.1 и 3.2.



Рис. 3.1. Интегрирование линейной антенной решетки из элементов Вивальди с линзой



Ротмана





б)



Рис. 3.2. Антенная решетка из вибраторных логопериодических антенн, интегрированная с линзой Ротмана

Линза Ротмана может быть реализована в виде несимметричной или полосковой Несимметричная симметричной линии. полосковая ЛИНИЯ конструктивно проще, однако симметричный вариант исполнения имеет ряд преимуществ: практически не имеет потерь на излучение, более компактен. Кроме того, реализация линзы Ротмана с помощью симметричной полосковой линии (две земли и между ними тело линзы с трансформаторами и участком принудительного преломления) дает возможность свернуть ДОС в рулон достаточно малого диаметра. В теле линзы Ротмана, на участке принудительного преломления, а также в экспоненциальных трансформаторах преобладает ТЕМволна, направления распространения которой и фазовая скорость не претерпевают существенных изменений при сворачивании ДОС в рулон. В этом случае свернутая в рулон ДОС будет выполнять дополнительную роль стойки жесткости, на которой расположена вертикально ориентированная антенная решетка, как это показано на рис. 3.3.



Рис. 3.3. Кольцевая антенная решетка из линейных вертикальных антенных подрешеток, питаемых с помощью линз Ротмана, свернутых в спирали небольшого диаметра

Для реализации данного подхода диэлектрик должен быть достаточно гибким и тонким, однако следует помнить о том, что при уменьшении толщины диэлектрической подложки неизбежен рост потерь в металле. Поэтому следует выбирать ламинат со слоем металла, выполненным по технологии проката (при гальваническом осаждении металла омические потери будут существенно большими). Антенная система, модель которой показа на на рис. 3.3, дает возможность реализовать двухкоординатное управление диаграммой направленности: по азимуту в диапазоне от 0<sup>0</sup> до 360<sup>0</sup>, а также по углу места в секторе  $\pm 45^0$  (макси мально достижимый сектор сканирования антенной решетки с ДОС в виде линзы Ротмана достигает  $\pm 60^0$ ).

Линейная антенная решетка на основе сверхширокополосных плоских вибраторов, запитанных с помощью линзы Ротмана:

Весьма перспективными элементами для построения антенных решеток, диаграмма направленности которых управляется с помощью линзы Ротмана, являются сверхширокополосные плоские вибраторы с рефлектором и директором, показанные на рис. 3.4. Каждый вибратор запитан помощью полоскового симметрирующего и согласующего трансформатора. Полоса рабочих частот вибратора – от 1 ГГц до 3 ГГц, габаритные размеры – 58×58×53.5 мм<sup>3</sup>. В процессе

анализа уединенного антенного элемента использовалась численного его упрощенная физическая модель: непосредственно к рефлектору примыкала бесконечно протяженная электрическая стенка. Таким образом была проведена оценка характеристик согласования элемента в наиболее неблагоприятном случае; главный лепесток диаграммы направленности элемента В данном случае наименьшей шириной, характеризуется ЧТО позволяет получить оценку минимально возможного сектора сканирования.



Рис. 3.4. Сверхширокополосный вибратор с рефлектором и директором

Входные характеристики плоского вибратора с рефлектором и директором приведены на рис. 3.5, 3.6.



Рис. 3.5. Номограмма Смита уединенного плоского вибраторного антенного элемента с рефлектором и директором



Рис. 3.6. Коэффициент отражения (S<sub>11</sub>), дБ, на входе уединенного плоского вибраторного антенного элемента с рефлектором и директором

Частотные зависимости эффективности излучения и суммарного коэффициента полезного действия (обе зависимости в дБ) приведены на рис. 3.7.



Рис. 3.7. Потери в диэлектрике и металле в уединенном антенном элементе (линия 1) и суммарные потери с учетом рассогласования антенного элемента (линия 2)
Анализ показал, что форма диаграммы направленности остается практически неизменной в полосе частот с трехкратным перекрытием, рис. 3.8.



в) частота 3 ГГц

Рис. 3.8. Объёмная диаграмма направленности вибраторного антенного элемента в полосе частот 1 ГГц – 3 ГГц

Ширина главного лепестка в азимутальной плоскости x0 у изменяется в полосе частот от 1 до 3 ГГц в пределах от 76<sup>0</sup> до 111<sup>0</sup>; коэффициент направленного действия изменяется от 7.5 дБи до 9.5 дБи.

Модель линейной антенной решетки из 10 плоских вибраторных элементов с общим рефлектором и директорами показана на рис. 3.9



Рис. 3.9. Линейная антенная решетка из 10 вибраторных элементов с общим рефлектором и директорами

Отметим интересный момент: благодаря взаимной связи по внешнему полю между соседними элементами существенно улучшается согласование в низкочастотной области исследуемого диапазона частот 1 ГГц – 3 ГГц, что выражается в уменьшении суммарных потерь вплоть до 6 дБ (рис. 3.10). Диаграмма направленности антенной решетки на ряде дискретных частот приведена на рис. 58, 59.



Рис. 3.10. Потери в диэлектрике и металле в элементе, находящемся в составе антенной решетки – линия 1; суммарные потери (с учетом рассогласования антенного элемента)–линия 2



а) частота 1,5 ГГц



б) частота 2 ГГц



в) частота 3 ГГц

Рис. 3.11. Диаграмма направленности антенной решетки при фазировании главного лепестка в направлении 45<sup>0</sup> от нормали (сектор сканирования в угло-местной плоскости составляет ± 45<sup>0</sup> от нормали)



Рис. 3.12. Разрезы в плоскости сканирования диаграммы направленности антенной решетки при фазировании главного лепестка в направлении 45<sup>0</sup> от нормали

Для формирования диаграммы направленности антенной решетки в секторе сканирования шириной  $90^{0}$  используется печатная линза Ротмана. Линза выполнена в виде симметричной полосковой линии на материале Rogers 3003, полная толщина 1 мм. Сектор сканирования составляет  $\pm 45^{0}$  от нормали. Топология линзы показана на рис. 3.13.



Рис. 3.13. Топология линзы Ротмана

На рис. 3.14–3.20 показаны основные характеристики антенной решетки с ДОС на основе печатной линзы Ротмана. На рис. 3.21 приведен вид типичной диаграммы направленности ФАР с линзой Ротмана.



Рис. 3.14. Частотные зависимости коэффициентов отражения S11 от входов линзы, дБ



Рис. 3.15. Частотные зависимости углового положения максимума главного лепестка антенной решетки при запитки центрального и боковых портов линзы Ротмана



Рис. 3.16. Ширина главного лепестка ДН антенной решетки, град., по уровню -3 дБ в плоскости сканирования в полосе частот 1 ГГц – 3 ГГц при запитки центрального и боковых портов линзы Ротмана.



Рис. 3.17. Частотные зависимости коэффициента усиления (с учетом потерь и рассогласования) антенной решетки, запитанной с помощью линзы Ротмана.



Рис. 3.18. Частотные зависимости уровня боковых лепестков (дБ) антенной решетки, запитанной с помощью линзы Ротмана



Рис. 3.19. Частотные зависимости потерь (дБ) в диэлектрике и металле антенной



решетки, запитанной с помощью линзы Ротмана

Рис. 3.20. Частотные зависимости полных потерь (дБ) в диэлектрике, металле, балластных резисторах линзы Ротмана и потерь на рассогласование антенной решетки, запитанной с помощью линзы Ротмана



Рис. 3.21. Диаграмма направленности антенной решетки, запитанной с помощью линзы Ротмана, на частоте 2.5 ГГц

## 3.2 Разработка и исследование линейной антенной решетки из печатных логопериодических антенн, запитанных с помощью линзы Ротмана.

В данном разделе рассмотрена возможность построения широкополосной линейной антенной решетки для радиопеленгаторной ФАР с широкоугольным сканированием из печатных ЛПДА с запиткой печатной линзой Раппапорта, являющейся разновидностью линзы Ротмана. Приведены результаты электродинамического моделирования предложенной конструкции методом Вейланда [161].

Модель антенной решетки показана на рис. 3.22. ФАР состоит из 16 печатных ЛПДА, каждая из которых выполнена с применением технологии производства печатных плат из высокочастотного материала ТММ 4 фирмы Rogers толщиной 1,5 мм с параметрами  $\varepsilon_r = 4,5$ , tg $\delta_3$ =0,002 [6]. Размеры печатной платы составляют 257 мм х 148 мм.



Рис. 3.22 Антенная решетка из 16 элементов

Период ФАР *d* был выбран равным 58 мм исходя из условия *d*  $<\lambda_{min}/(1+cos(\varphi_{max}))$  для обеспечения отклонения главного лепестка от нормали к плоскости решетки в пределах  $\varphi_{max} = 90^0 / 2=45^0$  в диапазоне частот от 1 до 3 ГГц. Высота ФАР составляет 148 мм, ширина – 871,5 мм, глубина – 256,8 мм. Модель одиночной ЛПДА показана на рис. 3.23. Запитка ЛПДА в составе ФАР осуществляется с помощью печатной линзы Раппапорта [163, 164], являющейся разновидностью линзы Ротмана, в которой минимизированы фазовые искажения сигналов, подающихся на входы элементов ФАР (рис. 3.24).



Рис. 3.23. Топология (одна сторона) печатной логопериодической антенны



Рис. 3.24. Линза Раппапорта

Аналогично ЛПДА, линза выполнена с применением технологии производства печатных плат из высокочастотного материала AD 1000 фирмы Rogers толщиной 3.226 мм с параметрами  $\varepsilon_r = 10,2$ , tg $\delta_3=0,0023$  [165]. Размеры печатной платы составляют 490 мм х 430 мм.

16 верхних выходов линзы Раппапорта (рис. 3.24) подключаются к элементам антенной решетки. 12 нижних входов в центре (низ рис. 3.23) подключаются к высокочастотному коммутатору. Два крайних порта снизу подключаются к балластным резисторам номиналом 50 Ом каждый. Входы и выходы линзы – несимметричные полосковые линии с волновым сопротивлением 50 Ом.

Результаты электродинамического моделирования:

Частотные зависимости коэффициентов стоячей волны на входах линзы Раппапорта, подключаемых к высокочастотному коммутатору, представлены на рис. 3.25. Развязка соседних портов не менее 10 дБ в полосе частот от 1 ГГц до 1,7 ГГц и не менее 15 дБ в полосе частот от 1,7 ГГц до 3 ГГц (рис. 3.26).



Рис. 3.25. КСВН на входах линзы Раппапорта в полосе частот от 1 ГГц до 3 ГГц



Рис. 3.26. Развязка (дБ) между входами линзы Раппапорта в полосе частот от 1 ГГц до 3

#### ΓГц

При диаграммы отклонении главного лепестка направленности В азимутальной плоскости на угол ±45°от направления нормали к апертуре ФАР значения коэффициентов отражения на входах антенных элементов не превышают -10 дБ в исследуемой полосе частот от 1 ГГц до 3 ГГц (рис. 3.27). При этом суммарные потери мощности в антенной системе не превышают 0,65 дБ (рис. 3.28).



Рис. 3.27. Частотные зависимости коэффициентов отражения антенной решетки в полосе частот от 1 ГГц до 3 ГГц при отклонении главного лепестка на угол 45 градусов от нормали



Рис. 3.28. Частотная зависимость КПД (в дБ) антенной решетки при отклонении главного лепестка на угол 45 градусов от нормали в полосе частот от 1 ГГц до 3 ГГц

Диаграммы направленности (ДН) в азимутальной плоскости ФАР из 16 печатных ЛПДА, запитанной с помощью линзы Раппапорта, приведены на рис. 3.29, 3.30.







б) частота 2 ГГц



в) частота 3 ГГц

Рис. 3.29. ДН ФАР при отклонении главного лепестка на угол 45 градусов от нормали



в) частота 3 ГГц

Рис. 3.30. Нормированные на максимальное значение ДН ФАР в азимутальной плоскости

При моделировании использовалось всего 10 диаграммообразующих портов линзы Раппапорта. По два порта слева и справа нагружены на балластные резисторы номиналом 50 Ом. Таким образом, фактический диапазон сканирования рассматриваемой ФАР шире, чем 90 градусов, на ширину двух лучей, которые в данном случае не используются.

При отклонении главного лепестка на угол 45<sup>0</sup> от нормали к апертуре ФАР величина коэффициента усиления антенной решетки равна 14,3 дБ на частоте 1 ГГц и увеличивается до 18,2 дБ на частоте 3 ГГц.

С целью обеспечения технологичности ЛПДА были размещены между двумя металлическими экранами. В результате моделирования этой конструкции было выяснено, что параметры ФАР не ухудшаются. ДН изменой ФАР показаны на рис. 71.







б) частота 1,7 ГГц



в) частота 3 ГГц

Рис. 3.31. ДН 16-ти элементной ФАР, размещенной между двумя металлическими экранами, при отклонении главного лепестка на угол 45 градусов от нормали

Антенную систему можно также использовать в режиме многолучевого диаграммообразования (формировать сразу 10-12 лепестков в секторе 90-110 градусов). В этом случае требуется многоканальный приемник.

# 3.3 Антенная система на основе плоской линзы Люнеберга со сквозными круглыми отверстиями и осесимметричного тем-рупора

Одним из ключевых подходов для реализации принципов работы беспроводных сетей является использование ранее неиспользуемых полос электромагнитного спектра в более высоких частотных диапазонах, в частности в миллиметровом (мм) и терагерцовом (ТГц) диапазонах. В настоящее время беспроводные сети преимущественно работают на частотах от 0,1 до 10 ГГц, так как в этом диапазоне существуют ключевые преимущества для широкополосных устройств, а именно: простота изготовления и простота модуляции сигнала по сравнению с другими. На более высоких частотах увеличиваются потери распространения электроэнергии и размеры устройств должны быть сильно меньше, из-за этого увеличивается сложность изготовления. Все эти проблемы на данный момент решаются. Кроме того, переход на мм-волну также включает в себя изменение директивной связи, а не вещания, что создает новые проблемы [166, 167].в рамках будущих беспроводных сетей. Для использования сотовой связи в городских условиях используются частоты мм- волн ≈28ГГц – 37ГГц [168-

171], причем диапазон 25-40 ГГц используется Федеральной комиссией по связи в США [172], в то время как частота от 55 до 100 ГГц может быть использована для принципа 5G сети [171, 173-175].

