

**Федеральное государственное бюджетное образовательное
учреждение высшего образования
МОСКОВСКИЙ АВИАЦИОННЫЙ ИНСТИТУТ
(НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ)**

На правах рукописи



Кузнецов Григорий Юрьевич

**СТЕНДОВАЯ ДИАГНОСТИКА АКТИВНОЙ АНТЕННОЙ
РЕШЕТКИ КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА**

Специальность

05.12.07 - Антенны, СВЧ-устройства и их технологии

ДИССЕРТАЦИЯ

на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель: д.т.н., профессор Темченко Владимир Степанович

Москва – 2018

Содержание

Содержание	2
Обозначения и сокращения	5
Введение	8
Основные задачи диссертации	10
Методы исследования	12
Научная новизна.....	12
Основные положения, выносимые на защиту	13
Практическая значимость.....	14
Реализация и внедрение результатов	14
Достоверность полученных результатов	15
Апробация результатов работы.....	15
Публикации	16
Структура и объем работы	16
1.1 Введение	25
1.2 Метод обратного распространения	30
1.3 Матричные методы диагностики	31
1.4 Диагностика ФАР на основе бесфазовых методов измерений в ближней зоне	33
1.4.1 Реконструкция характеристик антенн с использованием метода глобальной оптимизации	35
1.4.2 Реконструкция характеристик антенн по амплитудным данным в БЗ на сферической поверхности.....	36
1.4.3 Особенности методов, использующих дискретное преобразование Фурье ..	38
1.4.4 Адаптивный алгоритм диагностики ФАР.....	39
1.5 Диагностика фазированных антенных решеток на основе данных измерений в дальней зоне ФАР	40
1.5.1 Диагностика ФАР на основе нейронных сетей	40
1.5.2 Диагностика ФАР с использованием генетического алгоритма	41
1.5.3 Диагностика ФАР на основе малого числа измерений в ДЗ.....	42
1.6 Диагностика ФАР, реализуемая на основе решения интегральных уравнений	44
1.7 Диагностика антенных решеток на основе разреженных данных регистрации поля в ближней зоне.....	51
1.7.1 Реконструктивная диагностика на основе метода «сжатие с распознаванием» (CS).....	51
1.8 Задача фазового синтеза расширенной ДН.....	53
1.9 Методы уменьшения ошибки усечения при измерениях в БЗ	55
Выводы	56
2 Реконструктивная диагностика на основе метода «сжатие с распознаванием» (CS).....	58
2.1 Теория метода CS.....	58

2.1.1	Основные положения метода CS.....	58
2.1.2	Алгоритмы решения обратной задачи	59
2.1.3	Выбор матрицы измерений.....	61
2.2	Применение метода CS для диагностики AP	63
2.2.1	Постановка задачи и построение матрицы измерений	63
2.2.2	Моделирование реконструктивной диагностики методом CS	67
2.2.3	Влияние точности расчета матрицы измерений на результаты диагностики CS	72
2.3	Двухэтапный метод определения характеристик дефектных элементов.....	73
	Выводы	76
3	Особенности измерения характеристик АФАР в процессе тепловых испытаний.....	78
3.1	Характеристики активной фазированной антенной решетки.....	78
3.2	Особенности проведения тепловых испытаний АФАР в климатической камере	80
3.2.1	Требования к характеристикам климатической камеры для проведения измерений и диагностики АФАР	80
3.2.2	Алгоритмические задачи при тепловых испытаниях.....	83
3.3	Учет влияния радиопрозрачного окна на измерения поля	84
3.3.1	Моделирование поля излучения АФАР дискретными источниками.....	88
3.3.2	Моделирование поля излучения АФАР с непрерывным АФР.....	92
3.3.3	Использование метода длинных линий для расчета коэффициентов прохождения и отражения	93
3.4	Численное моделирование измерений с РПО с учетом влияния элементов конструкции климатической камеры	95
3.4.1	Модель решетки и радиопрозрачного окна.....	95
3.4.2	Результаты моделирования восстановления ДН	97
3.4.3	Результаты моделирования восстановления АФР	99
3.5	Экспериментальная диагностика АФАР методом CS.....	101
3.5.1	Теоретический расчет матрицы измерений.....	101
3.5.2	Экспериментальное измерение элементов матрицы измерений	104
3.5.3	Результаты диагностики модуля АФАР	105
3.6	Компенсация температурных нестабильностей решетки при использовании метода CS.....	111
3.6.1	Моделирование решения задачи диагностики AP при температурной нестабильности.....	112
	Выводы	114
4	Оптимизация расширения антенного луча АФАР для космического РСА	116
4.1	Общие требования к ДН антенны для РСА	116
4.2	Формализация требований к ДН антенны	117
4.2.1	Расширение луча ФАР в угломестной плоскости	120
4.2.2	Расширение луча ФАР в азимутальной плоскости	121
4.3	Постановка задачи синтеза расширенной ДН	122
4.4	Решение задачи синтеза АФР расширенной ДН	123

4.5	Результаты расчета фазового распределения для расширенной ДН методом фазового синтеза	126
4.5.1	Фазовый синтез расширенной ДН в угломестной плоскости.....	126
4.5.2	Влияние фазовых ошибок на оптимизированную ДН.....	131
4.5.3	Оценка влияния отказов излучателей на оптимизированную ДН с формированием провала в заданных направлениях.....	134
4.5.4	Сравнение предложенного подхода с традиционными методами оптимизации	136
	Выводы	140
	Заключение.....	143
	Список литературы	146
	Приложение А.....	154
	Приложение Б.....	155

Обозначения и сокращения

АМ – антенный модуль

АОП – апертурные ортогональные полиномы

АР – антенная решетка

АФАР – активная фазированная антенная решетка

АФР – амплитудно-фазовое распределение

БЗ – ближняя зона

БПФ – быстрое преобразование Фурье

БФ – бесфазовый

БЭК – безэховая экранированная камера

ГА – генетический алгоритм

ДДН – динамическая диаграмма направленности

ДЗ – дальняя зона

ДЗЗ – дистанционное зондирование Земли

ДН – диаграмма направленности

ДПУ – дискретное преобразование Уолша

ДПФ – дискретное преобразование Фурье

ДЭФ – дискретные экспоненциальные функции

ИТР – иностранные технические разведки

ИУ – интегральные уравнения

КА – космический аппарат

КРВО – метод конечных разностей во временной области

КУ – коэффициент усиления

МКК – модифицированная климатическая камера

МКМ – матрично-коммутационный метод

ММ – метод моментов

МОР – метод обратного распространения

МРИ – метод реконструкции источников

МРЧ – метод роя пчел

НВ – напряжение возбуждения

ОЗД – обратная задача диагностики

ПВ – плоская волна

ПД – потенциально дефектный

ПДЭ – потенциально дефектный элемент

ПП ДН – приемо-передающая ДН

ППМ – приемо-передающий модуль

РПМ – радиопоглощающий материал

РПО – радиопрозрачное окно

РСА – радиолокатор с синтезированной апертурой

РСВ – разложение по сферическим волнам

РТС – радиотехническая система

РЭБ – радиоэлектронная борьба

РЭТ – распределение эквивалентного тока

СПВ – спектр плоских волн

ТА – тестируемая антенна

ТМ – традиционные методы

ТФАР – тестируемая ФАР

ФАР – фазированная антенная решетка

ФВ – фазовращатель

ФР – фазовое распределение

ФУ – функции Уолша

ЦАФАР – цифровая АФАР

ЦМ – цифровой модуль

ЭВМ – электронная вычислительная машина

ЭДС – электродвижущая сила

ЭМД – элементарный магнитный диполь

CS – Compressed Sensing

FDTD – Finite Differences in Time Domain

RIP – Restricted Isometry Property

RWG – Rao-Wilton-Glisson

Введение

Актуальность работы. В последние годы наблюдается интенсивное развитие спутниковой систем дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ). Современная спутниковая система ДЗЗ предназначена для формирования радиолокационного изображения земной поверхности, включает в себя радиолокатор с синтезированной апертурой (РСА) высокого разрешения, должна выполнять свои функции в различных режимах съемки в сложной помеховой обстановке и независимо от погодных условий в интересах министерств и ведомств России. В частности, для реализации одного из режимов съемки РСА используют расширение диаграммы направленности (ДН) в угломестной плоскости, что позволяет увеличить ширину полосы захвата, а широкий луч в азимутальной плоскости улучшает пространственное разрешение для антенн больших электрических размеров. Для решения указанного спектра задач в составе космической системы необходимо использовать активные фазированные антенные решетки (АФАР). Использование АФАР в составе спутниковой системы ДЗЗ с цифровым формированием независимых лучей позволяет формировать кадры изображений высокого разрешения, что существенно расширяет функциональные возможности по наблюдению за поверхностью планеты. Габариты, особенности размещения и функционирование АФАР в составе спутниковой системы ДЗЗ влияют на облик космического аппарата и на возможность выведения его на орбиту.

Приемо-передающие модули (ППМ) являются ключевыми элементами АФАР, комплексированы с излучателями и устанавливаются непосредственно в полотно АФАР, каждый из них участвует в формировании требуемых характеристик в рабочем диапазоне частот. Проектирование, изготовление, настройка и климатические испытания активных антенных решеток (АФАР) требуют от разработчиков решения ряда сложных задач, включающих выбор метода измерений полевых характеристик антенн, создание комплекса измерительной аппаратуры, его программного обеспечения, а также разработку

методов диагностики и калибровки антенн. Решение задачи диагностики АФАР сводится к определению амплитудно-фазового распределения (АФР), включающему контроль амплитуды и фазы возбуждающих токов каждого излучателя тестируемой АФАР, выявление дефектных (неисправных) излучателей, определение их координат, классификацию неисправностей и последующую их коррекцию. Знание амплитудно-фазового распределения (АФР) позволяет определить полевые характеристики ФАР в дальней зоне (ДЗ) [1,2]. Эффективность решения задачи диагностики зависит от следующих характеристик выбранного метода диагностики: достоверность, время диагностики, точность, сложность и ее стоимость, определяемая стоимостью аппаратуры для ее реализации.

Методы измерений и методы решения задач диагностики ФАР рассматривались многими авторами: Бахрахом Л.Д., Курочкиным А.П., Шифриным Я.С., Бубновым Г.Г., Ворониным Е.Н., Нечаевым Е.Е., Седельниковым Ю.Е., Вусси О.М., Migliore M.D. и другими.

Решением ряда задач, включающих диагностику, калибровку, синтез АФР занимались научные сотрудники предприятий АО «НИИП им. В.В. Тихомирова» г. Жуковский, АО «Концерн «Вега», ПАО "Радиофизика", "ГСКБ "Алмаз-Антей" в Москве.

Известные методы измерений, разработанные в последние десятилетия, как традиционные, так и новые, отличаются друг от друга классификацией, методами и объемом измерений, алгоритмами обработки, программно-аппаратной реализацией и стоимостью [1-11]. Новые методы диагностики, основанные на методе «сжатие с распознаванием» (Compressed Sensing, CS), представлены в ранних работах, проводимых в интересах обработки изображений [12-16], и впервые в работе [16], в том числе его развитие [17]. Указанный метод применим к диагностике ФАР, и по сравнению с традиционными методами позволяет существенно сократить массив проведенных измерений в БЗ или ДЗ, а также определить дефектные и потенциально дефектные элементы ФАР. Однако такой подход не позволяет определить характеристики дефектов указанных элементов.

Кроме того, недостаточно исследованы другие важные для практики вопросы, в частности, вопрос точного определения характеристик дефектов устройства возбуждения излучателей. Решения указанной задачи на основе предложенного метода подробно рассмотрены в разделах 2 и 3 [17,18].

Отсутствуют также исследования по диагностике АФАР в процессе ее тепловых испытаний, практически нет оценки технического состояния АР при синтезе расширенной ДН с формированием нулевых провалов, необходимых для спутниковых систем дистанционного зондирования Земли. Методы диагностики, основанные на методе CS, являются весьма полезными для традиционных методов (ТМ), поскольку использование полученных ими данных существенно снижает размерность задачи диагностики, по сравнению с ТМ. С другой стороны, метод CS можно рассматривать как дополняющий к ТМ, поскольку для последних можно использовать результаты метода CS, т.е. использовать для решения задачи диагностики ТМ только дефектные и потенциально дефектные элементы ФАР, исключая рабочие элементы, которых намного больше.

Объект и предмет диссертационного исследования

Объект исследования – бортовая АФАР космического аппарата.

Предмет исследования – техническое состояние ППМ, комплексированных в бортовые АФАР космического аппарата.

Цель работы. Диагностика плоской АФАР космического аппарата, направленная на экономию ресурса работы ППМ при проведении стендовых испытаний, реализуемая путем сокращения данных, регистрируемых в ближней зоне, позволяющая эффективно выявлять нерабочие элементы АФАР и определять характеристики дефектов элементов АФАР, а также оценка технического состояния АФАР при формировании расширенной ДН.

Для достижения поставленной в диссертационной работе цели ставятся и решаются следующие **основные задачи**:

1. Проведение аналитического обзора развития методов измерений полевых характеристик антенн и методов диагностики, проведение анализа методов сокращения данных измерений, алгоритмов реконструкции АФР, включая

методы решения обратных задач на основе обращения матриц, а также методы глобальной оптимизации. Сравнительный анализ сходимости методов. Выбор метода диагностики. Сопоставление традиционного и предложенного методов диагностики и исследование возможностей комбинирования этих методов, рассматривая их как взаимодополняющие.

2. Развитие метода стендовой диагностики многоэлементной АФАР космического аппарата, позволяющего существенно сократить массив данных и время регистрации при проведении измерений поля излучения в БЗ и предварительно выделить дефектные и потенциально дефектные элементы при условии, что число дефектных элементов достаточно мало.
3. Разработка метода реконструктивной диагностики многоэлементной АФАР, позволяющего поэлементное определение амплитуды и фазы источников возбуждения потенциально дефектных излучателей.
4. Исследование особенностей измерений поля в БЗ и проведения диагностики по малому числу измерений при тепловых испытаниях АФАР во всем диапазоне рабочих температур, размещаемой в модернизированной стандартной климатической камере и анализ условий применения метода диагностики на практике.
5. Разработка фазового синтеза расширенной приемо-передающей (ПП) ДН (произведение ДН передающей и приемной антенны) многоэлементной АФАР космического аппарата на основе метода апертурных ортогональных полиномов и алгоритма глобальной оптимизации с учетом выбранной маски для ПП ДН, геометрии визирования антенны и компенсации отражений от земной поверхности. Проведение анализа работоспособности АФАР в различных режимах расширения ДН при отказе одного или нескольких элементов решетки.
6. Создание на базе экранированной безэховой камеры программно-аппаратного измерительного стенда, осуществляющего сбор информации и управление измерениями поля в ближней зоне; разработка алгоритма и программы обработки сокращенного массива измеренных данных в среде

MATLAB, позволяющего проводить стендовую диагностику АФАР космического аппарата, включая тепловые испытания.

Методы исследования. Аппарат теории антенных измерений и синтеза антенных решеток, численные методы моделирования задач диагностики, метод реконструктивной диагностики АФАР, методы решения обратных задач, методы глобальной оптимизации (генетический алгоритм) для поиска глобального минимума оптимизируемой невыпуклой и многопараметрической целевой функции. Экспериментальные исследования выполнены на основе современных технологий измерений.

Научная новизна работы

1. Предложен комбинированный метод диагностики многоэлементной АФАР космических РСА для существенного сокращения массива данных и экономии ресурса работы ППИМ при проведении измерений поля излучения в БЗ, основанный на решении обратной задачи и методе реконструктивной диагностики.
2. Выявлены особенности решения обратной задачи диагностики, включающей выбор параметра регуляризации при l_1 -минимизации целевой функции, определяемой на основе разности измерений сокращенного массива данных тестируемой АФАР и известного полного массива данных аналогичной бездефектной АФАР, который позволяет выделить дефектные и потенциально дефектные элементы тестируемой АФАР.
3. Предложен метод, направленный на повышение достоверности реконструктивной диагностики многоэлементной АФАР. Метод позволяет определить амплитуды и фазы источников возбуждения каждого из дефектных и потенциально дефектных излучателей и реализуется на основе регистрации неподвижным зондом поля излучения таких источников в БЗ при последовательном изменении их фазы на 180 градусов.
4. Выявлены особенности диагностики АФАР по сокращенному массиву измерений при проведении в заданном диапазоне рабочих температур тепловых испытаний АФАР, размещаемой в модифицированной стандартной

климатической камере. Проведен анализ условий применения метода диагностики при проведении испытаний с учетом влияния конструктивных элементов камеры.

5. Разработан фазовый синтез расширенной ПП ДН АФАР космических РСА, реализуемый на основе метода апертурных ортогональных полиномов и алгоритма глобальной оптимизации, включающий выбор маски, обеспечивающей заданную ДН с учетом геометрии визирования АФАР и отражающих свойств земной поверхности. Проведен анализ работоспособности АФАР при расширенной ДН при отказе одного или нескольких элементов решетки.
6. Разработан программно-аппаратный измерительный стенд, реализуемый на базе экранированной безэховой камеры, осуществляющий сбор информации и управление измерениями поля в ближней зоне, диагностику АФАР космических РСА. Разработан алгоритм и программа обработки данных в среде MATLAB.

Основные положения, выносимые на защиту:

1. Развита методология диагностики многоэлементной АФАР космических РСА, направленная на экономию ресурса работы ППМ при проведении испытаний основанная на сокращении данных, регистрируемых в БЗ АФАР, в 2...2.5 раза, включающая решение обратной задачи, выбор оптимального параметра регуляризации и метода глобальной оптимизации целевой функции, позволяющая с высокой вероятностью выделить дефектные и потенциально дефектные элементы (ПДЭ) при условии, что число дефектных элементов $K \ll N$ числа элементов АФАР.
2. Предложен модифицированный двухэтапный метод реконструктивной диагностики многоэлементной АФАР, который позволяет определить амплитуды с точностью 0,5 дБ и фазы с точностью 2,5...5 градусов источников напряжения возбуждения каждого из потенциально дефектных (ПДЭ) элементов при отношении сигнал/шум 40...60 дБ, реализуемый на основе измерения неподвижным зондом поля излучения в БЗ каждого из ПДЭ

решетки при последовательном изменении фазы напряжения возбуждения на 180 градусов.

3. Выявлены особенности реконструктивной диагностики АФАР при проведении в заданном диапазоне рабочих температур $-20.0...+50.0^{\circ}$ тепловых испытаний модуля (подрешетки) АФАР в климатической камере, проведен оптимальный выбор параметра регуляризации, что позволяет эффективно определять положения как одиночных дефектных, так и нескольких дефектных элементов с незначительными отличиями температуры;
4. Разработан фазовый синтез расширенной приемо-передающей диаграммы направленности АФАР РСА космического аппарата, реализуемый на основе метода апертурных ортогональных полиномов и алгоритма глобальной оптимизации, включающий выбор маски, обеспечивающей формирование ДН с заданными характеристиками и провалом в УБЛ в приемо-передающей ДН в направлении отражения от земной поверхности на 70...80 дБ; выявлена закономерность изменения уровня провала, показано, что даже при отказе одного из фазовращателей АФАР, уровень провала приемо-передающей ДН составляет 50...60 дБ.

Практическая значимость полученных результатов состоит в следующем:

1. Разработан комбинированный метод диагностики многоэлементной АФАР ДЗЗ, который позволяет значительно снизить расход ресурса работы ППМ на этапах ее разработки и проведения тепловых испытаний.
2. Выявлены особенности диагностики при проведении во всем диапазоне рабочих температур тепловых испытаний АФАР, размещаемой в модифицированной стандартной климатической камере; выработаны условия применения метода диагностики при проведении тепловых испытаний АФАР.

Реализация и внедрение результатов работы. Результаты диссертации внедрены на предприятии АО «Научно-исследовательский институт точных приборов» (АО «НИИ ТП») в рамках проведения опытно-конструкторских и

научно-исследовательских работ по созданию радиолокационных комплексов дистанционного зондирования Земли космического базирования. Получен Акт о реализации результатов исследований диссертационной работы по теме «Стендовая диагностика активной антенной решетки космического аппарата» от 11.07.2018.

Достоверность полученных результатов обеспечивается корректным применением методов расчета и анализа антенн, обоснованностью упрощающих допущений, сравнением результатов эксперимента с результатом численного моделирования волноводной ФАР, проведенного на основе метода конечных разностей во временной области, также сравнением полученных результатов с имеющимися в литературе частными случаями.

Апробация работы. Основные результаты работы докладывались на следующих научных конференциях:

1. Московская научно-практическая конференция «Инновации в авиации и космонавтике – 2015»: Кузнецов Г.Ю., Темченко В.С. «Комбинированный метод диагностики антенных решеток на основе ограниченного набора полевых измерений в ближней зоне»
2. XXII Научно-техническая конференция НИИП им. Тихомирова и ОАО «Концерн ПВО «Алмаз-Антей» – 2015: Кузнецов Г.Ю., Темченко В.С. «Диагностика антенных решеток на основе разреженных данных регистрации поля в ближней зоне»;
3. Международная молодежная научная конференция «XLI Гагаринские чтения» – 2015: Кузнецов Г.Ю., Исмаилов В.Т. «Поэлементная диагностика технического состояния дефектных и потенциально дефектных излучателей ФАР»;
4. XIII молодёжная научно-техническая конференция «Радиолокация и связь – перспективные технологии» – 2016: Кузнецов Г.Ю., Милосердов М.С. «Измерение диаграммы направленности модуля цифровой активной фазированной антенной решетки в ближней зоне в процессе тепловых испытаний»;

5. Международный симпозиум «Progress in Electromagnetic Research Symposium (PIERS) – 2017»: Г.Ю. Кузнецов, М.С. Милосердов, В.С. Темченко, А.И. Коваленко, Д.И. Воскресенский, С.Л. Внотченко, В.В. Римап, А.В. Шишанов. «Practical Aspects of Active Phased Arrays Characterization during Thermal Testing»;
6. Международная конференция “International Conference on Radar Systems (RADAR–2017)”: Кузнецов Г.Ю., Милосердов М.С., Темченко В.С., Коваленко А.И., Внотченко С.Л., Римап В.В. “Antenna beam broadening optimization in space-borne SAR with AESA”;
7. Международная конференция “Microwave and Radar Week – 2018”: Кузнецов Г.Ю., Темченко В.С., Милосердов М.С., Воскресенский Д.И. “Phased Antenna Array Reconstructive Diagnostics Using Small Number of Measurements”.

Публикации. Основные результаты по теме исследования изложены в 8 работах, из которых 3 опубликованы в журналах, рекомендованных ВАК, 5 из которых опубликованы в тезисах докладов всероссийских и международных научно-технических конференций, и получен 1 патент РФ на изобретение.

Структура и объем работы. Диссертационная работа изложена на 162 машинописных листах (без приложений на 153) и состоит из введения, четырех разделов, заключения, списка использованных источников и двух приложений. Иллюстративный материал представлен в виде 67 рисунков и 10 таблиц. Список литературы включает 75 наименований.

Первый раздел работы посвящен обзору методов диагностики активных фазированных антенных решеток на основе данных измерений в ближней или дальней зоне (ДЗ). Для проведения измерений в ДЗ необходимы крупногабаритные антенные полигоны, поэтому в большинстве случаев при разработке и испытаниях фазированных антенных решеток различного назначения широко применяют стендовые методы диагностики. Испытуемые АФАР при этом размещают в безэховой малогабаритной камере. Рассматриваются традиционные фазовые и бесфазовые методы диагностики, реализуемые на основе измерений в БЗ [1,2], такие как метод обратного

распространения (МОР), применяемый к плоским решеткам и реализуемый на основе преобразования Фурье. МОР позволяет определить амплитудно-фазовое распределение (АФР) на апертуре антенны и поле излучения в дальней зоне (ДЗ) [2] и является основой многих других методов, например, матричного метода (ММ). Основное внимание в этом разделе уделено традиционным методам диагностики [3-7], а также развивающимся методам диагностики, реализуемым на основе теоремы эквивалентности и решении интегрального уравнения, бесфазовым методам и многим другим [7-11].

Отмечено, что в последние годы активно развивается метод «сжатие с распознаванием» (Compressed Sensing, CS) который позволяет существенно сократить массив и длительность проведенных измерений в БЗ или ДЗ по сравнению с традиционными методами [12-17].

Проведенный в работе анализ показывает, что большинство методов контроля технического состояния антенн не учитывает в полной мере специфики построения и функционирования активных антенных решеток, предназначенных для радиолокаторов с синтезированной апертурой космического базирования. К таким особенностям можно отнести:

- широкий температурный диапазон, в котором должна функционировать антенная решетка, из-за чего к испытательному оборудованию предъявляются достаточно жесткие требования;

- разделение всей антенной решетки на отдельные цифровые активные подрешетки, что создает трудности при выборе измерительного оборудования, которое в основном рассчитано на работу с аналоговым сигналом;

- ограниченное время штатной непрерывной работы антенной решетки при выполнении съемки в радиодиапазоне и температурная нестабильность элементов, которые резко ограничивают время измерений;

- наличие режимов, в которых необходимо формировать диаграмму направленности специальной формы, из-за чего предъявляются высокие требования к точности калибровки и диагностики элементов решетки.

Указанные проблемы, очевидно, могут быть решены только комбинацией как аппаратных, так и алгоритмических решений. К аппаратным решениям следует отнести конструирование модифицированных климатических камер, позволяющих проводить тестирование антенны и измерение её полевых характеристик (поле излучения, диаграмму направленности, излучаемую мощность) в широком диапазоне температур. Задача сокращения числа измерений может быть решена с помощью применения специализированных алгоритмов обработки данных измеренного поля, позволяющих восстановить диаграмму направленности, диагностировать дефектные элементы или реконструировать поле в апертуре антенны по меньшему количеству измерений, чем требуют традиционные алгоритмы.

Во **втором разделе** рассмотрены методы диагностики, основанные на подходе «сжатие с распознаванием» (Compressed Sensing, CS).

При использовании подхода CS регуляризация решения обратной задачи проводится с использованием априорной информации, что искомый сигнал является сжимаемым, и основана на применении понятия редких или разреженных сигналов. Вектор-сигнал $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ называют K -редким, если он может быть представлен в виде линейной комбинации только K базисных ортогональных векторов или сам по себе содержит только K ненулевых элементов.

При решении задачи диагностики методом CS решение обратной задачи сводится к формированию разреженной антенной решетки и решению системы уравнений

$$\mathbf{U} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{z} \quad (1)$$

Алгоритм решения обратной задачи (1) должен по меньшему числу данных $M < N$ регистрации поля зондом в БЗ и выбранной матрице \mathbf{A} восстановить сжимаемый (разреженный) вектор возбуждения $\mathbf{A}\mathbf{P}$ \mathbf{x} длины N . В такой постановке обратная задача относится к плохо обусловленным, и требуется процедура регуляризации. Стандартный подход регуляризации обратной задачи использует априорную информацию, обеспечивающую ее решение. Например,

можно использовать весовые функции штрафа, связанные с нормой вектора \mathbf{x} . В частности, один из вариантов выбора – ℓ_1 -минимизация с ограничением (или ℓ_1 -регуляризация)

$$\min \|\mathbf{x}\|_1 : \|\mathbf{Ax} - \mathbf{U}\|_2 < \varepsilon, \quad (2)$$

где $\|\dots\|_2$ – Евклидова норма; $\|\mathbf{x}\|_1 = \sum_{n=1}^N |x_n|$ – ℓ_1 -норма; ε – уровень ошибки,

определяемой наличием шума и ошибками измерений; ε^2 – уровень мощности, связанный с $\|\mathbf{z}\|_2^2$ в (1).

Решение задачи (2) можно представить в эквивалентном виде [16]

$$\min_{\mathbf{x}} \|\mathbf{Ax} - \mathbf{U}\|_2^2 + \mu \|\mathbf{x}\|_1, \quad (3)$$

где μ – параметр регуляризации, влияющий на то, насколько разреженным будет конечное решение.

Постановка задачи диагностики ФАР (3) включает разреженные векторы:

$$\mathbf{U}_d - \mathbf{U}_r = \mathbf{A}(\mathbf{x}_d - \mathbf{x}_r), \mathbf{U} = \mathbf{U}_d - \mathbf{U}_r, \mathbf{x} = \mathbf{x}_d - \mathbf{x}_r, \quad (4)$$

где \mathbf{U}_d – вектор измеренных значений поля дефектной решетки, \mathbf{U}_r – вектор измеренных значений поля бездефектной (эталонной) решетки, \mathbf{x}_d и \mathbf{x}_r – векторы возбуждения дефектной и эталонной решеток.

Таким образом, для диагностики АР методом CS необходимо знать не только измеренное поле дефектной (тестируемой) решетки, но и поле эталонной решетки, а также элементы матрицы измерений \mathbf{A} . Решение задачи диагностики ФАР сводится к определению вектора \mathbf{x}_d , или амплитуды и фазы возбуждающих токов или напряжений на входных клеммах излучателей, т.е. АФР.

Представленное решение обладает хорошей стабильностью в присутствии аддитивного шума и ошибок измерений, является простым и эффективным, поскольку требует минимального количества априорной информации – знания шумового уровня, включающего ошибки измерений. Кроме того, с вычислительной точки зрения, задача (2) относится к выпуклым, т.е. имеет глобальный минимум, и позволяет применять для ее решения эффективные

алгоритмы. Такой подход позволяет существенно снизить размерность задачи (поскольку $M < N$ и $K \ll N$) и на основе сравнения с параметрами бездефектной ФАР определить с высокой вероятностью число потенциально дефектных излучателей $K' > K$.

Диагностика ФАР сводится к определению амплитуды и фазы возбуждающих токов (напряжений) на входных клеммах излучателей или АФР. Рассмотрены подходы теоретического и экспериментального определения элементов матрицы измерений A . Предложен и разработан двухэтапный метод реконструктивной диагностики многоэлементной АФАР. На первом этапе, включающем решение задачи (3) с учетом (4) с использованием алгоритма регуляризации, определяются дефектные и потенциально дефектные элементы (ПДЭ) тестируемой АФАР. На втором этапе путем проведения однократного измерения поля для каждого ПДЭ решетки определяются напряжения возбуждения элементов из ПДЭ тестируемой АФАР.

Приведены результаты численного моделирования реконструктивной диагностики для двух моделей АР. Первая представляет собой 100-элементную линейную эквидистантную решетку с равномерным АФР. Вторая представляет собой решетку из открытых концов прямоугольных волноводов размером 10×10 , полевые характеристики которой рассчитаны на основе МКРВО. В модели волноводной дефектной АР было сформировано 4 дефектных элемента (№№ 23, 44, 47 и 67), а размерность задачи уменьшена в 3 раза. Для численного моделирования была составлена программа на MATLAB, внешний вид окна программы приведен в приложении А. Результаты моделирования реконструктивной диагностики АР на основе двухэтапного метода представлены на рисунке 1 и приведены в таблице 1.

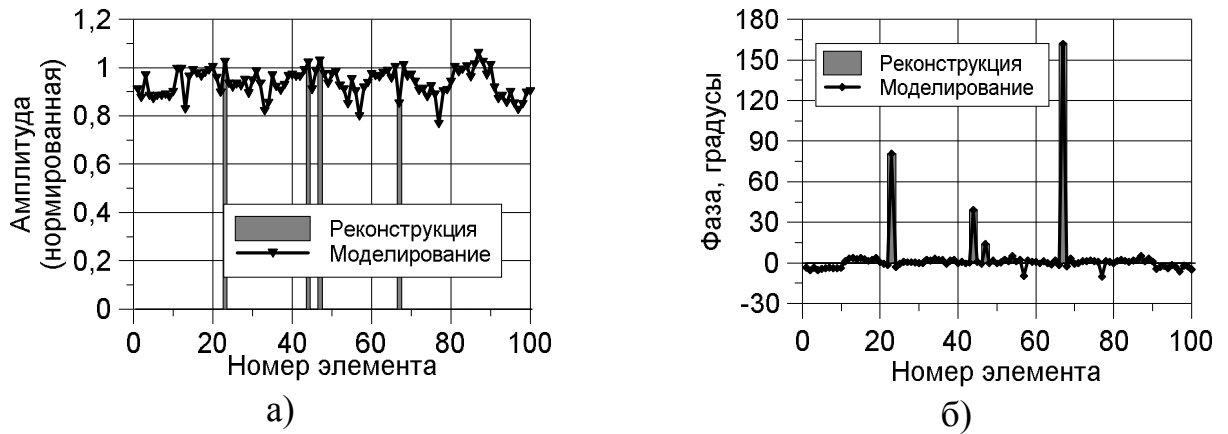


Рисунок 1 — Восстановленные по дополнительным измерениям (2 этап)
а) амплитуда и б) фаза возбуждения дефектных элементов.

Таблица 1. Уточнение решения по дополнительным измерениям

Номер элемента	Амплитуда возбуждения	Фаза возбуждения	Восстановленная амплитуда	Восстановленная фаза
23	1.02	81°	1.00	83°
44	1.02	39°	1.03	38°
47	1.03	14°	1.03	14°
67	0.85	162°	0.87	162°

В **третьем разделе** рассмотрены аппаратные решения, позволяющие измерять характеристики антенной системы в широком диапазоне рабочих температур от -20° до $+50^{\circ}$. Такие особые для космической техники требования к рабочему диапазону температур антенны предъявляются потому, что в конструкции антенны предусмотрена система температурной стабилизации, обеспечивающая функционирование АФАР в заданном температурном диапазоне. Для проведения испытаний в таких условиях необходимо создание модифицированной климатической камеры (МКК) на базе стандартной, которая, кроме обеспечения необходимых климатических условий, должна обеспечивать минимальные отражения от конструктивных элементов камеры за счет применения радиопоглощающих материалов (РПМ) и использования радиопрозрачного окна (РПО). На рисунке 2а показана схема МКК и расположение в ней антенного модуля (АМ) АФАР. Один АМ X-диапазона состоит из 32 линеек излучателей, каждая из которых может излучать и

принимать две ортогональные поляризации (рисунок 2 б). Возбуждение АМ на каждой поляризации осуществляется двумя независимыми блоками, которые подключены к левой и правой половинам АМ. Расстояние между линейками составляет порядка $0,8\lambda$ (общая длина АФАР $L_y = 25,6\lambda$), а длина каждой линейки $L_x = 14,3\lambda$.