Трансформационный электромагнетизм -ЭТО быстро развивающаяся технология, которая обеспечивает повышенный контроль электромагнитных волн за счет контроля пространственного изменения свойств материала [176, 177]. Одной ИЗ областей, которое привлекло большое внимание, является использование трансформационного электромагнетизма для изменения формы (квази) оптического устройства (линзы или отражателя) с сохранением, при этом, электромагнитных характеристик путем изменения диэлектрической проницаемости. Одним из примеров является линза Люнеберга [178]. Линза Люнеберга (ЛЛ) представляет собой сферическую линзу с непрерывно изменяющимся показателем преломления, так что она имеет относительную диэлектрическую проницаемость ≈2 в центре и 1 на внешней поверхности (поскольку относительная проницаемость равна единице на интересующих практической частотах) [179]. В реализации непрерывная вариация аппроксимируется дискретными оболочками с различными диэлектрическими проницаемостями. Ключевая особенность ЛЛ заключается в том, что точечный источник, расположенный на поверхности, создает коллимированный луч с другой стороны линзы.

В этой работе рассмотрена линза Люнеберга, спроектированная на заземляющей системе при помощи технологии изготовления круглых отверстий в теле линзы. Показаны несколько вариантов реализации данной линзы. Рассмотрены несколько вариантов того, какими должны быть отверстия в теле линзы для предпочтительного режима работы, сделаны выводы о каждом. При помощи математического, численного анализа исследована разница в случаях наличия или отсутствия «крышек» у «чашек», образующих ТЕМ-рупор в виде фигуры вращения.

Моделирование антенной системы, конструкция линзы Люнеберга:

Перечислим основные критерии, учитываемые при разработке многолучевой антенной системы:

- возможность формирования 8 лепестков в азимутальном секторе шириной 90° в полосе частот от 8 до 18 ГГц, поляризация – вертикальная;

- ширина лепестков в азимутальной плоскости по уровню -3 дБ – не менее 11°;

- ширина лепестков в угло-местной плоскости – не менее 30°;

- вид управления диаграммой направленности – коммутационное сканирование;

- возможность реализации моноимпульсного пеленгования;

- простота конструкции и технологии изготовления;

- минимизация массы и габаритных размеров.

При проектировании замедляющей системы, реализующей плоскую линзу Люнеберга с оболочкой, коэффициент преломления оболочки 1.1 (рис. 3.32), использовался наиболее простой вид технологии – изготовление системы круглых отверстий.



Рис. 3.32. Зависимость эффективного коэффициента преломления от радиуса в линзе Люнеберга с оболочкой

Конструкция антенной системы представлена в виде ТЕМ-рупора в виде двух «чашек», между днищами которых размещена замедляющая структура, 101

возбуждающаяся с помощью системы полосковых симметрирующих И согласующих трансформаторов рис. 3.33(а). На рис. 3.33(б) снята верхняя «чашка» ТЕМ-рупора, сверху расположена диэлектрическая пластина с системой круглых отверстий, формирующая необходимый закон изменения эффективного коэффициента преломления от радиуса (материал - Rogers 5880, толщина - 0.508  $\varepsilon_r = 2.2$ ). Особенностью данной конструкции является сквозные круглые MM. отверстия в плоской линзе Люнеберга. Минимальный диаметр отверстия – 0.4 мм; максимальный – 2.6 мм. Минимальная ширина перегородки между отверстиями – около 0.3 мм. Всего – 1295 отверстий (диаметры - 0.4, 0.6, 0.8, 1.0, 1.2, 1.4, 1.6, 1.8, 2.0, 2.2, 2.4, 2.6 мм).



Рис. 3.33. Конструкция антенной системы в виде ТЕМ-рупора а) внешний вид антенной системы б) внешний вид антенной системы без верхней «чашки»

Входные характеристики фазированной антенной решетки (ФАР), а именно частотные зависимости модулей S параметров, номограммы Смита и

коэффициент стоячей волны по напряжению (КСВН) при запитки 1-4 портов показаны на рис. 3.34.

В низкочастотной области рассматриваемого диапазона частот от 8 до 18 ГГц хорошее согласование портов достигается за счет увеличения взаимной связи между соседними портами, что приводит к снижению коэффициента полезного действия, что подтверждается рис. 3.35. На рис. 3.35 показаны потери в материалах (дБ) - верхнее семейство кривых, и суммарные потери, с учетом потерь в балластах и рассогласования портов - нижнее семейство кривых, при запитки 1-4 портов







Рис. 3.34. Входные характеристики ФАР при запитки 1-4 портов а) частотные зависимости модулей S – параметров при запитки 1-4 портов б) номограммы Смита для 1-4 портов в) КСВН при запитки 1-4 портов



Рис. 3.35. Потери в материалах, дБ

На рис. 3.36 и 3.37, соответственно, показаны диаграммы направленности антенной системы в азимутальной и угло-местной плоскостях, для 1-4 портов. Из рис. 3.36 и 3.37 видно, что с ростом частоты имеет место тенденция выравнивания коэффициентов направленного действия для портов 1-4. Это можно объяснить уменьшением потерь мощности в соседних портах антенной системы вследствие увеличения роста развязки между портами с ростом частоты. Также можно отметить тенденцию к симметрированию диаграммы направленности в угломестной плоскости с ростом частоты (рис. 3.36), что объясняется увеличением электрического размера расширяющихся полос симметрирующих и согласующих трансформаторов, рис. 3.33 (a).



Рис. 3.36. ДН в азимутальной плоскости при запитки 1-4 портов (дБ) а) f=8 ГГц б) f=12 ГГц в) f=18 ГГц



Рис. 3.37. ДН в угло-местной плоскости при запитки 1-4 портов (дБ) а) f=8 ГГц б) f=12 ГГц в) f=18 ГГц

#### 3.4 Выводы по главе 3

- Рассмотрены варианты построения радиопеленгаторных антенных решеток с однокоординатным управлением диаграммы направленности с ДОС на основе печатной линзы Ротмана. Показана возможность интегрального

исполнения сверхширокополосной антенной решетки с коммутационным сканированием в плоскости вектора напряженности электрического поля с ДОС на основе печатной линзы Ротмана. Наиболее удобными для реализации видами излучателей являются печатные логопериодические антенны и антенны Вивальди.

При использовании в качестве элементов решетки плоских вибраторов с общим рефлектором и директорами удается повысить коэффициент полезного действия элементов в составе решетки за счет взаимного влияния излучателей по внешнему полю.

Рассмотренные варианты линейных антенных решеток, управляемых с помощью линзы Ротмана, могут использоваться для построения антенных решеток с двухкоординатным сканированием.

- Показана возможность реализации широкополосной линейной антенной решетки для радиопеленгаторной ФАР с широкоугольным сканированием из печатных ЛПДА с запиткой печатной линзой Раппапорта.

Предложенная ФАР функционирует в широком диапазоне частот от 1 ГГц до 3 ГГц со значением КСВН не более 2,8 при угле сканирования в азимутальной плоскости не менее  $90^{0}$  (±45<sup>0</sup> от направления нормали к апертуре ФАР).

Возможно функционирование в режиме одновременного формирования 10-12 лепестков в секторе 90-110 градусов.

Рассмотренный вариант реализации ФАР может использоваться в качестве подрешетки для построения антенной системы с двухкоординатным коммутационным сканированием в полосе частот с коэффициентом перекрытия равным трём.

-При использовании круглых сквозных отверстий для создания замедляющей структуры плоской линзы Люнеберга предпочтительным является реализация линзы с оболочкой, т.к. имеются ограничения на толщину перегородок между соседними отверстиями и отклонения от заданного закона изменения эффективного коэффициента преломления в линзе без оболочки приводит росту боковых лепестков И уменьшению коэффициента к направленного действия.

Ближе к периметру отверстия желательно располагать в шахматном порядке, с включением отверстий меньшего диаметра между более крупными отверстиями.

Результаты численного анализа показали, что не наблюдается существенной разницы в случаях наличия или отсутствия «крышек» у «чашек», образующих ТЕМ-рупор в виде фигуры вращения. Конструкция с «крышками» является более жесткой.

Исследовались ТЕМ-рупоры с различным законом раскрыва: линейным, экспоненциальным и формой, определяемой квази-Чебышевским законом. Исследования показали, что наилучшими характеристиками по качеству согласования обладают ТЕМ-рупоры с экспоненциальной формой раскрыва. Вследствие уменьшения отражений в ТЕМ-рупорах с экспоненциальной формой раскрыва наблюдалось также уменьшение уровня боковых лепестков в азимутальной плоскости.
## 4. Натурные экспериментальным исследованиям перспективной базовой станции сотовой связи в качестве диаграммообразующей схемы в которой использована модификация линзы Ротмана.

### 4.1 Описание конструкции и принципов функционирования МАР

На рисунке 4.1 приведена структурная схема приемных антенных систем.

В состав приемных антенных систем входят:

- Антенная система, обеспечивающая сканирование диаграммы направленности в азимутальной плоскости (ФАР - АС) - 4 шт;

-Антенная система, обеспечивающая сканирование диаграммы направленности в угломестной плоскости (ФАР - УС) - 4 шт;

- Блок коммутации и калибровки – 1 шт.;

- Наземный блок управления и питания – 1 шт;

- кабель питания «+48 В» длиной 30 м – 1 шт.;

- кабель интерфейса «RS-485» длиной 30 м – 1 шт.;

- программное обеспечения для ПЭВМ типа IBM PC под OC Windows для управления коммутацией и калибровкой – 1 комплект на CD;

- калибровочный генератор с перестройкой по частоте в диапазоне 1150...1650 МГц.

Для тестирования каналов многоканального приемного устройства в состав блок коммутации входит схема для ее реализации.

Тестирование осуществляться по команде от наземного блока управления путем отключения выходов соответствующих антенных элементов в решетке и подключения их через коммутатор сигнала к выходу тестового генератора через делитель мощности (по числу приемных каналов).

Тестовый (калибровочный) генератор формирует следующие виды сигналов с перестройкой по частоте в диапазоне 1150...1650 МГц:

- немодулированное гармоническое колебание;

- последовательность радиоимпульсов длительностью 10 мкс и периодом следования 10 мс.

Делитель мощности в пределах диапазона рабочих частот обеспечивает разветвление сигнала с выхода тестового генератора с одинаковой мощностью (отличие не более 0,3 дБ) и одинаковыми фазовыми сдвигами (разность фаз между любой парой выходов делителя мощности не должна превышать 50).

Управление блоком коммутации и калибровки осуществляется по последовательному интерфейсу типа RS-485. Скорость передачи по интерфейсу 115200 кбит/с.

Электропитание блока коммутации и калибровки осуществляется от однополярного источника питания постоянного тока. Напряжение питания должно составлять 48,0 ± 10% В. Ток потребления не превышает 1,0 А.

Время выхода блока коммутации и калибровки на режим после включения питания не превышает 500 мс.

Приемные антенные системы для ПКЛ с посторонним подсветом целей удовлетворяют техническим требованиям при температуре от минус 40° С до плюс 60 °C.



Рисунок 4.1. – Структурная схема приемных антенных систем.

На рисунках 4.2 – 4.5 показан внешний вид Антенной системы, обеспечивающей сканирование диаграммы направленности в угломестной плоскости (ФАР - УС). На рисунках 4.2 показан вид спереди с частично снятым радиопрозрачным колпаком. На рисунке 4.3 показан вид спереди со снятым радиопрозрачным колпаком. На рисунке 4.6 показан внешний вид антенных элементов с согласующими (симметрирующими) трансформаторами.

Антенные элементы состоят из печатной платы вибраторов и печатной платы директоров, закреплённых на диэлектрических стойках на рефлекторе.

Рефлектор выполнен из листа металла, толщиной 1,5 мм, который одновременно, выполняет роль несущей конструкции. Диэлектрические стойки выполнены из полиамида блочного ПА6 диаметром 7 мм.

Вибраторы и директоры антенных элементов выполнены по технологии печатных плат на фольгированном стеклотекстолите марки FR4 толщиной 0,5 мм. Между вибратором антенного элемента и выходным разъемом подключен согласующий (симметрирующий) трансформатор, выполненный на печатной плате из фольгированного материала NELCO.

Для защиты антенных элементов от атмосферных осадков они накрываются радиопрозрачным колпаком. Радиопрозрачный колпак с помощью винтов прикручивается к рефлектору. Для герметизации между колпаком и рефлектором укладывается резиновая прокладка. Радиопрозрачный колпак изготавливается из стеклопластика методом выклеивания на форму стеклоткани пропитанной эпоксидным компаундом. Толщина стенок радиопрозрачного колпака составляет около 3 мм.

Все антенные элементы унифицированы.



Рисунок 4.2. – Внешний вид Антенной системы, обеспечивающей сканирование диаграммы направленности в угломестной плоскости (ФАР - УС). Вид спереди, с частично снятым радиопрозрачным колпаком.



Рисунок 4.3. – Внешний вид Антенной системы, обеспечивающей сканирование диаграммы направленности в угломестной плоскости (ФАР - УС). Вид сбоку, с частично снятым радиопрозрачным колпаком



Рисунок 4.4. – Внешний вид Антенной системы, обеспечивающей сканирование диаграммы направленности в угломестной плоскости (ФАР - УС). Вид сбоку, со снятым радиопрозрачным колпаком



Рисунок 4.5. – Внешний вид Антенной системы, обеспечивающей сканирование диаграммы направленности в угломестной плоскости (ФАР - УС). Вид сзади.



Рисунок 4.6. – Внешний вид антенных элементов с согласующими (симметрирующими) трансформаторами. Вид сбоку, со снятым радиопрозрачным колпаком На рисунке 4.7 показан внешний вид Антенной системы, обеспечивающей сканирование диаграммы направленности в азимутальной плоскости (ФАР - АС).