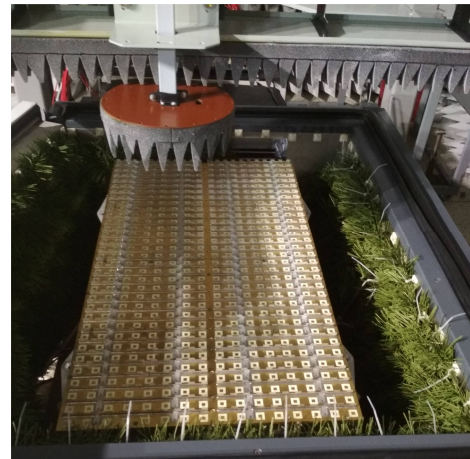
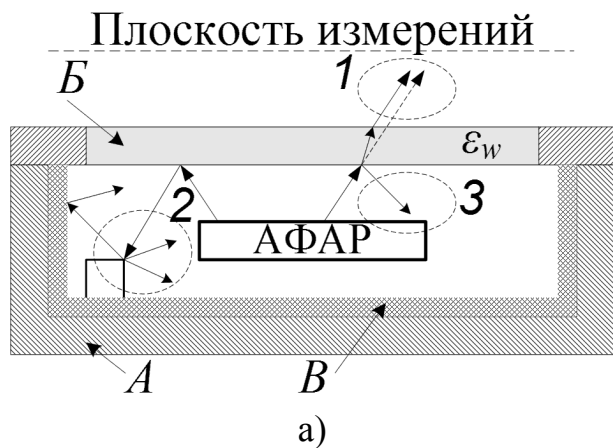


Рисунок 2 — а) схема расположения АФАР в климатической камере и основные источники ошибок; б) Антенный модуль в климатической камере со снятым РПО

Основные источники ошибок, вызываемых РПО, приведены на рисунке 2а: отражение от РПО (Б) искажает поле излучения в плоскости измерений; отражения от элементов конструкции климатической камеры (А) и РПМ (В) приводят к искажению измеряемого поля; отражения от РПО приводят к искажению поля в апертуре АФАР. Если же материал РПО продольно однороден, то можно учесть его влияние, зная коэффициенты прохождения для плоскостойкой среды для Е- и Н-волн. Для нахождения коэффициента прохождения используется функция Грина плоскостойкой среды и её разложение по плоским волнам. Другой подход использует модель плоской АР с непрерывным распределением и реализуется на основе метода длинных линий.

Приведены результаты диагностики АФАР при тепловых испытаниях, которые получены при использовании как теоретической, так и экспериментальной матриц измерений тестируемой подрешетки. Для решения обратной задачи диагностики проведен оптимальный выбор параметра регуляризации, что позволяет эффективно определить положения как одиночных

дефектных, так и нескольких дефектных элементов с незначительными отличиями температуры. Приведены примеры восстановления амплитудно-фазового распределения в плоскости апертуры.

В четвертом разделе сформулирована задача фазового синтеза расширенной приемо-передающей ДН АФАР в составе космического РСА, решение которой сводится к минимизации целевой функции методом глобальной оптимизации. Подход к решению задачи синтеза расширенной ДН основан на оптимальном выборе маски, обеспечивающей ограничение на потери в главном лепестке расширенной ДН, и минимизации отражения от земной поверхности. Решение задачи синтеза актуально в первую очередь для тех режимов работы РСА, в которых требуется одновременно широкая полоса захвата и высокое разрешение. Рассмотрены особенности решения задачи, которые отличают её от других задач синтеза ДН. В частности, задача решается для приемо-передающей ДН, равной произведению ДН на прием и ДН на передачу, с учетом требования не к максимальному УБЛ, а к интегральному уровню, от которого зависит качество изображения. Одной из практически важных задач является расширение луча антенны для увеличения размеров кадра РСА при сохранении качества получаемого изображения [44-45].

В качестве характеристики качества изображения можно ввести отношение мощности сигнала P_m , приходящей из главного лепестка, к мощности P_s мешающих отражений вне его:

$$P_m/P_s = \int_{\Omega_0} P_R(\theta, \varphi) d\theta d\varphi / \int_{\Omega-\Omega_0} P_R(\theta, \varphi) d\theta d\varphi, \quad (3)$$

Такая формулировка позволяет избавиться от всех постоянных коэффициентов, которые не определяются параметрами антенны. Для решения задачи оптимизации использовался комбинированный алгоритм, сочетающий поиск начального решения с помощью метода апертурных ортогональных полиномов (АОП) и генетический алгоритм. Проведена оценка влияния ошибок, вызванных дискретностью фазовращателей, случайных фазовых ошибок, а также отказов излучателей на потери усиления, на уровень мешающих отражений и на

изменение уровня провалов в оптимизированной ДН в направлении максимального отражения от земной поверхности. Отмечено, что наибольшее влияние на уровень усиления и уровень помех имеют центральные элементы, однако отказы крайних элементов также вносят свой вклад.

В этом разделе также представлены результаты решения задачи оптимизации при расширении ПП ДН по маске в угломестной плоскости для 64-элементной АР, а также фазовые распределения и результаты расчета ДН при наличии фазовых ошибок, вызванных дискретностью фазовращателей.

Для проведения расчетов использовалась программа, написанная на MATLAB, которая представлена в приложении Б.

В заключении сформулированы основные выводы по результатам работы.

1 Аналитический обзор методов диагностики фазированных антенных решеток проводимых на основе измерений в ближней зоне. Выбор метода диагностики.

В главе приводится обзор методов диагностики активных фазированных антенных решеток на основе данных измерений в ближней или дальней зоне. Для проведения измерений в последней необходимы крупногабаритные антенные полигоны. Поэтому в большинстве случаев используют стендовые методы диагностики, широко используемые при разработке и испытаниях ФАР, размещаемых в безэховой малогабаритной камере. Рассматриваются традиционные фазовые и бесфазовые методы диагностики, реализуемые на основе измерений в БЗ [1,2], такие как: метод обратного распространения (МОР), матричные методы (ММ), применяемые к плоским решеткам и реализуемый на основе преобразования Фурье. МОР позволяет определить амплитудно-фазовое распределение (АФР) на апертуре антенны и поле излучения в дальней зоне (ДЗ) [2]. В этом разделе рассмотрены традиционные методы диагностики [3-7], бесфазовые методы, развивающиеся методы диагностики, реализуемые на основе реконструкции эквивалентных токов решении интегрального уравнения и многие другие [7-11].

В последние годы активно развивается метод «сжатие с распознаванием» (Compressed Sensing, CS), который позволяет существенно сократить массив и длительность проведенных измерений в БЗ или ДЗ по сравнению с традиционными методами [12-18].

1.1 Введение

В настоящее время интенсивно разрабатываются и эксплуатируются активные фазированные антенные решетки (АФАР) и фазированные антенные решётки (ФАР) с большим количеством элементов, входящие в состав современных спутниковых систем, должны обеспечивать надежную работу комплекса в целом.

Современная спутниковая система формирования радиолокационного изображения земной поверхности, содержащая радиолокатор с синтезированной апертурой (РСА) высокого разрешения, должна выполнять свои функции в различных режимах съемки в сложной помеховой обстановке и независимо от погодных условий. В частности для реализации одного из режимов съемки РСА используют расширение диаграммы направленности (ДН) в угломестной плоскости, что позволяет увеличить ширину полосы захвата, а широкий луч в азимутальной плоскости улучшает пространственное разрешение для антенн больших электрических размеров. Для решения указанного спектра задач в составе спутниковой системы используются активные фазированные антенные решетки (АФАР) расширит современные возможности по наблюдению за поверхностью планеты.

Проектирование надежных АФАР с большим числом элементов требует от разработчиков решения ряда сложных задач включающих, разработку методов диагностики на этапах их изготовления, настройки и климатических испытаний, а также при последующей эксплуатации. Решение задачи диагностики АФАР сводится к нахождению дефектных (неисправных) элементов, определению их координат, характера неисправностей, а также отклонения от требуемых амплитуды или/и фазы возбуждающих токов каждого излучателя тестируемой АФАР. Знание амплитудно-фазового распределения (АФР) в раскрыве антенны позволяет определить полевые характеристики ФАР в дальней зоне (ДЗ). Проектирование, изготовление, настройка и климатические испытания активных антенных решеток (АФАР), требует от разработчиков решения ряда сложных задач, включающих создание безэховой климатической камеры, комплекса измерительной аппаратуры, его программного обеспечения, а также разработку методов их диагностики и калибровки. Эффективность решения задачи диагностики ФАР, реализуемой на основе данных измерения поля излучения в ближней или дальней зоне, зависит от характеристик выбранного метода диагностики, определяемых временем диагностики (особенно для АФАР), достоверностью, сложностью и стоимостью полигона, программно-аппаратного

комплекса для проведения измерений в БЗ или ДЗ. Полученные результаты диагностики используются для оценки технического состояния ФАР и могут быть использованы для решения следующих задач, включающих [5,7] компенсацию искажений, вносимых дефектными элементами решетки в АФР для обеспечения ее работоспособности.

В ситуациях, когда часть решетки неуправляема электрическими методами, решается задача о корректировке (синтезе) АФР в оставшейся управляемой части решетки с целью обеспечения ее работоспособности. В частности, дефектные элементы АФАР, содержащие нерабочие ППМ, подлежат замене.

Информация о распределении АФР в решетке, содержащаяся в памяти управляющей ЭВМ, при наличии априорных сведений о состоянии решетки (выход из строя элементов) в момент обработки сигналов позволяет оперативно решать задачу о работоспособности в целом [5,7].

В ряде ранних и более поздних публикаций представлены методы диагностики, которые могут быть классифицированы по способу их реализации. Общим для них является оценка отклонения амплитуд и фаз от заданных в каждом из излучателей ФАР на основе решения задачи диагностики, а также на основе различных подходов, которые подробно рассмотрены в [7].

Классификация традиционных методов по способу и месту их реализации наиболее полно представлена в [5,7]. Рассмотрим лишь некоторые из них.

По месту реализации метода – стендовые методы и методы диагностики ФАР, входящих в состав космического аппарата.

Стендовые методы диагностики используются в ходе испытаний и проверки работоспособности разрабатываемых ФАР. Эти методы реализуются на стенде, размещённом в безэховой камере (БЭК), с помощью комплекта дополнительной аппаратуры и контрольного зонда, работающего на излучение или на приём.

Диагностика ФАР, находящихся в составе космического аппарата, используется обычно для контроля работоспособности ФАР при технологических испытаниях.

По способу реализации – фазовые и бесфазовые методы. К фазовым относятся такие методы диагностики, для реализации которых необходимо иметь специальную линию передачи опорной фазы (опорного сигнала) от источника контрольного сигнала до исследуемой антенны или до измерительного зонда, если диагностика ФАР осуществляется в режиме передачи.

В бесфазовых методах эта специальная линия не нужна. В качестве опорного используется либо сигнал с выхода сумматора решётки, либо сигнал одного из каналов решётки, либо сигнал генератора передатчика (для приёмо-передающих решёток).

Методы "встроенного контроля" и "внешние методы"[5,7].

Характерным для методов первой группы является включение в состав ФАР тех или иных дополнительных элементов специально в интересах диагностики. Внешние методы диагностики основаны на измерении и анализе особенностей поля ФАР либо в апертуре, либо в ближней и дальней зонах излучения.

Последнее требует крупногабаритных антенных полигонов. Более перспективны ближнезонные методы. К ним относятся [5,7]:

а) амплифазометрические (голографические) методы, в основе которых лежит непосредственное измерение поля (АФР) в апертуре решётки или вблизи её сканирующим зондом или многоэлементным регистратором. По результатам измерения АФР проводят восстановление характеристик антенн. Недостатком метода является высокая стоимость аппаратного обеспечения.

б) модуляционный метод поэлементного контроля ФАР. Суть его заключается в "кодировании" (по какому-либо закону модуляции) сигналов, излучаемых каким-то каналом ФАР с целью последующей фильтрации этого сигнала из общего поля решётки. Анализ особенностей отфильтрованного сигнала позволяет сделать заключение о состоянии рассматриваемого канала. Очевидным недостатком этого метода является сложность его реализации.

К одному из ранних методов диагностики можно отнести матрично-коммутационный метод МКМ [4] и его модернизированный вариант - метод реконструктивной диагностики МРД [5]. Диагностика ФАР в этих методах

реализуется на основе решения системы уравнений, связывающих АФР в решетке с величиной создаваемого ею сигнала при различных режимах работы. В [5,7] рассмотрены особенности их реализации проведено сравнения по аппаратным и вычислительным затратам.

Достоинство указанных методов – применение неподвижного зонда для регистрации сигнала в ближней зоне ФАР. Недостатком методов – необходимость линии передачи опорного сигнала, обеспечивающего измерение фазы радиосигнала. Отметим, что указанные методы являются модификациями метода обратного распространения и требуют большого числа отсчетов при проведении измерений и значительного времени для их реализации, особенно для случая решеток с большим количеством элементов. Кроме того, в этом случае возможно возникновение грубых ошибок в определении АФР при обращении плохо обусловленных матриц, особенно для ФАР среднего размера (состоящей из порядка 400 излучателей). Для преодоления указанного недостатка необходимо использовать априорное знание о характеристиках (например АФР или ДН) бездефектной ФАР таким образом, чтобы требовалось идентифицировать только дефектные элементы решетки [5,7]. Один из таких методов диагностики основан на методе «сжатие с распознаванием» (Compressed Sensing, CS) позволяющем существенно сократить массив и длительность проведенных измерений в БЗ или ДЗ по сравнению с традиционными методами [12-18].

В работе [19] предложен оригинальный подход решения задачи диагностики для случая, когда ФАР размещена на реальном объекте, и при применении традиционных методов возникают технические трудности. В частности, возможно размещение вспомогательной антенны перед апертурой ФАР. В этом случае для диагностики можно использовать подход, когда измеряются сигналы, отражённые от переходов «излучатель – свободное пространство», а паразитные составляющие, вызванные наличием взаимных связей между элементами ФАР, фильтруются при помощи специализированной обработки измеренных данных.

1.2 Метод обратного распространения

Данный метод основан на том, что ДН тестируемой антенны может быть определена на основе преобразования Фурье АФР плоской антенны [8]. С другой стороны, используя метод обратного распространения, можно определить АФР апертуры тестируемой антенны на основе знания ее ДН. В наиболее простой формулировке указанный метод использует взаимную связь поля на плоскости апертуры тестируемой антенны и значениями поля на плоской поверхности, например в БЗ антенны. В этом случае поля, регистрируемые на этой плоскости, на основе использования обратного быстрого преобразования Фурье (БПФ) трансформируются на плоскость апертуры антенны [20]. Метод обратного распространения применим для полярного и биполярного методов измерения на плоской поверхности [20-22], а также распространен на случай решения задачи диагностики на основе бесфазового метода [23]. Метод эквивалентного тока, реализуемый на основе инверсного БПФ, был подробно представлен в работе [24]. При другом подходе реконструкция поля апертуры (АФР) антенны реализуется на основе данных, регистрируемых зондом при сканировании на сферической поверхности. Такая регистрация полей наиболее часто используется при измерении полевых характеристик антенн [25]. Метод основан на разложении поля антенны, измеренного в БЗ на сферической поверхности, по сферическим волнам (РСВ), и последующем представлении РСВ в виде спектра плоских волн (СПВ). Формулировка связи сферических мод волны со спектром плоской волны тестируемой антенны была развита в [26].

В работе [27] в рамках реконструкции эквивалентных токов проведено сравнение двух методов преобразования поля из БЗ к полю в ДЗ. Первый из них основан на представлении поля в виде РСВ, а второй в виде распределения эквивалентного тока (РЭТ) тестируемой антенны. Приведено сравнение методов, показаны преимущества и ограничения каждого из них, которые сформулированы следующим образом. Во-первых, объем вычислений метода РЭТ превышает объем вычислений метода РСВ, а также зависит от электрического размера

тестируемой антенны, то есть для реализации метода РЭТ требуется вычислитель с большим быстродействием.

Во-вторых, метод РЭТ для диагностики тестируемой антенны трехмерной конфигурации может быть реализован на основе знания поля на окружающей антенну поверхности, которая соответствует ее геометрии. Эта поверхность может быть меньшей, чем минимальная сфера, требуемая для реализации метода РСВ, что позволяет более эффективное вычисление поля в ДЗ в этом случае. В-третьих, отмечено, что точность преобразования поля в ДЗ зависит от числа сферических мод для метода РСВ, а для метода РЭТ точность определяется размером сетки дискретизации области распределения эквивалентного тока. В заключении отмечено, что указанные методы показывают хорошее совпадение друг с другом, и могут рассматриваться как взаимодополняющие. Комбинация преимуществ этих методов является важным инструментом для анализа характеристик тестируемой антенны, включая ее диагностику.

Несомненно, самый вычислительно эффективный метод диагностики реализуется на основе инверсного БПФ. Несколько десятков лет назад метод РЭТ использовал обратный метод моментов, требующий больших вычислительных ресурсов, что было существенным для практической диагностики антенны [27].

В ряде сложных случаев, например, для зеркальных антенн, необходимо, чтобы на основе поля в БЗ распределение эквивалентного тока было восстановлено не только в плоскости апертуры тестируемой антенны, но также на поверхности, соответствующей ее геометрии. Развитие и совершенствование вычислительных ресурсов позволяет на практике эффективно использовать метод РЭТ [29].

1.3 Матричные методы диагностики

Среди БЗ методов весьма эффективным методом диагностики технического состояния ФАР является матрично-коммутационный (МКМ) [4,7]. Он построен по простейшей однопозиционной схеме регистрации её ближнего поля в режиме одновременного включения одной из позиций каждого из фазовращателей ФАР в

соответствии с некоторым планом управления. При этом сигналы, наводимые в одиночном неподвижном регистрирующем зонде и регистрируемые подключённым к нему амплифазометром, могут принимать столько неповторяющихся значений, сколько возможно комбинаций фазирования из M элементов ФАР с L состояниями у каждого. Количество таких комбинаций составляет L^M , т. е. полностью перекрывает общее число элементов прямоугольной матрицы АФР токов размера $L \times M$ [4,7]. Для больших ФАР размерность задачи существенно возрастает.

Для решения задачи определения технического состояния ФАР используют матричные методы, применяемые как в традиционных, так и вновь разработанных методах диагностики [6].

Методы диагностики с использованием матричных методов были рассмотрены в ряде статей. Однако лишь в некоторых из них приведены экспериментальные исследования, причём только для небольших ФАР [6].

Матричный метод диагностики ФАР основан на реконструкции возбуждения ее элементов по измеренным в БЗ данным путем решения системы уравнений, связывающей коэффициенты возбуждения с полем в точках измерения. В работе [6] матричный метод применен к диагностике отказов элементов конформной антенной решетки. Приведены результаты, подтверждающие функциональность метода, поскольку стандартные методы, такие как метод обратного распространения или ММ для таких решеток не всегда применимы [6].

Диагностика технического состояния антенной решетки включает оценку возбуждения каждого элемента излучения и является фундаментальным инструментом для определения и исправления отказов антенн решетки. Кроме того, диагностика многоэлементных ФАР в настоящее время становится важным этапом при их изготовлении. Например, когда решетка состоит из несколько подрешеток, лучше проводить диагностику производства подрешетки, предназначенной для использования в более критических частях (например, в центре) решетки. Результаты, приведенные в работе, подтверждают, что

матричные методы позволяет определить коэффициенты возбуждения ФАР с высокой точностью.

1.4 Диагностика ФАР на основе бесфазовых методов измерений в ближней зоне

В последнее десятилетие отмечен новый этап развития бесфазовых (БФ) методов диагностики. С одной стороны, БФ методы позволяют упростить аппаратную часть измерительного комплекса, поскольку нет необходимости использовать опорный сигнал с выхода одного из каналов решётки или сигнал дополнительного канала (генератора). С другой стороны, необходимо разработать программный комплекс, причем его математический аппарат и алгоритмы реконструкции будут существенно отличаться от уже реализованных методов. Например, в работе [30] рассмотрена реконструкция АФР токов антенны курсового радиомаяка бесфазовым методом измерений.

Традиционные методы диагностики ФАР по-прежнему активно используются разработчиками при создании радиотехнических систем.

Совершенствование методов измерений и методов диагностики в последнее десятилетие представлено в ряде работ. Большинство указанных методов реализуются на основе данных измерений в БЗ, поскольку используемый полигон является более компактным и легко управляемым по сравнению с полигоном, реализующим эти методы на основе измерений в ДЗ.

Отметим, что для решения задачи диагностики ФАР эти методы должны включать алгоритмы реконструкции АФР, реализуемые на основе решения обратной задачи. В традиционных методах это связано с обращением матрицы, оценкой ее обусловленности. В других работах для решения указанной задачи реконструкции используют регуляризирующие алгоритмы [31]. Для реализации алгоритмов необходимо точное значение амплитуды и фазы данных измерений в БЗ, или знание комплексной ДН в ДЗ.

Наиболее полно бесфазовые традиционные методы диагностики ФАР представлены в [5, 7, 32]. Рассмотрим лишь основные из них. При реализации БФ

методов используют пару дискретных преобразований Фурье (ДПФ), реализуемых на основе базисных дискретных экспоненциальных функций (ДЭФ), либо в базисе функций Уолша (ФУ). Прямое пространственное преобразование произведения комплексной амплитуды сигнала и реального АФР решетки осуществляется с помощью ФВ решетки и ее сумматора. Полученные при этом результаты являются оценками пространственного спектра АФР. Определение вектора АФР решетки получается в результате применения обратного ДПФ к оценкам спектра сигнала и последующей нормировки полученного вектора. Обратное преобразование реализуется с использованием быстрого ДПФ [5, 7].

Бесфазовые методы диагностики предпочтительнее фазовых при диагностике ФАР в составе РТС.

Как отмечалось во введении, диагностика ФАР, входящей в состав РТС, является одной из наиболее важных задач в общей проблеме эксплуатации РТС.

Результаты диагностики ФАР в этом случае могут быть использованы для решения следующих задач [5, 7, 33]:

1. Компенсации электрическими методами искажений, вносимых неисправностями решетки в её АФР в процессе функционирования РТС;
2. В ситуациях, когда часть решетки неуправляема электрическими методами, решается задача о корректировке (синтезе) АФР в оставшейся управляемой части решетки с целью максимизации желаемых показателей качества РТС. Неуправляемые каналы ФАР подлежат в дальнейшем ремонту и замене;
3. Фиксации имеющегося в решетке реального АФР в памяти ЭВМ для использования этой информации при реализации в РТС современных методов обработки сигналов, требующих априорных сведений о состоянии решётки в момент оцифровки сигналов.

Возможность и качество решения указанных задач определяются характеристиками используемого метода диагностики, которые зависят от состава и конструкции РТС, а также от того, насколько просто сочетаются алгоритмы диагностики ФАР и использования её результатов с алгоритмами функционирования самой РТС.

В последнее десятилетие при решении задач реконструкции характеристик антенны активно используются методы глобальной оптимизации.

1.4.1 Реконструкция характеристик антенн с использованием метода глобальной оптимизации

В работе [21] представлен один из подходов реконструкции характеристик направленности плоской антенны по результатам измерения лишь амплитуд поля излучения в двух плоскостях в БЗ антенны, расположенных параллельно плоскости апертуры на известных расстояниях z_1 и z_2 от нее.

Решение задачи реконструкции ДН антенны реализуется с использованием метода глобальной оптимизации (роя пчел) целевой функции. Поисковый итерационный алгоритм включает случайное начальное распределение комплексной амплитуды (АФР) на апертуре тестируемой антенны.

Следующий шаг алгоритма включает спектральное представление АФР в виде спектра плоских волн (СПВ) на основе быстрого преобразования Фурье с учетом умножения на коэффициент распространения до первой и до второй плоскости измерений. Затем, в соответствии с алгоритмом, определяют распределение СПВ на первой и второй поверхности регистрации, используя обратное преобразование Фурье, по распределению электрического поля на первой и второй плоскости. В следующем шаге, используя вычисленный модуль распределения электрического поля на первой (второй) поверхности и сравнение с измеренным распределением амплитуды на указанных плоскостях, формируют целевую функцию в виде

$$F = \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \left[\frac{|E_1(i, j)|^2 - M_1(i, j)^2}{M_1(i, j)^2} \right]^2 + \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \left[\frac{|E_2(i, j)|^2 - M_2(i, j)^2}{M_2(i, j)^2} \right]^2, \quad (1.1)$$

где $E_1(i, j)$ и $E_2(i, j)$ являются моделируемыми комплексными значениями, соответствующими интенсивности в точке i, j на первом и второй плоскости измерений; $M_1(i, j)$ и $M_2(i, j)$ – измеренная амплитуда в точке i, j на первой и второй поверхности регистрации.

Целевая функция (1.1) представляет собой ошибку, подлежащую минимизации с использованием алгоритма роя пчел.

К недостаткам рассмотренного подхода можно отнести необходимость знания априорной информации об исходном АФР, что необходимо для быстрой сходимости алгоритма минимизации. Для многоэлементных АР существенно возрастает количество отсчетов, а значит, возрастает размерность задачи реконструкции, трудоемкость и время, необходимое для регистрации данных на двух поверхностях, снижается точность ее решения. Потенциально представленный подход может быть использован как вариант для решения задачи диагностики, но решение этой задачи в [21] не приведено.

1.4.2 Реконструкция характеристик антенн по амплитудным данным в БЗ на сферической поверхности

В работе [20] предложена гибридная процедура реконструкции поля в ДЗ на основе регистрации только амплитудных данных в БЗ на сферической поверхности измерений, которая позволяет предварительно восстановить фазовое распределение на указанной поверхности. Для измерения поля в БЗ используется простая микрополосковая схема, включающая соединение двух идентичных измерительных зондов, сканирующих на поверхности измерений.

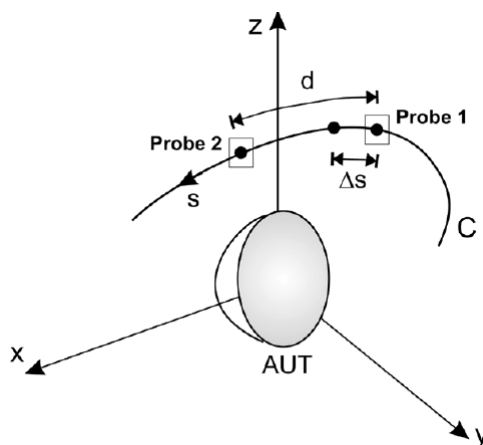


Рисунок 1.1 — Расположение зондов на траектории измерений в БЗ

При решении задачи полагали, что регистрация данных осуществляется вдоль произвольной кривой C в дискретных точках с шагом $\Delta S = \lambda/2$. Расстояние между двумя смежными точками измерений $d = i\lambda/2$, где i – целое число, большее

единицы. Два идентичных пробника, одновременно проходя кривую измерения (рисунок 1.1), используются для получения четырех информации амплитуд [20]

$$|V_1|^2, |V_2|^2, |V_1 + V_2|^2, |V_1 + jV_2|^2, \quad (1.2)$$

где $V_1 = |V_1| \exp(j\varphi_1)$, $V_2 = |V_2| \exp(j\varphi_2)$ - измеренные комплексные сигналы в двух точках вдоль кривой С.

Данные интенсивности (1.2) позволяют определить разность фаз в указанных точках в виде следующей интерференционной формулы

$$\Delta\varphi = \varphi_1 - \varphi_2 = \arctg \left[\frac{|V_1 + jV_2|^2 - |V_1|^2 - |V_2|^2}{|V_1 + V_2|^2 - |V_1|^2 - |V_2|^2} \right] \quad (1.3)$$

Поле излучения в БЗ тестируемой антенны на кривой наблюдения С представимо в виде набора комплексных данных в $(2N + 1)$

$$E(s_i) = |E(s_i)| \exp j\varphi(s_i), \quad (1.4)$$

где параметр s_i обозначает криволинейную координату С (рисунок 1.2).

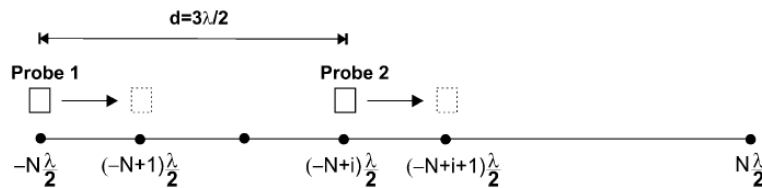


Рисунок 1.2 — Иллюстрация изменений фазы для случая $i = 3$.

На основе (1.4) реализуется гибридная процедура реконструкции поля при регистрации в БЗ только амплитудных данных на сфере заданного радиуса. В этом случае решение задачи сводится к решению соответствующей системы уравнений, записанной в матричной форме. Решение матричного уравнения, позволяющего восстановить полевые характеристики тестируемой антенны, включая АФР распределения на указанной поверхности [34], реализуется на основе метода сингулярного разложения матрицы, элементы которой определяются выборками регистрируемого поля. К недостаткам метода сингулярного разложения при решении обратных задач можно отнести его неповторяемость относительно полученного решения, как показали исследования [35].

Результаты диагностики ФАР, осуществляемой периодически или непрерывно, должны тем или иным способом учитываться в ходе работы ФАР. Если диагностика осуществляется непрерывно, т. е. при каждом новом фазировании решётки, и результаты ее учитываются автоматически, то можно говорить об адаптивной РТС (или ФАР).

Основное внимание ниже будет уделено двум методам бесфазовой диагностики ФАР. Эти методы представляются в настоящее время наиболее перспективными.

1.4.3 Особенности методов, использующих дискретное преобразование Фурье

Подробно алгоритм, реализующий метод ДПФ, представлен в [5,7]. Ключевой момент метода – отказ от измерения фазы спектральных коэффициентов. Фаза этих коэффициентов находится по данным измерений их амплитуд в смежных точках пространства. Основной недостаток изложенного метода – сложность точной реализации в решётке ФР, особенно для больших ФАР, поскольку в тестируемой решётке ФВ должны иметь практически нереализуемую разрядность. Используемые в современных решётках ФВ имеют разрядность не более 6.

Если учесть также недостатки, присущие итерационной процедуре восстановления фазы, невысокую точность метода и т. д., то очевидно, что возможности использования указанного метода весьма ограничены. В этом случае перспективно использовать бесфазовые методы диагностики ФАР, что позволяет надеяться на улучшение характеристик новых методов диагностики ФАР.

Указанный метод применим для диагностики ФАР в режиме приёма и позволяет осуществить:

- проверку работоспособности (исправности) ФВ во всех их состояниях;
- контроль реализованного в решетке амплитудного распределения.

Более простым для реализации является метод дискретного преобразования Уолша (ДПУ). Ключевым моментом метода ДПУ является то, что прямое ДПФ от

АФР осуществляется в базисе функций Уолша. Оно реализуется либо основными ФВ решётки, функционирование которых проверяется, либо дополнительными ФВ, включаемыми в каждый канал решётки.

Описанный метод диагностики представляется достаточно простым, удобным для практической реализации в РТС со штатными цифровыми устройствами. Проблем с опорным сигналом и осуществлением быстрых ДПУ не возникнет. Реализация ФР, соответствующего ряду Уолша, потребует только двух разрядов основных ФВ (0° и 180°) или включения дополнительных ФВ с разрядом 180° . Описанный метод также пригоден только для диагностики ФАР в режиме приёма. Другим недостатком метода ДПУ является зависимость точности от вида амплитудного распределения в решётке.

1.4.4 Адаптивный алгоритм диагностики ФАР

Подробно адаптивный алгоритм представлен в [7]. Ключевым в этом бесфазовом методе (помимо использования и здесь для ДПФ базиса Уолша) является то, что определение реального АФР в решётке осуществляется в процессе максимизации мощности сигнала на выходе решётки (приемная ФАР) или на выходе контрольного зонда (передающая ФАР). В обоих случаях функцией качества является значение выходной мощности. Поиск максимума функции качества, адаптивный к состоянию решётки, реализуется с помощью быстрого многомерного алгоритма Ньютона.

Достоинства метода:

1. Метод пригоден для диагностики приёмных, передающих, приемо-передающих ФАР при работе последних на приём или на передачу;
2. Высокая точность диагностики. Это связано с тем, что обратной связью охвачен весь процесс нахождения исходного АФР.

Иначе говоря, присущая рассматриваемому методу адаптация системы управления ФАР на максимум выходного сигнала служит средством заметного повышения точности диагностики ФАР. Что же касается времени диагностики, то оно в рассматриваемом методе несколько больше, чем в методе ДПУ, поскольку

необходимо реализовывать в алгоритме Ньютона большее количество итераций. Обычно бывает достаточно от одного до пяти шагов. Малое число итераций объясняется применением при адаптации алгоритма Ньютона. Этот алгоритм примечателен тем, что за минимальное число итераций формирует максимально правдоподобные оценки измеряемых величин.

Известно [16], что вычисление элементов измерительной матрицы, а также её обращение представляет большие сложности, затрудняющие реализацию алгоритма Ньютона. Итерационный процесс считается завершённым, если результат очередной итерации мало отличается от результата предыдущей итерации по тому или иному критерию.