Вид спереди, с частично снятым радиопрозрачным колпаком



Рисунок 4.7. – Внешний вид Антенной системы, обеспечивающей сканирование диаграммы направленности в азимутальной плоскости (ФАР - АС). Вид спереди, с частично снятым радиопрозрачным колпаком

На рисунке 4.8 показан габаритный чертеж вертикальной подрешетки (ФАР). Как видно из рисунка габариты вертикальной подрешетки (ФАР)

составляют 873х300х178 мм (ВхШхГ). На обратной стороне рефлектора закреплен контейнер, в котором размещается блок коммутации.

На рисунке 4.9 показан габаритный чертеж горизонтальной подрешетки (ФАР). Как видно из рисунка габариты вертикальной подрешетки (ФАР) составляют 1164x505,5x179 мм (ВхШхГ). На обратной стороне рефлектора закреплен контейнер, в котором размещается блок коммутации.

На рисунке 4.10 показан габаритный чертеж одной секции антенных систем ПКЛ в составе горизонтальной и вертикальной подрешеток. Как видно из рисунка габариты вертикальной подрешетки (ФАР) составляют 1164х1087,3х246,5 мм (ВхШхГ). На обратной стороне рефлектора закреплен контейнер, в котором размещается блок коммутации.

На рисунках 4.11-4.12 показана одна секция антенных систем ПКЛ в составе горизонтальной и вертикальной подрешеток. Конструкция секции выполнена из уголка из алюминиевого сплава. Вес составляет примерно 8,2 кг.

В состав конструкции секции входит регулировочная планка, которая позволяет регулировать угол наклона плоскости антенн в угломестной плоскости. Диапазон регулировки угла в угломестной плоскости от 0 до 55 градусов.

На рисунке 4.13 показана возможность регулировки угла в угломестной плоскости.



Рисунок 4.8. – Подрешетка (ФАР) вертикальная. Габаритный чертеж



Рисунок 4.9. – Подрешетка (ФАР) горизонтальная. Габаритный чертеж



Рисунок 4.10. – Одна секция антенных систем ПКЛ в составе горизонтальной и вертикальной подрешеток. Габаритный чертеж



Рисунок 4.11. – Одна секция антенных систем ПКЛ в составе горизонтальной и вертикальной подрешеток, вид спереди.



Рисунок 4.12. – Одна секция антенных систем ПКЛ в составе горизонтальной и вертикальной подрешеток, вид сзади.





Рисунок 4.13. – Одна секция антенных систем ПКЛ в составе горизонтальной и вертикальной подрешеток, вид сбоку. Возможность регулировки угла в угломестной плоскости.

На рисунке 4.14 показана конструкция из четырех секций антенных систем ПКЛ в составе горизонтальной и вертикальной подрешеток. Конструкция секции выполнена из уголка из алюминиевого сплава. Вес составляет примерно 40,0 кг. Приемная антенная система для ПКЛ с посторонним подсветом целей (из 4-х секций) развернута в рабочее положение.

Внутри конструкции расположен шкаф для размещения многоканального радиоприемного устройства.



Рисунок 4.14. – Приемная антенная система для ПКЛ с посторонним подсветом целей (из 4-х секций) развернута в рабочее положение.

На рисунке 4.15 показана конструкция из четырех секций антенных систем ПКЛ в составе горизонтальной и вертикальной подрешеток, вид сверху.



Рисунок 4.15. – Приемная антенная система для ПКЛ с посторонним подсветом целей (из 4-х секций) развернута в рабочее положение. Вид сверху.

На рисунке 4.16 показана конструкция приемной антенной системы для ПКЛ с посторонним подсветом целей (из 4-х секций) свернутая в транспортное положение.



Рисунок 4.16. – Приемная антенная система для ПКЛ с посторонним подсветом целей (из 4-х секций) свернута в транспортное положение. Азимут измеряется с помощью горизонтальных 4 подрешеток. Угол места измеряется с помощью вертикальных 4 подрешеток.

Измерение азимута и угла места производятся независимо и раздельно друг от друга.

Производится калибровка амплитудных ДН для всех диаграммообразующих входов линз Ротмана для вертикальных и горизонтальных подрешеток.

Для каждой подрешетки, запитанной от линзы Ротмана, N входов которой n=1,...,N подключены к многоканальному приемному устройству (для горизонтальных подрешеток N=10; для вертикальных подрешеток N=5), для всех входов линзы Ротмана строятся зависимости комплексных амплитуд напряжений  $U_n(f_i, \varphi_{i,j}, \theta_{i,k})$  для множества дискретных значений частот  $f_i$ , а также – для множества дискретных значений азимута  $\varphi_{i,j}$  и угла места  $\theta_{i,k}$ .

Для горизонтальных решеток будет достаточным построить зависимости  $U_n(f_i, \varphi_{i,j})$ , а для вертикальных – зависимости  $U_n(f_i, \theta_{i,k})$ .

Построенные зависимости  $U_n(f_i, \varphi_{i,j})$  и  $U_n(f_i, \theta_{i,k})$  хранятся в памяти пеленгатора и используются в качестве эталонных сигналов.

Оценка угловых координат источников (раздельно – азимут и угол места) осуществляется путем нахождения соответствующей угловой координаты, при которой значение коэффициента корреляции  $k_r$  между измеренными комплексными напряжениями  $u_n$  и эталонными сигналами  $U_n$  на данной частоте f является максимальным:

$$\overset{*}{\varphi} = \arg\left(\max\left(k_r\left(\vec{U_n}(f,\varphi), \vec{u_n}(f,\varphi)\right)\right)\right)$$
(41);

$$\overset{*}{\theta} = \arg\left(\max\left(k_r\left(\vec{U_n}(f,\theta), \vec{u_n}(f,\theta)\right)\right)\right)$$
(42)

Интерполированные зависимости амплитудных ДН используются для грубой оценки азимута и угла места ИРИ.

Точное измерение угловых координат производится на основе прокалиброванных зависимостей разницы фаз колебаний между сигналами на диаграммообразующих входах линзы Ротмана от частоты и угловых координат.

Калибровка производится путем численного электродинамического моделирования и последующей верификации результатов натурного эксперимента с данными моделирования.

# 4.2. Перспективная базовая станции сотовой связи с использованием модифицированной линзы Ротмана

В данной главе описывается принцип построения многолучевой антенной системы для перспективной базовой станции сотовой связи на основе линейной антенной решетки из щелевых излучателей с директорами в виде прямоугольных металлических пластин и диаграммообразующей схемы на основе линзы Ротмана в печатном исполнении. Схема формирования луча осуществляется при помощи свернутой линзы Ротмана, изготовленной по технологии производства многослойных печатных плат. Конструкции модифицированной линзы Ротмана рассматривали авторы [180] и [181]. Такой подход может расширить область применения линзы Ротмана без ухудшения ее характеристик, но не приведет к

значительному уменьшению общего размера. Авторы [182] предложили линзу Ротмана, сложенную по кругу, с существенно уменьшенными размерами. Мы предлагаем линзу Ротмана, сложенную на 180 градусов: линза остается плоской, что может еще больше уменьшить общий размер.

Чтобы повысить разрешающую способность МАС по азимутальной угловой координате, мы предлагаем сформировать виртуальную антенную решетку с помощью методов интерполяции или экстраполяции. Дополнительные элементы виртуальной антенной решетки увеличивают количество измеряемых пространственных отсчетов поля, вследствие чего, фактически уменьшают расстояние между элементами реальной антенной решетки, тем самым, улучшая разрешающую способность в пространственно-угловой области [183]. Удая Сампат и др. предложили алгоритм, основанный на контролируемом обучении, для экстраполяции антенной решетки с целью оценки направления прихода (*DoA*) со сверхвысоким разрешением. Хеонке Сим и др.[184] предложили метод оценки *DoA*, который использует линейно-прогнозируемое расширение решетки для автомобильных радарных систем, имеющих небольшое количество антенных элементов.

Мы использовали интерполированные и экстраполированные виртуальные антенные решетки для уменьшения уровня боковых лепестков приемной антенной системы, которая состоит из физических антенных элементов и дополнительных выборок пространственного поля (виртуальных антенных элементов). Кроме того, виртуальная антенная решетка может использоваться для увеличения углового разрешения приемной антенны и для разрешения источников, которые не разрешаются реальной антенной решеткой [185]. Этот эффект достигается за счет значительного увеличения апертуры антенны, которая состоит из физических и виртуальных антенных элементов.

Также мы описываем конструкцию многолучевой антенной решетки со свернутой линзой Ротмана. Процедуры формирования интерполяционной и экстраполяционной виртуальных антенных решеток, используемых в режиме приема, представлены ниже. Мы также описываем характеристики физической

многолучевой антенной системы и сущность методов интерполяции и экстраполяции пространственного амплитудного фазового распределения поля в апертуре антенной решетки и за ее пределами. Также мы представили описание используемого алгоритма интерполяции кубическим сплайном и метода экстраполяции Бурга.

#### Макет физической многолучевой антенной решетки:

Антенные элементы предложенной антенной решетки были спроектированы путем параметрической оптимизации решетки на основе апертурно связанных прямоугольных микрополосковых участков, рисунок 4.17.

Цели оптимизации:

- активное согласование в полосе частот при крайних углах сканирования и в поперечном направлении;

- максимальное усиление при крайних углах сканирования и в поперечном направлении;

- минимальный уровень боковых лепестков при крайнем угле сканирования и в поперечном направлении.



Рис. 4.17. Патч-элемент с апертурной связью

Патч-элемент с щелевой связью состоит из двух подложек с заземленной пластиной между ними. Соединение между линией питания и излучающим элементом осуществляется через небольшую щель в заземляющем слое под патчем. [186]. Двусторонняя конструкция подложки представляет собой две отдельные печатные платы. Собранная эквидистантная линейная антенная решетка из 12-ти щелевых антенных элементов с директорами в виде прямоугольных металлических пластин представлена на рисунке 4.18.

1-й и 12-й антенные элементы используются для уменьшения искажений комплексных векторных диаграмм направленности 2-го и 11-го антенных элементов в решетке, имитируя, таким образом, периодичность антенной решетки.



Рис. 4.18. Предлагаемая щелевая антенная решетка.

Основной целью оптимизации конструкции решетки было хорошее согласование импеданса антенных элементов и линий передачи, реализация формирования диаграммы направленности в азимутальном секторе ± 45° в диапазоне частот от 1,8 до 1,88 ГГц, а также – стабилизация параметров и формы диаграмм направленности антенных элементов в решетке. Расстояние между элементами составляло 75 мм, что немногим меньше половины длины волны.

Для реализации режима *МІМО* на базовой станции требуется многолучевое диаграммоформирование. Сигналы В каждом ИЗ лучей характеризуются значительным снижением коэффициента взаимной корреляции. Это происходит из-за различных характеристик трасс распространения сигналов, принимаемых различными лучами многолучевой антенной системы. Поэтому для формирования многолучевой диаграммы направленности мы использовали линзу Ротмана, которая имеет хорошие характеристики диаграммоформирования в 90-градусном секторе. Хотя линзы Ротмана могут работать и в более широком секторе (в частности, в секторе 120 градусов), но в этом случае диаграммы направленности на крайних углах сканирования будут иметь более высокий уровень боковых лепестков. Другие известные диаграммообразующие схемы также характеризуются малыми искажениями формы лучей только в секторе 90 градусов: матрица Батлера, а также – плоские диаграммообразующие системы на основе плоской линзы Люнеберга.

Траектории распространения лучей внутри линзы Ротмана спроектированы таким образом, чтобы обеспечить требуемый линейный фазовый сдвиг на портах

решетки для соответствующего луча. Линза Ротмана имеет по крайней мере 3 фокальные точки: в центре и в двух симметричных точках между центром и краем дуги. Схема линзы Ротмана представлена на рисунке 4.19.



Рис. 4.19. Схема линзы Ротмана.

Линза образована двумя дугами, называемыми дугой луча и дугой массива антенной решетки. Входные порты (в режиме передачи) расположены на дуге луча, а выходные порты - на дуге антенной решетки. Внутри линзы волна распространяется следующим образом: луч из первой фокальной точки  $F_1$ , соответствующей входному порту, может достигать фронта волны через точку р (x, y), которая расположена на дуге массива  $I_1$ ; после этого луч распространяется через W(N), которая является фидерной линией на внешнем контуре; а затем пучок распространяется по прямой под углом  $\alpha$  к фронту волны, наклоненному под углом  $\alpha$ . Также луч из  $F_1$  может пройти через центральную точку  $O_1$  и по фидерной линии W(0) к фронту волны AB. Таким образом, из вышеизложенного можно рассчитать траекторию лучей, исходящих из других точек [187].

Развернутая модель проектируемой линзы Ротмана представлена на рисунке 4.20. Особенность предлагаемой линзы Ротмана - сложенный пополам корпус линзы, расположенный по обе стороны от плоскости заземления. Складывая линзу Ротмана, мы можем значительно уменьшить габаритные размеры антенной

системы. Поскольку ТЕМ-волны являются основным типом волн в линзе Ротмана, характеристики свернутой линзы близки к характеристикам развернутой линзы: ТЕМ-волны почти не отражаются при развороте на 180 градусов параллельного волновода. металло-пластинчатого Олнако приводит ЭТО к увеличению количества слоев линзы Ротмана. Таким образом, эта конструкция свернутой линзы Ротмана представляет собой пример размена уменьшения длины на увеличенную толщину линзы и числа ее слоев. Проведенное численное моделирование с использованием метода конечного интегрирования Вейланда подтвердило, что модули и фазы S-параметров свернутой и развернутой линзы Ротмана практически не изменились, рис. 4.21 и 4.22.



Рис. 4.20. Модель сконструированной несвернутой линзы Ротмана.



Рис. 4.21. Модули S-параметров свернутой и развернутой линзы Ротмана.





Печатная плата с вытравленной линзой Ротмана представлена на рисунке 4.23. Численный анализ и натурные эксперименты показывают, что складывание линзы Ротмана практически не влияет на ее S-параметры. Преломляющая часть линзы Ротмана изготовлена из фазостабильных коаксиальных кабелей.

На рисунке 4.24 представлена фотография экспериментального образца предлагаемой антенной системы, предназначенной для формирования 10 лучей в азимутальном секторе 90 градусов в диапазоне частот 1,8–1,88 ГГц.