Если какие-то каналы ФАР не возбуждаются, то в этих каналах значение фазы реконструируется по общему поведению фазового распределения в решётке. Отсюда следует, что если априорной информации о возбуждении каналов решётки нет, то полученный при адаптивном методе диагностики результат о реальном ФР в неисправной решётке может быть ошибочным при решении задачи диагностики ФАР.

1.5 Диагностика фазированных антенных решеток на основе данных измерений в дальней зоне ФАР

В этом разделе приведен новый подход измерения ДН ФАР, а также методы обнаружения дефектных элементов на основе полного и малого числа измерений полевых характеристик ФАР в дальней зоне. Для проведения измерений в дальней зоне в ряде случаев необходимо располагать безэховой камерой больших размеров, а также аппаратурой для регистрации слабых сигналов при измерениях.

1.5.1 Диагностика ФАР на основе нейронных сетей

Один из методов диагностики плоской антенны решётки по результатам измерений в ДЗ диаграммы направленности антенны, основанный на использовании нейронных сетей, представлен в работе [36]. Проведено сравнение работы двух типов нейронных сетей, реализуемых на основе радиальных базисных функций и вероятностной модели. Отклонения ДН от заданной

являются исходными данными для работы нейронной сети, обеспечивающей малое вычислительное время и устойчивость к шумам. Такой подход к решению задачи диагностики позволяет определить местоположение дефектного элемента и диагностировать ошибки его возбуждения в рабочем состоянии антенны с сохранением нормального эксплуатационного режима.

Предложенный метод позволяет пользователю обучать нейронную сеть для любого ряда элементов, их размещения и возбуждения. Как только сеть обучается, ее применение позволяет обнаружить местоположение, амплитуду и фазу возбуждающего тока дефектного элемента антенной решетки. Результаты, приведенные в работе, демонстрируют обоснованность предложенного метода, однако приведены примеры лишь для малых АР размером 5x5 и 8x8 элементов, при этом приведен алгоритм определения одного дефектного элемента и более сложный алгоритм для двух дефектных элементов.

1.5.2 Диагностика ФАР с использованием генетического алгоритма

В работе [37] рассмотрен метод решения задачи диагностики плоских антенных решеток на основе ограниченного набора значений амплитуд поля в дальней зоне ФАР. Решение задачи основано на применении генетического алгоритма. Представленный метод работает в реальном случае, то есть с учетом взаимного влияния элементов ФАР, шума и ошибок измерения ДН. Число необходимых выборок, которое гарантирует высокую достоверность диагностики, может быть значительно уменьшено за счет использования выборок комплексной диаграммы направленности. Отмечено, что представленный метод работает только в случае *полного отказа* дефектного элемента ФАР. Утверждается, что предложенный метод может быть использован для обнаружения частичных отказов дефектных элементов, включая определение характеристик каждого из них, но информация о модернизации предложенного метода не приведена.

1.5.3 Диагностика ФАР на основе малого числа измерений в ДЗ

В работе [38] рассмотрены три метода диагностики ФАР, использующие малое число измерений полевых характеристик в ДЗ, при этом предполагалось, что число дефектных элементов S намного меньше числа элементов N ФАР. Для определения характеристик дефектных элементов используют редкие сигналы или разностную ФАР, определяемую как разность характеристик эталонной (бездефектной) и тестируемой ФАР. Предложенные подходы позволяют значительно сократить число измерений, требуемых для диагностики, по сравнению с традиционными методами: методом обратного распространения (МОР) и матричным методом. Для проведения процедур диагностики ФАР продолжительность постобработки составляет менее секунды, что является незначительным по сравнению со временем измерения полевых характеристик. Поэтому указанные подходы позволяют осуществить более быструю диагностику антенны по сравнению с традиционными методами: МОР и матричным методом, требующими большого числа измерений [39]. Строгий анализ в терминах информационного содержания электромагнитного поля показывает, что количество информации уменьшается от $O(N)$ до $O(S \log(N/S))$, где $O(\dots)$ – символ Ландау [40]. Из последнего следует простой вывод: теоретически возможно получить сокращение числа данных измерений в ДЗ предложенным методом диагностики ФАР.

Три различных сценария решения обратной задачи диагностики (ОЗД), основанные на априорной информации об эталонной ФАР, представлены в этой статье. Для регуляризации решения ОЗД в первом из них используется минимизация ℓ_1 нормы, во втором – минимизация нормы полного изменения (Total Variation, TV), а в третьем – минимизация смешанной ℓ_1/ℓ_2 нормы. При решении ОЗД на основе минимизации нормы TV используется дополнительная априорная информация о разностной ФАР, а именно то, что решение имеет резкое изменение при переходе от рабочих к дефектным элементам. Можно ожидать, что вектор решения в области рабочих элементов будет близок к нулю, поэтому для

эффективной минимизации нормы использован градиентный метод. Приведенные в статье численные и экспериментальные результаты показывают, что использование смешанной ℓ_1/ℓ_2 нормы на основе априорной информации об излучающих элементах в структуре ФАР обеспечивает лучшие результаты идентификации элементов: в этом случае вектор решения разделен на группы, соответствующие дефектным излучателям апертуры ФАР.

Используемые схемы регуляризации позволяют улучшить результаты диагностики ФАР по сравнению с традиционными методами МОР и матричными методами. Эти методы регуляризации применены для плоских излучающих структур, но они могут быть использованы для диагностики любого типа решеток, включая конформные. В заключение отметим, что представленные методы диагностики позволяют определить координаты дефектных элементов ФАР, но не позволяют определить их амплитуду и фазу.

Для развития указанного метода измерений в ДЗ можно воспользоваться предложенным в работе [41] методом измерения динамических диаграмм направленности (ДДН) ФАР и АФАР, позволяющим значительно сократить время определения характеристик излучения, как в отдельных угловых сечениях, так и во всей области видимости. В этом случае для измерения динамических диаграмм направленности не требуется поворотный стенд.

В представленной работе отмечено, что измерения ДДН могут быть использованы для определения статических (измеренных методом поворота антенны) диаграмм направленности в дальней зоне, а также для восстановления амплитудно-фазового распределения в апертуре и для решения *задачи диагностики* ФАР и АФАР [41].

В работе [42] рассмотрено измерение ДН путём электронного сканирования в ближней зоне с использованием коллиматора. Такой подход позволяет осуществлять измерения ДН с высокой скоростью, поскольку отклонение луча ФАР занимает весьма малое время, а также позволяет измерять ДН в произвольных сечениях или строить трёхмерные ДН. Приведены примеры,

демонстрирующие высокую эффективность и практическую значимость данного подхода к осуществлению измерений.

1.6 Диагностика ФАР, реализуемая на основе решения интегральных уравнений

В ряде случаев решение задачи реконструкции тока по данным измерений поля излучающего тока основано на приведении исходных интегралов излучения к матричным уравнениям, которые решаются на ЭВМ различными математическими методами (обращение матриц, метод итераций и т.д.). Для построения алгоритмов решения матричных уравнений используется метод наименьших квадратов, метод максимального правдоподобия, метод регуляризации и т.д. [26, 31]. Математические методы решения матричного уравнения позволяют получать решения с максимально возможной точностью, однако к недостаткам указанных методов следует отнести необходимость трудоёмкого исследования получаемых решений в зависимости от различных факторов, влияющих на точность измерения данных поля излучающих систем. В ряде случаев математические методы позволяют ограничиться минимальным объемом измеряемой информации о распределении поля излучающей системы по сравнению с другими методами, что существенно при измерении распределения поля крупных систем. Переход от исходных интегралов излучения к матричным уравнениям требует использования априорной информации о распределении тока и часто осуществляется приближенным способом, что снижает общую точность реконструкции тока. Кроме того, использование матричных уравнений затрудняет качественный анализ решения.

Трудности обработки матриц больших размеров на ЭВМ ограничивают либо размеры излучателей, к реконструкции токов которых с высокой эффективностью могут быть применены методы решения матричных уравнений, либо число выводимой информации о распределении тока излучателя.

Среди методов решения обратных задач особое место занимают квазианалитические методы решения. Эти методы используют различные

аналитические преобразования исходной задачи и значительно упрощенные вычисления на ЭВМ по сравнению с непосредственным решением на ЭВМ исходных уравнений. Общей чертой квазианалитических методов решения является их пригодность лишь для структур излучателей наиболее простой конфигурации. В некоторых случаях решение обратной задачи определения источников по известному полю можно получить путем приведения интегралов излучения к виду, для которого известно обратное преобразование. Например, в большинстве случаев задача синтеза распределения токов на плоскости по заданной диаграмме направленности решается на основе того факта, что угловое распределение поля в дальней зоне излучателя связано с полем на раскрыве излучателя (например, антенны) с помощью преобразования Фурье [1]. Для реконструкции источников излучения по полю, измеренному на некоторой поверхности, окружающей источники, можно воспользоваться формулой Грина (в скалярном случае). Однако для произвольной поверхности при использовании формулы Грина необходимо осуществлять измерение как амплитудно-фазового распределения поля, так и его нормальной производной, что затрудняет процесс измерения. Реконструкцию источников излучения можно осуществлять по распределению поля, не учитывая производную по нормали к поверхности. В этом случае для каждого вида поверхности измерений необходимо определять функцию Грина идеально проводящей поверхности, совпадающей с поверхностью измерений, известную лишь в простейших случаях [58].

В некоторых случаях возникает необходимость реконструкции амплитудно-фазового распределения тока по полю излучения, измеренному на произвольном расстоянии от излучателя [43]. В этой статье проведено сравнение различных подходов реконструкции источников излучения при измерении полей на замкнутой поверхности, окружающей антенну. Предложен подход, представляющий большой интерес для диагностики антенн, использующий результаты реконструкции полей в БЗ на семействе полуэллиптических поверхностей, расположенных на расстояниях меньше длины волны с учетом

отношения сигнал/ шум. Исходным для решения задачи диагностики является разность между опорным ближним полем и полем восстановленного источника.

В ряде случаев вид поверхности измерения поля и поверхности, на которой распределены реконструируемые токи, может меняться в широких пределах [10]. Например, для реконструкции тока зеркальной антенны требуется алгоритм пересчета поля с поверхности измерения к поверхности, совпадающей с поверхностью зеркала антенны [26]. Поверхность измерения поля задаётся сканирующим устройством и может иметь разнообразный вид. В частности, при измерении поля больших антенн трудно создать сканирующие устройства, осуществляющие измерения точно на заданной поверхности, причем отклонения от заданной поверхности могут превосходить длину волны. В этом случае координаты каждой точки измерения поля определяются с помощью контрольных систем, и общий вид поверхности измерения трудно описать в аналитическом виде.

Вышеупомянутые квазианалитические методы решения обратной задачи не применимы в векторном случае, когда измеряется лишь электрическая составляющая поля излучающего тока.

Таким образом, поиск точных методов восстановления параметров источников излучения на основе данных, полученных при регистрации ближнего поля, является актуальной задачей в настоящее время.

Для последующего сравнения с функциональными возможностями и особенностями проведения измерений и их обработки рассмотренного в этом разделе метода диагностики приведем лишь некоторые из них. Наиболее известный метод основан на известном соотношении между дальним полем антенны и видимой (незатухающей) областью спектра плоских волн [3], ранее был широко используем. Алгоритм является общим, простым и быстрым в вычислительном отношении, но ограничен при реконструкции АФР в плоскости апертуры, поскольку не может учесть невидимую (затухающую) область спектра плоских волн. Другой подход, представленный в [8], реализуется на основе измерений в БЗ при плоском сканировании и учитывает невидимую область

спектра плоских волн. Это позволяет восстановить АФР с более высоким разрешением, но для больших антенн метод имеет ограничения.

В последние годы разработаны методы, позволяющие реализовать новый класс алгоритмов диагностики антенн. Эти методы основаны на дискретизации интегральных уравнений (ИУ) [8-11, 40], которые получены путем введения эквивалентных электрических и магнитных токов на произвольной поверхности, окружающей антенну. В указанных работах представлены результаты, полученные методом реконструкции источников (МРИ) на основе решения ИУ, точность алгоритмов реконструкции, а также примеры практической реализации. Для понимания особенностей реализации метода рассмотрим постановку задачи и подходы ее решения применительно к диагностике антенн.

МРИ позволяет на основе электродинамической модели восстановить на поверхности, окружающей антенну, эквивалентное распределение токов. Это распределение может использоваться, чтобы определить излученное электромагнитное поле в любой точке пространства. Эквивалентная модель может быть применена для решения задачи диагностики антенны на основе измерения её поля, включая влияние посторонних рассеивателей.

Поскольку формулировка метода была представлена в ряде работ, мы ограничимся соответствующими выражениями и основами принципа эквивалентности [8, 21]. Согласно принципу эквивалентности, распределение эквивалентных электрического (\mathbf{J}_{eq}) и магнитного токов (\mathbf{M}_{eq}) на замкнутой поверхности Σ_R используется для замены всех излучателей и рассеивателей, находящихся в пределах объема Ω (рисунок 1.3).

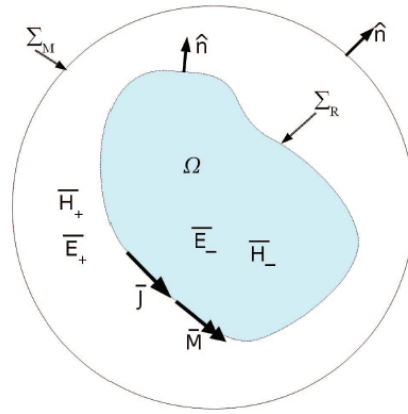


Рисунок 1.3 — Формулировка задачи. Теорема эквивалентности

Эквивалентное излучаемое поле снаружи поверхности Σ_R определяется эквивалентными токами и имеет то же самое значение тангенциального поля, что и измеренное для реальной системы на поверхности Σ_R , и представимо в виде

$$\hat{\mathbf{n}} \times \mathbf{E}(\mathbf{r}) = \hat{\mathbf{n}} \times \left[-\eta_0 \mathcal{L}(\mathbf{J}_{eq}, \mathbf{r}) + \mathcal{K}(\mathbf{M}_{eq}, \mathbf{r}) \right], \mathbf{r} \in \Sigma_M \quad (1.5)$$

где

$$\mathcal{L}(\mathbf{J}_{eq}, \mathbf{r}) = jk_0 \int_{\Sigma_R} \left[\mathbf{J}_{eq}(\mathbf{r}') + \frac{1}{k_0^2} \nabla \nabla'_s \cdot \mathbf{J}_{eq}(\mathbf{r}') \right] g(\mathbf{r}, \mathbf{r}') ds'$$

$$\mathcal{K}(\mathbf{M}_{eq}, \mathbf{r}) = \int_{\Sigma_R} \mathbf{M}_{eq}(\mathbf{r}') \times \nabla g(\mathbf{r}, \mathbf{r}') ds' \quad (1.6)$$

$$g(\mathbf{r}, \mathbf{r}') = \frac{\exp(-jk|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|)}{4\pi|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|}$$

Для решения ИУ (1.5), (1.6) располагают неизвестные эквивалентный электрический и магнитный ток на поверхности, конформной к излучателю (антенне), так, чтобы излучаемое токами поле вне поверхности совпадало с измеренным полем, а поле внутри поверхности равнялось нулю, например, полагая, что поверхность Σ_R металлический проводник.

Это позволяет воспользоваться следующими интегральными граничными тождествами [21]

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{n}} \times \left[-\eta_0 \mathcal{L}(\mathbf{J}^{Love}, \mathbf{r}) + \mathcal{K}(\mathbf{M}^{Love}, \mathbf{r}) \right] &= -\frac{1}{2} \mathbf{M}^{Love}(\mathbf{r}), \mathbf{r} \in \Sigma_R \\ \hat{\mathbf{n}} \times \left[-\frac{1}{\eta_0} \mathcal{L}(\mathbf{M}^{Love}, \mathbf{r}) + \mathcal{K}(\mathbf{J}^{Love}, \mathbf{r}) \right] &= \frac{1}{2} \mathbf{J}^{Love}(\mathbf{r}), \mathbf{r} \in \Sigma_R \end{aligned} \quad (1.7)$$

Для решения системы уравнений (1.5) - (1.7) применяют, как правило, стандартный метод моментов, используя плоскую треугольную дискретизацию поверхности Σ_R и разложение неизвестного тока по базисным функциям Rao-Wilton-Glisson (RWG) [28]. Тестирование решения выполнено на основе использования дельта функции Дирака в (1.5) и метода Галеркина в (1.7) с учетом сингулярности [21]. Возможна более сложная дискретизация, основанная на базисных функциях более высокого порядка. Такой выбор обеспечивает лучшую точность решения и требует более низкую память при вычислениях [21]. Эти новые методы позволяют восстановление поля на произвольной трехмерной поверхности, окружающей антенну. Трехмерный алгоритм реконструкции осуществлен в коммерческом программном обеспечении DIATool. В работе на примере щелевой AP представлены результаты, полученные на основе трехмерного алгоритма реконструкции.

Примеры диагностики плоской AP на основе решения обратной задачи реконструкции распределения токов методом моментов (ММ).

На рисунке 1.4 показаны результаты диагностики AP линейных излучателей. Число дефектных элементов равно 2, число точек измерения – 882, число неизвестных в уравнении (1.5) – 882, решение уравнения (1.5) осуществлялось на основе сингулярного разложения матрицы \mathbf{A} . Волноводно-щелевая AP и результаты её диагностики представлены на рисунках 1.5 а и б соответственно. В решетке имеется 1 дефектный элемент, число точек измерения равно 14500, число неизвестных в уравнении (1.5) равно 8608, решение уравнения также осуществлялось на основе сингулярного разложения матрицы \mathbf{A} .

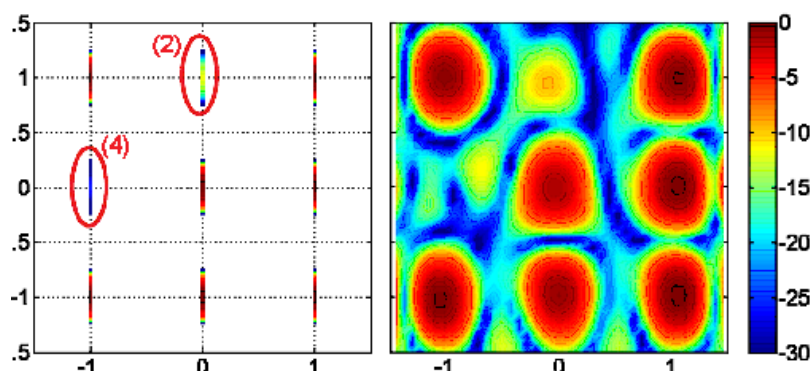
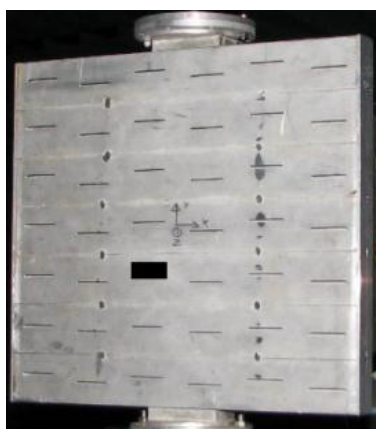
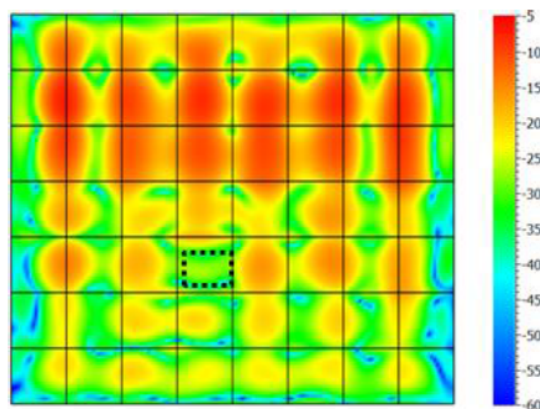


Рисунок 1.4 — результаты диагностики AP линейных излучателей

В работе [8] проведена оценка влияния питающего кабеля на характеристики направленности антенны путем пространственной фильтрации, реализуемой на основе решения интегрального уравнения (1.5) – (1.7). Используемый метод решения применен для оценки эффекта влияния питающего кабеля на диаграмму направленности дипольной антенны в режиме излучения на частоте 1,8 ГГц. Методика оценки сводится к удалению (фильтрации) из измерений влияния питающего кабеля.



а)



б)

Рисунок 1.5 — Волноводная щелевая AP а) и результаты её диагностики б)

Процесс оценки состоит из следующих шагов:

1. Диаграмма направленности антенны измеряется обычным способом;
2. Вычисляют эквивалентный ток на поверхности, окружающей тестируемую антенну и мешающие объекты;
3. Выделяют связанные части поверхности Σ_M тестируемой антенны и мешающего объекта;
4. "Выключают" (фильтруют) эквивалентные токи, связанные с мешающим

объектом;

5. Вычисляют поле, излученное остающимися источниками, что позволяет получить невозмущенную диаграмму направленности антенны.

1.7 Диагностика антенных решеток на основе разреженных данных регистрации поля в ближней зоне

Во втором разделе рассмотрен рациональный подход, направленный на повышение достоверности диагностики многоэлементной линейной ФАР, который реализуется в два этапа. На первом этапе на основе метода «сжатие с распознаванием» (Compressed Sensing, CS) излучатели тестируемой ФАР условно разделяют на две группы: рабочих и потенциально дефектных (ПД). Метод использует измеренное в одних и тех же точках поле тестируемой ФАР и поле полностью конструктивно совпадающей с ней бездефектной калиброванной (базовой, эталонной) ФАР.

На втором этапе для повышения достоверности диагностики излучателей тестируемой ФАР проводят серию простых дополнительных измерений, по результатам которых определяют фазы и амплитуды ПД излучателей. Затем на основе выбранного критерия ПД излучатели сортируют на рабочие и дефектные.

Используемый подход решения задачи диагностики, представленный ниже, позволяет существенно уменьшить размерность задачи, предполагая, что число дефектных элементов в решетке много меньше общего числа элементов $K \ll N$, что зачастую выполняется на практике. При этом возможно решить задачу диагностики по $M < N$ измерениям, при условии, что $M > K$.

1.7.1 Реконструктивная диагностика на основе метода «сжатие с распознаванием» (CS)

Применение метода «сжатия с распознаванием» (Compressed Sensing, CS) для диагностики антенных решеток необходимо в тех случаях, когда время измерений, необходимых для диагностики традиционными способами, недопустимо велико. Такие ситуации возникают при диагностике активных решеток больших электрических размеров: во-первых, необходимо экономить

ресурс элементов, во-вторых, характеристики активных элементов меняются с температурой (и со временем).

Метод CS основан на использовании априорной информации об антенне, а именно на предположении, что количество дефектных элементов в решетке мало по сравнению с общим числом элементов. Это предположение верно, если диагностика проводится после или во время испытаний, которым предшествовала полная поканальная калибровка антенны.

Метод CS без каких-либо модификаций обладает низкой точностью реконструкции амплитуд и фаз элементов. Для повышения этой точности предлагается проводить дополнительные измерения, но только для тех элементов, которые определены как дефектные (или потенциально дефектные) методом CS.

В работе представлен эффективный алгоритм решения обратной задачи диагностики фазированных антенных решеток (ФАР) с большим числом элементов на основе измерений в ближней зоне (БЗ). Цель диагностики: оценка работоспособности ФАР, включающая определение вектора возбуждения и координат дефектных излучателей, определение характера неисправностей и их классификацию. Решение задачи диагностики ФАР с большим количеством элементов N традиционными методами, требует проведения полномасштабных измерений в БЗ (количество выборок $M > N$), а также существенных вычислительных ресурсов, поскольку размерность задачи существенно возрастает, а сходимость решения ухудшается. Для успешного решения задачи требуется процедура регуляризации. Рассматриваемый подход решения задачи включает два этапа. На *первом* этапе диагностики используют метод «сжатие с распознаванием» (CS), что позволяет существенно уменьшить размерность задачи при условии $M < N$, полагая, что число дефектных элементов в решетке много меньше общего числа элементов $K \ll N$, что зачастую выполняется на практике. При этом для решения задачи формируют два вектора: новый вектор возбуждения ФАР, равный разности вектора возбуждения бездефектной (опорной) ФАР и вектора возбуждения диагностируемой ФАР, а также вектор разности измеренных зондом полей в БЗ указанных решеток. При традиционном подходе при $M < N$

задача диагностики является плохо обусловленной, но новая постановка задачи эквивалентна диагностике разреженной решетки. Соответственно, её вектор возбуждения является K -разреженным, т.е. имеет лишь малое количество ненулевых элементов. Это позволяет регуляризовать задачу на основе метода ℓ_1 -минимизации с ограничением разностного вектора возбуждения с учетом аддитивных шумов и ошибок измерений, что позволяет с высокой вероятностью определить дефектные излучатели тестируемой ФАР.

На *втором* этапе определяют амплитуды и фазы потенциально дефектных элементов с помощью простых дополнительных измерений.

Во втором разделе приведены результаты диагностики многоэлементной ФАР путем численного моделирования на основе ℓ_1 -минимизации с использованием итерационного алгоритма, а также с использованием генетического и комбинированного алгоритмов, реализуемых на основе выработанного критерия выбора элементов ФАР при решении задачи оптимизации. Решение задачи диагностики при $M > K$ сводится к ℓ_1 -минимизации разностного вектора возбуждения, что обеспечивает устойчивость решения в присутствии аддитивных шумов и ошибок измерений.

В работе [17] приведены результаты диагностики многоэлементной ФАР путем численного моделирования на основе ℓ_1 -минимизации с использованием итерационного алгоритма, а также с использованием генетического и комбинированного алгоритмов, реализуемых на основе выработанного критерия выбора элементов ФАР при решении задачи оптимизации. Рассмотрены ограничения метода при заданной точности реконструкции вектора возбуждения излучателей ФАР.

1.8 Задача фазового синтеза расширенной ДН

Современная космическая система формирования радиолокационного изображения земной поверхности, содержащая радиолокатор с синтезированной апертурой (РСА) высокого разрешения, должна выполнять свои функции в различных режимах съемки в сложной помеховой обстановке и независимо от

погодных условий [44]. В частности, для реализации одного из режимов съемки РСА используют расширение ДН в угломестной плоскости, что позволяет увеличить ширину полосы захвата, а широкий луч в азимутальной плоскости улучшает пространственное разрешение для антенн больших электрических размеров. Поэтому решение задачи синтеза расширенной ДН является важной для обеспечения заданного режима работы РСА.

Решения задач синтеза представлены в ряде работ [44-47]. В большинстве из них размерность и сходимость задачи существенно зависят от числа элементов ФАР. Отметим, что в работе [48] представлен оригинальный подход решения задачи фазового синтеза при расширении ДН ФАР. Разработанный метод позволяет на основе известного амплитудного распределения определить фазовое распределение для больших коэффициентов расширения луча и без формирования нулей в заданных направлениях при обзоре пространства.

Можно рассматривать решение задачи синтеза расширенной ДН по заданной маске, ограничивающей ширину главного лепестка, с условием, чтобы боковые лепестки диаграммы направленности не превышали некоторого уровня. Такой подход позволяет минимизировать помехи, приходящие от областей неоднозначности. Направления, с которых приходят помехи неоднозначности, обычно определяются геометрией визирования и структурой зондирующего сигнала [44, 49]. В разделе 4 представлен подход решения задачи фазового синтеза оптимальной расширенной ДН для АФАР космического аппарата. В этом случае размерность задачи фазового синтеза не зависит от числа элементов ФАР, поскольку используется метод апертурных ортогональных полиномов (АОП), который основан на представлении фазового распределения в виде суммы нескольких ортогональных полиномов [50].

Эта задача обладает некоторыми особенностями, которые отличают её от других задач синтеза ДН. Во-первых, основной интерес представляет произведение ДН на прием и ДН на передачу (приемо-передающая ДН), а не отдельно каждая из них. Во-вторых, требования к уровню боковых лепестков зависят от режима работы радиолокатора, и зачастую качество изображения

определяется взвешенным (т.е. с учетом расстояния до Земли и характера отражения подстилающей поверхности) интегральным, а не максимальным уровнем боковых лепестков [44].

Традиционные методы синтеза ДН, накладывающие строгие ограничения на уровень боковых лепестков, не обязательно дадут оптимальное решение задачи. Рассмотрена задача синтеза ДН ФАР в форме задачи оптимизации целевой функции. Для решения подобной задачи необходимо применять методы глобальной оптимизации, поскольку целевая функция практически всегда будет иметь множество локальных экстремумов [51].

1.9 Методы уменьшения ошибки усечения при измерениях в БЗ

Одним из основных способов определения характеристик излучающих систем являются измерения в БЗ [21]. Одним из главных направлений в развитии способов измерений в БЗ для решения задач диагностики, помимо уменьшения количества необходимых измерений, является идентификация и минимизация ошибок при проведении измерений. Важной из них "ошибка усечения", обусловленная конечным размером поверхности сканирования, которая является существенной [52, 53]. Отметим, что при проведении измерений в БЗ возможен выбор поверхности сканирования в зависимости от аппаратной реализации. При стандартном подходе для уменьшения ошибки усечения поверхность измерения должна охватывать всю пространственную область распределения поля, излученного антенной при тестировании, что на практике в большинстве случаев нереализуемо.

В статье [52] представлен модифицированный метод проведения измерений полевых характеристик антенн, позволяющий избежать ошибки усечения при измерениях, проводимых на ограниченной области сканирования в БЗ, плоских и цилиндрических антенн по сравнению с полноракурсным методом измерений. Результат достигается тем, что проводятся дополнительные измерения в ограниченном числе точек путем перемещения зонда-регистратора не только на поверхности сканирования, но также и вдоль оси перпендикулярной к этой

плоскости. Это позволяет модифицировать стандартные процедуры измерения на плоской или цилиндрической поверхности сканирования и восстановить информацию, которая содержится в части, соответствующей идеальному случаю сканирования, и является внешней (неиспользуемой) по отношению к области сканирования, используемой в модифицированном методе.

Иной подход представлен в работе [53], в которой для уменьшения ошибки представлен итерационный метод, использующий априорную информацию о положении и геометрических размерах исследуемой антенны.

Исходным для решения указанной задачи является разработанный алгоритм, включающий оптимальный выбор из ряда возможных отсчетов измеряемого поля на модифицированной поверхности сканирования. Такой подход позволяет восстановить устойчивые значения поля вне области сканирования. Этот алгоритм может быть применен и к плоской и к цилиндрической геометрии сканирования с учетом характеристик зонда-регистратора измерения. В работе [53] приведены примеры использования разработанного алгоритма на цилиндрической поверхности сканирования с учетом шумов и ошибок измерений.

Выводы

1. Проведен анализ методов измерения полевых характеристик в БЗ и ДЗ ФАР и АФАР, а также методов диагностики антенн, включая традиционные. Развитие методов измерений направлено на сокращение данных измерений без возрастания ошибки "усечения" по неравномерным отсчетам поля, измеренного на различных поверхностях.
2. Традиционные методы диагностики, включая бесфазовые, а также методы реконструкции источников на основе решения интегральных уравнений не в полной мере используют априорную информацию о бездефектной аналогичной ФАР. Это приводит к большой размерности задачи даже для ФАР средних размеров, и, как следствие, приводят к плохой обусловленности вычислительной задачи. Кроме того, использование матричных уравнений

затрудняет качественный анализ решения.

3. На основании проведенного анализа был выбран метод диагностики АФАР, реализуемый на основе метода "сжатия с распознаванием" CS, поскольку он в полной мере использует априорную информацию о бездефектной аналогичной ФАР и позволяет сократить объем данных измерений в БЗ и ДЗ.
4. На основе проведенного анализа, с учетом требований к интегральному уровню боковых лепестков, выбран способ решения задачи фазового синтеза расширенной приемо-передающей ДН по заданной маске с формированием провала в направлении максимального отражения от земной поверхности. В отличие от ряда подходов решения задачи фазового синтеза, выбранное решение задачи не зависит от числа элементов ФАР.

2 Реконструктивная диагностика на основе метода «сжатие с распознаванием» (CS)

Применение метода «сжатия с распознаванием» (Compressed Sensing, CS) для диагностики антенных решеток необходимо в тех случаях, когда время измерений, требуемых для диагностики традиционными способами, недопустимо велико. Такие ситуации возникают при диагностике активных решеток больших электрических размеров: во-первых, необходимо экономить ресурс элементов, во-вторых, характеристики активных элементов меняются с температурой (и со временем).

Метод CS основан на использовании априорной информации об антенне, а именно на предположении, что количество дефектных элементов в решетке мало по сравнению с общим числом элементов. Это предположение верно, если диагностика проводится после или во время испытаний, которым предшествовала полная поканальная калибровка антенны.

Метод CS без каких-либо модификаций обладает низкой точностью реконструкции амплитуд и фаз элементов. Для повышения этой точности предлагается проводить дополнительные измерения, но только для тех элементов, которые определены как дефектные (или потенциально дефектные) методом CS.

2.1 Теория метода CS

2.1.1 Основные положения метода CS

Метод CS позволяет решить задачу реконструкции сигнала с ограниченным спектром, используя при измерении меньшее число дискретных отсчетов, чем требуется согласно классической теореме выборок. Решение задачи реализуемо в предположении, что реконструируемые сигналы являются сжимаемыми или редкими. Вектор-сигнал $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ называют K -редким, если он может быть представлен в виде линейной комбинации только K базисных ортогональных

векторов $\{\psi_i\}_{i=1}^N$, $i = 1, 2, \dots, N$, т.е. только K значений коэффициентов $s[i] = \langle s, \psi_i \rangle = \psi_i^T s \neq 0$ отличны от нуля в разложении (2.1)

$$\mathbf{x} = \mathbf{\Psi} \mathbf{s} = \sum_{i=1}^N s[i] \psi_i, \quad (2.1)$$

где $\mathbf{\Psi} \in \mathbb{C}^{N \times N}$ – матрица базиса со столбцами из векторов $\psi_1, \psi_2, \dots, \psi_N$; $\mathbf{s} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ – вектор-столбец весовых коэффициентов $s[i]$. Для решения задачи диагностики используют сжимаемый вектор-сигнал \mathbf{x} , имеющий в (2.1) лишь K значений коэффициентов $s[i]$, намного больших по сравнению с остальными $N - K$.

Линейный процесс измерения можно представить в виде линейного проектирования вектор-сигнала $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$, при котором матрица измерений $\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{M \times N}$ определяет результаты измерения (преобразования) данных в виде

$$\mathbf{y} = \mathbf{A} \mathbf{x} = \mathbf{A} \mathbf{\Psi} \mathbf{s} = \mathbf{\Phi} \mathbf{s}, \quad (2.2)$$

где $\mathbf{y} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ – вектор измеренных данных, элементы которого $y_j = \langle a_j, \mathbf{x} \rangle = a_j^T \mathbf{x}$; a_j^T – элементы строки матрицы \mathbf{A} размерности $M \times 1$; $\mathbf{\Phi} = \mathbf{A} \mathbf{\Psi} \in \mathbb{C}^{M \times N}$; $j = 1, 2, \dots, N$.

Процесс измерений не адаптивен, т. е. матрица \mathbf{A} фиксирована и не зависит от вектор-сигнала \mathbf{x} .

2.1.2 Алгоритмы решения обратной задачи

При решении задачи диагностики методом CS решение обратной задачи сводится к формированию разреженной антенной решетки и решению системы уравнений

$$\mathbf{U} = \mathbf{A} \mathbf{x} + \mathbf{z}, \quad (2.3)$$

где $\mathbf{U} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ – вектор измеренных значений (например, комплексная амплитуда напряжения на зажимах измерительной антенны), $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ – вектор возбуждения антенны (комплексные амплитуды возбуждения элементов решетки), $\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{M \times N}$ – матрица измерений, а $\mathbf{z} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ – вектор шума или других ошибок измерений.

Алгоритм решения обратной задачи (2.3) должен по меньшему числу данных $M < N$ регистрации поля зондом в БЗ и выбранной матрице \mathbf{A} восстановить сжимаемый (разреженный) вектор возбуждения AP \mathbf{x} длины N . В такой постановке обратная задача (2.3) относится к плохо обусловленным и требуется процедура регуляризации. Стандартный подход регуляризации обратной задачи использует априорную информацию, обеспечивающую ее решение. Например, можно использовать весовые функции штрафа, связанные с нормой вектора \mathbf{x} . В частности, один из вариантов выбора ℓ_1 -минимизация с ограничением (или ℓ_1 -регуляризация)

$$\min \|\mathbf{x}\|_1 : \|\mathbf{Ax} - \mathbf{U}\|_2 < \varepsilon, \quad (2.4)$$

где $\|\dots\|_2$ – Евклидова норма; $\|\mathbf{x}\|_1 = \sum_{n=1}^N |x_n|$ – ℓ_1 -норма; ε – уровень ошибки, определяемой наличием шума и ошибками измерений; ε^2 – уровень мощности, связанный с нормой вектора ошибок измерения $\|\mathbf{z}\|_2^2$ в (2.3).

Часто задачу (2.4) представляют в эквивалентном виде

$$\min_{\mathbf{x}} \|\mathbf{Ax} - \mathbf{U}\|_2^2 + \mu \|\mathbf{x}\|_1, \quad (2.5)$$

где μ – параметр регуляризации, влияющий на то, насколько разреженным будет конечное решение. Существует максимальное значение μ_{max} , при превышении которого решение (2.5) будет всегда нулевым:

$$\mu_{max} = \|\mathbf{A}^T \mathbf{U}\|_{\infty}, \quad \|\mathbf{x}\|_{\infty} = \max |x_i| \quad (2.6)$$

Представленное решение обладает хорошей стабильностью в присутствии аддитивного шума и ошибок измерений, является простым и эффективным, поскольку требует минимальное количество априорной информации – знания шумового уровня, включающего ошибки измерений. Кроме того, с вычислительной точки зрения (2.4) относится к выпуклым, т.е. имеет глобальный минимум и позволяет применять для ее решения эффективные алгоритмы. Такой подход позволяет существенно снизить размерность задачи (поскольку $M < N$ и

$K \ll N$) и на основе сравнения с параметрами бездефектной ФАР определить с высокой вероятностью число потенциально дефектных излучателей $K' > K$.

2.1.3 Выбор матрицы измерений

Структура матрицы измерений \mathbf{A} должна обеспечить реконструкцию N -мерного сигнала \mathbf{x} по меньшему числу измерений $M < N$, т.е. по M -мерному вектору измеренных данных. Для произвольного сигнала \mathbf{x} в такой постановке задача реконструкции плохо обусловлена. Однако, если \mathbf{x} K -редкий или сжимаемый, то для решения задачи реконструкции для $M \geq K$ и условия $M < N$ и $K \ll N$, т.е. для малого числа измерений, требуется процедура регуляризации. Важным при решении задачи реконструкции сигнала $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ на основе меньшего числа отсчетов измеренных данных $\mathbf{y} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ является выбор стратегии измерений и построение матрицы измерений в (2.2), обеспечивающих надежность и стабильность реконструкции K -редких вектор сигналов \mathbf{x} , когда данные измерений содержат ошибки и аддитивный шум. Подробно выбор и свойства матрицы измерений \mathbf{A} рассмотрены в [16].

Первый этап решения задачи диагностики включает проектирование стабильной матрицы измерений, гарантирующей сохранение информации в любом K -редком или сжимаемом сигнале при сокращении размерности. Важно отметить, что создание конкретного вида матрицы \mathbf{A} , являющегося ключевым при реконструкции сжатого сигнала, зачастую реализуется не путем моделирования, а на основе реального физического процесса измерения данных. Например, формирование данных измерения полевых характеристик ФАР в БЗ или ДЗ, определяемых ее структурой и сигналом возбуждения излучателей ФАР.

Необходимое и достаточное условие устойчивого решения задачи реконструкции K -редких вектор-сигналов $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ на основе ℓ_1 -минимизации сводятся к требованиям, определяемым свойствами матрицы измерений $\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{M \times N}$, которые подробно рассмотрены, например в [54].

Результаты стабильности реконструкции методом CS основаны на свойствах матрицы измерений \mathbf{A} . Отображение (2.3) представляет процесс

сокращения размерности, т.е. реконструкцию N -мерного сигнала \mathbf{x} по меньшему числу измерений $M < N$ при сохранении пропорции расстояний между точками до и после отображения. Это свойство известно как "свойство ограниченной изометрии", обозначаемое как RIP (Restricted Isometry Property), согласно которому требование к свойствам матрицы может быть сформулировано в виде условия (2.7) для всех ненулевых K -редких вектор сигналов \mathbf{x} [55]

$$(1 - \varepsilon) \|\mathbf{x}_1 - \mathbf{x}_2\|_2^2 \leq \|\hat{\mathbf{A}}\mathbf{x}_1 - \hat{\mathbf{A}}\mathbf{x}_2\|_2^2 \leq (1 + \varepsilon) \|\mathbf{x}_1 - \mathbf{x}_2\|_2^2, \quad (2.7)$$

где $\|\mathbf{x}\|_2^2 = \sum_{n=1}^N |x_n|^2$; $\hat{\mathbf{A}}$ – нормированная версия матрицы $\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{M \times N}$; $\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2 \in \mathbb{C}^N$.

Разнообразие структур детерминированных матриц, удовлетворяющих условию (2.7), весьма ограничено. Кроме того, весьма сложно проверить условие (2.7), поэтому для реконструкции указанных сигналов в большинстве случаев успешно используют случайные матрицы. В этом случае условие RIP более простое и состоит в оценке взаимной корреляции вектор-столбцов матрицы $\hat{\mathbf{A}}$, представимой в виде [55]:

$$\mu(\hat{\mathbf{A}}) = \max_{i \neq j} |\mathbf{a}_i^T \mathbf{a}_j|, \quad (2.8)$$

где \mathbf{a}_i и \mathbf{a}_j – вектор-столбцы нормированной матрицы $\hat{\mathbf{A}}$. Для этого случая условие (2.7) ограничено, поскольку $\varepsilon \leq (K - 1)\mu(\hat{\mathbf{A}})$. Высокая вероятность решения обратной задачи обеспечивается малым значением взаимной корреляции μ ($0 \leq \mu \leq 1$), при этом общее число измерений равно $M \geq c\mu^2 K \log N$ (c – положительная постоянная, зависящая от требуемой вероятности безошибочного восстановления при заданном уровне шума). Низкой взаимной корреляцией обладают столбцы, например, матрицы дискретного преобразования Фурье. Это позволяет восстановить спектр сигнала, состоящего из небольшого количества гармоник, по малому количеству отсчетов, в том числе с нарушением теоремы Котельникова.

2.2 Применение метода CS для диагностики АР

2.2.1 Постановка задачи и построение матрицы измерений

Диагностика ФАР сводится к определению амплитуды и фазы возбуждающих токов (напряжений) на входных клеммах излучателей или АФР. Полагаем, что апертура антенны расположена в плоскости S_A , а поверхность измерений S_M находится в БЗ антенны, но в дальней зоне одиночного излучателя. В соответствии с принципом эквивалентности для моделирования полевых характеристик излучателей ТФАР используют набор электрических и магнитных элементарных диполей с распределением тока в виде [59]

$$\mathbf{j}_T^e(\mathbf{r}, \omega) = p_k^e \delta(\mathbf{r} - \mathbf{r}_k^e) \mathbf{p}_{0k}^e, \quad \mathbf{j}_T^m(\mathbf{r}, \omega) = p_k^m \delta(\mathbf{r} - \mathbf{r}_k^m) \mathbf{p}_{0k}^m, \quad (2.9)$$

где $p_k^e \mathbf{p}_{0k}^e$ и $p_k^m \mathbf{p}_{0k}^m$ – векторные дипольные моменты, а \mathbf{p}_{0k}^e и \mathbf{p}_{0k}^m – единичные векторы, определяющие ориентацию k -го диполя. Геометрия задачи показана на рисунке 2.1.

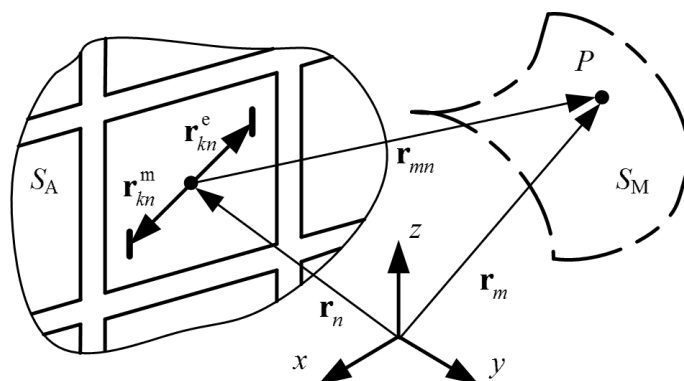


Рисунок 2.1 — Геометрия задачи формирования и регистрации электрического поля излучения в БЗ n -го излучателя ТА эквивалентными элементарными диполями

Указанная постановка справедлива для любой геометрии решетки и поверхности измерений S_M . Полагая, что при моделировании электрическое поле в ДЗ n -го излучателя N -элементной ТФАР в точках измерений \mathbf{r}_m поверхности S_M ($m = 1, 2, \dots, M$) равно полю, созданному N_E электрическими и N_M магнитными диполями (2.9), координаты которых определяются векторами \mathbf{r}_k^e , \mathbf{r}_k^m (рисунок 2.1), представим его в виде [59]

$$\mathbf{E}_{Dn}(\mathbf{r}_{mn}, \omega) = \mathbf{E}_{Dn}^e(\mathbf{r}_{mn}, \omega) + \mathbf{E}_{Dn}^m(\mathbf{r}_{mn}, \omega), \quad (2.10)$$

где

$$\begin{aligned} \mathbf{E}_{Dn}^e(\mathbf{r}_{mn}) &= \frac{ikZ_0 \exp(-ikr_{mn})}{4\pi r_{mn}} \left[\sum_{k=1}^{N_\varepsilon} p_k^e \exp(ik\mathbf{r}_k^e \mathbf{r}_{n0}) \left[(\mathbf{p}_{0k}^e \mathbf{r}_{n0}) \mathbf{r}_{n0} - \mathbf{p}_{0k}^e \right] \right] = \\ &= \tilde{\mathbf{E}}_{Dn}^e(\mathbf{r}_{mn}) \frac{\exp(-ikr_{mn})}{r_{mn}}, \end{aligned} \quad (2.11)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{E}_{Dn}^m(\mathbf{r}_{mn}) &= -\frac{ik \exp(-ikr_{mn})}{4\pi r_{mn}} \left[\sum_{k=1}^{N_M} p_k^m \exp(ik\mathbf{r}_k^m \mathbf{r}_{n0}) \left[\mathbf{p}_{0k}^m \times \mathbf{r}_{n0} \right] \right] = \\ &= \tilde{\mathbf{E}}_{Dn}^m(\mathbf{r}_{mn}) \frac{\exp(-ikr_{mn})}{r_{mn}}, \end{aligned} \quad (2.12)$$

где k – волновое число; $r_{mn} = |\mathbf{r}_m - \mathbf{r}_n|$ – расстояние до точки измерения; \mathbf{r}_n и \mathbf{r}_m – координаты n -го излучателя и m -ой точки измерения; $n = 1, 2, \dots, N$; $m = 1, 2, \dots, M$; $\mathbf{r}_n \in S_M$, $\mathbf{r}_m \in S_M$, $\mathbf{r}_{n0} = \mathbf{r}_{mn}/r_{mn}$, а также учтено, что $r_{mn} \gg |\mathbf{r}_k^e|$ и $r_{mn} \gg |\mathbf{r}_k^m|$ (рисунок 2.1).

Полагая в (2.11) и (2.12) дипольные моменты нормированными, представим поле излучения (2.10) в сферической системе координат при возбуждении n -го излучателя током (или напряжением) с комплексной амплитудой x_n на его входных клеммах в виде

$$\mathbf{E}_{Dn}(\mathbf{r}_{mn}, \omega) = x_n \tilde{\mathbf{E}}'_{Dn}(\mathbf{r}_{mn}, \omega) \frac{\exp(-ikr_{mn})}{r_{mn}} = x_n \mathbf{E}_n(\theta, \varphi) \frac{\exp(-ikr_{mn})}{r_{mn}}, \quad (2.13)$$

где $\mathbf{E}_n(\theta, \varphi)$ – поле n -го излучателя ФАР (или ДН), моделируемого N_ε электрическими и N_M магнитными диполями, полученное при возбуждении антенны единичным током (напряжением) (рисунок 2.1). Полагая, что характеристика зонда в режиме приема $\mathbf{h}(\theta, \varphi)$, известна, запишем постановку задачи диагностики тестируемой ФАР в виде

$$\mathbf{U} = \mathbf{A}\mathbf{x}, \quad (2.14)$$

где $\mathbf{x} = (x_1, x_2, \dots, x_N)^T \in C^N$ – вектор возбуждения элементов ФАР;

$\mathbf{U} = (U_1, U_2, \dots, U_M)^T \in C^M$ – напряжения, регистрируемые зондом; $\mathbf{A} \in C^{M \times N}$ –

матрица измерений. Элементы матрицы \mathbf{A} являются отношением поля, создаваемого n -м элементом в m -й точке измерений при условии, что возбуждение других элементов равно нулю, и в безэховых условиях определяются по формуле

$$a_{mn} = \frac{U_m}{x_n} = \mathbf{E}_n(\theta_{mn}, \varphi_{mn}) \cdot \mathbf{h}(\theta'_{mn}, \varphi'_{mn}) \exp(-ikr_{mn}) / r_{mn}, \quad (2.15)$$

учитывающей характеристики ее излучателей, регистрирующего зонда, расстояние r_{mn} и соответствующие относительные углы θ_{mn} и φ_{mn} между m -ой точкой измерения и n -ой позицией излучателя; при этом начало системы координат совпадает с центром n -го излучателя, ($\mathbf{r}_m \in S_M$, $m = 1, 2, \dots, M$) (рис. 2.2)

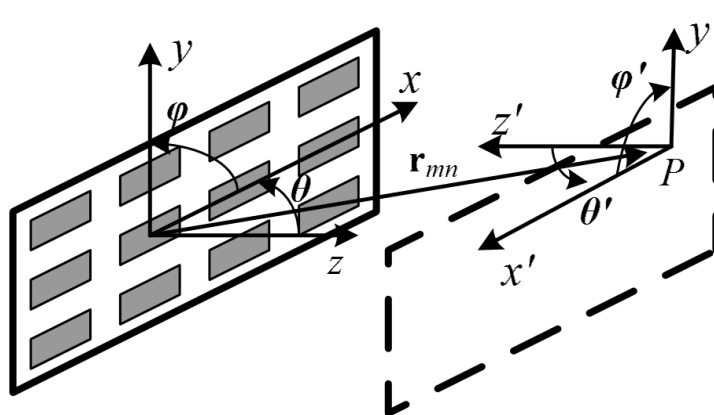


Рисунок 2.2 — К определению углов θ_{mn} и φ_{mn}

Для случая, когда измерения проводятся на одной прямой с шагом $\lambda/3$ рядом с линейной решеткой, матрица измерений может выглядеть так, как показано на рисунке 2.3. Очевидно, что в разных точках измерений основной вклад в измеренное поле вносят разные элементы. При использовании метода CS из полной матрицы измерений будут «вырезаны» многие столбцы, но общий вид матрицы должен остаться неизменным, чтобы каждый излучатель вносил большой вклад хотя бы в одну точку измерения, и чтобы в разных точках вклад излучателей был различным.

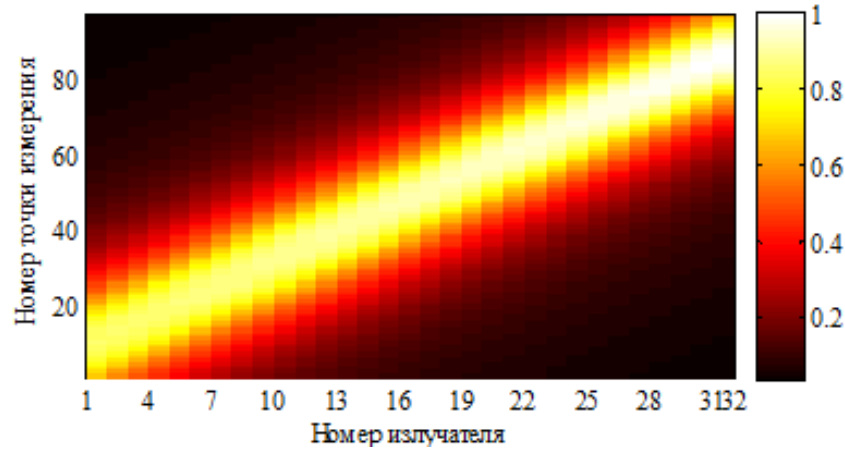


Рисунок 2.3 — Нормированный модуль элементов матрицы измерений

Например, использование для восстановления только последних 20 точек приведет к тому, что характеристики излучателей с 1 по 10 будут восстановлены недостоверно. Математически эти требования выражены различными формулировками условия RIP – (2.7) и (2.8).

Для решения задачи диагностики методом CS необходимо представить искомый вектор \mathbf{x} в разреженном виде. Вектор возбуждения дефектной решетки не является разреженным сам по себе, однако в векторе разности векторов возбуждения дефектной и бездефектной решеток будут ненулевыми только те отсчеты, которые соответствуют элементам с изменившимся возбуждением, т.е. дефектным. Тогда задача диагностики (2.14) будет записана в виде:

$$\mathbf{U}_d - \mathbf{U}_r = \mathbf{A}(\mathbf{x}_d - \mathbf{x}_r), \mathbf{U} = \mathbf{U}_d - \mathbf{U}_r, \mathbf{x} = \mathbf{x}_d - \mathbf{x}_r, \quad (2.16)$$

где \mathbf{U}_d – вектор измеренных значений поля дефектной решетки, \mathbf{U}_r – вектор измеренных значений поля бездефектной (эталонной) решетки, \mathbf{x}_d и \mathbf{x}_r – вектора возбуждения дефектной и эталонной решеток.

Таким образом, для диагностики AP методом CS необходимо знать не только поле дефектной решетки, но и поле решетки эталонной. Поле эталонной бездефектной решетки можно измерить напрямую, рассчитать аналитически (для простых решеток), найти по результатам полноволнового моделирования. Наиболее точным методом, естественно, являются прямые измерения. При прямых измерениях также возможно (хотя и не обязательно) получить точные значения элементов матрицы \mathbf{A} с учетом переотражений.

2.2.2 Моделирование реконструктивной диагностики методом CS

Для моделирования процесса реконструктивной диагностики были использованы две модели AP. Первая представляет собой 100-элементную линейную эквидистантную решетку, состоящую из изотропных излучателей (рисунок 2.4). Вторая представляет собой решетку из открытых концов прямоугольных волноводов размером 10×10 (геометрия решетки и нумерация элементов показаны на рисунке 2.5). Поле первой решетки рассчитывается аналитически, поле второй – методом конечных разностей во временной области.

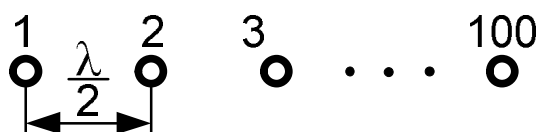


Рисунок 2.4 — Геометрия решетки №1

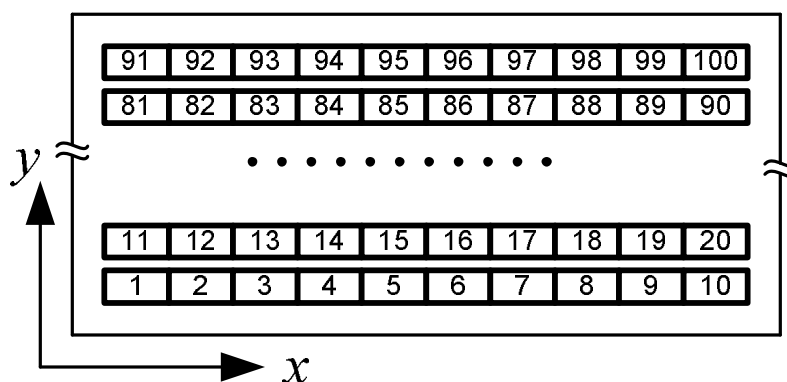


Рисунок 2.5 — Геометрия решетки №2

В таблицах 2.1 – 2.3 приведены параметры моделируемых решеток и список моделируемых отказов. В обоих случаях эталонное возбуждение является равномерным и синфазным. Для решетки №2 в таблице 2.3 представлены амплитуда и фаза с учетом взаимного влияния между элементами.

Таблица 2.1. Параметры исследуемых решеток

	Тип излучателя	Число элементов	Шаг решетки	Расстояние до плоскости измерений
Решетка №1	Изотропный	100×1	$0,5\lambda$	2λ
Решетка №2	Волноводный	10×10	$0,66\lambda; 0,5\lambda$	3λ

Таблица 2.2. Параметры отказов для решетки №1

№ элемента	Амплитуда возбуждения	Фаза возбуждения
4	1	-45°
8	0,1	0
21	0,707	90°
24	1	-180°
65	1	15°

Таблица 2.3. Параметры отказов для решетки №2

№ элемента	Амплитуда возбуждения	Фаза возбуждения	Амплитуда с учетом взаимного влияния	Фаза с учетом взаимного влияния
23	1	90°	1,02	81°
44	1	45°	1,02	39°
47	1	10°	1,03	14°
67	1	180°	0,82	162°

На рисунке 2.6 представлены полная матрица измерений, полученная для эквидистантной сетки измерений с шагом $0,1\lambda$ (516 точек измерения), и усеченная матрица измерений (40 точек измерений, выбранных случайным образом из полной матрицы измерений). Расстояние от решетки до линии измерений составляло 2λ . Здесь и далее представлены амплитуды элементов матрицы измерений, если не указано иное.

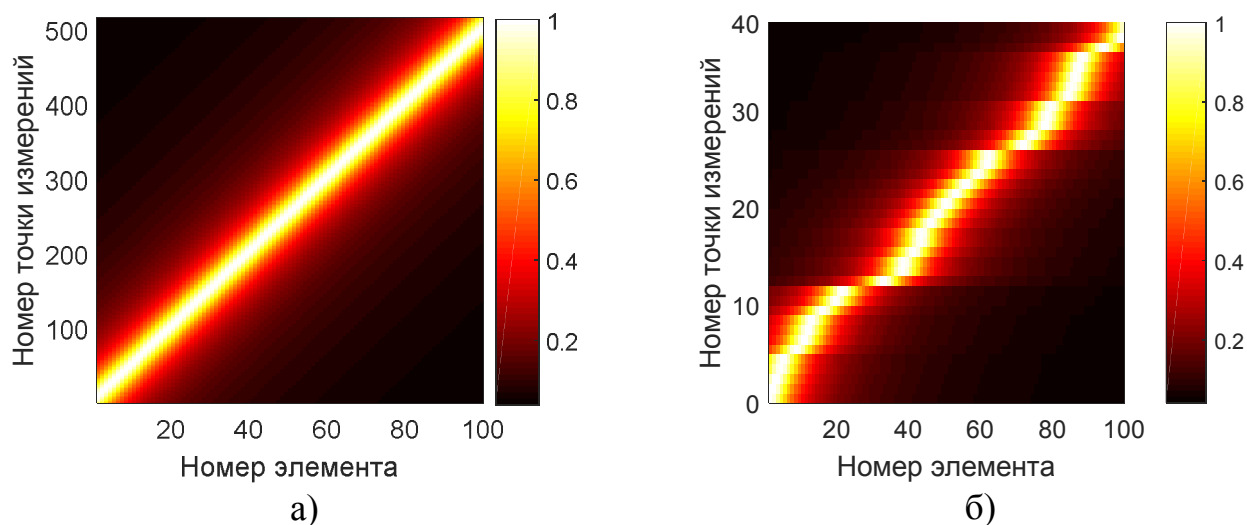


Рисунок 2.6 — Нормированные матрицы измерений: а) полная; б) усеченная

Результаты диагностики решетки №1 по 40 измерениям при расстоянии до решетки, равном 2λ , приведены на рисунке 2.7.

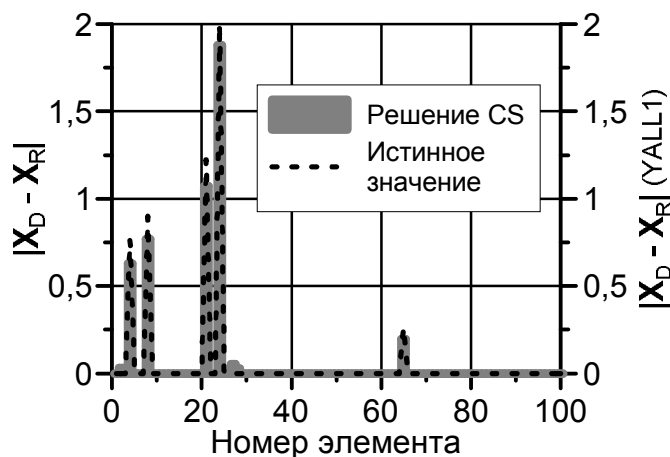


Рисунок 2.7 — Результаты диагностики решетки №1

Как видно из рисунка 2.6, большинство элементов решетки представлено в усеченной матрице, т.е. в нормированной матрице измерений максимальное значение в каждого столбце не ниже 0,5. Уменьшение числа измерений при неизменной геометрии измерений должно привести к ухудшению качества диагностики. При этом следует ожидать, что увеличение расстояния от решетки до линии измерений должно привести к улучшению качества диагностики, так как в этом случае вклад в поле в каждой точке измерений будет вносить большее количество излучателей решетки, и наоборот. Уменьшим число измерений до 15, при этом расположив точки измерения с шагом $3,6\lambda$. На рисунке 2.8 представлены соответствующая матрица измерений и результат восстановления.

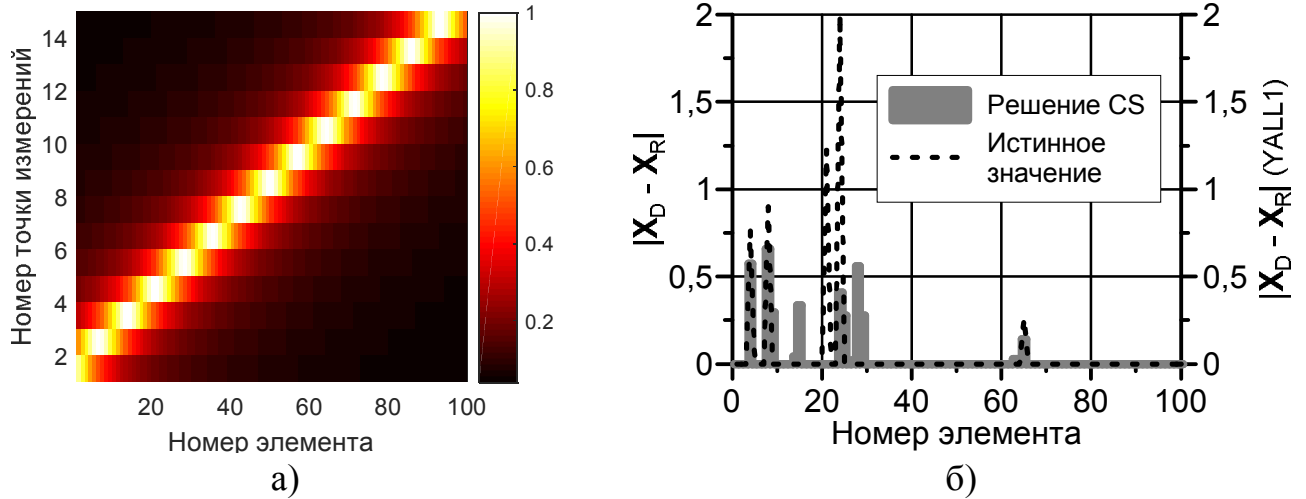


Рисунок 2.8 — Матрица измерений (а) и результат диагностики (б) при 15 измерениях

Как можно видеть из рисунка 2.8 б), некоторые дефектные элементы оказались нераспознаны, зато оказались неверно опознаны как дефектные другие элементы. Как указывалось ранее, для улучшения качества диагностики необходимо изменить геометрию измерений.

На рисунке 2.9 показаны матрицы измерений для случая, когда расстояние от антенной решетки до линии измерений было увеличено и составляло 5λ .

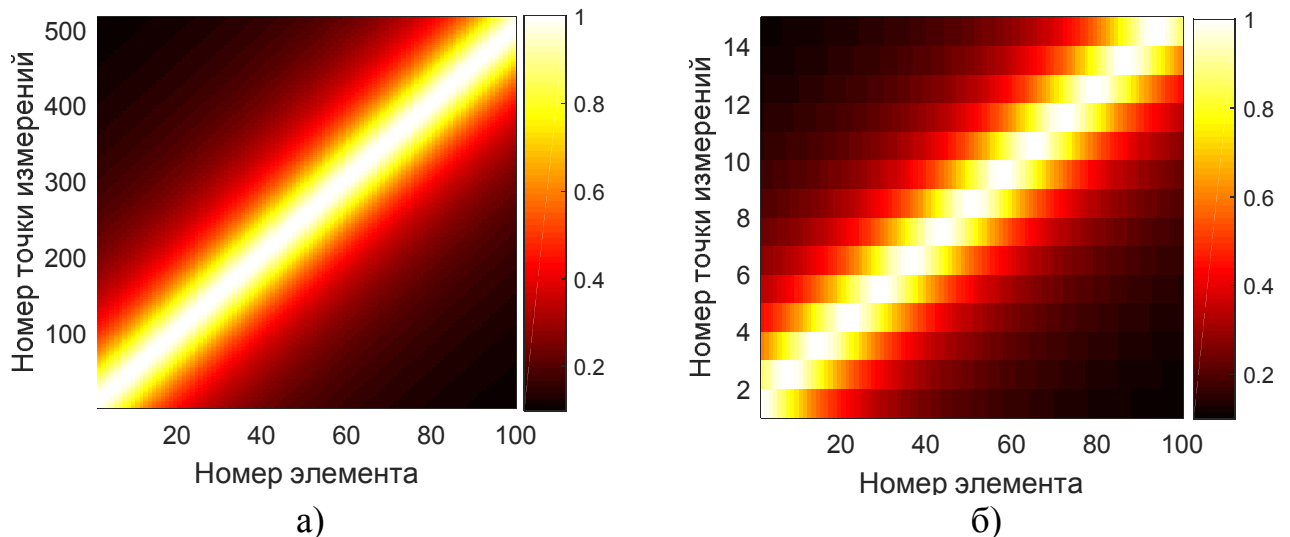


Рисунок 2.9 — Матрицы измерений при увеличенном в 2,5 раза расстоянии до решетки: а) полная матрица; б) усеченная матрица (15 измерений)

На рисунке 2.10 представлены результаты диагностики при уменьшенном числе измерений и увеличенном расстоянии до решетки. Нетрудно видеть, что

результаты диагностики практически не ухудшились по сравнению с 40 измерениями вблизи решетки.