Данная система представляет собой активную антенную систему: в режиме приема антенные элементы нагружены на малошумящие усилители; а в режиме передачи к элементам антенны подключены усилители мощности. Такая конструкция антенны использовалась для компенсации потерь мощности в линзе Ротмана.



Рис. 4.23. Линза Ротмана, использованная для формирования 10 лепестков в азимутальном секторе от – 45 до 45 град. Линза сложена пополам для уменьшения размеров (состоит из 3 слоев металла, средний из которых - земля); участок с принудительным преломлением выполнен с использованием фазостабильных коаксиальных кабелей



Рис. 4.24. Натурные испытания приемо-передающей антенной системы для перспективной базовой станции сотовой связи диапазона 1.8-1.88 ГГц

Горизонтальное размещение антенны имеет следующие преимущества: она лучше интегрируется в архитектуру зданий; маскировка горизонтально установленных антенн проще и может повысить безопасность и надежность оборудования. Кроме того, горизонтальное размещение антенны удобно для осуществления сканирования в азимутальной плоскости, что необходимо для режима *MIMO* и мультиплексирования с пространственным разделением.

На рис.4.25 представлены диаграммы направленности для 10 лучей антенной системы, показанной на рис. 4.24, рабочая частота - 1,88 ГГц. Максимальный уровень боковых лепестков в азимутальной плоскости был около -

8,5 дБ. На краях азимутального сектора  $\pm$  45 ° уровень сигнала на высокой частоте примерно на -5,5 дБ ниже максимального уровня сигнала, соответствующего углу луча 0 °.



Рис. 4.25. Экспериментальные диаграммы направленности многолучевой антенной системы. По оси ординат отложен уровень сигнала в дБ относительно измерительной пирамидальной рупорной антенны.

### Экстраполяционные и интерполяционные антенные решетки:

Преимуществом предложенного метода формирования интерполированной антенной решетки является повышенная разрешающая способность антенной решетки за счет добавления виртуальных каналов приема. Это увеличивает электрический размер апертуры приемной антенной системы, включающей, как физически существующие антенные элементы, так и виртуальные антенные элементы – пространственные отсчеты поля за пределами апертуры физической антенной системы.

С помощью этого подхода мы можем разрешить радиоисточники, которые не разрешаются физической антенной: угловое расстояние между ними меньше, чем ширина главного лепестка физической антенной системы. Было обнаружено, что количество формируемых виртуальных антенных элементов может достигать половины количества физически существующих антенных элементов: для исследуемой антенной решетки, состоящей из 10 элементов, количество

виртуальных антенных элементов, улучшающих направленные свойства приемной антенной системы (уменьшение уровня боковых лепестков, сужение главного лепестка) составляет 4-5. Однако, для повышения разрешающей способности приемной антенной системы необходимо обеспечить точность измерения фаз не хуже 3-5 градусов, а амплитуд - не хуже 1 дБ.

В частности, случая разрешения для двух источников сигнала использовались ПЯТЬ дополнительных виртуальных антенных элементов (количество физических антенных элементов было 10). В случае, если отношение сигнал / шум на входе приемника менее 10 дБ, необходимо использовать предварительную статистическую обработку принимаемых сигналов ДЛЯ накопления энергии полезных сигналов и повышения точности измерения их параметров - амплитуд и фаз.

При формировании виртуальной антенной решетки учитывалось взаимное влияние элементов физической антенной решетки друг на друга. Для формирования дополнительных виртуальных антенных элементов используются значения напряженности поля в центрах излучения (квази- фазовых центрах антенных элементов). Используется известная зависимость между напряженностью поля в месте расположения элемента приемной антенны и напряжением на ее выходе.

$$\mathcal{E} = j\lambda \sqrt{Gr_A/\pi} \langle \vec{I}F^* \rangle \tag{43}$$

где *E* - электродвижущая сила; *G* - усиление антенны; *r<sub>A</sub>* - активное сопротивление антенны; *I* - вектор интенсивности падающей волны; *F* - комплексная векторная диаграмма направленности.

Для использования этого подхода необходимо откалибровать комплексную векторную диаграмму направленности каждого антенного элемента в решетке, а также - откалибровать матрицу рассеяния антенной решетки. В случае формирования экстраполяционной виртуальной антенной решетки входными данными являются сигналы на выходах малошумящих усилителей, подключенных непосредственно к антенным элементам, для минимизации

коэффициента шума приемной антенной системы, а также -для компенсации потерь мощности в линзе Ротмана.

Для оценки угловых координат источника радиоизлучения использовались расчетные значения амплитуд и фаз принятых сигналов на выходах многолучевой антенной системы в зависимости от азимутальной координаты источника, рис. 4.26 и 4.27.



Рис. 4.26 Зависимость фаз сигналов (град.) от азимутального угла падения для портов 2-11 линзы Ротмана, подключенных к приемнику. Рассматривался угловой сектор от 0 до 45 градусов с шагом 3 градуса. Рабочая частота 1,84 ГГц.



Рис. 4.27. Зависимость амплитуд сигналов от азимутального угла падения для портов 2-11 линзы Ротмана, подключенных к приемнику. Рассматривался угловой сектор от 0 до 45 градусов с шагом 3 градуса. Рабочая частота 1,84 ГГц.

Наиболее общий подход к оценке угловых координат источников радиоизлучения - вычисление коэффициента взаимной корреляции  $k_r$ между принятыми сигналами с комплексными амплитудами  $U_n$  (где n = 2,3,..., 11 - номер порта линзы Ротмана, подключенного к приемнику) на портах 2 -11 линзы Ротмана с опорными сигналами с комплексными амплитудами  $V_{m,p}$  (где mm = 2,3,..., 11 - номер порта линзы Ротмана, подключенного к приемнику; p = 0,1,..., P -1 - индекс, определяющий значение азимутального угла падения), рисунок 4.28. Итак, нам нужно найти индекс p, для которого

$$k_{r_p} = \frac{\sum_{n=2}^{11} (U_n \times V_{n,p})}{\sqrt{\sum_{n=2}^{11} |U_n|^2} \times \sqrt{\sum_{n=2}^{11} |V_{n,p}|^2}} \to max,$$
(44)

где  $V_{n,p}$  комплексно-сопряжено с  $V_{n,p}$ .

Диаграммы излучения трех электродинамических структур, состоящих из точечных излучателей, представлены на рисунке 4.29. Эти структуры:

- реальная антенная решетка, состоящая из 10 равноудаленных точечных излучателей с диаграммами направленности элемента Гюйгенса и межэлементным расстоянием 75 мм;

- интерполяционная виртуальная антенная решетка той же длины, что и модель реальной антенной решетки, но состоящая из 100 пространственных выборок в виде элементов Гюйгенса с межэлементным расстоянием 7,5 мм;

- экстраполяционная виртуальная антенная решетка, состоящая из 15 пространственных выборок в виде элементов Гюйгенса с шагом 75 мм. Расстояние между элементами реальной и экстраполяционной виртуальной антенных решеток - одинаковое.



Рис. 4.28 Направления на источник радиоизлучения, полученные в результате вычисления коэффициентов корреляции измеренных и эталонных сигналов.

Для формирования интерполяционной антенной решетки использовался метод интерполяции кубическим сплайном [188]. Сплайн-функции являются мощным и эффективным с вычислительной точки зрения инструментом современной теории приближения. Сплайн S (х) - это интерполирующая функция с наименьшей кривизной и второй производной, интегрируемой с квадратом. Необходимо выполнение следующего условия:

$$S(x_i) = y_i = f(x_i)$$
 (*i* = 0,1,...,*n*), (45)

Тип функции сплайна S(x) находится из условий минимума функции:

$$\int_{x_0}^{x_n} (S''(x))^2 \, dx,\tag{46}$$

Эта функция физически интерполируется гибким упругим стержнем, который проходит через все заданные точки интерполяции. Минимум функционала (46) соответствует минимуму упругой потенциальной энергии этого стержня. Кубический сплайн - это непрерывная функция, которая имеет непрерывную первую и вторую производную на интервале интерполяции  $(x_0, x_n)$ . Поскольку каждый кубический четырьмя многочлен характеризуется

константами, вам необходимо определить 4n параметров, чтобы построить сплайн S (x) на интервале [ $x_0$ ;  $x_n$ ].

Требование непрерывности функции и ее первой и второй производных во внутренних (*n*-1) узлах дает 3 (*n*-1) уравнения для определения неизвестных параметров. Условие (43) для всех (*n* + 1) узлов дает (*n* + 1) больше уравнений. Два недостающих уравнения для однозначного определения кубического сплайна устанавливаются приравниванием вторых производных в точках  $x_0$ и  $x_n$ .

$$S''(x_0) = S''(x_n) = 0, (47)$$

что означает нулевую кривизну шлица на концах интервала.

Для формирования экстраполяционной антенной решетки использовался метод линейного прогноза Бурга [189]. Этот метод может предсказывать поведение различных зависимостей более эффективно, чем полиномиальные методы. Метод Бурга основан на анализе поведения зависимости в нескольких точках, а не только на краях интервала экспериментальных данных, как в случае удлинений сплайнов.

Основная идея метода Бурга довольно проста, но в то же время – и оригинальна: она основана на вычислении коэффициентов предсказания с использованием последних m значений данных, а затем - использовании последних m точек для предсказания значений функции в (m + 1) точках.

Предположим, у нас есть дискретный набор выборок напряженности поля  $\{pr_2 | n = 0, 1, ..., N\}$ . Затем нам нужны к коэффициентов при  $\{a_n | n = \overline{1, k}\}$ , чтобы аппроксимировать начальный набор напряженности поля для прогнозирования функцией  $y_n = \sum_{i=1}^k (a_i \cdot pr_{n-i})$ и ретроспективный анализ с использованием функции $z_n = -\sum_{i=1}^k (a_i \cdot pr_{n+i})$ .

Обычно для нахождения аппроксимирующих коэффициентов используется метод наименьших квадратов. Чтобы найти аппроксимирующие коэффициенты в методе Бурга, нам нужно минимизировать сумму двух функций квадратов остатков сразу для «экстраполяции вперед» (48) и «экстраполяции назад» (49) [190, 191].

$$F_k = \sum_{n=k}^{N} \left( \sum_{i=0}^{k} (a_i \cdot pr_{n-i}) \right)$$

$$\tag{48}$$

$$B_{k} = \sum_{n=0}^{N-k} \left( \sum_{i=0}^{k} (a_{i} \cdot pr_{n+i}) \right)$$
(49)

Следует отметить, что метод Бурга подходит не только для предсказания поведения линейных зависимостей. Этот метод позволяет прогнозировать поведение периодических или осциллирующих зависимостей в гораздо более широком интервале, по сравнению с интервалом, в котором полиномиальная экстраполяция дает хорошие прогнозы.

Для формирования виртуальной антенной решетки использовались измеренные значения напряженности поля на выходах реальных антенных элементов. Значения напряженности поля между элементами реальной антенны оценивались с помощью интерполяции кубическим сплайном и рассматривались как дополнительные элементы виртуальной антенны. Аналогичная процедура была использована для оценки напряженности поля вблизи реальной антенной решетки методом линейного прогнозирования Бурга. В результате сформированы дополнительные виртуальные (интерполяционные экстраполяционные) И виртуальные антенные элементы, благодаря чему было увеличено общее количество антенных элементов приемной антенной системы (включающей в себя, как реальные – физически существующие, так и виртуальные – полученные результате использования процедур интерполяции экстраполяции В И пространственного амплитудно-фазового распределения поля в апертуре решетки и за ее пределами – в случае экстраполяции).

Использование интерполяционной антенной решетки может уменьшить уровень боковых лепестков, в то время, как ширина главного лепестка немного увеличивается, рисунок 4.29. Использование экстраполяционной виртуальной антенной решетки позволяет сузить главный лепесток диаграммы направленности пропорционально увеличению протяженности апертуры приемной антенной системы, относительно исходной физически существующей антенной решетки, а также – уменьшить уровень боковых лепестках при отклонении главного лепестка от нормали в пределах  $\pm 45^{\circ}$  относительно нормали.



Рис. 4.29. Нормированные диаграммы направленности: сплошная линия - реальная антенная решетка; пунктирная линия - интерполяционная виртуальная антенная решетка; пунктирная линия – экстраполяционная виртуальная антенная решетка: (a) - φ = 0 °; (б) - φ = 15 °; (в) - φ = 30 °; (г) - φ = 45 °.

Путем численного электродинамического моделирования было выяснено, что фазовые диаграммы направленности элементов, находящихся в составе антенной решетки, сильно зависят от местоположения излучателя в решетке, поэтому при формировании интерполяционных и экстраполяционных антенных решеток необходимо измеренные комплексные амплитуды сигналов на выходах антенной решетки умножать на калибровочные множители  $10^{-G/10} \cdot e^{-i \cdot arg(G)}$ , рис. 4.30.



Рис. 4.30. Амплитудные (а) и фазовые (б) диаграммы направленности 2-го – 7-го элементов, находящихся в составе антенной решетки из 12 элементов, в азимутальной плоскости, для *θ* – компоненты электрического поля.

При совместной запитки элементов антенной решетки, соответствующей направлению максимума ее излучения в требуемом направлении (линейный закон изменения фазы напряжений на элементах антенной решетки), пространственное распределение фазы поля в ближней зоне выравнивается (рис. 4.31), несмотря на то, что фазовые диаграммы направленности элементов, находящихся в составе антенной решетки, могут весьма быстро изменяться даже в пределах главного лепестка амплитудной диаграммы направленности элементов, как это видно из рис. 4.30.



Рис. 4.31. Распределение фазы *E*<sub>θ</sub> компоненты поля (основной поляризации) вблизи антенной решетки: а) при излучении по нормали к решетке, частота 1.88 ГГц; б) при излучении под углом 45 градусов от нормали к решетке, частота 1.88 ГГц

Применение экстраполяционной «виртуальной» антенной решетки позволяет разрешить источники радиоизлучения, угловое расстояние между которыми меньше ширины главного лепестка диаграммы направленности физической («реальной») антенной решетки, т.е. – источники, не разрешимые по критерию Релея.