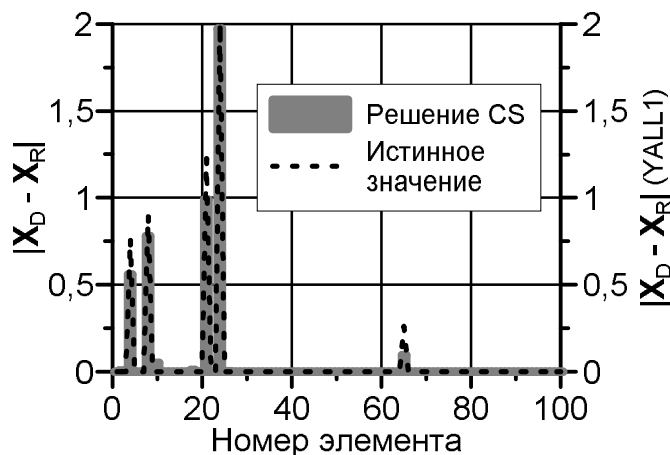


Рисунок 2.10 — Результаты диагностики при уменьшенном числе измерений и увеличенном расстоянии до решетки

Дальнейшее уменьшение количества измерений практически нецелесообразно: хотя точное определение необходимого количества измерений в зависимости от уровня шума и свойств матрицы измерений является сложной математической задачей, минимальное количество измерений M_{min} оценивается как $M_{min} = 4K$, где K – количество отказов [16].

Отдельно исследуем вероятность нахождения дефектного элемента и вероятность ложного детектирования исправного элемента. Статистика ошибок для решетки №1 и расстояния до плоскости измерений 5λ при обнаружении $K = 5$ отказов по $M = 40$ измерениям приведена на рисунке 2.11.

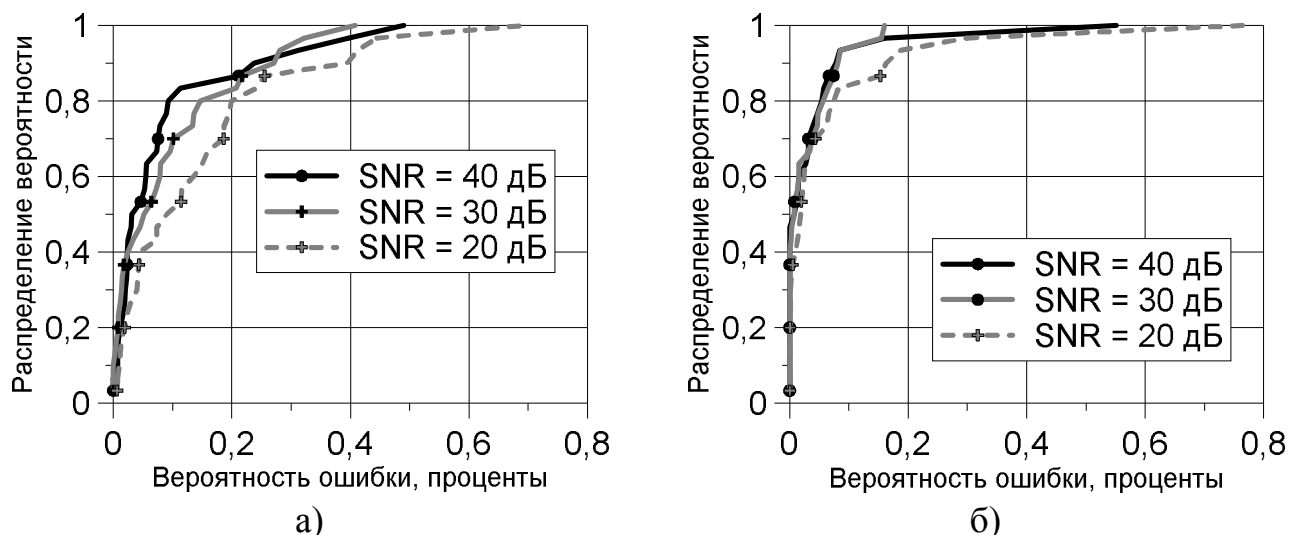


Рисунок 2.11 — Распределение вероятности а) пропуска дефектного элемента и б) ложного детектирования в зависимости от отношения сигнал/шум

Было промоделировано 30 серий измерений, в каждой из которых случайным образом выбирались положения дефектных элементов. Для каждого набора дефектных элементов случайным образом отбирались 128 различных наборов точек измерений. По этим результатам были определены вероятность пропуска дефектного элемента и вероятность ложного детектирования: если значение $|x_d - x_r|$ для элемента превышало 0,1, он определялся как дефектный. Результаты, представленные на рисунке 2.11, показывают, что точность диагностики метода CS достаточно высока: для отношения сигнал/шум в 40 дБ вероятность пропуска дефектного элемента не превышает 1%.

Для моделирования диагностики AP методом CS была написана программа на MATLAB. Интерфейс программы приведен в приложении А.

2.2.3 Влияние точности расчета матрицы измерений на результаты диагностики CS

Результаты диагностики решетки №2 по $M = 35$ измерениям приведены на рисунке 2.12, расстояние от плоскости раскрыва решетки до плоскости измерений составляло 3λ .

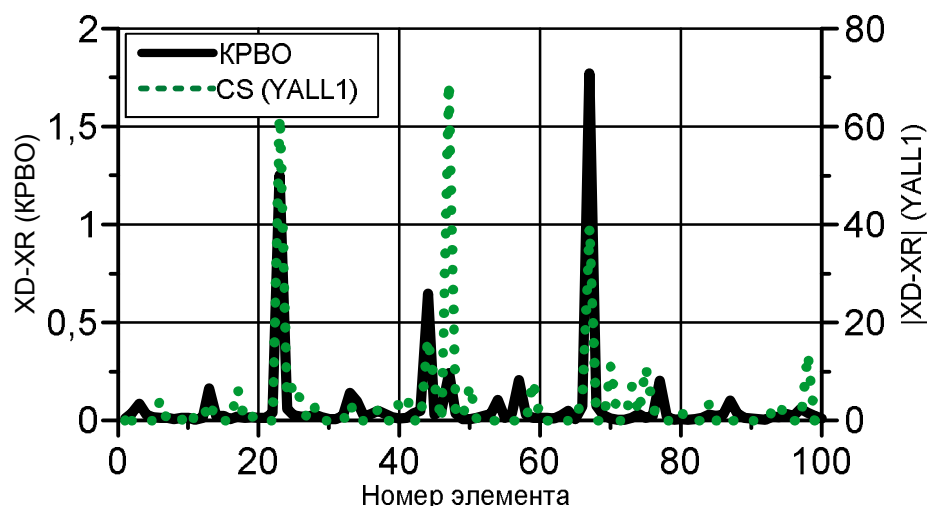


Рисунок 2.12 — Результаты диагностики решетки №2 по $M = 35$ измерениям

Анализ рисунка 2.12 показывает, что даже при отсутствии шума требуется дополнительное уточнение решения. Хотя все дефектные элементы обнаружены верно, по решению задачи CS можно предположить, что отказ элемента № 47 является самым серьезным, хотя у этого элемента изменена фаза лишь на 10° . Это связано с тем, что в данном случае ДН каждого элемента считалась изотропной. Тем не менее, положения дефектов определены верно, так как точно известны расстояния между токами измерения и излучателями решетки, а значит, точно известны фазы элементов матрицы измерений. Этот факт будет ещё раз проиллюстрирован в главе 3.

2.3 Двухэтапный метод определения характеристик дефектных элементов

Как было показано в предыдущем разделе, использование метода CS позволяет с высокой точностью определить наличие и положение дефектных элементов, но при этом определить характер дефекта возможно не всегда.

Для повышения точности необходимо проводить дополнительные измерения. Поскольку сами по себе измерения амплитуды и фазы принятого поля занимают мало времени, а наибольшее время занимает перемещение зонда, будем изменять не положение зонда, а фазу одного из тех элементов, которые были определены как дефектные на прошлом этапе (т.е. элементов потенциально дефектных).

Пусть суммарное поле всех элементов разностной решетки, т.е. от возбуждения, равного $\mathbf{x}_d - \mathbf{x}_r$, равно $\dot{U}_{\Sigma 1}^k$ в выбранной точке измерений до переключения фазы. Оно складывается из поля $\dot{U}_{\Sigma 0}^k$ всех элементов, кроме переключаемого, и поля переключаемого элемента \dot{U}^k :

$$\dot{U}_{\Sigma 1}^k = \dot{U}^k + \dot{U}_{\Sigma 0}^k = \dot{U}_k^d - \dot{U}_k^r + \sum_{n=1, n \neq k}^N (\dot{U}_n^d - \dot{U}_n^r) \quad (2.17)$$

Тогда суммарное поле после переключения $\dot{U}_{\Sigma 2}^k$ равно

$$\dot{U}_{\Sigma 2}^k = \dot{U}'^k + \dot{U}_{\Sigma 0}^k = \dot{U}_k^d \cdot \exp(i\Delta\varphi) - \dot{U}_k^r + \sum_{n=1, n \neq k}^N (\dot{U}_n^d - \dot{U}_n^r), \quad (2.18)$$

где $\dot{U}'^k = \dot{U}^k \cdot \exp(i\Delta\varphi) - \dot{U}_k^r$, $\Delta\varphi$ – изменение фазы элемента. Преобразуя (2.17) и (2.18), найдем комплексную амплитуду дефектного элемента \dot{U}_k^d в виде:

$$\dot{U}_k^d = \frac{\dot{U}_{\Sigma 1}^k - \dot{U}_{\Sigma 2}^k}{1 - \exp(i\Delta\varphi)} \quad (2.19)$$

Отметим, что разность $\dot{U}_{\Sigma 1}^k - \dot{U}_{\Sigma 2}^k$ будет равна нулю как в случае, когда амплитуда элемента равна нулю, так и при отказе фазовращателя элемента. В обоих случаях элемент классифицируется как дефектный.

Комплексную амплитуду возбуждения k -го элемента найдем из (2.15):

$$\dot{x}_k^d = \frac{\dot{U}_k^d \cdot r_{mk} \exp(ik_0 r_{mk})}{E_n(\theta_{mk}, \varphi_{mk}) h(\theta'_{mk}, \varphi'_{mk})} \quad (2.20)$$

В отличие от первичной диагностики CS, при которой точное знание амплитудной ДН излучателя не требуется, уточнение решения предполагает наличие достаточно точной (полученной аналитически, численно или экспериментально) информации об амплитудной ДН.

Стоит отметить, что выбор $\Delta\varphi$ влияет на точность диагностики. Слишком малое значение $\Delta\varphi$ приведет к тому, что разность $\dot{U}_{\Sigma 1}^k - \dot{U}_{\Sigma 2}^k$ может быть подавлена шумами, хотя сами $\dot{U}_{\Sigma 1}^k$ и $\dot{U}_{\Sigma 2}^k$ велики. Слишком большое значение $\Delta\varphi$ приведет к тому, что при малом расстоянии между элементами взаимное влияние элементов

решетки может изменить возбуждение элемента U_k^d , которое предполагается неизменным. Результаты уточнения решения для решетки №2 при $\Delta\varphi = 15^\circ$ представлены на рисунке 2.13. Из рисунка видно, что точность восстановления амплитуды и фазы элементов значительно возросла. Численные значения амплитуд и фаз дефектных элементов приведены в таблице 2.4.



Рисунок 2.13 — Восстановленные по дополнительным измерениям *а)* амплитуда и *б)* фаза возбуждения дефектных элементов

Таблица 2.4. Уточнение решения по дополнительным измерениям

Номер элемента	Амплитуда возбуждения	Фаза возбуждения	Восстановленная амплитуда	Восстановленная фаза
23	1.02	81°	1.00	83°
44	1.02	39°	1.03	38°
47	1.03	14°	1.03	14°
67	0.85	162°	0.87	162°

Хотя данные результаты получены по точно известной амплитудной ДН каждого элемента, на практике точные значения ДН могут оказаться не нужны. Это возможно в том случае, когда получение элементов матрицы измерений проводится экспериментальным путем в соответствии с определением (2.15). В этом случае данный подход может применяться даже в условиях, отличных от безэховых; кроме того, точность определения амплитуд и фаз будет определяться только отношением сигнал/шум в измерительной системе, которое обычно достаточно велико и часто может быть доведено до нужного значения.

Выводы

1. Подход «сжатие с распознаванием» (CS) позволяет значительно уменьшить количество измерений, необходимое для диагностики антенных решеток, в предположении, что количество дефектных элементов мало по сравнению с общим количеством элементов;
2. Точность определения положения дефектных элементов методом CS зависит в первую очередь от точности совпадения координат элементов бездефектной и тестируемой ФАР и точности измерения координат зонда-регистратора, однако слабо зависит от ошибок в амплитудной ДН элемента и зонда;
3. Проведено решение задачи реконструктивной диагностики на основе двух электродинамических моделей АР. Первая представляет собой 100-элементную линейную эквидистантную решетку, состоящую из изотропных излучателей. Вторая представляет собой решетку из открытых концов прямоугольных волноводов размером 10×10 . Поле первой решетки рассчитывается аналитически, поле второй – методом конечных разностей во временной области;
4. Ошибки в определении амплитудных ДН зонда и элементов решетки влияют в первую очередь на точность восстановления амплитуд и фаз дефектных элементов. Даже при точно известных амплитудных ДН и расстояниях между зондом и элементами решетки стандартный подход CS (без модификации) не дает точного решения;
5. Предложен и разработан двухэтапный метод реконструктивной диагностики многоэлементной АФАР. На первом этапе на основе метода CS с использованием алгоритма регуляризации проведена минимизация нормы разности между вектором возбуждения бездефектной эталонной ФАР и вектором возбуждения тестируемой ФАР. Таким образом определяются дефектные и потенциально дефектные элементы тестируемой АФАР. На втором этапе путем проведения однократного измерения поля для каждого ПДЭ решетки путем изменения его фазы напряжения возбуждения на 180 градусов определяется напряжения возбуждения (НВ) элементов из ПДЭ

тестируемой АФАР. Если НВ ПДЭ отличаются от НВ эталонной решетки по амплитуде на 1 дБ и по фазе на 5-10° при отношении сигнал шум 40..60 дБ, то ПДЭ элемент тестируемой АФАР считается рабочим;

6. Показано, что при знании элементов матрицы измерений, полученных экспериментальным путем, нет необходимости знания амплитудной ДН каждого элемента ФАР. Кроме того, в этом случае данный подход диагностики может применяться даже в условиях, отличных от безэховых, при этом точность определения амплитуд и фаз будет определяться только отношением сигнал/шум в измерительной системе, которое обычно достаточно велико;
7. Определена вероятность пропуска дефектного элемента и вероятность ложного детектирования: если значение $|x_d - x_r|$ для элемента ФАР превышало 0,1, то он классифицировался как дефектный. Показано, что точность диагностики метода CS высока: для отношения сигнал/шум в 40 дБ вероятность пропуска дефектного элемента не превышает 1%.

3 Особенности измерения характеристик АФАР в процессе тепловых испытаний

В данной главе рассматриваются основные особенности измерений АФАР в процессе тепловых испытаний. В общем случае решение такой задачи вызывает определенные проблемы, поскольку в космической технике температура бортовой аппаратуры может изменяться в пределах от -200°C до $+200^{\circ}\text{C}$. Это требует создания модифицированных климатических камер, снабженных радиопрозрачными окнами для измерения поля за пределами камеры. Задача упрощается, если исследуемая аппаратура (в данном случае – активная антенная решетка) обладает системой термостабилизации, что позволяет проводить испытания в более узком температурном диапазоне. При этом остается другая проблема: активные элементы выделяют тепло и меняют свои характеристики во время испытаний, что ограничивает время измерений. Решению этих проблем и посвящена эта глава.

3.1 Характеристики активной фазированной антенной решетки

Круг задач, решаемых с помощью космических РСА, достаточно широк, и существующие системы имеют множество режимов, отличающихся разрешением, размерами кадра, чувствительностью. Например, для режимов с широкой полосой захвата и малым разрешением антенна должна иметь широкую ДН в угломестной плоскости и узкую в азимутальной. Напротив, для режимов с высоким разрешением необходимо, чтобы азимутальная ДН была широкой. В некоторых режимах требуется возможность быстрого переключения положения луча антенны во время съемки. Поэтому многие современные РСА [62-64] строятся на основе активных фазированных антенных решеток (АФАР). Цифровые АФАР (ЦАФАР) дают ещё большие возможности для формирования ДН антенны.

Исследуемая ЦАФАР (рисунок 3.1) представляет собой решетку из 18 цифровых модулей (ЦМ). В свою очередь, каждый ЦМ состоит из АФАР с цифровым выходом. Активные элементы этой АФАР обеспечивают сканирование

в угломестной плоскости и представляют собой излучающие линейки длиной 15λ и шириной $0,8\lambda$. В азимутальной плоскости осуществляется цифровое диаграммообразование.



Рисунок 3.1 — Исследуемая решетка: а) решетка целиком, штриховкой выделен отдельный цифровой модуль; б) цифровой модуль на поворотном устройстве в безэховой камере

Структурная схема исследуемой ЦАФАР представлена на рисунке 3.2.

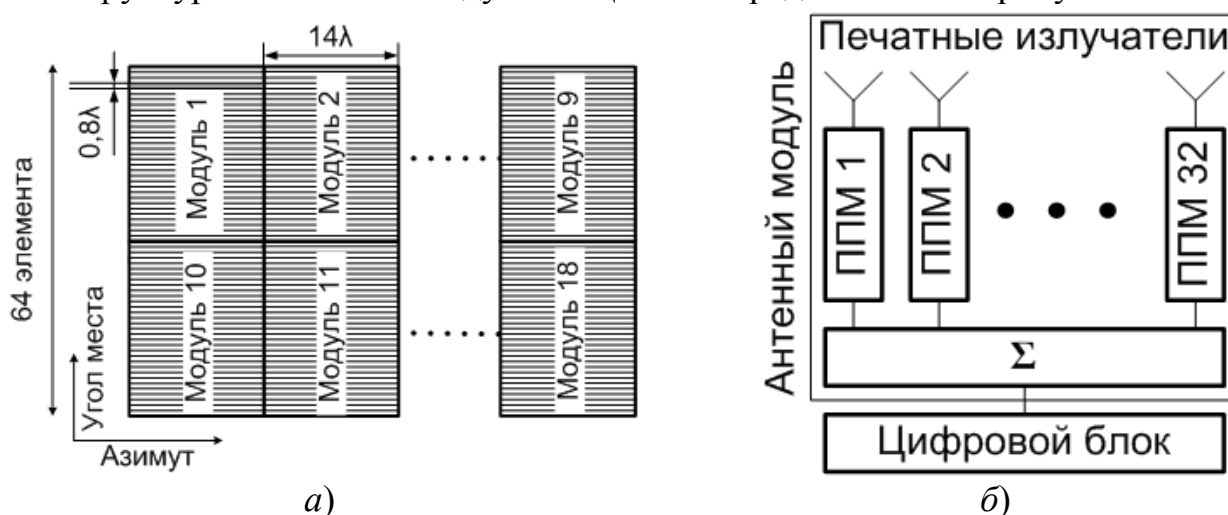


Рисунок 3.2 — Структурная схема исследуемой ЦАФАР: а) расположение цифровых модулей; б) схема цифрового модуля

Параметры антенной системы сведены в таблице 3.1.

Таблица 3.1. Основные параметры исследуемой антенны

Количество цифровых модулей	18
Электрические размеры подрешетки	$25,6\lambda \times 14,3\lambda$
Количество излучающих линеек в подрешетке	32
Размеры активного модуля АФАР	$0,8\lambda \times 14,3\lambda$
Поляризация	V/H
Общее число активных модулей	1152
Диапазон рабочих температур	$-20\text{ }^{\circ}\text{C} \dots +50\text{ }^{\circ}\text{C}$

Такие особые для космической техники требования к рабочему диапазону температур антенны предъявляются потому, что в конструкции антенны предусмотрена система температурной стабилизации, обеспечивающая заданные температурные условия. Однако даже в таком узком диапазоне температур характеристики активных элементов (усилителей мощности, маломощных усилителей, фазовращателей), как показывают проведенные исследования, могут значительно изменяться. Поэтому одним из важных этапов стендовых испытаний АФАР является проверка её работоспособности в диапазоне температур.

3.2 Особенности проведения тепловых испытаний АФАР в климатической камере

Задачи, возникающие при измерениях антенн в широком диапазоне температур, можно разделить на две группы. В первую группу входят задачи, связанные с самим процессом выполнения измерений полевых характеристик (инструментальные), во вторую группу – связанные с временем выполнения этих измерений и их стабильностью (алгоритмические).

3.2.1 Требования к характеристикам климатической камеры для проведения измерений и диагностики АФАР

Сначала рассмотрим необходимую конструктивную доработку стандартной климатической камеры для обеспечения измерений характеристик тестируемой ФАР в БЗ (вне камеры). Очевидно, что для решения задачи тестирования активных устройств в широком диапазоне температур должны использоваться

безэховые климатические камеры, обеспечивающие минимальные отражения от элементов ее конструкции. Стандартные климатические камеры не обладают безэховостью, а малые безэховые камеры не рассчитаны на работу в широком диапазоне температур. Стендовые измерения характеристик антенн больших электрических размеров, как правило, проводят в ближней зоне [65]. В этом случае для измерений, выполняемых в ближней зоне, необходимо с высокой точностью знать координаты измерительного зонда [66], но изменение температуры конструктивных элементов устройств позиционирования ведет к изменению их геометрических размеров, которое в свою очередь приводит к ошибкам позиционирования. Таким образом для решения задачи диагностики при проведении тепловых испытаний необходимо создание специализированной климатической камеры, которая кроме обеспечения необходимых климатических условий должна также:

1. Обеспечивать требуемую безэховость;
2. Иметь радиопрозрачное окно, позволяющее проводить измерения поля в БЗ за пределами камеры;
3. Обеспечивать размещение модуля (подрешетки) АФАР в безэховой камере.

Первое требование можно выполнить, укрыв металлические стенки камеры радиопоглощающим материалом. Естественно, материал должен сохранять свои свойства в заданном диапазоне температур. На рисунке 3.3 показаны схема размещения антенного модуля АФАР в МКК, а также фотография модифицированной климатической камеры со снятой крышкой. В камере установлен один из 18 ЦМ решетки. Также видна каретка устройства позиционирования с установленным на ней волноводным зондом. Рассмотрены аппаратные решения, позволяющие измерять характеристики АФАР в широком диапазоне рабочих температур ($-20\text{ }^{\circ}\text{C}$... $+50\text{ }^{\circ}\text{C}$) тепловых испытаний подрешетки АФАР. Такие особые для космической техники требования к рабочему диапазону температур антенны предъявляются потому, что в конструкции антенны предусмотрена система температурной стабилизации, позволяющая обеспечить необходимые температурные условия для АФАР. Для

проведения измерений поля необходимо создание модифицированной климатической камеры (МКК) на базе стандартной, которая, кроме обеспечения необходимых климатических условий, должна обеспечивать минимальные отражения от конструктивных элементов камеры за счет применения радиопоглощающих материалов (РПМ) и использования радиопрозрачного окна (РПО).

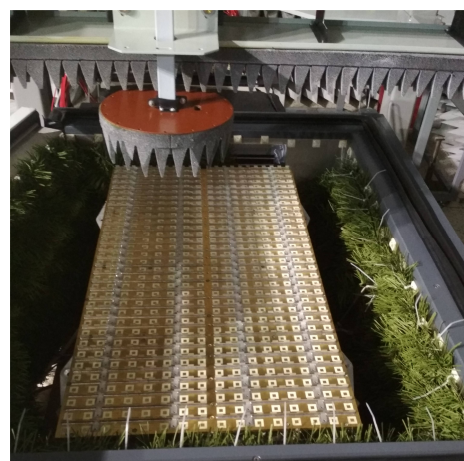
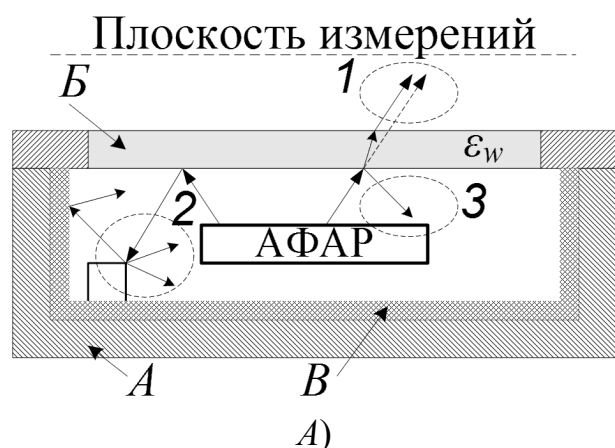


Рисунок 3.3 — а) схема расположения АФАР в климатической камере и основные источники ошибок; б) Цифровой модуль в климатической камере со снятым РПО

Один АМ X-диапазона состоит из 32 линеек излучателей, каждая из которых может излучать и принимать две ортогональные поляризации. Возбуждение АМ на каждой поляризации осуществляется двумя независимыми блоками, которые подключены к левой и правой половинам АМ. Расстояние между линейками составляет порядка $0,8\lambda$ (общая длина АФАР $L_y = 25,6\lambda$), а длина каждой линейки $L_x = 14,3\lambda$.

Конструирование радиопрозрачного окна (РПО) и учет его влияния на измерения представляет собой отдельную задачу. Основные источники ошибок, вызываемых РПО, приведены на рисунке 3.3 а: отражение от РПО (Б) искажает поле излучения в плоскости измерений; отражения от элементов конструкции климатической камеры (А) и РПМ (В) приводят к искажению измеряемого поля; отражения от РПО приводят к искажению поля в апертуре АФАР. Если же

материал РПО продольно однороден, то можно учесть его влияние, зная коэффициенты прохождения для плоскостлой среды.

На основании анализа, проведенного выше, можно предъявить следующие требования к конструкции РПО. С одной стороны, РПО должно обладать низким коэффициентом отражения, должно быть однородным, чтобы была возможность учесть его характеристики. С другой стороны, РПО должно обладать хорошими теплоизоляционными свойствами. В зависимости от температурного диапазона РПО может быть как однослойным, так и многослойным. Однослойные РПО из материала с низкой диэлектрической проницаемостью ($\epsilon = 1,01 \dots 1,1$) обладают крайне низким коэффициентом отражения и модулем коэффициента прохождения, близким к 1, что крайне желательно в задачах такого рода. Такими свойствами обладают различные вспененные диэлектрики (пенополиэтилен, пенополиуретан), которые также обеспечивают хорошую теплоизоляцию. Однако их температурный диапазон ограничен, например, пенополиэтилен выдерживает температуры примерно от -60 °С до $80 \dots 100$ °С. В случае, когда необходимо испытывать антенны в более широком диапазоне температур, приходится создавать многослойные структуры РПО. Внешние слои могут быть выполнены из устойчивой к высоким температурам керамики, а внутренний слой – из уже упомянутых вспененных диэлектриков, или быть слоем воздуха.

Наконец, такая модифицированная климатическая камера должна быть расположена в безэховых условиях, т.е. в безэховой камере. Отметим, что климатическое оборудование (компрессор, холодильник и пр.) должно располагаться таким образом, чтобы вибрации от него не передавались стенду в БЗ и не вызывали дополнительных (в первую очередь фазовых) ошибок при измерении поля.

3.2.2 Алгоритмические задачи при тепловых испытаниях

В соответствии с поставленной целью основной задачей является обеспечение малого времени при измерении поля антенны в БЗ. Полагая, что на одно измерение затрачивается $0,1$ с, шаг измерений на прямоугольной сетке

составляет $0,5\lambda$, а площадь раскрыва равна $6000\lambda^2$ (что соответствует КНД 48 дБ), получим, что число измерений составляет не менее 24000, а затрачиваемое на измерения время равно 40 минутам. Учитывая, что штатное время работы решетки обычно равно нескольким минутам, проводить измерения поля в полном соответствии с [66] не всегда является возможным. Для радикального сокращения времени измерений придется идти на некоторые компромиссы и использовать всю возможную априорную информацию об антенне.

Во-первых, поставим задачу не полного восстановления поля в апертуре или ДН, а задачу диагностики – найти дефектные элементы и классифицировать их. При этом полная калибровка антенны и расчет ДН могут быть проведены по результатам поканальных измерений каждого цифрового модуля, когда каждый ППМ проверяется отдельно.

Во-вторых, будем считать, что число дефектных элементов в антенне мало по сравнению с общим количеством элементов решетки. Это позволит применить подход «сжатие с распознаванием» для поиска дефектных элементов по малому числу измерений.

Кроме этого, необходимо учитывать влияние радиопрозрачного окна на результаты измерения поля.

3.3 Учет влияния радиопрозрачного окна на измерения поля

Чтобы учесть влияние РПО на результаты измерений, необходимо с высокой точностью знать характеристики материалов РПО, а также положение РПО относительно антенны в случае, когда проводится реконструктивная диагностика.

Задача диагностики может быть сведена к решению обратной задаче на основе уравнения:

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}) = \int_{S_A} \left[\vec{\mathbf{G}}_e^E(\mathbf{r}, \mathbf{R}_e) \mathbf{j}_S^e(\mathbf{R}_e) + \vec{\mathbf{G}}_m^E(\mathbf{r}, \mathbf{R}_m) \mathbf{j}_S^m(\mathbf{R}_m) \right] dS_A, \quad (3.1)$$

где \mathbf{E} – поле антенны в точке измерений, положение которой задается вектором \mathbf{r} , $\mathbf{j}_S^e(\mathbf{R}_e)$ и $\mathbf{j}_S^m(\mathbf{R}_m)$ – искомые поверхностные плотности тока электрических и

магнитных источников на поверхности раскрыва S_A ; $\vec{\mathbf{G}}_e^E(\mathbf{r}, \mathbf{R}_e)$ и $\vec{\mathbf{G}}_m^E(\mathbf{r}, \mathbf{R}_m)$ – соответствующие диадные функции Грина.

Влияние РПО учитывается с помощью функций Грина плоскостойкой среды [67]. В случае, когда поверхность измерений и апертура антенны являются плоскими, а РПО представляет собой плоскостойкую среду, удобно использовать аппарат разложения по плоским волнам (ПВ). Так как плоскостойкая среда не меняет направления распространения волны, а меняет только её амплитуду и фазу, для учета РПО будет необходимо знать углочастотную зависимость коэффициента прохождения.

Каким бы образом ни учитывалось влияние РПО, его характеристики должны быть известны с высокой точностью. Любой из методов предполагает, что границы слоев РПО параллельны друг другу, а материалы РПО являются однородными. Полная проверка каждого образца материала на наличие неоднородностей является сложной и трудоемкой задачей [68], однако можно проверить всю конструкцию РПО в целом. Для этого можно провести измерение поля (и восстановить ДН) тестовой антенны в различных положениях относительно РПО. Если при этом восстановленные ДН значительно отличаются друг от друга, РПО содержит неоднородности и для измерений практически непригодно. Исключением могут быть случаи, когда положения и характер неоднородностей заранее известны, и функцию Грина в уравнении (3.1) можно рассчитать если не аналитически, то численно.

На рисунке 3.4 показана схема эксперимента по определению пригодности образца РПО для восстановления ДН без измерения диэлектрической проницаемости образцов.

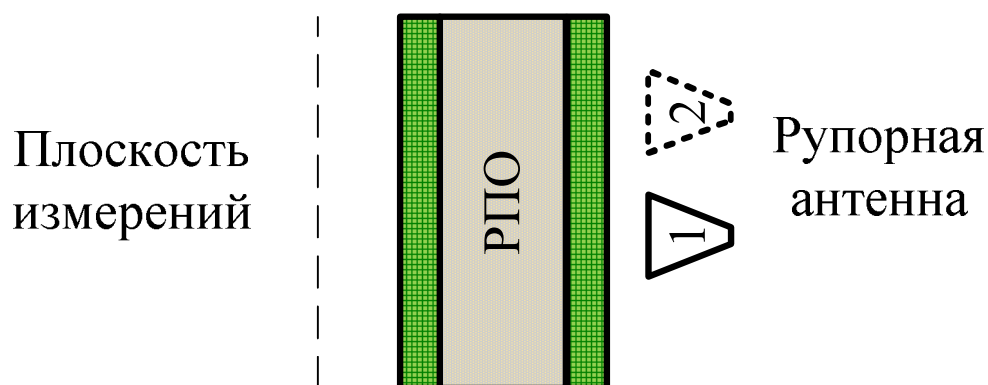


Рисунок 3.4 — К измерению коэффициента прохождения РПО

Эксперимент проводят следующим образом. Сначала проводят полный набор измерений поля от тестовой антенны (в данном случае рупорной), когда она находится в положении 1. Затем тестовую антенну перемещают в положение 2 и снова проводят тот же набор измерений. По результатам двух наборов измерений находят ДН антенны. РПО можно считать пригодным для измерения ДН на заданной частоте, если с заданной точностью выполняется любое из эквивалентных условий:

1. Восстановленная амплитудная ДН тестовой антенны не изменяется при перемещении тестовой антенны;
2. Распределение поля тестовой антенны в положении 2 является сдвинутой копией распределения поля тестовой антенны в положении 1;
3. Нормированная амплитудная ДН антенны и амплитудное распределение поля в плоскости измерений при отсутствии и при наличии РПО не изменяются.

Строго говоря, данные условия могут и должны применяться не только к РПО, но и к системе «модифицированная климатическая камера + радиопрозрачное окно». В этом случае целесообразно провести не два измерения, а целую серию, сдвигая тестовую антенну в пределах рабочей зоны стенда. Стоит также отметить, что изменения в ДН могут быть вызваны ошибками усечения [53]. Поэтому при восстановлении ДН в серии тестовых измерений необходимо ограничивать размеры области, по распределению поля в которой будет рассчитана ДН, иначе ошибки в восстановлении ДН будут обусловлены не наличием РПО, а погрешностями алгоритма пересчета поля в дальнюю зону.

Результаты такого тестирования системы, а именно измеренные распределения поля, показаны на рисунке 3.5. В качестве испытуемого образца использовалось трехслойное РПО, внутренний слой которого состоял из вспененного диэлектрика, а внешние слои – из стеклотекстолита. РПО было установлено в штатное положение на измерительном стенде, т.е. над климатической камерой. Поле тестовой антенны при отсутствии РПО также изображено на рисунке 3.5в.

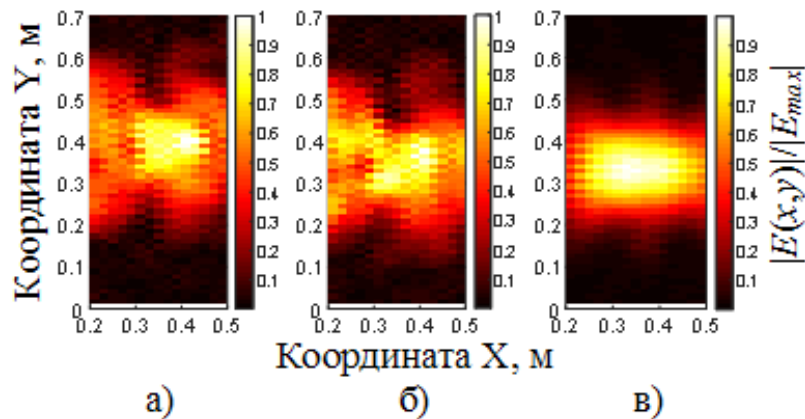


Рисунок 3.5 — Результаты измерения поля при различных положениях тестовой антенны: а) в положении 1 при наличии РПО; б) в положении 2 при наличии РПО; в) в положении 2 при отсутствии РПО

Из представленных распределений поля можно сделать вывод, что данное РПО не подходит для восстановления ДН по результатам измерений поля в БЗ. Существенное изменение формы распределения поля при сдвиге антенны говорит, в основном, о продольной неоднородности материалов РПО. Конечно, возможно, что коэффициент отражения от РПО на некоторых углах слишком велик, поэтому переотражения между РПО и элементами конструкции РПО и тестовой антенны исказили результат. Однако отражения от такого РПО будут искажать распределение поля реальной испытуемой решетки, что недопустимо.

Поскольку температурный диапазон, в котором подтверждаются характеристики решетки, является достаточно узким ($-10\text{ }^{\circ}\text{C} \dots +40\text{ }^{\circ}\text{C}$), возможно использовать однослойное РПО, полностью состоящее из материала с низкой ($\epsilon = 1,01 \dots 1,1$) диэлектрической проницаемостью. Результаты тестирования такого окна представлены на рисунке 3.6.

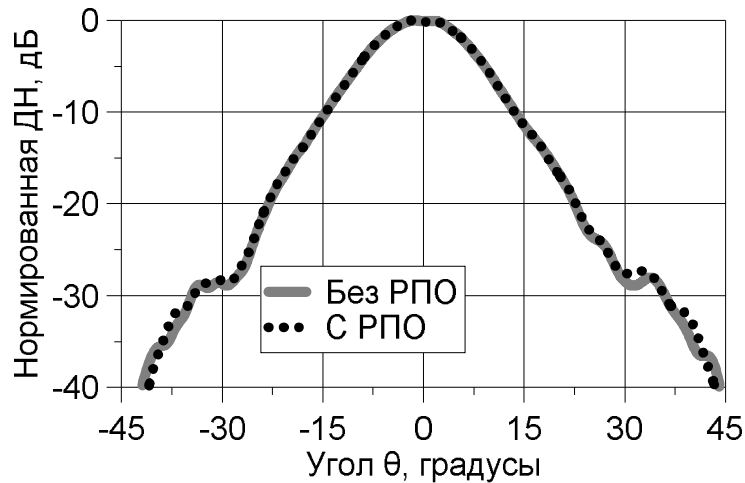


Рисунок 3.6 — Результаты измерения диаграммы направленности тестовой антенны при наличии однослойного РПО

Как видно из рисунка 3.6, однослойное РПО из материала с низкой диэлектрической проницаемостью практически не оказывает влияния на измеряемую амплитудную ДН. Ошибки за пределами углов 30° вызваны, вероятно, дифракцией на краях оснстки РПО, кроме того, измерение уровня боковых лепестков в -30 дБ в принципе подвержено значительным ошибкам (см. [66]).

3.3.1 Моделирование поля излучения АФАР дискретными источниками

Геометрия задачи, включающая схему размещения в МКК многоэлементной АФАР, представлена на рисунке 3.7.

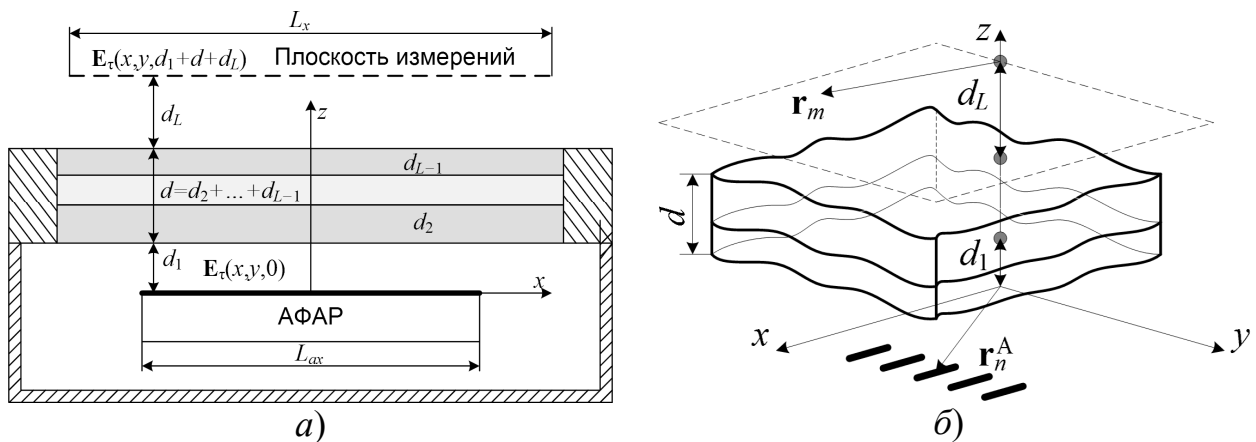


Рисунок 3.7 — Геометрия задачи: а) система координат в плоскости апертуры многоэлементной антенны и б) в плоскости измерений.

Расстояние от прямоугольной апертуры тестируемой антенны (ТА), содержащей $N_A = N \times M$ излучателей до плоскости измерений равно $d = \sum_{l=1}^L d_l$, где d_l - толщины плоскостойкой структуры окна $n = 2 \dots (L-1)$, при этом d_1 и d_L - расстояния до внутренней поверхности радиопрозрачного окна, имеющего плоскостойкую структуру, и от внешней поверхности окна до плоскости измерений (рисунок 3.7а). Координаты излучателей, расположенных в плоскости апертуры ТА, определяют вектором $\mathbf{r}_n = x_n \mathbf{x}_0 + y_n \mathbf{y}_0$, а координаты зонда-регистратора в плоскости измерений $z_{\text{И}}$ - вектором \mathbf{r}_m (рисунок 3.7б). Задачу определения поля излучения ТА в плоскости измерений сведем к эквивалентной задаче определения поля излучения элементарных магнитных (и/или электрических) диполей (ЭМД), расположенных в плоскости апертуры ТА. Число ЭМД $N = N_A$, а координаты диполей также определяют вектором \mathbf{r}_n , а ориентация каждого из диполей определяется поляризацией соответствующего излучателя ТА. Векторы возбуждения диполей (токи или напряжения) должны создавать эквивалентное АФР, совпадающее с АФР ТА. В этом случае решение задачи определения поля излучения ТА, расположенной в термокамере с безэховыми стенками, в плоскости измерений сводится к определению поля искомым элементарных диполей, образующих плоскую эквивалентную N_A -элементную АР. Такой подход позволяет предварительно определить поле одиночного элементарного диполя в виде суперпозиции плоских Е- и Н-волн, что позволят наиболее просто определить электромагнитное (ЭМ) поле в плоскости измерений с учетом характеристик прозрачности плоскостойкой структуры окна термокамеры. Кроме того, указанный подход является ключевым для решения прямой задачи в методе вычислительной диагностики, позволяющей определить электрофизические ϵ_{al} и геометрические d_l параметры плоскостойкой структуры окна термокамеры [56,57]. При другом подходе можно использовать модель с непрерывным АФР в плоскости апертуры ФАР [58].

При моделировании поля излучения ТА в плоскости измерений $z = z_{\text{И}}$ полагаем, что координаты электрических диполей в плоскости апертуры ТА ($z' = 0$), поле излучения и поляризация должны совпадать с координатами излучателей и полем ТА. Для определения поля излучения в плоскости измерений $z = z_{\text{И}}$ предварительно рассмотрим распределение поля излучения одиночного ЭМД, расположенного в плоскости $z = z' = 0$ в точке с координатами $\mathbf{r}_n^{\text{А}} = x_n \mathbf{x}_0 + y_n \mathbf{y}_0$, в области пространственных частот (ПЧ) в плоскости измерений, (рисунок 3.7б) в виде [57]:

$$\tilde{\mathbf{E}}_n^{\text{rad}}(\mathbf{r}_n^{\text{А}}, \mathbf{k}_\rho, z_{\text{И}}, z' = 0, \omega) = \left\{ \tilde{\mathbf{G}}_M^E \tilde{\mathbf{J}}_{Mn} r_l^E + \tilde{\mathbf{G}}_M^H \tilde{\mathbf{J}}_{Mn} r_l^H \right\} \exp[-ik_z (d_1 + d_L)], \quad (3.2)$$

где $\tilde{\mathbf{G}}_M^E(k_x, k_y)$, $\tilde{\mathbf{G}}_M^H(k_x, k_y)$ – тензорные функции Грина (ФГ) магнитного источника; $\tilde{\mathbf{J}}_{Mn}(\mathbf{k}_\rho, \mathbf{r}_n^{\text{А}}, z' = 0, \omega) = \left\{ \mathbf{x}_0 p_{yn}^M \exp[i\mathbf{k}_\rho \mathbf{r}_n^{\text{А}}]; \mathbf{y}_0 p_{xn}^M \exp[i\mathbf{k}_\rho \mathbf{r}_n^{\text{А}}] \right\}^T$ – вектор-строка магнитных моментов; $k_x = k \cos \theta \sin \varphi$, $k_y = k \cos \theta \cos \varphi$; $k_z^2 = k^2 - k_x^2 - k_y^2$; $r_l^E(k_x, k_y)$ и $r_l^H(k_x, k_y)$, $\mathbf{k}_\rho = k_x \mathbf{x}_0 + k_y \mathbf{y}_0$ – поперечная ПЧ.

Коэффициенты прохождения плоскостростой структуры, включая окно термокамеры, для Е- и Н-волн определяются в виде:

$$r_l^H = \frac{\mu_{a(l+1)} k_{zl} - \mu_{al} k_{l+1,z}}{\mu_{a(l+1)} k_{zl} + \mu_{al} k_{l+1,z}}, \quad r_l^E = \frac{\varepsilon_{a(l+1)} k_{lz} - \varepsilon_{al} k_{l+1,z}}{\varepsilon_{a(l+1)} k_{lz} + \varepsilon_{al} k_{l+1,z}}, \quad (3.3)$$

при этом $\varepsilon_{al} = \varepsilon_l \varepsilon_0$, $k_{lz} = \sqrt{k_l^2 - k_\rho^2}$, $k_l = \omega \sqrt{\varepsilon_{al} \mu_{al}}$, а $\varepsilon_{al}, \mu_{al} = \mu_0, k_l$ – диэлектрическая, магнитная проницаемости, проводимость, толщина и волновое число l -ого слоя среды, при этом $l = 2, \dots, (L-1)$, где L – количество слоев.

Преобразуем вектор-строку магнитных моментов в (3.2) к виду:

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{J}}_{Mn}(\mathbf{k}_\rho, \mathbf{r}_n^{\text{А}}, z' = 0, \omega) &= u_n \left\{ \mathbf{x}_0 p_{yn}^M \exp[i\mathbf{k}_\rho \mathbf{r}_n^{\text{А}}]; \mathbf{y}_0 p_{xn}^M \exp[i\mathbf{k}_\rho \mathbf{r}_n^{\text{А}}] \right\}^T = \\ &= u_n \tilde{\mathbf{J}}'_{Mn}(\mathbf{k}_\rho, \mathbf{r}_n^{\text{А}}, z' = 0, \omega) \end{aligned} \quad (3.4)$$

где $\tilde{\mathbf{J}}'_{Mn} = \left\{ \mathbf{x}_0 l_{yn}^M \exp[i\mathbf{k}_\rho \mathbf{r}_n^A]; \mathbf{y}_0 l_{xn}^M \exp[i\mathbf{k}_\rho \mathbf{r}_n^A] \right\}^T$ – нормированное ПЧ распределение магнитного тока; u_n – напряжение возбуждения n -го ЭМД; l_{yn}^M, l_{xn}^M – компоненты обобщенной длины ЭМД.

Зная распределение поля излучения в области ПЧ в плоскости измерений $z_{И}$ (3.2), определим поле излучения ЭМД, образующих плоскую эквивалентную N - элементную АР, в этой плоскости в виде:

$$\mathbf{E}^{\text{rad}}(x_m, y_m, z_{И}, \omega) = F \left\{ \tilde{\mathbf{E}}(k_x, k_y, z_{И}, \omega) \right\}, \quad (3.5)$$

где $\tilde{\mathbf{E}}(k_x, k_y, z_{И}, \omega) = \sum_{n=1}^{N_D} \tilde{\mathbf{E}}_n^{\text{rad}}(\mathbf{r}_n^A, \mathbf{k}_\rho, z_{И} = d, z' = 0, \omega)$ – ПЧ спектр поля излучения эквивалентной N -элементной дипольной АР в плоскости измерений $z_{И}$;

$F^{-1}(\dots) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \dots \exp[-i(k_x x_m + k_y y_m)] \cdot dk_x dk_y$ – оператор обратного преобразования Фурье.

При регистрации поля излучения (3.5) координаты зонда-регистратора при сканировании в плоскости $z_{И}$ определяются вектором $\mathbf{r}_m = x_m \mathbf{x}_0 + y_m \mathbf{y}_0$ (рисунок 3.7б). Используя модель зонда-регистратора в виде эквивалентного электрического диполя, ориентированного вдоль \mathbf{p}_0^r , сигнал на входе присоединенного коаксиального волновода с учетом его проводимости Y_r в режиме приема определим в виде [59]:

$$U_m^3(\mathbf{r}_m, z_{И}, \omega) = \frac{C}{4\pi Y_r} \mathbf{p}_0^r \mathbf{E}_m^{\text{rad}}(\mathbf{r}_m, z_{И}, \omega), \quad (3.6)$$

где C – размерная константа, м/Ом. Объединяя (3.2) – (3.6), представим результаты регистрации поля излучения в БЗ АР в матричной форме:

$$\mathbf{U} = \mathbf{A} \mathbf{u}, \quad (3.7)$$

где $\mathbf{u} = (u_1, u_2, \dots, u_N)^T \in C^N$ – вектор возбуждения элементов ФАР с учетом компенсации их взаимного влияния; $\mathbf{U} = (U_1^3, U_2^3, \dots, U_M^3)^T \in C^M$ – напряжения, регистрируемые зондом в плоскости измерений;

Элементы матрицы измерений $\mathbf{A} \in C^{M \times N}$ в (3.7), учитывающие геометрию измерений, размещение элементов ФАР, характеристики прозрачности слоистой структуры окна термокамеры представим в виде:

$$a_{mn} = \frac{C}{4\pi Y_r} \tilde{F} \left\{ \left[\mathbf{p}_0^r \tilde{\mathbf{G}}_M^E \tilde{\mathbf{J}}'_{Mn} r_l^E + \mathbf{p}_0^r \tilde{\mathbf{G}}_M^H \tilde{\mathbf{J}}'_{Mn} r_l^H \right] \exp - ik_z (d_1 + d_L) \right\} \quad (3.8)$$

Решение обратной задачи реконструктивной диагностики тестируемой АФАР, расположенной в свободном пространстве, на основе неполных данных измерений в БЗ с использованием метода «сжатие с распознаванием» с учетом ошибок и шумов регистратора подробно рассмотрены в [17].

Вычисление элементов матрицы измерений в соответствии с оператором преобразования в (3.8) реализуется на основе быстрого преобразования Фурье.

3.3.2 Моделирование поля излучения АФАР с непрерывным АФР

В случае непрерывного распределения АФР, определяемого касательной составляющей $\mathbf{E}_\tau(x, y, 0, \omega)$ в плоскости апертуры $z' = 0$ спектр поля излучения антенны $\tilde{\mathbf{E}}^{\text{rad}}$ в плоскости измерений $z_{\text{и}}$ можно представить в виде суммы непрерывного спектра $\tilde{\mathbf{E}}_{\text{rad}}^E$ и $\tilde{\mathbf{E}}_{\text{rad}}^H$ плоских Е- и Н-волн, ассоциированных с плоскостью апертуры

$$\tilde{\mathbf{E}}^{\text{rad}}(k_x, k_y, z_{\text{и}}, \omega) = \tilde{\mathbf{E}}_{\text{rad}}^E(k_x, k_y, z_{\text{и}}, \omega) + \tilde{\mathbf{E}}_{\text{rad}}^H(k_x, k_y, z_{\text{и}}, \omega) \quad (3.9)$$

Спектры $\tilde{\mathbf{E}}_{\text{rad}}^E$ и $\tilde{\mathbf{E}}_{\text{rad}}^H$ плоских Е- и Н-волн подробно представлены в [60]:

$$\tilde{\mathbf{E}}_{\text{rad}}^{E(H)}(k_x, k_y, z_{\text{и}}, \omega) = \left\{ \begin{array}{l} \mathbf{a} \exp[-ik_z (d_1 + d_L)] r_l^E(k_x, k_y) E^E(k_x, k_y, 0, \omega) \\ \mathbf{b} \exp[-ik_z (d_1 + d_L)] r_l^H(k_x, k_y) E^H(k_x, k_y, 0, \omega) \end{array} \right\}, \quad (3.10)$$

где $\mathbf{a} = -2\pi(k_z \mathbf{k}_\rho - \mathbf{k}_\rho^2 \cdot \mathbf{z}_0) / k_z \cdot |\mathbf{k}_\rho|$; $\mathbf{b} = -2\pi i \mathbf{k}'_\rho / |\mathbf{k}_\rho|$, при этом $\mathbf{k}'_\rho \mathbf{k}_\rho = 0$,

остальные обозначения в (3.10)–(3.11), соответствуют обозначениям в разделе 3.3.1.

Амплитуды элементарных Е- и Н-волн в (3.9) определяются соотношениями в [60]:

$$\begin{aligned} E^H(k_x, k_y, 0, \omega) &= -F[\mathbf{k}'_p \mathbf{E}_\tau(x, y, 0, \omega)] / 2\pi i |\mathbf{k}_p|; \\ E^E(k_x, k_y, 0, \omega) &= -F[\mathbf{k}_p \mathbf{E}_\tau(x, y, 0, \omega)] / 2\pi |\mathbf{k}_p|, \end{aligned} \quad (3.11)$$

где $F[\dots] = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} [\dots] \exp[i(k_x x + k_y y)] \cdot dx dy$ – оператор преобразования Фурье.

По известному полю излучения $\mathbf{E}^{\text{rad}}(\mathbf{r}_m, z_{\text{И}}, \omega) = F^{-1} \left\{ \tilde{\mathbf{E}}^{\text{rad}}(k_x, k_y, z_{\text{И}}, \omega) \right\}$ выходной сигнал при сканировании зонда-регистратора в плоскости измерений $z_{\text{И}}$, координаты которого определяются вектором $\mathbf{r}_m = x_m \mathbf{X}_0 + y_m \mathbf{Y}_0$, вычисляется аналогично (3.6).

3.3.3 Использование метода длинных линий для расчета коэффициентов прохождения и отражения

Для определения коэффициентов прохождения и отражения можно также представить плоскостойкую структуру между антенной и плоскостью измерений как неоднородную длинную линию [69]. Такой подход основан на том, что направление распространения плоской волны не меняется при прохождении её через плоскостойкую структуру.

На рисунке 3.8 показана эквивалентная модель среды распространения для случая, когда РПО состоит из всего лишь одного слоя. В данном случае коэффициенты прохождения и отражения могут быть найдены как элементы матрицы S-параметров s_{21} и s_{11} . Для этого вычисляют матрицу \mathbf{A} всей структуры (которая равна произведению матриц \mathbf{A} отдельных элементов), после чего преобразуют матрицу \mathbf{A} в матрицу \mathbf{S} . Элементы матрицы \mathbf{A} вычисляются отдельно для каждой частоты, каждого угла падения и каждой поляризации. При этом от поляризации и угла падения зависит и характеристическое сопротивление среды Z [70]. В рассматриваемом случае оно равно отношению проекций на плоскость XOY комплексных амплитуд напряженностей электрического и магнитного полей (рисунок 3.9).

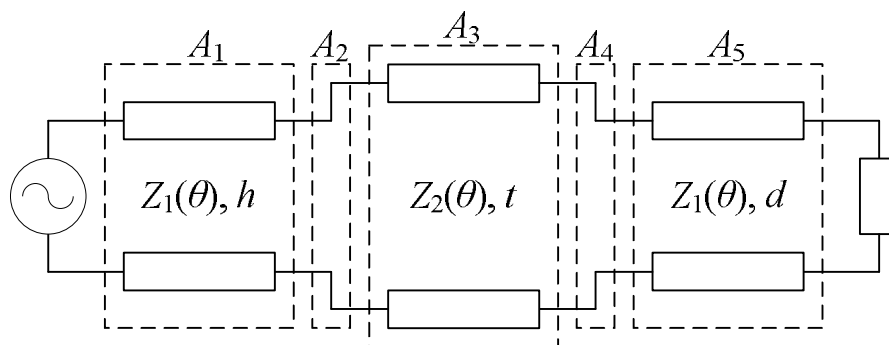


Рисунок 3.8 — Эквивалентная модель плоскостойкой среды для однослойного РПО



Рисунок 3.9 — Параллельная и перпендикулярная поляризация

В случае параллельной поляризации, когда вектор напряженности электрического поля \mathbf{E} лежит в плоскости падения, характеристическое сопротивление равно

$$Z = E_{mx} / H_{my} = E_m \cos \theta / H_m = W \cos \theta$$

где $W = \sqrt{\mu_a / \varepsilon_a}$ — волновое сопротивление среды, E_{mx} , E_{my} , H_{mx} , H_{my} — комплексные амплитуды проекций векторов \mathbf{E} и \mathbf{H} на соответствующие оси, а θ — угол между осью z и направлением движения волны (в диэлектрике он будет другим, согласно закону Снеллиуса). В случае перпендикулярной поляризации:

$$Z = E_{my} / H_{mx} = W / \cos \theta$$

Для каждого участка линии можно найти матрицу передачи \mathbf{A} . Общая матрица передачи будет равна произведению всех матриц, а матрицу \mathbf{S} , элементы которой являются коэффициентами прохождения и отражения, находят по известным формулам перехода от матрицы \mathbf{A} к матрице \mathbf{S} . Коэффициент передачи слоя будет равен элементу s_{21} матрицы \mathbf{S} .

Матрица \mathbf{A} для однородного отрезка длиной линии без потерь толщиной d и постоянной распространения k_z :

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} a & b \\ c & d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(k_z d) & i \sin(k_z d) \\ i \sin(k_z d) & \cos(k_z d) \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

Матрица \mathbf{A} для перехода от линии с сопротивлением Z_1 к линии с сопротивлением Z_2 :

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} a & b \\ c & d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{Z_2/Z_1} & 0 \\ 0 & \sqrt{Z_1/Z_2} \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

В среде с диэлектрической проницаемостью ε постоянная распространения k_z находится как

$$k_z^\varepsilon = \sqrt{k_\varepsilon^2 - k_x^2 - k_y^2} = k \sqrt{\varepsilon^2 - \sin^2 \theta}, \quad (3.14)$$

где θ – угол падения волны на плоскостойкую среду в свободном пространстве. Используя формулы (3.12) – (3.14) и перемножая матрицы \mathbf{A} всех слоев и переходов между ними, получим общую матрицу \mathbf{A}

$$\mathbf{A} = \mathbf{A}_1 \cdot \mathbf{A}_2 \cdot \dots \cdot \mathbf{A}_{2n-1}, \quad (3.15)$$

где n – число слоев, включая слои воздуха между РПО, антенной и плоскостью измерений. Элементы s_{21} и s_{11} матрицы \mathbf{S} находятся как

$$s_{11} = \frac{a - d + b - c}{a + b + c + d}, \quad s_{21} = \frac{2(ad - bc)}{a + b + c + d} \quad (3.16)$$

Применяя формулы (3.15) и (3.16), можно получить результаты, аналогичные (3.3).

3.4 Численное моделирование измерений с РПО с учетом влияния элементов конструкции климатической камеры

3.4.1 Модель решетки и радиопрозрачного окна

В качестве модели для численного моделирования использовалась линейная решётка, состоящая из $N = 11$ излучателей (открытых концов волноводов,) геометрия которой приведена на рисунке 3.10. Моделирование проводилось методом конечных разностей во временной области (КРВО), при этом поле излучения в отличие от (3.6) регистрировалось "идеальным зондом".

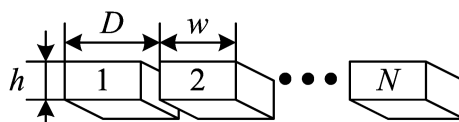


Рисунок 3.10 — Геометрия модели волноводной AP: $h = 0,33\lambda$, $D = 0,8\lambda$, $w = 0,66\lambda$.

На центральной частоте f_0 длина области измерений составляла $L_x = 26\lambda$, длина окна $L_{AX} = 27,2\lambda$ (см. рисунок 3.7a). Измерение ортогональных составляющих E_τ в плоскости сканирования выполнялись с шагом $D/2 = 0,4\lambda$.

Максимальный угол, используемый для расчета ДН AP, равен $\theta_{\max} = \arctg\{0,5[L_x - (N-1)w] / (d_1 + d + d_L)\} = 50^\circ$. При экспериментальных измерениях за счет влияния металлической стенки термокамеры этот угол может быть выбран меньшим, но даже в пределах этого угла переотражения от металлических стенок и окна будут вносить искажения в ДН. Безэховое покрытие стенок и элементов конструкции, учет характеристик прозрачности окна климатической камеры в рабочем диапазоне значительно снижают искажения. В данной работе РПО состоит из трех слоев толщинами $d_2 = 0,106\lambda$, $d_3 = 1,967\lambda$, $d_4 = 0,05\lambda$ с диэлектрическими проницаемостями $\epsilon_2 = 4,3$, $\epsilon_3 = 1,1$, $\epsilon_4 = 3,5$. Параметры материалов окна подобраны таким образом, чтобы при нормальном падении волны с частотой f_0 коэффициент прохождения был бы максимальным. Зависимости коэффициента пропускания такой РПО от частоты и угла падения для нормальной поляризации падающей волны приведены на рисунке 3.11.

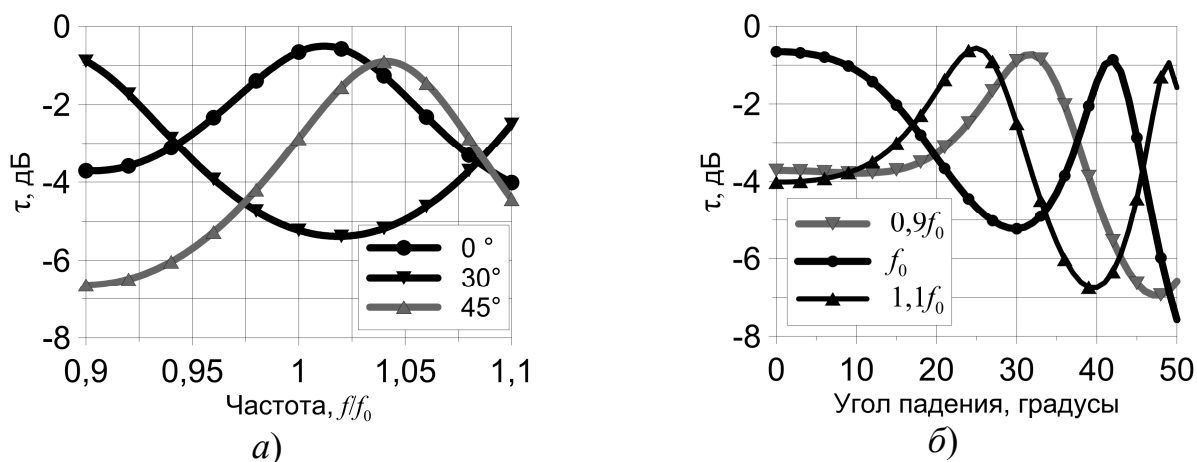


Рисунок 3.11 — Зависимость коэффициента прохождения τ а) от частоты; б) от угла падения

Из анализа представленной зависимости следует, что коэффициент прохождения для такой структуры значительно варьируется при изменении частоты или угла падения волны. Если эта зависимость не будет учтена, при расчете ДН возникнут значительные ошибки (до 6,5 дБ). Кроме того, это может негативно повлиять на результаты восстановления АФР в апертуре антенны.

Поскольку в реальных испытаниях использован РПМ, можно полагать окно прозрачности достаточно протяженным по сравнению с размерами АФАР. Кроме того, полагаем, что АР согласована и переотражения РПО – апертура АР достаточно малы, значит, сохраняется исходное АФР. Также полагаем, что зонд не влияет на распределение поля. При численном моделировании линейной АР (рисунок 3.10) будем регистрировать поле излучения не на всей плоскости, а лишь вдоль прямой (либо вдоль оси x , либо вдоль оси y), параллельной плоскости раскрыва АР. В этом случае при расчете сечений ДН угол $\varphi = 0$ или $\varphi = \pi/2$.

3.4.2 Результаты моделирования восстановления ДН

Было промоделировано два случая: синфазное равномерное возбуждение всех элементов АФАР, а также возбуждение, при котором один элемент являлся дефектным и имел амплитуду -3 дБ и фазу -30° относительно других элементов. Для анализа были выбраны ДН на частоте f_0 , а также на частотах $0,9f_0$ и $1,1f_0$, на которых коэффициент прохождения сквозь РПО при нормальном падении значительно ниже. ДН на центральной частоте представлены на рисунке 3.12.

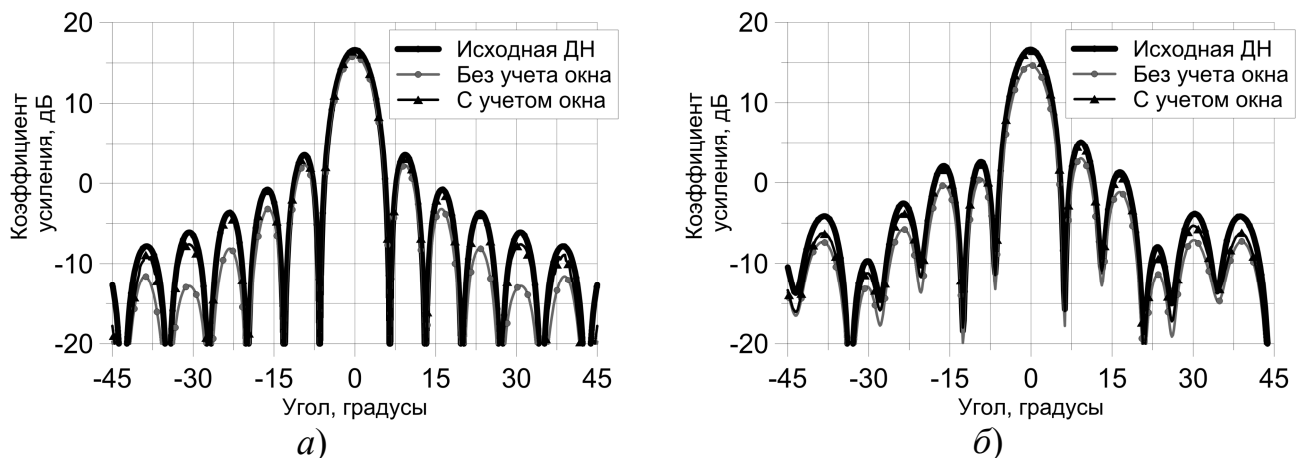


Рисунок 3.12 — ДН на частоте f_0 (синфазное возбуждение): а) бездефектное возбуждение, б) дефект 4 элемента

На графиках видно, что без учета коэффициента прохождения восстановление ДН будет подвержено значительным ошибкам даже в пределах угла θ_{\max} (см. боковой лепесток примерно в направлении примерно 30° , именно для этого угла коэффициент отражения наиболее велик). При учете коэффициента прохождения ДН ошибка составляет менее 0,5 дБ для первых боковых лепестков и 1,5 – 2 дБ для достаточно удаленных боковых лепестков, начиная с угла в 30° , при котором коэффициент отражения становится достаточно велик. Результаты восстановления ДН для других частот ($0,9f_0$ и $1,1f_0$) показаны на рисунках 3.13 и 3.14.