На рис. 4.32 показан пример разрешения двух источников радиоизлучения, не разрешимых «реальной» антенной решеткой. Параметры источников были выбраны следующими. 1-й источник: амплитуда 1, начальная фаза 45 град., азимут 0 град. 2-й источник: амплитуда 1.5, начальная фаза 0 град., азимут -15 град. на частоте 1.88 ГГц: сплошные линии – физическая («реальная») антенная решетка, состоящая из 10 элементов, расположенных с периодом 75 мм; штриховые линии – экстраполяционная антенная решетка, состоящая из 15 пространственных отсчетов с периодом 75 мм

В «реальной» антенной решетке для разрешения двух вышеупомянутых источников использовалось 10 центральных элементов, расположенных с периодом 75 мм. Экстраполяционная «виртуальная» антенная решетка состояла из 15 пространственных отсчетов поля, расположенных с периодом 75 мм.



Рис. 4.32. Зависимость плотности распределения мощности источников радиоизлучения от азимута для двух источников радиоизлучения.

Таким образом показано, что при функционировании антенной системы в приемном режиме, формирование дополнительных пространственных отсчетов поля, которые могут рассматриваться как элементы «виртуальной» антенной решетки, можно использовать для уменьшения уровня боковых лепестков (интерполяционная и экстраполяционная «виртуальные» антенные решетки, число сформированных дополнительных пространственных отсчетов поля в которых больше числа элементов физической антенной решетки) и для увеличения коэффициента направленного действия приемной антенной системы, что может использоваться для разрешения источников радиоизлучения, не разрешимых «реальной» антенной решеткой (экстраполяционная «виртуальная» антенная решетка, число сформированных дополнительных пространственных отсчетов поля в которой больше числа элементов физической антенной решетки).

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект № 19-79-10109).
## 4.3. Внедрение результатов диссертации.

Результаты диссертации внедрены в учебный процесс ФГБОУ ВО «Тамбовского государственного технического университета», при проведении лабораторных занятий по дисциплинам «Устройства СВЧ и антенны», «Электродинамика и распространение радиоволн», «Микроволновая техника» со студентами и магистрами по направлениям 11.03.01 «Радиотехника» и 11.04.01 «Радиотехника». (Приложение А)

Методы обработки сигналов, основанные на формировании, путем интерполяции и экстраполяции их пространственных отсчетов, дополни-тельных «виртуальных» каналов приема; Методика проектирования многолучевых радиопеленгаторных антенных решеток дециметрового диапазона волн с диаграммообразующей схемой на основе печатной линзы Ротмана для аппаратуры радиопеленгации и связи; Методика проектирования печатной линзы Ротмана дециметрового диапазона волн, тело которой сложено по прямой линии, основанная на использовании разработанной физико-математической модели разворота на 180 градусов полосковой линии передачи, в основе которой лежит ис пользование метода частичных областей и редуцирования бесконечной парной системы линейных алгебраических уравнений с учетом условия Мейкснера на острых ребрах; Методика проектирования вариантов многолучевых антенных систем, состоящих из вибраторных и щелевых элементов с директорами внедрены в АО НПП «Автоматизированные системы связи» (г. Воронеж). (Приложение А)

## Заключение

В результате выполнения поставленных научно-технических задач в диссертации разработана методика проектирования многолучевых антенных решеток с диаграмообразующей схемой на основе печатной линзы Ротмана для систем радиопеленгации и связи.

В работе получены следующие результаты:

1. Проведен анализ современного состояния и перспективных тенденций развития теории, техники и технологии производства антенных систем

аппаратуры радиопеленгации и связи. Показано, что перспективными направлениями являются использование многолучевых антенных решеток с линзами Ротмана, тело которых сложено пополам, в целях уменьшения их габаритных размеров, а также – использование виртуальных антенных решеток интерполяционного и экстраполяционного типа.

2. Разработаны и исследованы методы обработки сигналов, основанные на формировании, путем интерполяции и экстраполяции их пространственных отсчетов, дополнительных «виртуальных» каналов приема, позволяющих повысить разрешающую способность приемных антенных систем, включающих в себя физические и «виртуальные» элементы. Показано, что эффективным способом формирования интерполяционных И экстраполяционных «виртуальных» элементов являются использование метода кубических сплайнов, а также - метода линейного прогноза Бурга.

Разработана 3. методика проектирования многолучевых радиопеленгаторных антенных решеток дециметрового диапазона волн с диаграммообразующей схемой на основе печатной линзы Ротмана ЛЛЯ аппаратуры радиопеленгации и связи. Рассмотрены варианты линейных антенных решеток с диаграммообразованием в Е- и Н- плоскостях, состоящих из вибраторных элементов с рефлекторами и директорами, логопериодических Вивальди и щелевых антенн. антенн антенн С директорами. Показана возможность интегрального исполнения сверхширокополосной антенной решетки с формированием многолучевой диаграммы направленности в плоскости вектора напряженности электрического поля.

4. Разработана методика проектирования печатной линзы Ротмана дециметрового диапазона волн, тело которой сложено по прямой линии, основанная на использовании разработанной физико-математической модели разворота на 180 градусов полосковой линии передачи, в основе которой лежит использование метода частичных областей и редуцирования бесконечной парной системы линейных алгебраических уравнений с учетом условия Мейкснера на острых ребрах.

5. Проведены конструкторская проработка вариантов многолучевых антенных систем, состоящих из вибраторных и щелевых элементов с директорами, выполнены натурные экспериментальные исследования аппаратуры радиопеленгации, оснащенной многолучевыми антенными решетками. Показано, что использование многолучевых антенных систем позволяет существенно повысить энергетический потенциал систем радиопеленгации и связи, а также - существенно повысить разрешающую способность систем радиопеленгации по угловым координатам.

## Список литературы

 Jangsoo Lee. Development of a V-band Rotman Lens using thin-film substrate with a flip-chip interconnection [Текст] / Jangsoo Lee, Sangbok Park, Saengseub Song, Sanghyo Lee, Joonho So, Youngwoo Kwon, Kwangseok Seo, Changyul Cheon // Antennas and Propagation Society International Symposium. – 2008. – P. 1-4.

2. Jaeheung Kim. TM mode surface wave excited dielectric slab Rotman lens [Текст] / Jaeheung Kim, Chul Soon Park, Seungwook Mi // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2007. – Vol. 6. – P. 584-587.

3. Woosung Lee. Compact Two-Layer Rotman Lens-Fed Microstrip Antenna Array at 24 GHz [Текст] / Woosung Lee, Jaeheung Kim, Young Joong Yoon // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2011. – Vol. 59. – P. 460-466.

4. Cheng, Yu.J. Substrate Integrated Waveguide (SIW) Rotman Lens and Its Ka-Band Multibeam Array Antenna Applications [Текст] / Yu.J. Cheng, Wei Hong, Ke Wu, Z.Q. Kuai, Chen Yu, J.X. Chen, J.Y. Zhou, H.J. Tang // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2008. – Vol. 56. – P. 2504-2513.

5. Yu. G. Pasternak, K. S. Safonov, F. S. Safonov, S. M. Fedorov, A. V. Volodko, E. A. Ischenko. Formation of spatial responses of the optical field in the region of location of the optical antenna array / International Conference Aviation Engineering and Transportation (AviaEnT 2020). IOP Conf. Series: Materials Science and Engineering 1061 (2021) 012030. doi:10.1088/1757-899X/1061/1/012030

6. Д.К. Проскурин, Ю.Г. Пастернак, К.С. Сафонов, Ф.С. Сафонов., Исследование метода аппроксимации электромагнитного поля в области расположения оптической антенной решетки, основанного на использовании вспомогательных источников поля // Вестник Воронежского государственного технического университета. Т. 14. № 1. 2018 4. С. 122-132.

7. С.Р. Войтенко, А.В. Иванов, Ю.Г. Пастернак, К.С. Сафонов, Ф.С. Сафонов, С. М. Фёдоров. Формирование пространственных отсчетов оптического поля в области расположения оптической антенной решетки // Телекоммуникации. 2020.– № 1 С. 18-26

8. Д. К. Проскурин, Ю. Г. Пастернак, К. С. Сафонов, Ф. С. Сафонов., Исследование метода аппроксимации электромагнитного поля в области расположения оптической антенной решетки, основанного на использовании вспомогательных источников поля // XXIV Международная НТК «Радиолокация, навигация, связь». Воронеж. Изд-во ВГУ. 2018. Т. 5.

9. Д.К. Проскурин, Ю.Г. Пастернак, К.С. Сафонов, Ф.С. Сафонов., Методология дефектоскопии и калибровки оптических фазированных антенных решеток, основанная на аппроксимации пространственной структуры поля с помощью метода вспомогательных источников // Вестник Воронежского государственного технического университета. Т. 14. № 1. 2018 4. С. 101-108.

10. С.Р. Войтенко, А.В. Иванов, Ю.Г. Пастернак, К.С. Сафонов, Ф.С Сафонов, С. М. Фёдоров, Методика дефектоскопии и калибровки фазированных антенных решеток оптического диапазона // Телекоммуникации. 2019.– № 11. С. 15-21.

Д. К. Проскурин, Ю. Г. Пастернак, К. С. Сафонов, Ф. С. 11. Сафонов., Методология дефектоскопии калибровки И оптических фазированных решеток, антенных основанная на аппроксимации пространственной структуры поля с помощью метода вспомогательных источников // XXIV Международная НТК «Радиолокация, навигация, связь». Воронеж. Изд-во ВГУ. 2018. Т. 5. С. 125-137

12. А.В. Ашихмин, А.В. Иванов, Ю.Г. Пастернак, П.В. Першин, Ф.С. Сафонов, С.М. Федоров, И.А. Зеленин, Проектирование перспективных конструкций антенных решеток с диаграммообразующей схемой на основе печатной линзы Ротмана // Вестник Воронежского государственного технического университета. Т. 16. № 3. 2020 С .27-34

13. А.В. Ашихмин, А.В. Иванов, Ю.Г. Пастернак, П.В. Першин, Ф.С. Сафонов, С.М. Федоров, И.А. Зеленин, Разработка и исследование линейной антенной решетки из печатных логопериодических антенн, запитанных с помощью линзы Ротмана // Вестник Воронежского государственного технического университета. Т. 16. № 3. 2020 С. 73-79

14. А.В. Ашихмин, Ю.Г. Пастернак, В.А. Пендюрин, Ф.С. Сафонов, Антенная система на основе плоской линзы Люнеберга со сквозными круглыми отверстиями и осесимметричного ТЕМ-рупора// Вестник Воронежского государственного технического университета. Т. 16. № 6. 2020 С. 49-56

15. Ю.Г. Пастернак, В.А. Пендюрин, Ф.С. Сафонов, Математическая модель модифицированной линзы Ротмана, выполненной на основе несимметричной полосковой линии // Вестник Воронежского государственного технического университета. Т. 16. № 6. 2020 С.102-108

16. А.В. Ашихмин, Ю.Г. Пастернак, В.А. Пендюрин, Ф.С. Сафонов, Антенная система с коммутационным сканированием на основе плоской линзы Люнеберга с концентрическими кольцами // Вестник Воронежского государственного технического университета. Т. 17. № 2. 2021 С.54-65

17. К.А. Быков, Ю.Г. Пастернак, В.А. Пендюрин, Ф.С. Сафонов, Плоская линза Люнеберга на основе печатной схемы с проводниками криволинейной формы // Физика волновых процессов и радиотехнические системы 2021. Т. 24, № 1. С. 48–57

18. Болкунов А.А., Овчаренко Л.А., Пастернак Ю.Г., Пендюрин В.А., Попов И.В., Сафонов Ф.С., Федоров С.М., Формирование дополнительных виртуальных каналов приема при обработке сигналов на выходах элементов антенной решетки перспективной базовой станции сотовой связи //Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2021. Т. 24. № 2. С. 79-87

19. Пастернак Ю.Г., Пендюрин В.А., Сафонов Ф.С., Федоров С.М, Формирование дополнительных виртуальных каналов приема путем интерполяции и экстраполяции сигналов, принятых линейной антенной решеткой // ТЕОРИЯ И ТЕХНИКА РАДИОСВЯЗИ Номер: 3 Год: 2021 С: 51-66

20. Овчаренко Л.А., Пастернак Ю.Г., Пендюрин В.А., Попов И.В., Сафонов Ф.С., Разработка и исследование модифицированной линзы Ротмана в качестве диаграмообразующей схемы линейной антенной решетки // XXV Международная научно-техничесая конференция «радиолокация, навигация, связь», Воронеж изд-во ВГУ 2019 т.3 с323-336

21. SAFONOV F.S., DEVELOPMENT AND RESEARCH OF MODIFIED LENSES ROTHMAN AS DIAGRAMMABLE DIAGRAMS LINEAR ANTENNA ARRAY // АНТРОПОЦЕНТРИЧЕСКИЕ НАУКИ: ИННОВАЦИОННЫЙ ВЗГЛЯД НА ОБРАЗОВАНИЕ И РАЗВИТИЕ ЛИЧНОСТИ. Материалы IX Международной научно-практической конференции. 2019

22. Ашихмин А.В., Иванов А.В., Пастернак Ю.Г., Першин П.В., Попов И.В., Сафонов Ф.С., Варианты конструктивного построения антенных решеток с коммутационным сканированием в плоскости вектора напряженности электрического поля, питаемых с помощью печатной линзы ротмана // XXVI Международной научно-технической конференции. В 6-ти томах. 2020. С. 132-144.

23. Ашихмин А.В., Иванов А.В., Пастернак Ю.Г., Першин П.В., Сафонов Ф.С., Сверхширокополосная антенная решетка с широкоугольным сканированием из печатных логопериодических элементов с запиткой печатной линзой Раппапорта // XXVI Международной научно-технической конференции. В 6-ти томах. 2020. С. 28-37

24. Болкунов А.А., Овчаренко Л.А., Пастернак Ю.Г., Пендюрин В.А., Попов И.В., Сафонов Ф.С., Федоров С.М., Перспективная базовая станции сотовой связи с использованием модифицированной линзы Ротмана // Сборник трудов XXVII Международной научно-технической

конференции, посвященной 60-летию полетов в космос Ю.А. Гагарина и Г.С. Титова 4 т.. Воронеж, 2021. С. 90-97

25. Аппроксимация пространственной структуры оптического поля в многоканальных оптических системах: монография / Д.К. Проскурин, Ю.А. Рембовский, К.С. Сафонов, Ф.С. Сафонов; под ред. Ю.Г. Пастернака. -Воронеж. ФГБОУ ВО «Воронеж. гос. техн. ун-т». 2018. 120 с.