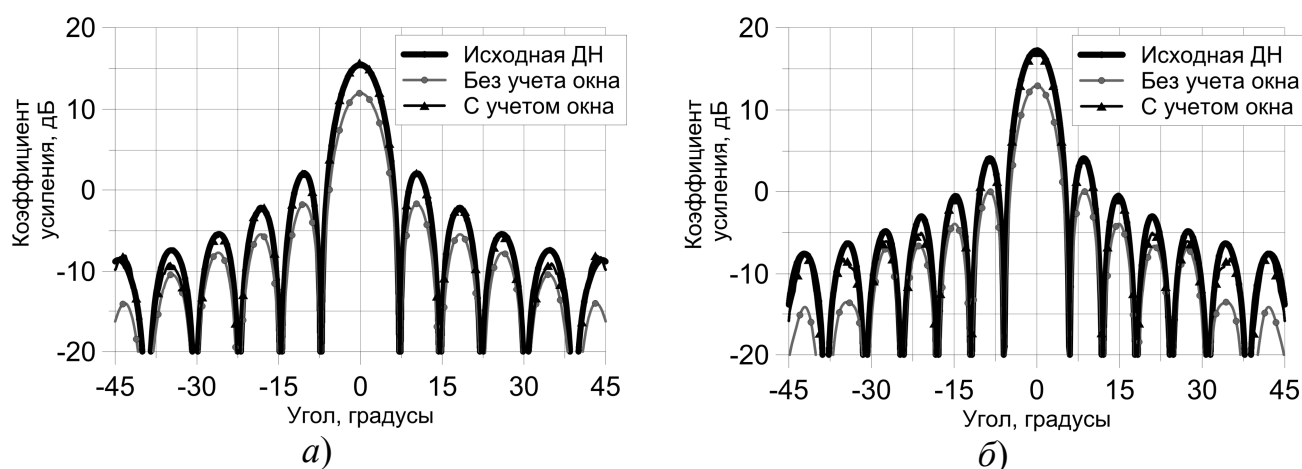


Рисунок 3.13 — ДН при синфазном возбуждении: а) на частоте $0,9f_0$, б) на частоте $1,1f_0$.

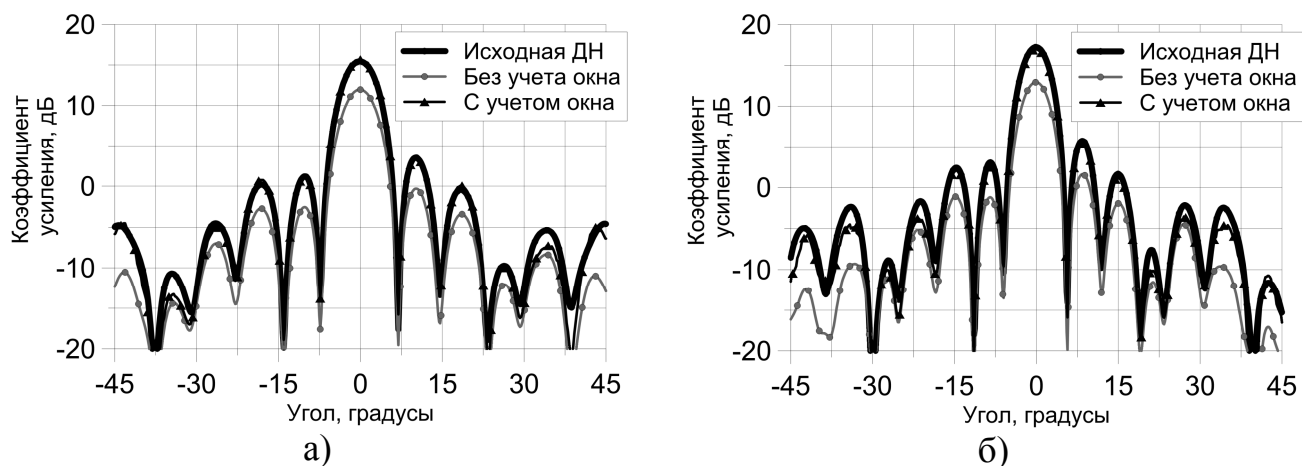


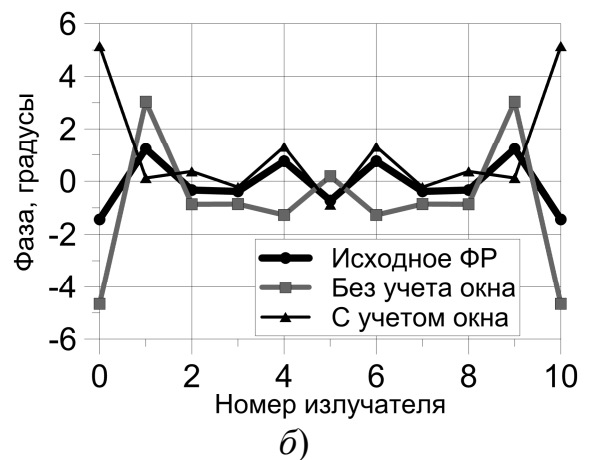
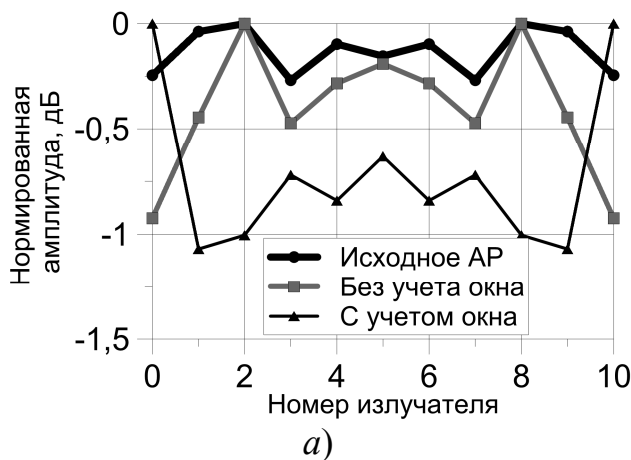
Рисунок 3.14 — ДН при наличии дефектного элемента: а) на частоте $0,9f_0$, б) на частоте $1,1f_0$.

Из анализа полученных графиков можно сделать следующие выводы. Во-первых, учет коэффициента прохождения действительно позволяет улучшить

точность восстановления диаграммы направленности на величину до 6 дБ (в зависимости от коэффициента прохождения для данной частоты и данного угла). Во-вторых, на всех частотах ошибки при восстановлении появляются на углах, меньших θ_{max} , что можно объяснить дифракцией на краях климатической камеры и РПО. В пределах угла 30° ошибки при восстановлении ДН не превышают 0,5 дБ для частот $0,9f_0$ и f_0 , и 2 дБ для частоты $1,1f_0$.

3.4.3 Результаты моделирования восстановления АФР

Наличие радиопрозрачного окна приводит к тому, что коэффициент прохождения для волн с разными пространственными частотами становится отличным от 1. Можно сказать, что при этом происходит дополнительная «фильтрация» пространственных гармоник, близкая по своему смыслу к введению какой-либо весовой функции при обработке измеренных значений поля [61]. Однако в отличие от [61], где весовые функции выбираются специальным образом с целью повысить точность диагностики, зависимость коэффициента прохождения от угла падения может как улучшить, так и ухудшить точность восстановления АФР. В этом можно убедиться, сравнив результаты восстановления, полученные согласно (3.2) – (3.10) с учетом коэффициентов прохождения, с результатами, которые не учитывают амплитуду коэффициентов прохождения, а учитывают лишь фазовый набег каждой пространственной гармоники. Эти результаты представлены на рисунках 3.15, 3.16 и 3.17.



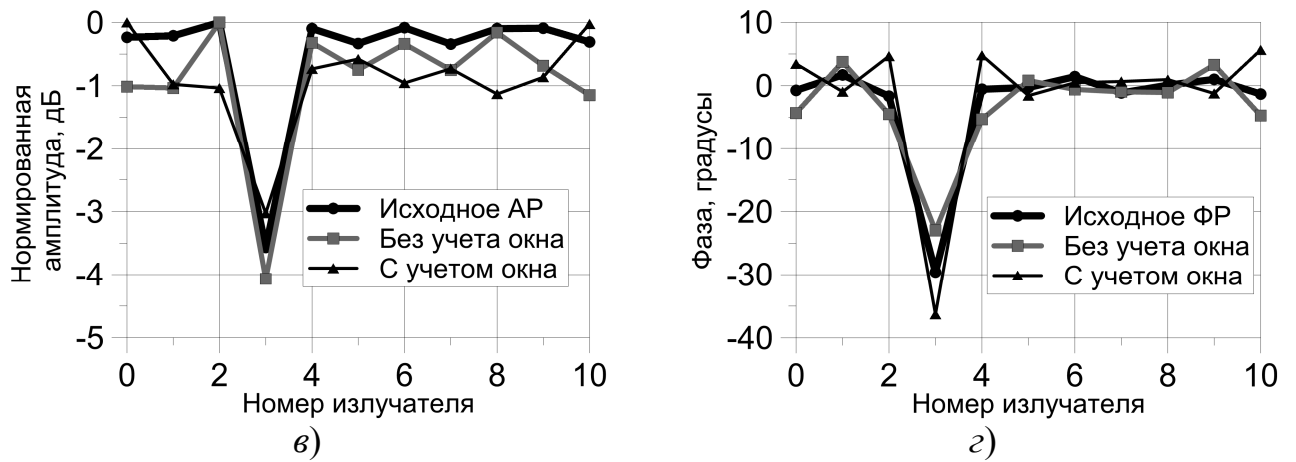


Рисунок 3.15 — Результаты восстановления поля в апертуре на частоте f_0 : а) амплитуда (при равномерном синфазном возбуждении), б) фаза (при равномерном синфазном возбуждении), в) амплитуда (при наличии дефекта), г) фаза (при наличии дефекта)

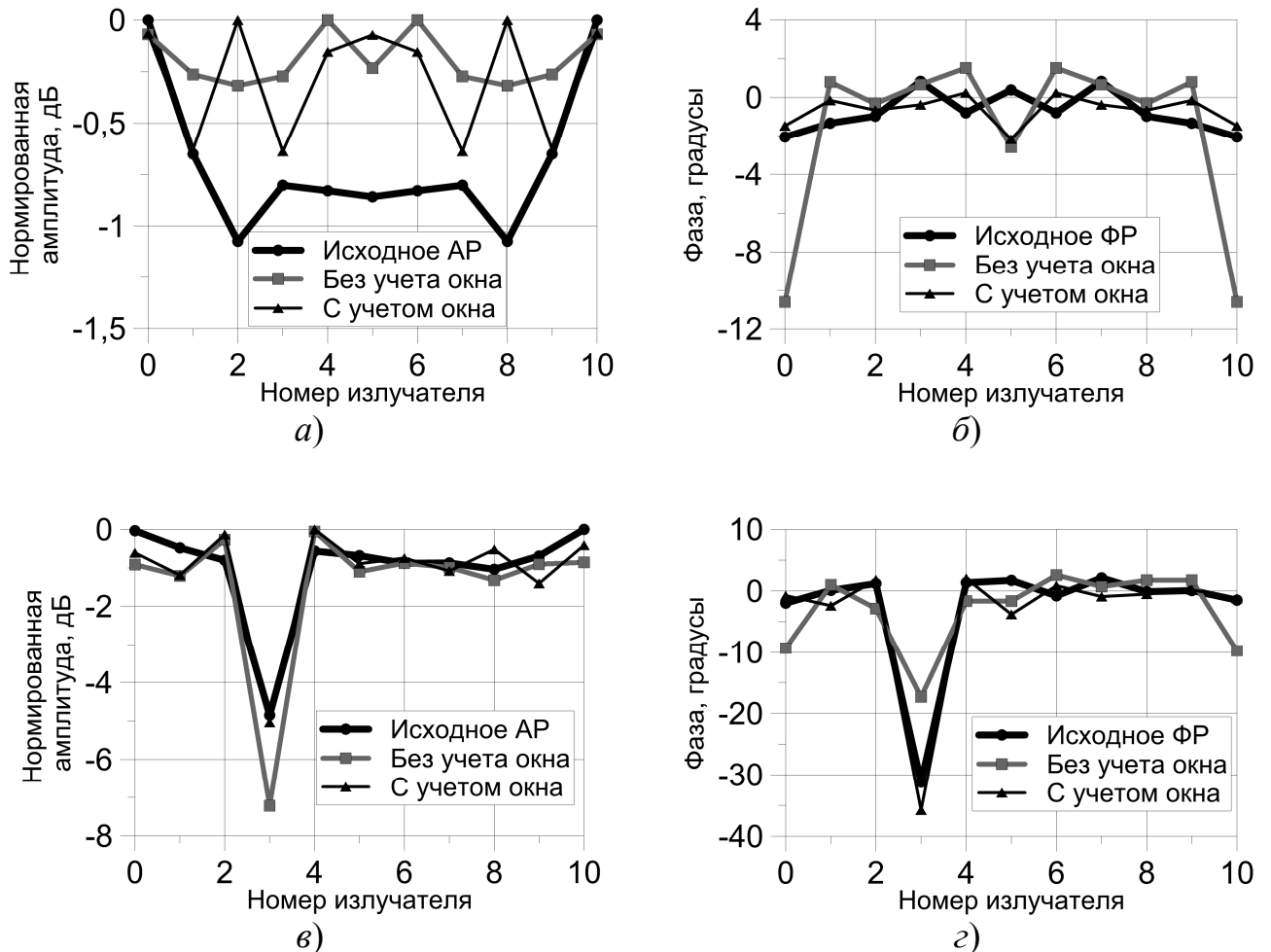


Рисунок 3.16 — Результаты восстановления поля на частоте $0,9f_0$

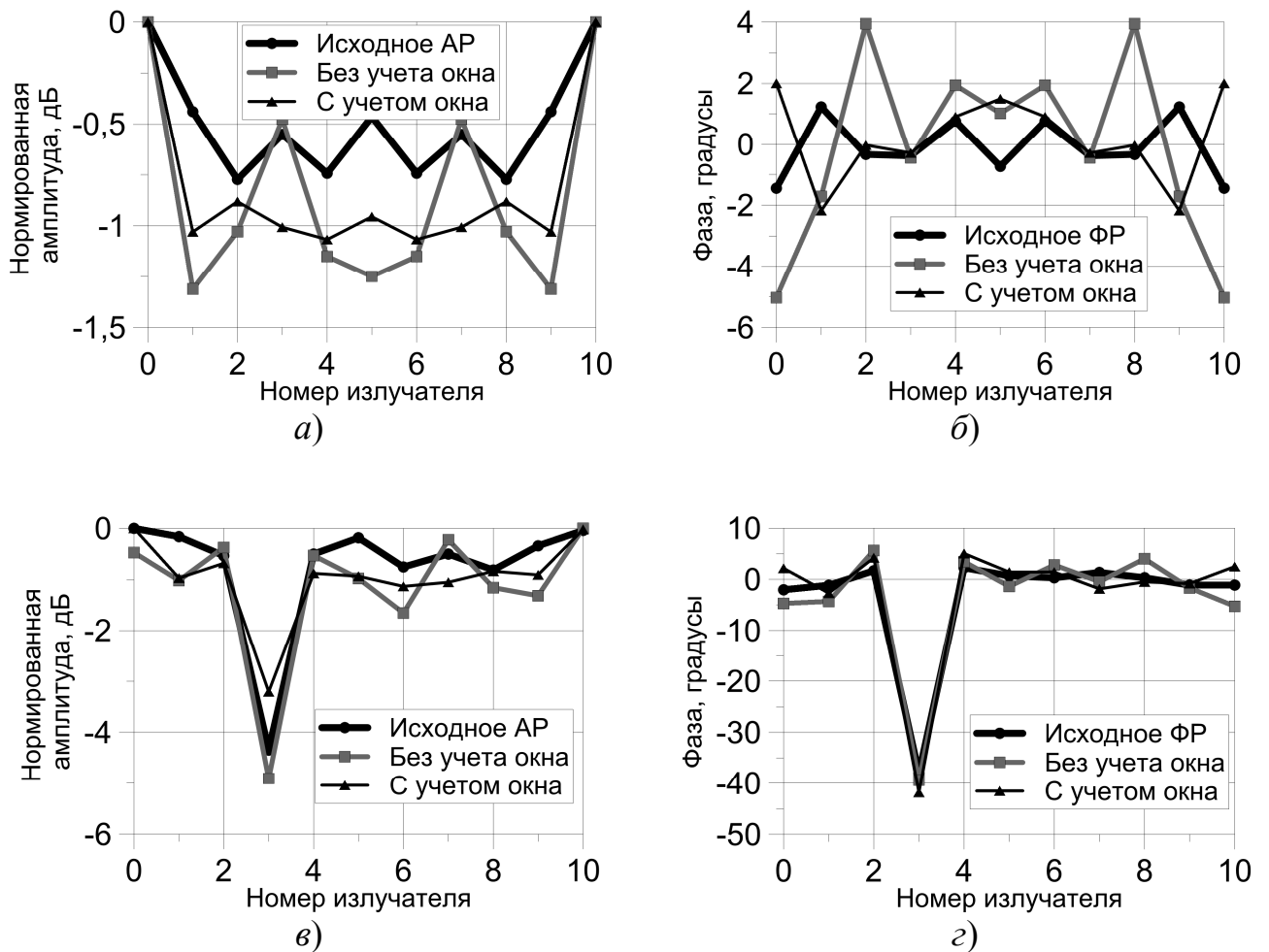


Рисунок 3.17 — Результаты восстановления поля на частоте $1,1f_0$.

Из анализа полученных результатов следует, что на частоте f_0 результаты восстановления АФР с учетом и без учета окна различаются незначительно. Однако на частоте $0,9f_0$ ошибки определения амплитуды и фазы становятся значительно ниже, если полностью учесть влияние РПО. Результаты восстановления на частоте $1,1f_0$ аналогичны результатам восстановления на частоте f_0 . В среднем, точность восстановления амплитуды составляет порядка 1 дБ, а фазы – порядка $10 - 15^\circ$.

3.5 Экспериментальная диагностика АФАР методом CS

3.5.1 Теоретический расчет матрицы измерений

Для экспериментального исследования использовался активный антенный модуль (АМ), являющийся составной частью цифровой АФАР высокодетального радиолокационного комплекса дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ). Один

АМ состоит из 32 линеек излучателей, каждая из которых может излучать и принимать две ортогональные поляризации. Возбуждение АМ на каждой поляризации осуществляется двумя независимыми блоками, которые подключены к левой и правой половинам АМ. Расстояние между линейками составляет порядка $0,8\lambda$ (общая длина АФАР $L_y = 25,6\lambda$), а длина каждой линейки $L_x = 14,3\lambda$. На рисунке 3.3 показано расположение АМ в камере тепла и холода со снятым радиопрозрачным окном. Для проверки работоспособности метода CS штатное РПО было убрано на время проведения измерений. В качестве зонда использовался открытый конец волновода. Перемещение зонда осуществлялось с помощью двухкоординатного позиционера, расположенного параллельно плоскости апертуры АМ (угол между плоскостью сканирования и плоскостью раскрыва равен $0,33^\circ$). Минимальное расстояние от раскрыва зонда до первой линейки АМ составляло $h = 8,4\lambda$. Строго говоря, зонд не находится в дальней зоне отдельной линейки излучателей. Однако при выполнении измерений в плоскости, перпендикулярной оси излучающих линеек, можно считать, что ДН линейки уже сформировалась, т.к. ширина линейки равна шагу решетки. Поэтому измерения выполнялись на прямой, параллельной длинной стороне АМ, с шагом $0,32\lambda$. Длина этой прямой составляла $L_{изм} = 32\lambda$, т.е. имелось $M_{max} = 100$ потенциальных точек измерения. Реконструкция положения дефектных элементов в дальнейшем осуществлялась по усеченной выборке отсчетов поля, т.е. длина этой выборки $M < M_{max}$.

Стоит отметить, что ДН одного излучателя, в отличие от ДН используемого зонда, нельзя рассчитать аналитически. Более того, ДН крайних излучателей отличаются от ДН излучателей, находящихся в середине решетки. Очевидно, для сложных типов излучателей есть два пути получения ДН: численное моделирование и измерение. В данной работе использовались результаты расчета ДН методом конечных разностей во временной области (Finite Differences in Time Domain, FDTD), при этом при построении матрицы измерений считалось, что ДН всех излучателей одинаковы.

Амплитуда элементов полной матрицы измерений, полученной на основе этих данных, показана на рисунке 3.18.

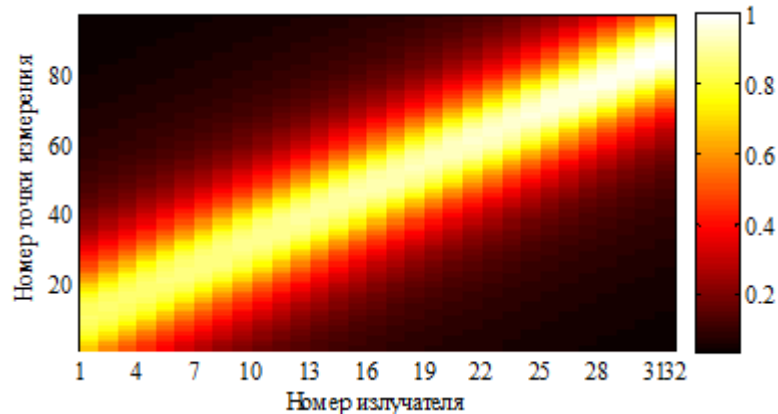


Рисунок 3.18 — Нормированный модуль элементов матрицы измерений

Из рисунка 3.18 видно, что нет ни одной такой точки измерения, в которую сигналы от всех излучателей приходили бы с примерно равными амплитудами. Например, по результатам измерения поля в точке №10 практически не будет заметен сигнал от излучателей №25...32 по сравнению с сигналами от излучателей №1...7. Очевидно, что для результативной диагностики точки измерений должны быть распределены (пусть и случайным образом) по всей оси измерений. В противном случае матрица измерений не будет удовлетворять условию RIP (2.7).

Отдельно стоит отметить факторы, влияющие на точность расчета элементов матрицы измерений:

1. Точность позиционирования зонда относительно элементов измеряемой антенны (ошибки в позиционировании приводят в первую очередь к фазовым ошибкам);
2. Точность определения ДН излучающих элементов (погрешности определения ДН приводят к амплитудным ошибкам).

В дальнейшем будет показано, что амплитудные ошибки (даже достаточно значительные) мало влияют на диагностику дефектных элементов.

3.5.2 Экспериментальное измерение элементов матрицы измерений

Элементы полной матрицы измерений можно найти и экспериментально, в соответствии с определением (2.15). Для этого нужно провести N серий измерений в M_{max} точках. Для больших АФАР с числом элементов порядка 1000 это нецелесообразно, поскольку затрачиваемое на измерения время будет слишком велико. Однако это время не будет большим для исследуемого АМ, который состоит из 32 приемно-передающих модулей (ППМ). Это позволит сравнить результаты диагностики АМ, полученные при использовании теоретической и экспериментальной матриц измерений.

Рассмотрим основные факторы, влияющие на точность полученных элементов матрицы измерений:

1. Точность установки зонда в заданную точку измерений: высокая погрешность установки приводит к плохой повторяемости результатов из-за фазовых ошибок. Применяемый сканер поля обеспечивает точность установки $0,032\lambda$, что соответствует максимальной фазовой ошибке порядка 1° ;
2. Температурная нестабильность активных элементов (усилителей и фазовращателей) приводит к тому, что данные об элементах матрицы измерений могут оказаться несоместимыми. Так как у исследуемой антенны есть система термокомпенсации, корректирующая амплитуды и фазы ППМ, то все измерения должны проходить в одном температурном диапазоне.

На рисунке 3.19а представлены нормированные к максимуму элементы 10 столбца матрицы измерений, полученные прямыми измерениями и расчетным путем. Наблюдаемая разница между ними объясняется неточным расчетом ДН одного излучателя. Также по результатам измерений видно, что измерения проводятся при достаточно высоком уровне шума. В дальнейшем будет показано, что эти факторы мало влияют на результаты диагностики.

Несмотря на неточно определенные абсолютные значения элементов матрицы, фаза сигнала сохраняется, что также показано на рисунке 3.19б.

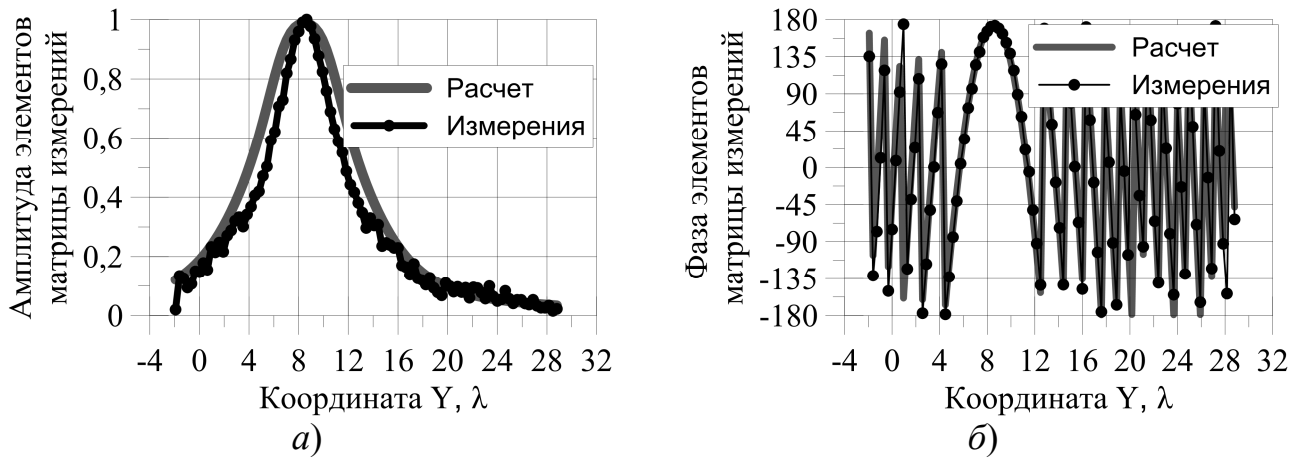


Рисунок 3.19 — Элементы 10-го столбца матрицы измерений: а) нормированная амплитуда; б) фаза

3.5.3 Результаты диагностики модуля АФАР

Для исследования возможностей подхода CS для диагностики тестируемого АМ с равномерным синфазным возбуждением целенаправленно использовались два набора эталонных измерений 1 и 2, реализуемых с большим временным интервалом между ними (через 3 часа). В этом случае результаты измерений отличаются, что показано на рисунке 3.20. Уровень регистрируемых сигналов при эталонном измерении 2 от правой половины АМ немного уменьшился. Это обусловлено тем, что соседние половины АМ контролируются различными блоками управления, корректирующими возбуждение излучателей в зависимости от температуры, а блоки управления могут иметь различные собственные температуры.

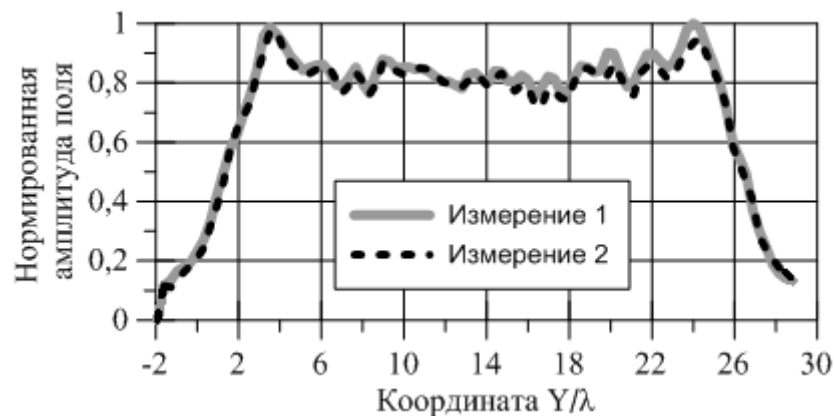


Рисунок 3.20 — Эталонные распределения поля в ближней зоне, измеренные в разное время (через 3 часа)

Такие отклонения амплитуды незначительно влияют на ДН антенны, что видно из рисунка 3.21.

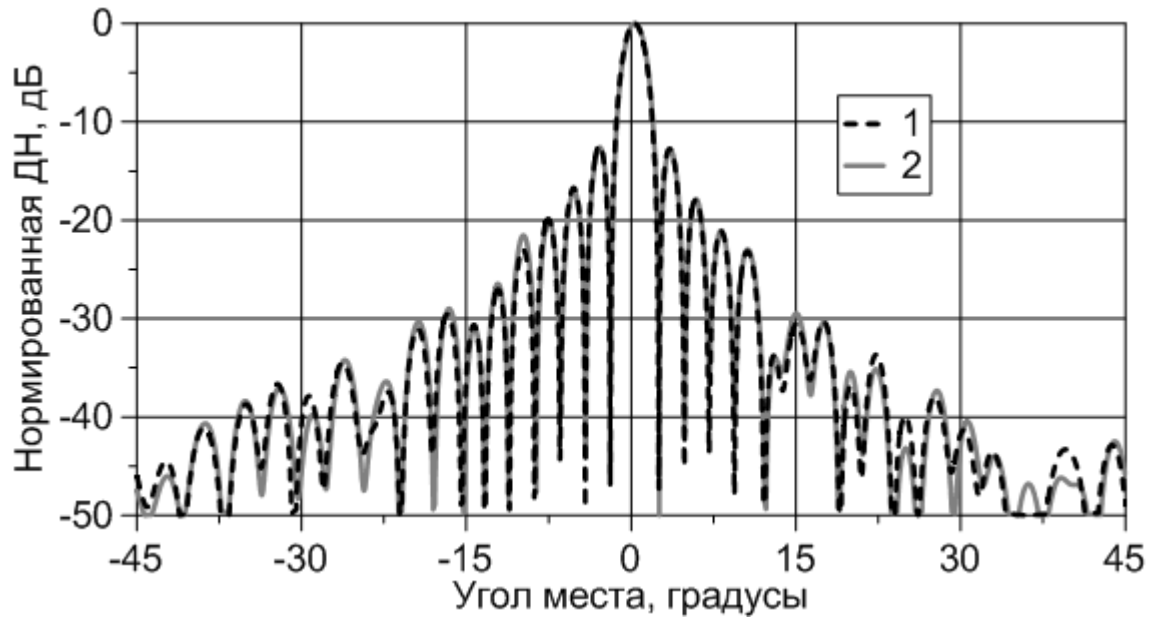


Рисунок 3.21 — ДН, соответствующие измеренным распределениям поля на рисунке 3.20

Аналогичная ситуация наблюдается и в случае, когда с температурой изменяются характеристики всей антенны. На рисунке 3.22 представлены результаты измерений и восстановленные ДН для другого модуля. Временной интервал между измерениями составляет порядка 3 часов.

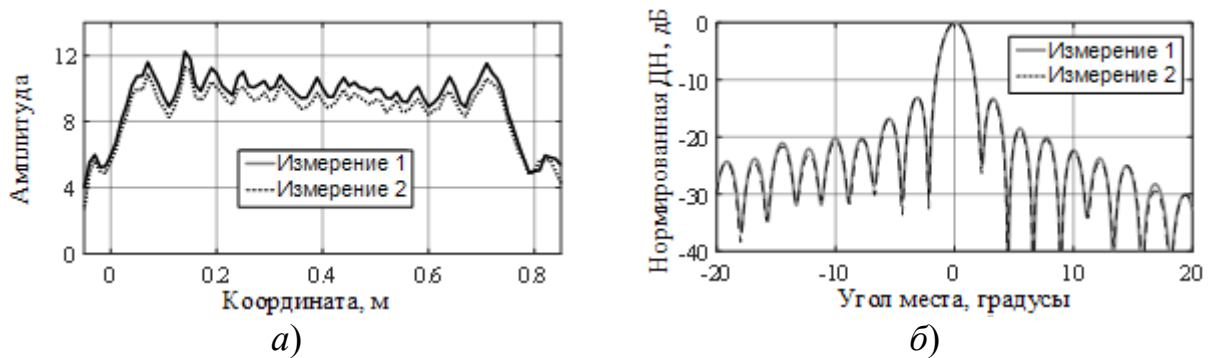


Рисунок 3.22 — Результаты измерений: а) амплитуда поля в БЗ; б) восстановленные нормированные ДН

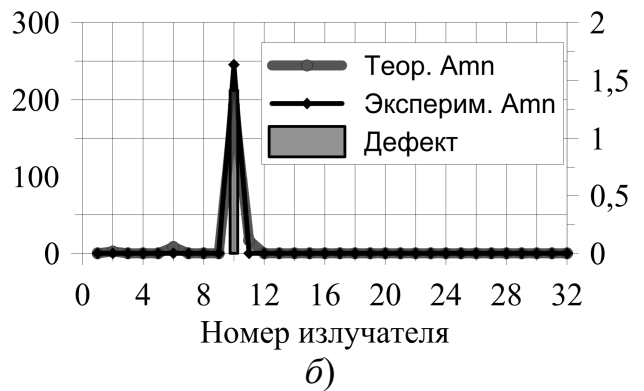
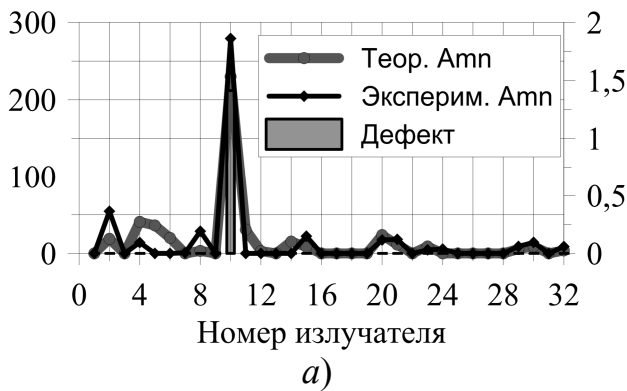
Поскольку метод CS основан на предположении, что изменяются только характеристики дефектных элементов, изменение характеристик всех элементов может значительно ухудшить качество восстановления.

Для «моделирования» отказов элементов решетки использовались аттенюаторы и фазовращатели АФАР, с помощью которых устанавливались необходимые амплитуда и фаза элементов. Их параметры для каждого измерения «дефектной» решетки сведены в таблице 3.2.