26. Ахиезер, А.И. Электромагнетизм и электромагнитные волны: Учеб. пособие для вузов / А.И. Ахиезер, И.А. Ахиезер. – М.: Высш. шк., 1985. – 504 с.

27. O'Konski, C.T. Molecular Electro-Optics. Part 1. Theory and Methods. – New York: Dekker, 1976.

28. Волькенштейн, М.В. Молекулярная электрооптика. – М.-Л.: Гостехиздат, 1951. – 744 с.

29. Radiation of Millimeter Waves from a Leaky Dielectric Waveguide with a Light-Induced Grating Layer / M. Matsumoto, M. Tsutsumi, N. Kumagai // IEEE Trans. Microwave Theory and Techn. – 1987. – V. 35. – N 11. – P. 1033-1041.

30. Karg, R. Light-Controlled Semiconductor Wave-Guide Antenna / R. Karg,
R. Kreutzer // Electron. Lett. – 1977. – V. 13. – N 9. – P. 246-247.

31. Matsumoto, M. Millimeter-Wave Radiation Characteristics of a Periodically Plasma-Induced Semiconductor Waveguide / M. Matsumoto, M. Tsutsumi,
N. Kumagai // Electron. Lett. – 1986. – V. 22. – N 6. – P. 710-711.

32. Lee, C.N. Millimeter-Wave Switching by Optically Generated Plasma in Silicon / C.N. Lee, S. Mak, A.P. DeFonzo // Electron. Lett. – 1978. – V. 14. – N 11. – P. 733-734.

33. Вендик, О.Г. Антенны с электрическим сканированием / О.Г. Вендик,М.Д. Парнес; под ред. Л. Д. Бахраха. – С.-Пб.: ЛЭТИ, 2001. – 250 с.

*34.* Shiller, T.R. An Electronically Scanned Array at Millimeter Wave Lengths Employing Ferrite Apertures / T.R. Shiller, W.S. Heath // IEEE Trans. Antennas and Propag. – 1968. – V. 16. – N 2. – P. 180-187.

35. Stern, E. Ferroscan: Toward Continues Aperture Scanning / E. Stern, G. N.
 Tsandulas // IEEE Trans. Antennas and Propag. – 1975. – V. 23 – N. 1. – P. 15-20

*36*. А. с. № 674607 СССР, МКИ<sup>5</sup> Н 01 Q 3/00. Антенна с электрически управляемым лучом / С.М. Авдеев, Н.А. Бей (СССР). – Оп. БИ, 1984. – № 22.

37. Das, S.N. Scanning Ferroelectric Apertures / S.N. Das // Radio and Electron. Eng. – 1974. – V. 44. – N 5. – P. 28-34.

38. Авдеев, С.М. Линза с управляемым коэффициентом преломления для антенн миллиметрового диапазона волн / С.М. Авдеев, Н.А. Бей, Б.Е. Токарев // Радиотехника. – 1987. – № 5. – С. 58-60.

39. Michel, Y. Le Radant: Nouvean Procede de Balayage Electronique Antennas / Y. Michel, R. Paushard, P. Vidal // L onde Electrique. – 1979. – V. 59. – N 12. – P. 87-94.

40. Abbaspour-Tamijani, A. Electronically-Steerable Antennas for Millimeter-Wave Frequency Range / A. Abbaspour-Tamijani [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <u>http://ewh.ieee.org/r6/phoenix/wad/Handouts/WAD\_9.18.09.pdf</u> (дата обращения: 30.09.2021)

41. Воскресенский, Д.И. Антенны и устройства диапазона
миллиметровых волн / Д.И. Воскресенский // Изв. вузов: Радиоэлектроника, 1985.
– Т. 26. – № 2. – С. 4-23

42. Орлов, С.В. Характеристики сегнетоэлектрических фазовращателей на СВЧ / С.В. Орлов, А.Л. Левин, Л.И. Киселева // Изв. вузов: Радиоэлектроника. – 1984. – Т. 27. – № 11. – С. 8-85

43. Управляемый сверхвысокочастотный жидкокристаллический фазовращатель / Б.А. Беляев [и др.] // Письма в ЖТФ. – 2008. – Т. 34. – № 11. – С. 19-28

44. Охира, Т. Излучение волн миллиметрового диапазона ферритовой отражательной линией, имеющей гофрированную поверхность / Т. Охира // ТИИЭР. – 1982. – Т. 70. – № 6. – С. 422.

45. Maheri, K. Experimental Studies of Magnetically Scannable Leaky-Wave Antennas Having a Corrugated Ferrite Slab/Dielectric Layer / K. Maheri, M. Tsutsumi, N. Kumagai // IEEE Trans. Antennas and Propag. – 1988. – V. 36. – N 7. – P. 911-917.

46. А. с. № 1072154 СССР, МКИ Н 01 Q 3/26. Антенна бегущей волны /
Э.Ф. Зайцев, А.Н. Федотов (СССР). Оп. БИ, 1985. – № 5

47. Плоские сканирующие антенны бегущей волны мм-диапазона на основе управляемых магнитогиротропных структур /Э.Ф. Зайцев [и др.] // Фазированные антенные решетки и их элементы: автоматизация проектирования и измерений (ФАР-90). – Тез. докл. Всесоюз. науч.-техн. конф. – Казань, 1990. – С. 142.

48. Бей, Н.А. Сканирующее устройство с ультразвуковым управлением / Н.А. Бей, В.П. Ямашкин // Фазированные антенные решетки и их элементы: автоматизация проектирования и измерений (ФАР-90): Тез. докл. Всесоюз. науч.техн. конф. – Казань, 1990. – С.

49. Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решеток: Учеб пособие для вузов / Д.И. Воскресенский [и др.]; под ред. Д.И. Воскресенского. – М.: Радиотехника, 2003. – 632 с.

50. Проблемы антенной техники / под ред. Л.Д. Бахраха, Д.И. Воскресенского. – М.: Радио и связь, 1989. – 368 с.

51. Синюшин, Б.В. Математическое моделирование сканирующей отражательной решетки / Б.В. Синюшин, Б.Л. Хандамиров // Фазированные антенные решетки и их элементы: автоматизация проектирования и измерений (ФАР-90): Тез. докл. Всесоюз. научн.-техн. конф. – Казань, 1990. – С. 69.

52. Oliner, A.A. Radiating Periodic Structures: Analysis in Terms of k Versus
 β Diagrams: Short Course on Microwave Field and Network Techniques. – Los Angeles
 Ca., 1963. – 55 p.

53. Oliner, A. Scannable Millimeter Wave Arrays. – Brooklin: Weber Research Instinute, 1989. – 523 P.

54. Balanis, C.A. Antenna Theory: Analysis and Design / C.A. Balanis. – Wiley-Interscience, 2005. – 1136 p.

55. Jain, F. C. Monolitic MM-Wave Antennas / F. C Jain // Microwave J. – 1984. –V. 27. – N 7. – P. 123-133.

56. Bahl, I.J. Microstrip Antennas / I.J. Bahl, P. Barthia. – Ed. Artech House, 1980. – 845 p.

57. J. Dong and A. I. Zaghloul, "Implementation of Microwave Lens for 360-Degree Scanning,"in *IEEE International Symposium on Antennas Propagation* Charleston, South Carolina, 2009.

58. J. Dong, A. I. Zaghloul, and C. J. Reddy, "Quaduple Bandwidth True Time Delay Printed Microwave Lens Beam Former for Ultra Wideband Multifunctional Phased Array Applications," in *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*, North Charleston, South Carolina, 2009.

59. J. Dong, A. I. Zaghloul, R. Sun, C. J. Reddy, and S. Weiss, "Accurate Simulation of Rotman- Lens Using FEKO," in *Applied Computational Electromagnetics Society (ACES) Conference* Monterey, California 2009.

60. R. C. Hansen, *Phased Array Antennas*. New York: John Wiley& Sons, Inc., 1998.

61. G. Exposito-Dominguez, J. M. Fernandez-Gonzalez, P. Padilla, M. Sierra-Castaner "DUAL CIRCULAR POLARIZED STEERING ANTENNA FOR SATELLITE COMMUNICATIONS IN X BAND", Progress In Electromagnetics Research, Vol. 122, 61-76, 2012.

62. Enrico Tolin, Oliver Litschke, Simona Bruni, and Francesca Vipiana, «Compact Extended Scan Range Antenna Array Based on Rotman Lens», IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, VOL. 67, NO. 12, DECEMBER 2019.

63. QIUYAN LIANG, BAOHUA SUN, GAONAN ZHOU, JIANPING ZHAO, AND GUANXI ZHANG, «Design of Compact Rotman Lens Using Truncated Ports With Energy Distribution Slots», Digital Object Identifier 10.1109/ACCESS.2019.

64. Hsi-Tseng Chou , *Fellow, IEEE*, and Chen-Yi Chang, «Application of Rotman Lens Beamformer for Relatively Flexible Multibeam Coverage From Electrically Large-Phased Arrays of Antennas», IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, VOL. 67, NO. 5, MAY 2019.

65. Вендик, И.Б. Оптически управляемые полупроводниковые СВЧ устройства / И.Б. Вендик, С.Ш. Геворкян, Г.С. Хижа // Зарубежная радиоэлектроника. – 1987. – № 9. – С. 10-21.

66. Карпухин В. И. Особенности пеленгационных характеристик многолучевых антенн с линзами Ротмана / В. И. Карпухин, Р. Р. Невретдинов // Антенны, 2018. – № 6. – С. 41–46.

67. Ershadi S. E. Rotman lens design and optimization for 5G applications /
S. E. Ershadi, A. Keshtkar, A. Bayat, A. H. Abdelrahman and H. Xin // International
Journal of Microwave and Wireless Technologies, 2018. – Vol. 10(9). – P. 1048 – 1057.

68. Keshavarzian P. Active Phase-Conjugating Rotman Lens With Reflection
Amplifiers for Backscattering Enhancement / Keshavarzian P., Okoniewski M.,
Nielsen J. // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, 2020. – Vol. 68(1). –
P. 405 – 413.

*69.* Tolin E. Compact Extended Scan Range Antenna Array based on Rotman Lens / Tolin E., Litschke O., Bruni S., Vipiana F. // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2019. – Vol. 67(12). – P. 7356 – 7367.

70. Babar Abbasi M. A. Millimeter Wave Hybrid Beamforming with Rotman Lens: Performance with Hardware Imperfections / Babar Abbasi M. A., Fusco V. F., Matthaiou M. // 16th International Symposium on Wireless Communication Systems, 2019. – P. 203 – 207.

71. Mujammami E. H. Analog Beamforming System Using Rotman Lens for 5G Applications at 28 GHz / Mujammami E. H., Sebak A. // IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting, 2019. – P. 153 – 154.

72. Wang R. Design of a Rotman lens antenna array for wide-scan and beam uniformity applications / Wang R., Yang F., Yang P., Yan Y. // IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting, 2019. – P. 1877 – 1878.

73. Rahimian A. Design and performance of a Ku-band Rotman lens beamforming network for satellite systems / Ardavan Rahimian // Progress In Electromagnetics Research M, 2013. – Vol. 28. – P. 41 – 55.

74. Jangsoo Lee. Development of a V-band Rotman Lens using thin-film substrate with a flip-chip interconnection [Tekct] / Jangsoo Lee, Sangbok Park, Saengseub Song, Sanghyo Lee, Joonho So, Youngwoo Kwon, Kwangseok Seo, Changyul Cheon // Antennas and Propagation Society International Symposium. – 2008. – P. 1-4.

75. Jaeheung Kim. TM mode surface wave excited dielectric slab Rotman lens [Текст] / Jaeheung Kim, Chul Soon Park, Seungwook Mi // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2007. – Vol. 6. – P. 584-587.

76. Woosung Lee. Compact Two-Layer Rotman Lens-Fed Microstrip Antenna
 Array at 24 GHz [Tekct] / Woosung Lee, Jaeheung Kim, Young Joong Yoon // IEEE
 Transactions on Antennas and Propagation. – 2011. – Vol. 59. – P. 460-466.

77. Cheng, Yu.J. Substrate Integrated Waveguide (SIW) Rotman Lens and Its Ka-Band Multibeam Array Antenna Applications [Текст] / Yu.J. Cheng, Wei Hong, Ke Wu, Z.Q. Kuai, Chen Yu, J.X. Chen, J.Y. Zhou, H.J. Tang // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2008. – Vol. 56. – P. 2504-2513.

78. Rotman, W. Wide-Angle Microwave lens for line source applications [Tekct] / W. Rotman, R. Turner // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 1963. – Vol. 11. – No 6. – P. 623-632.

79. Hansen, R.C. Design trades for Rotman lenses [TeкcT] / R.C. Hansen //
IEEE Transactions on antennas and propagation. – 1991. – Vol. 39. – №. 4. – P. 464-472.

80. Singhal, P.K. An overview of design and analysis techniques of Rotman type multiple beam forming lens and some performance results [Текст] / P.K. Singhal, P.C. Sharma, R.D. Gupta // IE (I) Journal.ET. – 2004. – P. 52-58.

81. Wong, K.-L. Compact and broadband microstrip antennas [Текст] / K.-L. Wong. – New York: John Wiley & sons, 2002. – 301 p.

82. Kumar, G. Broadband Microstrip Antennas [Текст] / G. Kumar, K. P. Ray.
– Artech house, 2003. – 432 p.

83. Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ: учеб ник для радиотехн. спец. Вузов. М.: Высш. шк., 1988. 432 с.

84. Ultrawideband log-periodic dipole antenna arrays for the frequency range 0,7-12 GHz/ F.F. Dubrovka, M.M. Lytvyn, S.M. Lytvyn, S.Y. Martynyuk, Yu.V. Ryabkin, O.O. Vtorov // 5th International Conference on Antenna Theory and Techniques. 2005. Pp. 110-115.

85. A Compact Dielectric-Loaded Log-Periodic Dipole Array (LPDA) Antenna/ L. Chang, H. Shuai, J. Zhang, D. Li // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. 2017. Vol. 16. Pp. 2759-2762.

86. Miniaturization of log-periodic dipole array antenna using triangular meander structure/ J.M. Lee, H.J. Ham, H.K. Ryu, J.M. Woo, B.J. Park, K.S. Lee // 2012 IEEE International Conference on Wireless Information Technology and Systems (ICWITS). 2012.

87. Ariza A.P.G., Muller R., Wollenschlager F. et al. "60GHz ultrawideband polarimetric MIMO sensing for wireless multigigabit and radar," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2013, vol. 61, no. 4, pp. 1631–1641.

88. Abari O., Bharadia D., Duffield A., Katabi D. "Cutting the cord in virtual reality," Proceedings of the 15th ACMWorkshop on Hot Topics in Networks, HotNets 2016, USA, November 2016, pp. 162–168.

89. ISO/IEC/IEEE International Standard for Information technology– Telecommunications and information exchange between systems–Local and metropolitan area networks– Specific requirements-Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications Amendment 3: Enhancements for Very High Throughput in the 60 GHz Band (adoption of IEEE Std 802.11ad-2012), ISO/ IEC/IEEE 8802-11:2012/Amd.3:2014(E), 2014, pp. 1–634.

*90.* Jungnickel V., Manolakis K., Zirwas W. et al., "The role of small cells, coordinated multipoint, and massive MIMO in 5G," IEEE Communications Magazine, 2014, vol. 52, no. 5, pp. 44–51.

*91.* Lu L., Li G.Y., Swindlehurst A.L., Ashikhmin A., Zhang R. "An overview of massiveMIMO: benefits and challenges," IEEE Journal on Selected Topics in Signal Processing, 2014, vol. 8, no. 5, pp. 742–758.

*92.* Larsson E.G., Edfors O., Tufvesson F., Marzetta T.L. "Massive MIMO for next generation wireless systems," IEEE Communications Magazine, 2014, vol. 52, no. 2, pp. 186–195.

*93.* Gao Y., Ma R., Wang Y., Zhang Q., Parini C. "Stacked patch antenna with dual-polarization and low mutual coupling for massive MIMO," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2016, vol. 64, no. 10, pp. 4544–4549.

94. Р.С. Хансен, Фазированные антенные решетки // Москва 2012.

95. Шестопалов В. П. Физические основы миллиметровой и субмиллиметровой техники. Т. 1. Открытые структуры. Киев: Наук. думка, 1985. 216 с.

96. Шестопалов В. П. Физические основы миллиметровой и субмиллиметровой техники. Т. 2. Источники. Элементная база. Радиосистемы. Киев: Наук. думка, 1985. 256 с.

97. Шестопалов В. П., Кириленко А. А., Масалов С. А. Матричные уравнения типа свертки в теории дифракции. Киев: Наукова думка. 1984. 296 с.

98. Миттра Р., Ли С. Аналитические методы в теории волноводов. М.: Мир. 1974. 327 с.

*99.* Назарчук 3. Т. Численное исследование дифракции волн на цилиндрических структурах. Киев: Наук. думка, 1989.

100. Галишникова Т. Н., Ильинский А. С. Численные методы в задачах дифракции. М.: МГУ, 1987.

*101.* Кухаркин Е. С., Сестрорецкий Б. В. Диалоговая оптимизация топологии устройств в электродинамических САПР. М.: МЭИ, 1987.

102. Сосунов Б. В., Тимчук А. А. Вопросы расчета и проектирования антенн и радиолиний. С Пб.: ВАС, 1994. С. 220.

103. Климов А. И. Плоские СВЧ антенны дифракционного типа с электронным и оптическим сканированием: Дис... канд. техн. наук. Воронеж, 1993. 167 с.

104. Особенности редуцирования граничных уравнений в задаче о многопазовой отражательной решетке с диэлектрическим слоем / А. И. Климов,

105. А. В. Останков, Ю. Г. Пастернак, В. И. Юдин // Синтез, передача и прием сигналов управления и связи: Межвуз. сб. науч. тр. Воронеж: ВГТУ. 1997. С. 140-147.

106. Канторович Л. В., Крылов В. И. Приближенные методы высшего анализа. Л.: Физматгиз, 1962.

*107*. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров. М.: Наука, 1973. 832 с.

108. Резонансное рассеяние волн. Т. 1. Дифракционные решетки / В. П. Шестопалов, А. А. Кириленко, С. А. Масалов, Ю. К. Сиренко. Киев: Наук. думка, 1986. 232 с.

109. Rotman W., Turner R.F. "Wide-angle microwave lens for line source applications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Nov. 1963, vol. AP-11, no. 6, pp. 623–632.

110. Rausch E.O., Peterson A.F. "Low cost compact electronically scanned millimeter wave lens and method," U.S. Patent 6 031 501 A, Mar. 19, 1997.

111. Schoebel J. *et al.* "Design considerations and technology assessment of phased-array antenna systems with RF MEMS for automotive radar applications," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, Jun. 2005, vol. 53, no. 6, pp. 1968–1975.

112. Metz C. et al., "Fully integrated automotive radar sensor with versatile resolution," IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig., 2001, vol. 2, pp. 1115–1118.

113. Cheng Y.J. et al. "Substrate integrated waveguide (SIW) Rotman lens and its Ka-band multibeam array antenna applications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Aug. 2008, vol. 56, no. 8, pp. 2504 2513.

114. Zaghloul A.I., Adler E.D. "Compact Rotman lens using metamaterials,"U.S. Patent 8 736 503 B2, May 27, 2014.

115. Tudosie G., Vahldieck R. "An LTCC-based folded Rotman lens for phased array applications," *Proc. Asia–Pacific Microw. Conf.*, Yokohama, Japan, Dec. 2006, pp. 2106–2109.

116. Song I.S. et al., "60 GHz Rotman lens and new compact low loss delay line using LTCC technology," Proc. IEEE Radio Wireless Symp., Jan. 2009, pp. 663–666.

117. Lee W., Kim J., Cho C.S., Yoon Y.J. "Beamforming lens antenna on a high resistivity silicon wafer for 60 GHz WPAN," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Mar. 2010, vol. 58, no. 3, pp. 706–713.

118. Lee W., Kim J., Yoon Y.J. "Compact two-layer Rotman lens-fed microstrip antenna array at 24 GHz," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Feb. 2011, vol. 59, no. 2, pp. 460–466.

119. Tekkouk K., Ettorre M., Sauleau R., Casaletti M. "Folded Rotman lens multibeam antenna in SIW technology at 24 GHz," *Proc. Eur. Conf. Antennas Propag.* (*EuCAP*), Prague, Czech Republic, Mar. 2012, pp. 2308–2310.

120. Tekkouk K., Ettorre M., Le Coq L., Sauleau R. "Multibeam SIW slotted waveguide antenna system fed by a compact dual-layer Rotman lens," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Feb. 2016, vol. 64, no. 2, pp. 504–514.

*121.* Hirokawa J., Ando M. "Single-layer feed waveguide consisting of posts for plane TEM wave excitation in parallel plates," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, May 1998, vol. 46, no. 5, pp. 625–630.

122. Deslandes D., Wu K. "Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, Feb. 2001, vol. 11, no. 2, pp. 68–70.

123. Deslandes D., Wu K. "Accurate modeling, wave mechanisms, and design considerations of a substrate integrated waveguide," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, Jun. 2006, vol. 54, no. 6, pp. 2516–2526.

*124.* Bozzi M., Georgiadis A., Wu K. "Review of substrate-integrated waveguide circuits and antennas," *IET Microw. Antennas Propag.*, Jun. 2011, vol. 5, no. 8, pp. 909–920.

125. Djerafi T., Fonseca N.J.G., Wu K. "Broadband Substrate Integrated Waveguide 4 × 4 Nolen matrix based on coupler delay compensation," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, Jul. 2011, vol. 59, no. 7, pp. 1740–1745.

126. Butler, J.L., "Digital, Matrix, and Intermediate-Frequency Scanning", in Microwave Scaning Antennas, Vol. III, R.C. Hansen, Ed., Academic Press, 1996, Chapter 3 [Peninsula, 1985].

*127.* Denidni, T. A. and Nedil, M., "Experimental Investigation of a New Butler matrix using slotline technology for Beamforming antenna arrays", IET microwaves antennas and propogation,vol.2 july 2008, pp. 641-649.

128. Gent, H., "The bootlace aerial", Royal radar establishment J., Oct. 1957, pp. 47-57.

*129.* McFarland, J.L., "The RN2 Multiple Beam-array family and the beamforming matrix" IEEE APS Sumposium Digest, 1979, seattle, WA, pp. 728-731.

*130.* Rotman, W. and Turner, R.F., "Wide-angel microwave lens for line source applications", Trans. IEEE, Vol. AP-11.Nov. 1963, pp.623-632.

131. Liu, Y.; Yang, H.; Jin, Z.; Zhao, F.; Zhu, J. A Multibeam Cylindrically Conformal Slot Array Antenna Based on a Modified Rotman Lens. *IEEE Trans. Antennas Propag.* **2018**, *66* (7), 3441-3452.

132. Rahimian, A.; Abbasi, Q.H.; Alomainy, A.; Alfadhl, Y. A low-profile 28-GHz Rotman lens-fed array beamformer for 5G conformal subsystems. *Microwave and Optical Technology Letters* **2019**, *61*, 671-675.

133. Toan Khanh Vo Dai, Ozlem Kilic. Compact Rotman Lens Structure Configurations to Support Millimeter Wave Devices. *Progress in Electromagnetics Research B* 2016, 71, 91-106.

134. Xiumin, S.; Yanbing, J. A New Approach to Estimate DOA Using Virtual Interpolation Technique. *International Conference on Signal Processing Proceedings* **2008**, 179-182.

*135.* Sim, H.; Lee, S.; Kang, S.; Kim, S. Enhanced DOA Estimation Using Linearly Predicted Array Expansion for Automotive Radar Systems. *IEEE Access* **2019**, *7*, 47714-47727.

*136.* Pasternak, Y.G.; Ashikhmin, A.V.; Rembovsky, Y.A.; Fedorov, S.M.; Zhuravlev, D.V. Virtual Antenna Array for Minimization of DOA Estimation Systematic Error Caused by Scattering of Incident Waves on Antenna Carrier Body. *Electronics* **2020**, *9*, 308.

*137.* James, R. J.; Hall, P.S. *Handbook of Microstrip Antennas*. P. Peregrinus on behalf of the Institution of Electrical Engineers: London, U.K., 1989. P. 1312

138. Rotman, W.; Turner, R. (1963). Wide-angle Microwave Lens for Line Source Applications. *IEEE Trans. Antennas Propag* **1963**, *11* (6), 623-632.

139. Phillips, G.M. Interpolation and Approximation by Polynomials; Springer-Verlag: New York, NY, USA, 2003.

140. Burg, J.P. A New Analysis Technique for Time Series Data. NATO Advanced Study Inst. on Signal Processing with Emphasis on Underwater Acoustics, 1968.

141. Burg, J.P. Maximum Entropy Spectral Analysis. PhD thesis, Stanford University, Stanford, CA, 1975.

142. Cedrick, C. Burg's Method, Algorithm and Recursion. 2009.

143. Dai, C.; Zou, G.; Yang, B. Research on soft frequency reuse technology of multi-beam satellite communication system. 2017 International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems (ISPACS) 2017, 362-365.

144. Kisseleff, S.; Lagunas, E.; Abdu, T.S.; Chatzinotas, S.; Ottersten, B. Radio Resource Management Techniques for Multibeam Satellite Systems. *IEEE Communications Letters*.

145. Ryndyk, A.G.; Kuzin, A.A.; Myakinkov, A.V.; Blyakhman, A.B. Target tracking in forward scattering radar with multi-beam transmitting antenna. 2009 *International Radar Conference "Surveillance for a Safer World" (RADAR 2009)* **2009**, 1-4.

146. Yan, J.; Liu, H.; Jiu, B.; Chen, B.; Liu, Z.; Bao, Z. Simultaneous Multibeam Resource Allocation Scheme for Multiple Target Tracking. *IEEE Transactions on Signal Processing* **2015**, *63*, 3110-3122.

147. Hong, W.; et al. Multibeam Antenna Technologies for 5G Wireless Communications. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* **2017**, *65*, 6231-6249.

148. Amyotte, É.; Demers, Y.; Hildebrand, L.; Richard, S.; Mousseau, S. A review of multibeam antenna solutions and their applications. *The 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014)* **2014**, 191-195.

149. Toso, G.; Angeletti, P.; Mangenot, C. Multibeam antennas based on phased arrays: An overview on recent ESA developments. *The 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014)* **2014**, 178-181.

150. Jankovic, P.; et al. Active Multibeam Antennas based on Rotman Lens Arrays. 2019 IEEE International Symposium on Phased Array System & Technology (PAST) 2019, 1-3.

*151.* Kim, K.; et al. Development of planar active phased array antenna for detecting and tracking radar. *2018 IEEE Radar Conference (RadarConf18)* **2018**, 100-103.

*152.* Butler, J.; Lowe, R. Beamforming matrix simplifies design of electronically scanned antennas. *Electron. Des.* **1961**, *9*, 170-173.

*153.* Blass, J. Multidirectional antenna—A new approach to stacked beams. *IRE Int. Conv. Rec.* **1960**, *1*, 48-50.

154. Xiang, K.; Chen, F.; Chu, Q.; Lancaster, M.J. A Broadband 3 × 4 Butler Matrix and its Application in Multibeam Antenna Arrays. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* **2019**, *67*, 7622-7627.

155. Zhu, H.; Sun, H.; Ding, C.; Guo, Y.J. Butler Matrix Based Multi-Beam Base Station Antenna Array. 2019 13th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP) 2019, 1-4.

*156.* Rao, K.S.; Morin, G.A.; Tang, M.Q.; Richard, S.; Chan, K.K. Development of a 45 GHz multiple-beam antenna for military satellite communications. *IEEE Trans. Antennas Propag.* **1995**, *43*, 1036-1047.

157. Egami, S. A power-sharing multiple-beam mobile satellite in Ka band. IEEE J. Sel. Areas Commun. 1999, 17, 145-152. 158. Rahmat-Smii, Y.; Densmore, A.C. Technology trends and challenges of antennas for satellite communication systems. *IEEE Trans. Antennas Propag.* **2015**, *63*, 1191-1204.

159. Angevain, J.; Fonseca, N.; Schobert, D.; Toso, G; Maagt, P.; Mangenit, C. Multibeam reflector antennas for space applications: Current trends and future perspectives in Europe. *12th European Conference on Antennas and Propagation* (*EuCAP 2018*) **2018**, 1-5.

160. Shahi, A.; Mohammad-Taheri, M.; Aryanian, I. A 5G Multibeam Antenna Including Rotman Lens and Slot Array Antenna. 2018 Fifth International Conference on Millimeter-Wave and Terahertz Technologies (MMWaTT) 2018, 78-81.

161. Wu, W.J.; Zhang, Z.Y.; Zhao, Y.R., Liu, O.F., Wang, C.; Zuo, Y. Design of Multi-Beam Antenna Based on Rotman Lens. 2019 International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium - China (ACES) 2019, 1-2.

162. Attaran, A.; Chowdhury, S. High performance silicon based Rotman lens for automotive radar applications. 2014 IEEE 27th Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering (CCECE) 2014, 1-4.

*163.* Yamada, Y.; et al. Base Station Antennas for the 5G Mobile System. 2018 *IEEE International RF and Microwave Conference (RFM)* **2018**, 1-4.

164. Sun, B.; Liang, Q.; Zhou, G. Miniaturized Rotman lens with applications to wireless communication. *Frontiers of Information Technology & Electronic Engineering* **2020**, *1*, 144-158.

*165.* Ershadi, S.E.; Keshtkar, A.; Bayat, A.; Abdelrahman, A.H.; Xin, H. Rotman lens design and optimization for 5G applications. *International Journal of Microwave and Wireless Technologies* **2018**, 1-10.

*166.* Jaeheung, K.; Choon, S.C.; Barnes, F. S. Dielectric slab Rotman lens for microwave/millimeter-wave applications. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* **2005**, *8*, 2622-2627.

167. Ashikhmin A.V., Koz'min V.A., Kryzhko I.B., Pershin P.V., Tokarev A.B. "Board small-size wide-scale radio monitoring station", *Proc. of the XXIV International Scientific and Technical Conference: Radar, Navigation, Communications*  (Radiolokatsiya, navigatsiya, svyaz': sb. tr. XXIV Mezhdunar. nauch.-tekhn. konf.), 2018, vol. 2, pp. 375-382

*168.* Rembovsky A.M., Ashikhmin A.V., Kozmin V.A., Smolskiy S.M. "Radio monitoring. Problems, methods and equipment", Dordrecht, Springer, 2009, 507 p.

169. Dhouibi A., Burokur S. N., Lustrac A. "Compact metamaterial-based substrate-integrated Luneburg lens antenna", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2012, vol. 11, pp. 1504-1507.

*170.* Su Y., Chen Z.N. "A flat dual-polarized transformation-optics beamscanning Luneburg lens antenna using PCB-stacked gradient index metamaterials", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2018, vol. 66, no. 10.

171. Manafi S., Fernandez Gonzalez J.M., Filipovic D.S. "Design of a perforated flat Luneburg lens antenna array for wideband millimeter-wave applications", 13th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), 2019.

172. Weiland T. "A discretization method for the solution of Maxwell's equations for six-component fields", *Electronics and Communication*, 1977, vol. 31, pp. 116-120.

173. Weiland T. A discretization method for the solution of Maxwell's equations for six-component fields // Electronics and Communication. 1977. Vol. 31. Pp. 116-120.

*174.* URL:<u>https://rogerscorp.com//media/project/rogerscorp/documents/advance</u> <u>d-connectivitysolutions/</u> english/data-sheets/tmm-thermoset-laminate-datasheet-tmm3tmm4-tmm6-tmm10i-tmm10i.22.01.2020.

175. Rappaport C., Zaghloul A. Optimized threedimensional lenses for wideangle scanning // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1985. Vol. 33. No. 11. Pp. 1227-1236.

176. Rappaport C., Zaghloul A. Multifocal Bootlace Lens Design Concepts: a
Review // 2005 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium.
2005. Pp. 39-42.

*177.* <u>URL:https://rogerscorp.com//media/project/rogerscorp/documents/advance</u> d-connectivitysolutions/english/data-sheets/ad1000-data-sheet.pdf . 22.01.2020

178. S. Scott-Hayward and E.Garcia-Palacios, "Multimedia resource allocation in mmwave 5G networks," IEEE Communications Magazine, vol. 53, no. 1, pp. 240– 247, 2015.

*179.* T. Nitsche, C. Cordeiro, A. B. Flores, E.W. Knightly, E. Perahia, and J. C.Widmer, "IEEE 802.11ad: Directional 60 GHz communication for multi-gigabit-persecond Wi-Fi," IEEE Communications Magazine, vol. 52, no. 12, pp. 132 141, 2014.

180. T. Rappaport, S. Sun, R.Mayzus et al., "Millimeter wave mobile communications for 5G cellular: it will work!," IEEE Access, vol. 1, pp. 335–349, 2013.

*181.* T. S. Rappaport, F. Gutierrez, E. Ben-Dor, J. N. Murdock, Y. Qiao, and J. I. Tamir, "Broadband millimeter-wave propagation measurements and models using adaptive-beam antennas for outdoorUrban cellular communications," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 61, no. 4, pp. 1850–1859, 2013.

*182.* M. K. Samimi and T. S. Rappaport, "3-D Millimeter-Wave Statistical ChannelModel for 5GWireless SystemDesign," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 64, no. 7, pp. 2207–2225, 2016.

*183.* A. I. Sulyman, A. Alwarafy, G. R. MacCartney, T. S. Rappaport, and A.Alsanie, "Directional radio propagation path lossmodels for millimeter-wave wireless networks in the 28-, 60-, and 73- GHz bands," IEEE Transactions on Wireless Communica-tions, vol. 15, no. 10, pp. 6939–6947, 2016.

*184.* Notice of proposed rulemaking, Online, Federal Communications Commission, Oct. 23 2015, FCC-15-138 – including use of spectrum above 24GHz for mobile radio services. Available: <u>https://www.fcc.gov/document/fcc-promoteshigher-frequency-spectrum-future-wireless-technology-0.</u>

*185.* J. Kim, S. Kwon, and G. Choi, "Performance of video streaming in infrastructure-to-vehicle telematic platforms with 60-GHz radiation and IEEE 802.11ad baseband," IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 65, no. 12, pp. 10111–10115, 2016.

*186.* V. Va, J. Choi, and R. Heath, "The impact of beamwidth on temporal channel variation in vehicular channels and its impli-cations," IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 66, no. 6, pp. 5014–5029, 2016.

*187.* P. Kumari, N. Gonzralez-Prelcic, and R.W.Heath, "Investigating the IEEE 802.11ad standard for millimeter wave automotive radar," in Proceedings of the 82nd IEEE Vehicular Technology Conference, VTC Fall 2015, USA, September 2015.

*188.* U. Leonhardt, "Optical conformal mapping," American Association for the Advancement of Science. Science, vol. 312, no. 5781, pp. 1777–1780, 2006.

*189.* J. B. Pendry, D. Schurig, and D. R. Smith, "Controlling electromagnetic fields," American Association for the Advancement of Science. Science, vol. 312, no. 5781, pp. 1780–1782, 2006.

190. R. K. Luneberg, Mathematical Theory of Optics, BrownUniversity, Providence, RI, USA, 1944.

191. H. Schrank and J. Sanford, "A Luneberg-Lens Update," IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol. 37, no. 1, pp. 76–79, 1995.

# Приложение А



АКТ ВНЕДРЕНИЯ

результатов диссертации Сафонова Фёдора Сергеевича, выполненной на соискание ученой степени кандидата технических наук

Комиссия в составе: председателя комиссии – директора «Института энергетики, приборостроения и радиоэлектроники», д.т.н., профессора Чернышовой Т.И.; зав. кафедрой «Радиотехника», д.т.н., профессора Пудовкипа А.П. и доцента кафедры «Радиотехника», к.т.н., доцента Панасюка Ю.Н., подтверждает, что полученные результаты диссертации Сафонова Фёдора Сергеевича «Многолучевые антенные решетки с диаграммообразующей схемой на основе линзы Ротмана для систем радиопеленгации и связи» внедрены в учебный процесс ФГБОУ ВО «ТГТУ» при проведении лабораторных занятий по дисциплинам «Устройства СВЧ и антенны», «Электродинамика и распространение радиоволн», «Микроволповая техника» со студентами и магистрантами по направлениям 11.03.01 «Радиотехника» и 11.04.01 «Радиотехника»:

Ne	Наименование внедренных результатов	Итоговая эффективность внедренных результатов
1	Методы обработки сигналов, осно- ванные на формировании, путем ин- терполяции и экстраполяции их про- странственных отсчетов, дополни- тельных «виртуальных» каналов приема.	Повышение разрешающей способности при- емных антенных систем, включающих в себя физические и «виртуальные» элементы. По- казано, что эффективным способом форми- рования интерполяционных и экстра- поляционных «виртуальных» элементов яв- ляются использование метода кубических сплайнов, а также - метода линейного про- гноза Бурга.
2	Методика проектировання многолу- чевых радиопеленгаторных антенных решеток дециметрового диапазона волн с диаграммообразующей схемой на основе печатной линзы Ротмана для аппаратуры радиопеленгации и связи.	Возможность интегрального исполнения сверхширокополосной антенной решетки с формированием многолучевой диаграммы направленности в плоскости вектора напря- женности электрического поля.

## ПЕРЕЧЕНЬ ВНЕДРЕННЫХ РЕЗУЛЬТАТОВ

3	Методика проектирования печатной линзы Ротмана дециметрового диапа- зона волн, тело которой сложено по прямой линии, основанная на ис- пользовании разработанной физико- математической модели разворота на 180 градусов полосковой линии пе- редачи, в основе которой лежит ис- пользование метода частичных обла- стей и редуцирования бесконечной парной системы линейных алгебраи- ческих уравнений с учетом условия Мейкснера на острых ребрах.	Уменышение габаритных размеров тела лин- зы позволяет лучше интегрироваться в архи- тектуру стационарных и мобильных объектах размещения, а также существенно повысится безопасность и надежность оборудования за счет более удобного и простого способа мас- кировки антенной системы.
4	Методика проектирования вариантов многолучевых антенных систем, со- стоящих из вибраторных и щелевых элементов с директорами.	Повышение энергетического потенциала си- стем радиопеленгации и связи, а также - су- щественное повышение разрешающей спо- собность систем радиопеленгации по утло- вым координатам.

Внедрение указанных результатов позволило закрепить знания студентов и слушателей института энергетики, приборостроения и радиоэлектроники Тамбовского государственного технического университета в области вычислительных методов электродинамики, методов синтеза многолучевых антенн и прикладных аспектов их использования в составе антенных решеток комплексов радиопеленгации.

Председатель комиссии

Члены комиссии

Sullef

Чернышова Т.И.

Пудовкин А.П.

Панасюк Ю.Н.

#### «УТВЕРЖДАЮ»

Генеральный директор и научный руководитель АО НПП «Автоматизированные системы связи"

(г. Веронеж), к.т.н. <sup>твенно</sup> Пенлюрин Владимир Андреевич 030 2023 г.

АКТ ВНЕДРЕНИЯ

результатов диссертации Сафонова Фелора Сергеевича, выполненной на сонскание ученой степени кандилата технических наук

Комиссия в составе: председателя комиссии – ведущего научного сотрудника АО НПП «Автоматизированные системы связи", к.т.н. Попова И.В., начальника сектора Гусева Б.Л., инженера – конструктора 1 категории Агаркова И.В. и заместителя генерального директора по общим вопросам Демидовой И.Д., подтверждает, что перечисленные ниже результаты, полученные Сафоновым Ф.С., внедрены в АО НПП «Автоматизированные системы связи» (г. Воронеж).

N2	Наименование внедренных результатов	Итоговая эффективность внедренных результатов
1	Методы обработки сигналов, осно- ванные на формировании, путем ин- терполяции и экстраполяции их про- странственных отсчетов, дополни- тельных «виртуальных» каналов приема.	Повышение разрешающей способности при- емных антенных систем, включающих в себя физические и «виртуальные» элементы. По- казано, что эффективным способом форми- рования интерполяционных и экстраполяци- онных «виртуальных» элементов являются использование метода кубических сплайнов, а также - метода линейного прогноза Бурга.
2	Методика проектирования многолу- чевых радиопеленгаторных антенных решеток дециметрового диапазона волн с диаграммообразующей схемой на основе печатной линзы Ротмана для аппаратуры радиопеленгации и связи.	Возможность интегрального исполнения сверхширокополосной антенной решетки с формированием многолучевой диаграммы направленности в плоскости вектора напря- женности электрического поля.
3	Методика проектирования печатной линзы Ротмана дециметрового диапа- зона волн, тело которой сложено по прямой линии, основанная на ис- пользовании разработанной физико- математической модели разворота на 180 градусов полосковой линии пе- редачи, в основе которой лежит ис-	Уменьшение габаритных размеров тела лин- зы позволяет лучше интегрироваться в архи- тектуру стационарных и мобильных объектах размещения, а также существенно повысится безопасность и надежность оборудования за счет более удобного и простого способа мас- кировки антенной системы.

### ПЕРЕЧЕНЬ ВНЕДРЕННЫХ РЕЗУЛЬТАТОВ

	пользование метода частичных обла- стей и редуцирования бесконечной парной системы линейных алгебраи- ческих уравнений с учетом условия Мейкснера на острых ребрах.	
4	Методика проектирования вариантов многолучевых антенных систем, со- стоящих из вибраторных и щелевых элементов с директорами.	Повышение энергетического потенциала си- стем радиопеленгации и связи, а также - су- щественное повышение разрешающей спо- собность систем радиопеленгации по угло- вым координатам.

Председатель комиссии

Члены комиссии

Слад Попов И.В. Слад Гусев Б.Л. Марков И.В. m Демидова И.Д.