Таблица 3.2. Параметры измерений при наличии дефектных элементов

Номер измерения с дефектными элементами	Дефектные элементы	Эталонное измерение
1	№10, $\Delta\varphi = 90^\circ$	1
2	№3, $\Delta\varphi = 22,5^\circ$, $\Delta A = -2,7$ дБ; №18, $\Delta A = -5,4$ дБ; №29, $\Delta\varphi = 45^\circ$	2

Представленные ниже результаты диагностики АМ, получены при использовании теоретической и экспериментальной матриц измерений. На рисунке 3.23 представлены результаты решения задачи диагностики (2.5) тестируемого АМ при использовании первого набора эталонных измерений для четырех значений параметра регуляризации μ/μ_{max} , где значение μ_{max} рассчитывается на основе соотношения (2.6). Фазовый дефект только одного излучателя №10 имеет значение $+90^\circ$.



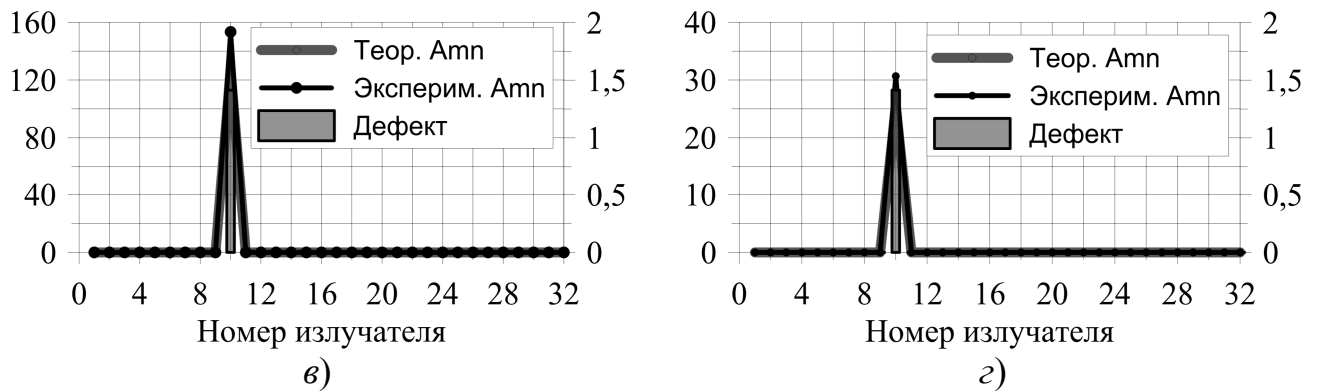
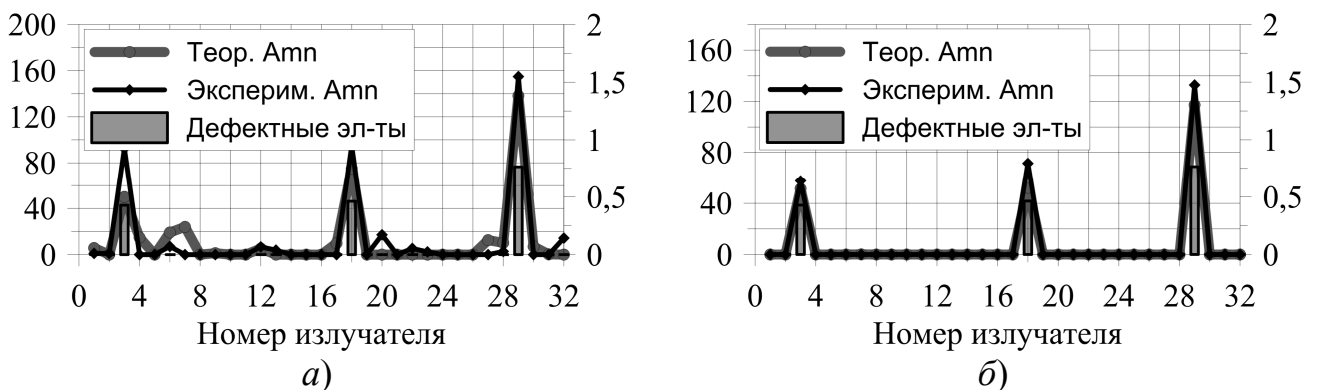


Рисунок 3.23 — Реконструкция излучателя с фазовым дефектом (дефектное измерение №1): а) $\mu/\mu_{max} = 0,01$, б) $\mu/\mu_{max} = 0,2$, в) $\mu/\mu_{max} = 0,5$, г) $\mu/\mu_{max} = 0,9$

При тестировании одиннадцать точек измерений располагались с постоянным шагом $2,88\lambda$ вдоль оси измерений. На представленных графиках по вертикальной шкале слева отложены модули элементов вектора возбуждения решётки x , полученного в результате решения задачи (2.5), в условных единицах. На вертикальной шкале справа для сравнения отложены относительные модули разности $|x_r - x_d|$. Из рисунка 3.23а видно, что при малых μ/μ_{max} решение становится менее редким, но остается правильным. При больших значениях μ модуль компоненты вектора $|x_r - x_d|$, соответствующей излучателю №10, значительно уменьшается. На рисунке 3.24 представлены результаты решения задачи диагностики (2.5) тестируемого АМ при использовании первого набора эталонных измерений для тех же значений параметра регуляризации μ/μ_{max} . В этом случае АМ включает три дефектных излучателя: №3 с дефектом амплитуды в $-2,7$ дБ и фазы на $+22,5^\circ$ соответственно, №18 с дефектом амплитуды на $-5,4$ дБ и №29 излучатель с фазовым дефектом на $+45^\circ$.



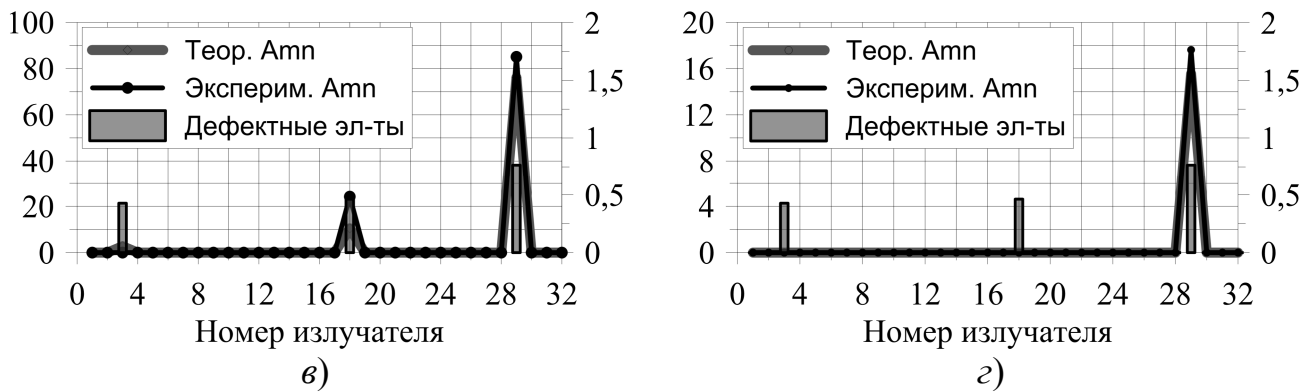
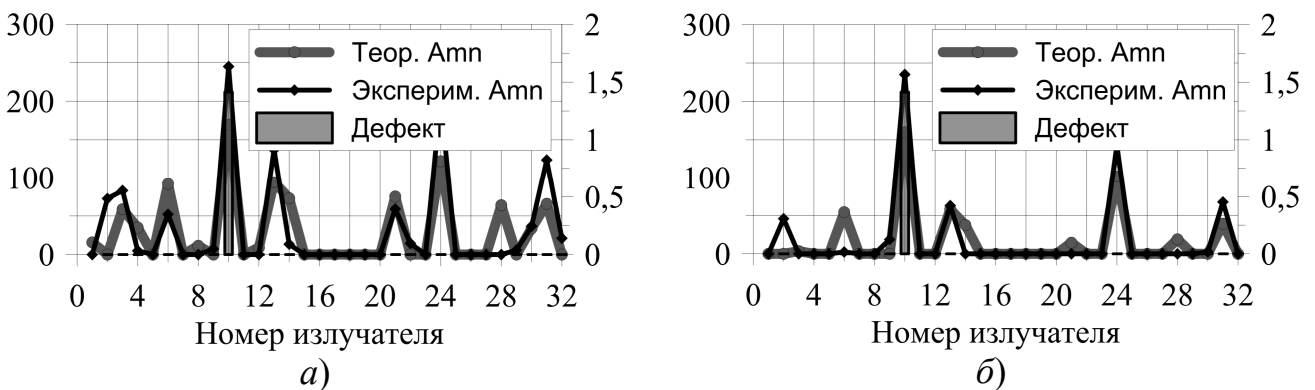


Рисунок 3.24 — Реконструкция трех дефектных элементов при различных значениях μ (дефектное измерение №2): а) $\mu/\mu_{max} = 0,01$, б) $\mu/\mu_{max} = 0,2$, в) $\mu/\mu_{max} = 0,5$, з) $\mu/\mu_{max} = 0,9$

Из анализа полученных результатов на рисунке 3.24 следует, что при больших значениях μ модуль вектора уменьшается (правая шкала), поэтому при наличии шумов и ошибок измерений решение задачи (2.5) постепенно сходится к двум (рисунок 3.24в), затем к одному элементу (рисунок 3.24з).

Важным представляется решение, полученное для второго набора данных эталонных измерений (см. рисунок 3.20). Решения, полученные при этом условии, показаны на рисунке 3.25.



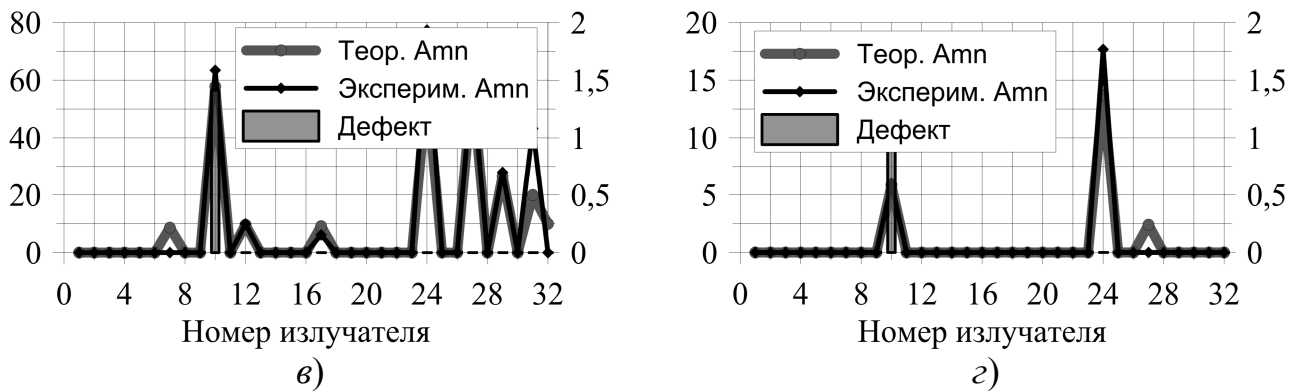
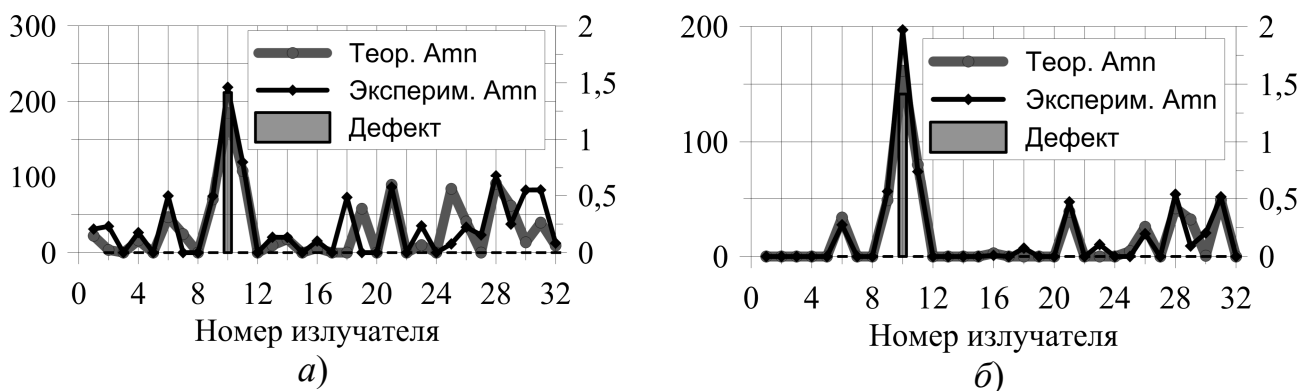


Рисунок 3.25 — Реконструкция дефектных элементов (дефектное измерение №1) на основе второго эталонного возбуждения: а) $\mu/\mu_{max} = 0,01$, б) $\mu/\mu_{max} = 0,2$, в) $\mu/\mu_{max} = 0,5$, з) $\mu/\mu_{max} = 0,9$

Результаты реконструкции, представленные на рисунке 3.25, значительно отличаются от приведенных на рисунке 3.23. Общее ухудшение качества реконструкции при втором эталонном измерении обусловлено наличием систематических ошибок в правой половине апертуры. Случайные ошибки АФР содержатся во всей апертуре АМ. Эти ошибки можно уменьшить, увеличивая отношение μ/μ_{max} , что приведет к возможному пропуску дефектных элементов, или увеличивая количество измерений. На рисунке 3.26 показаны результаты реконструкции при увеличенном в 1,5 раза числе измерений, т.е. $M = 17$ точек измерения $M < N = 32$, отличные от тех $M = 11$, что использовались при реконструкции дефектных элементов (рисунок 3.25).



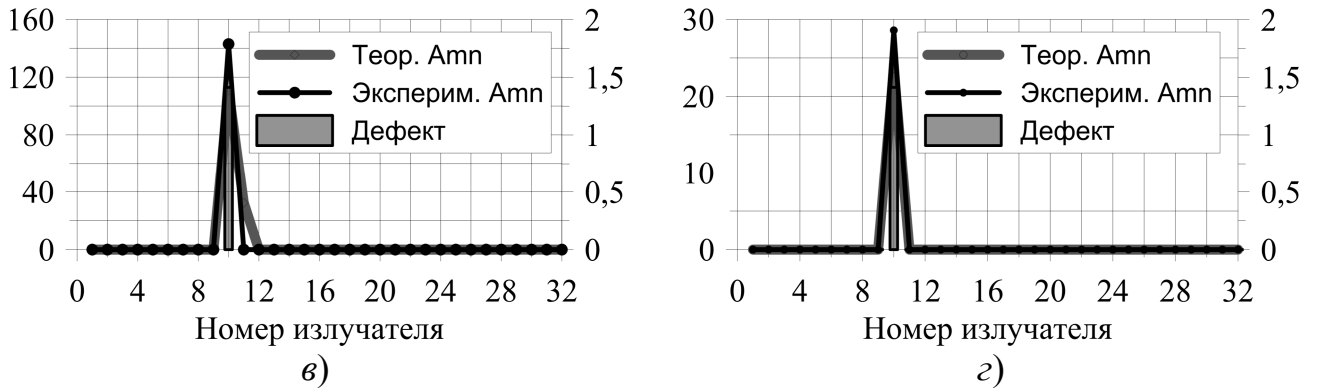


Рисунок 3.26 — Реконструкция дефектных элементов (дефектное измерение №1) на основе второго эталонного возбуждения при $M = 17$: а) $\mu/\mu_{max} = 0,01$, б) $\mu/\mu_{max} = 0,2$, в) $\mu/\mu_{max} = 0,5$, з) $\mu/\mu_{max} = 0,9$

Из анализа рисунка 3.26 следует, что даже при $\mu/\mu_{max} = 0,2$ возбуждение правой половины апертуры АМ отличается от возбуждения левой. При $\mu/\mu_{max} > 0,5$ отличия в возбуждении двух половин апертуры АМ исчезают.

3.6 Компенсация температурных нестабильностей решетки при использовании метода CS

В проведенных экспериментах (рисунки 3.20 – 3.22) изменение температуры всех активных элементов приводит к примерно одинаковому изменению амплитуды поля в БЗ во всех точках регистрации:

$$\mathbf{U}_d^m = \mathbf{U}_d \cdot p_c, \quad (3.17)$$

где \mathbf{U}_d^m – вектор измеренных значений поля ТА при температурной нестабильности, \mathbf{U}_d – вектор значений поля ТА, которые были бы измерены в отсутствии нестабильности, p_c – постоянный множитель. Строго говоря, p_c может быть комплексным, однако на практике обычно изменяется именно амплитуда выходного сигнала. Изменение фазы может произойти из-за температурного расширения линий передачи (как вспомогательных кабелей, так и самой антенны), однако в нашем случае изменение температуры составляет не более 10°C , что не приведет к значительным фазовым ошибкам. Поэтому будем предполагать, что фаза поля при этом не меняется.

Таким образом, стоит задача определения коэффициента p_c в выражении (3.17). Поскольку диагностика методом CS проводится на основе решения задачи

минимизации целевой функции (2.5), необходимо найти такой коэффициент p_c , при котором значение (2.5) после нахождения решения будет минимальным:

$$\min_{p_c} \left\| \mathbf{A} \mathbf{x}_f - \left(\frac{\mathbf{U}_d^m}{p_c} - \mathbf{U}_r \right) \right\|_2^2 + \mu \|\mathbf{x}_f\|_1, \quad (3.18)$$

где \mathbf{x}_f – вектор возбуждения решетки, найденный при решении (2.5) при заданном значении p_c .

Один из вариантов решения задачи диагностики в условиях температурной нестабильности всей решетки включает следующие этапы:

1. Измерение поля в БЗ эталонной и дефектной решеток;
2. Решение задачи (2.5) на основе известной матрицы измерений и данных измерений поля в БЗ, при начальном значении $p_c = 1$;
3. Если полученное решение неудовлетворительно (например, количество дефектных элементов превышает число $N/10$), изменять последовательно p_c в интервале $(0,9 \dots 1,1)$ и решать дополнительно задачу (2.5), минимизируя (3.19) на основе ГА.

Другой вариант решения задачи диагностики в условиях температурной нестабильности всей решетки – использовать решетку с фиксированной нестабильностью при последующих температурных испытаниях в качестве эталонной. Эквивалентность такой замены определяется на основе сравнения ДН указанных решеток.

3.6.1 Моделирование решения задачи диагностики АР при температурной нестабильности

В качестве модели использовалась решетка из открытых концов волноводов, представленная в разделе 2.2.2. Амплитуда возбуждения всех элементов дефектной решетки была увеличена на 0,75 дБ относительно эталонной решетки. Отношение сигнал/шум при измерениях составляло 40 дБ.

На рисунке 3.27 представлены измеренное поле и результаты решения обратной задачи.

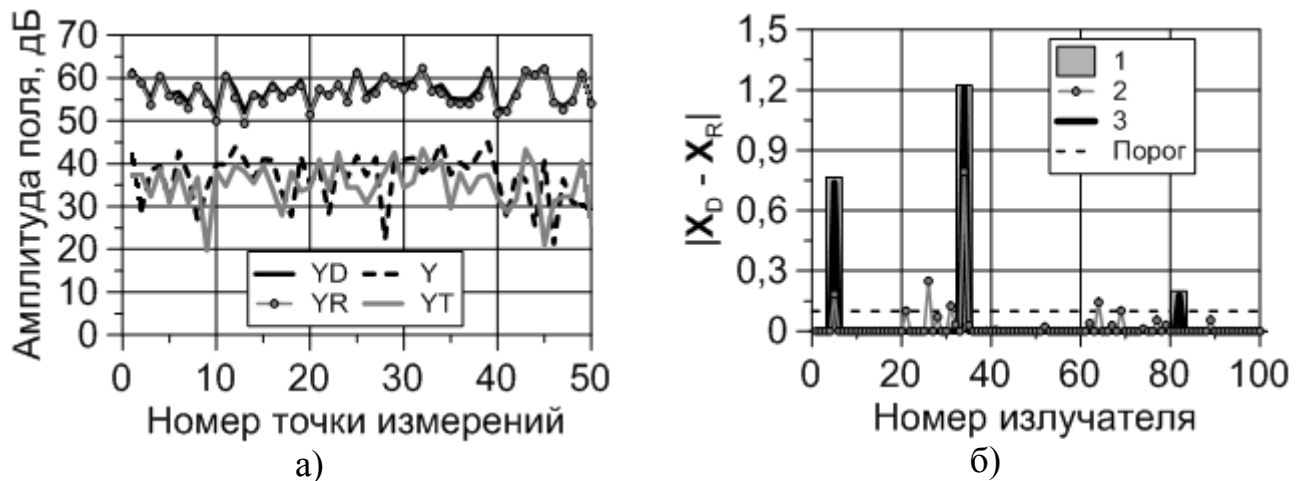


Рисунок 3.27 — Измеренные поля и разность между ними а) и решение задачи диагностики б)

На рисунке 3.27 *а* YD – амплитуда измеренного поля дефектной решетки (с температурной нестабильностью), YR – амплитуда измеренного поля эталонной решетки, Y – амплитуда разности YD и YR, YT – амплитуда разности поля дефектной решетки без температурной нестабильности и поля эталонной решетки YR. На рисунке 3.27 *б* цифрой 1 обозначен искомый вектор $\mathbf{x} = |\mathbf{x}_d - \mathbf{x}_r|$ в отсутствии температурной нестабильности, 2 – решение задачи диагностики в присутствии температурной нестабильности без коррекции, 3 – решение задачи диагностики после коррекции температурной нестабильности. Пороговое значение, при превышении которого элемент считался потенциально дефектным, составляло 0,1.

Из графика 3.27 *а* видно, что даже небольшое отклонение амплитуды всех элементов дефектной решетки от эталонного значения приводит к значительному изменению вектора разности полей эталонной и дефектной решеток Y. На рисунке 3.27 *б* можно видеть, что из-за температурной нестабильности многие бездефектные элементы были ошибочно определены как дефектные, а один из действительно дефектных элементов (№82) не был найден. Уточнение решение позволило правильно определить все дефектные элементы, при этом не классифицируя рабочие элементы как дефектные.

Выводы

1. Выявлены особенности проведения реконструктивной диагностики при проведении в заданном диапазоне рабочих температур $-20...+50$ °С тепловых испытаний модуля (подрешетки) АФАР, расположенного в модернизированной климатической камере (МКК), обеспечивающей минимальные отражения от конструктивных элементов камеры за счет применения РПМ;
2. Разработаны два подхода, позволяющие учитывать влияние многослойного РПО при проведении тепловых испытаний. Первый из них основан на моделировании тестируемой АР дискретными излучателями с использованием тензорной функции Грина плоскостойкой среды, второй подход использует модель плоской АР с непрерывным распределением и реализован на основе метода длинных линий. Первый подход применим для АР любой геометрии, включая конформные АР, а второй – только для апертурных антенн;
3. Проведена диагностика подрешетки АФАР, состоящей 32 линеек излучателей, на основе подхода «сжатие с распознаванием». Результаты диагностики при тепловых испытаниях получены при использовании как теоретической, так и экспериментальной матриц измерений тестируемого АМ. Для решения обратной задачи диагностики проведен оптимальный выбор параметра регуляризации, что позволяет эффективно определять положения как одиночных дефектных, так и нескольких дефектных элементов с незначительными отличиями температуры;
4. С целью исследования возможностей подхода CS для диагностики тестируемого АМ проведен анализ двух наборов эталонных измерений при возбуждении 32 линеек излучателей АМ с большим временным интервалом между ними. Показано, что температурная нестабильность активных элементов вызывает незначительное изменение общего уровня регистрируемых сигналов (менее 1 дБ), что не влияет на ДН решетки, но ухудшает качество диагностики;

5. Предложен подход учета температурных нестабильностей всех элементов ТА при решении задач диагностики методом CS. Решение задачи сводится к минимизации целевой функции, включающей множитель, учитывающий связь измеренных значений поля в БЗ ТА при температурной нестабильности со значениями поля эталонной антенны;
6. Проведенные исследования показывают, что применяемый подход CS имеет низкую чувствительность к ошибкам как теоретического расчета, так и экспериментального измерения ДН излучателя и ДН зонда. Показано, что результаты диагностики, полученные при использовании теоретической ДН, незначительно отличаются от результатов, полученных при использовании экспериментальной матрицы измерений;
7. Отметим, что если не требуется оптической прозрачности РПО и функционирования АМ во время тепловых испытаниях при высоких температурах (до 85...100 °С), то на начальном этапе исследований для проведения краткосрочных измерений можно использовать вспененные диэлектрики с низкой диэлектрической проницаемостью ($\epsilon = 1.01 \dots 1.1$), которые наилучшим образом подходят для создания радиопрозрачного окна.

4 Оптимизация расширения антенного луча АФАР для космического РСА

В этой главе решается задача синтеза оптимальной расширенной ДН для АФАР космических РСА. Эта задача обладает некоторыми особенностями, которые отличают её от других задач синтеза ДН. Во-первых, основной интерес представляет приемо-передающая (ПП) ДН (произведение ДН на прием и ДН на передачу), а не отдельно каждая из них. Во-вторых, требования к уровню боковых лепестков зависят от режима работы радиолокатора, и зачастую качество изображения определяется взвешенным (т.е. с учетом расстояния до Земли и характера отражения подстилающей поверхности) интегральным уровнем боковых лепестков, а не максимальным уровнем боковых лепестков.

Заметим, что сказанное выше верно для случая, когда не ставится задача противодействия средствам РЭБ и ИТР. В противном случае необходимо накладывать дополнительные ограничения на уровень боковых лепестков как на прием (для защиты от направленных помех), так и на передачу (для минимизации уровня излученного сигнала вне главного лепестка).

4.1 Общие требования к ДН антенны для РСА

Многие ключевые характеристики РСА для обзора земной поверхности определяются характеристиками применяемой антенны.

Таблица 1. Связь характеристик антенны с характеристиками РСА

Характеристика РСА	Характеристика антенны
Радиометрическая чувствительность	Коэффициент усиления (КУ) ¹
Размер кадра в угломестной плоскости	Ширина ДН в угломестной плоскости
Размер кадра в азимутальной плоскости (для прожекторного режима)	Ширина ДН в азимутальной плоскости
Разрешение в азимутальной плоскости	Ширина ДН в азимутальной плоскости
Разрешение в угломестной плоскости	Рабочая полоса частот антенны ²
Качество изображения	Форма ДН за пределами главного лепестка,

¹ Для активных антенн – ЭИИМ $G \times P$ и параметр качества (он же энергетическая добротность G/T)

² Определяется также полосой зондирующего сигнала и геометрией визирования.

Большинство данных характеристик определяются формой ДН антенны. Можно заметить, что требования к ДН противоречивы: увеличение КУ ведет к сужению луча или к увеличению уровня боковых лепестков. Не всегда ясны требования к боковым лепесткам ДН, обычно требуется, чтобы отражения от Земли и уровень помех неоднозначности были как можно меньше. Направления, с которых приходят помехи неоднозначности, определяются геометрией визирования и временными параметрами излучения и приема импульсного зондирующего сигнала. Соответственно, можно заранее указать конкретные направления [47,49], с которых приходит помеха неоднозначности. В общем случае помеха неоднозначности может иметь сосредоточенный или распределенный характер, в зависимости от вида модуляции зондирующего сигнала, а также архитектуры построения РСА (см., например, [71]). Для оптимизации характеристик ДН антенны в первую очередь необходимо формализовать требования к ДН.

4.2 Формализация требований к ДН антенны

На рисунке 4.1 показана геометрия визирования антенны РСА, расположенной на КА. Угол места ε рассчитывается как угол между прямой, соединяющей КА и центр Земли, и прямой, соединяющей КА и точку на поверхности Земли. Угол визирования $\varepsilon_{виз}$ - угол места точки, расположенной в центре кадра, θ и φ – антенные углы.

На качество изображения в основном влияют как уже упомянутые помехи неоднозначности, так и шумы приемника. В качестве характеристики качества изображения можно ввести отношение мощности сигнала P_m , приходящей из главного лепестка, к суммарной мощности P_s шума N_t и мешающих отражений:

³ А также многими другими параметрами системы, см. [44].

$$\frac{P_m}{P_s} = \frac{\int_{\Omega_0} P_R(\theta, \varphi) d\theta d\varphi}{N_t + \int_{\Omega - \Omega_0} P_R(\theta, \varphi) d\theta d\varphi}, \quad (4.1)$$

где P_R – принимаемая мощность, область углов, соответствующих главному лепестку, обозначена как Ω_0 , область углов, соответствующих всей передней полусфере обозначена как Ω , а область углов за пределами главного лепестка – как $\Omega - \Omega_0$.

Из уравнения радиолокации следует:

$$P_R(\theta, \varphi) = K_1 \frac{P_T G_T(\theta, \varphi) \sigma_0(\theta, \varphi) S(\theta, \varphi) G_R(\theta, \varphi)}{R^4(\theta, \varphi)}, \quad (4.2)$$

где P_T – мощность передатчика, G_T – коэффициент усиления передающей антенны, σ_0 – удельная эффективная площадь рассеяния (ЭПР), S – площадь элемента разрешения, G_R – коэффициент усиления приемной антенны, R – наклонная дальность (рисунок 4.1). Коэффициент K_1 включает ряд параметров, не зависящих от углов θ и φ .

Постановка задачи, основанная на прямой оптимизации (4.1), не всегда удобна. Для её использования необходимо задаться всеми параметрами системы, что не всегда возможно, особенно в начале разработки системы. Поэтому имеет смысл при оптимизации ДН исключить из рассмотрения собственные шумы антенны в явном виде:

$$\frac{P_m}{P_s} = \frac{\int_{\Omega_0} P_R(\theta, \varphi) d\theta d\varphi}{\int_{\Omega - \Omega_0} P_R(\theta, \varphi) d\theta d\varphi}, \quad (4.3)$$

Такая формулировка позволяет избавиться от всех постоянных коэффициентов, входящих в уравнение радиолокации (4.2), но не определяемых параметрами антенны. Для учета требований к радиометрической чувствительности, которая определяется шумами приемника и антенны можно наложить требования на минимальный уровень КУ в главном лепестке подобно тому, как это делается при оптимизации по маске [49].

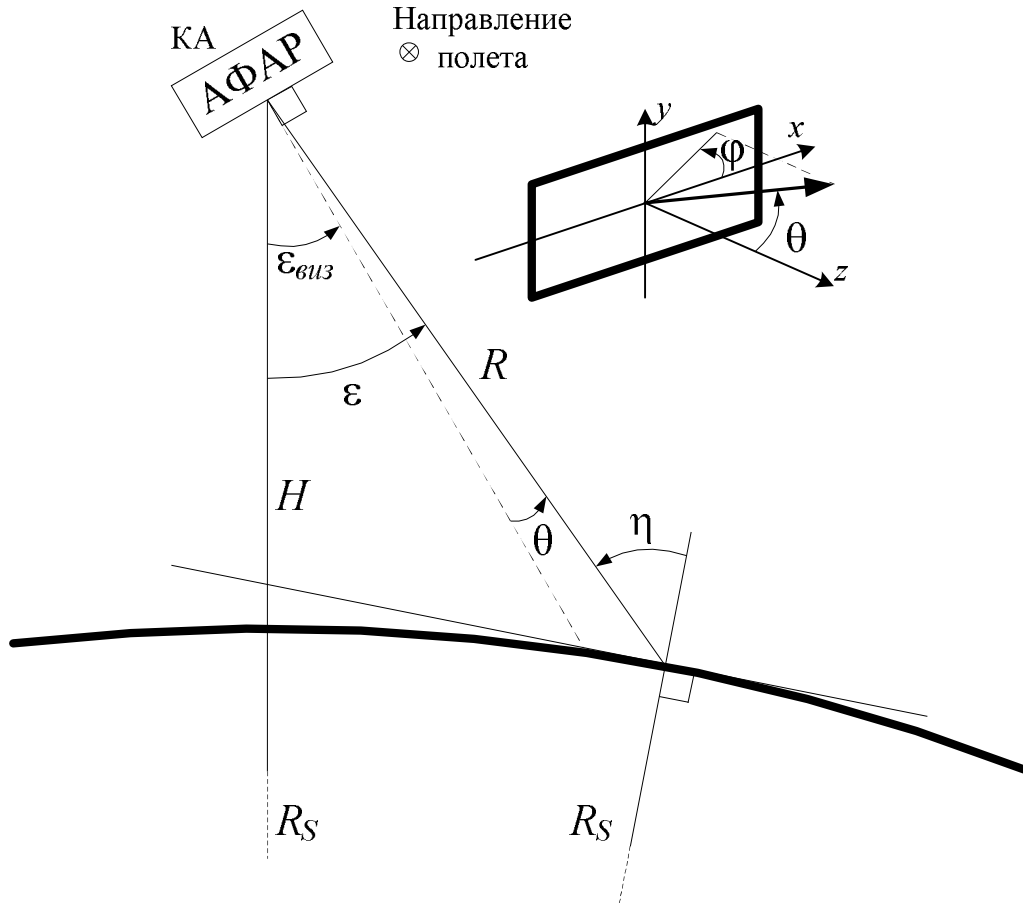


Рисунок 4.1 — Геометрия визирования

В системе с импульсным сигналом площадь элемента разрешения

$$S = R\Delta\varphi \frac{c\tau_d}{2K_S \sin \varepsilon}, \quad K_S = 1 + \frac{H_0}{R_S}, \quad (4.4)$$

где $\Delta\varphi$ – азимутальное разрешение, определяемое шириной ДН в азимутальной плоскости, τ_d – длительность «сжатого» сигнала. Для малых углов места это выражение неверно, и площадь элемента разрешения можно выразить через радиус первой зоны Френеля, поскольку для малых углов падения отражение носит зеркальный характер, а не диффузный:

$$R_F = \sqrt{H_0 \cdot \lambda} \quad (4.5)$$

Угловой размер этого элемента можно найти как

$$\varepsilon_F = \operatorname{arctg} \left(\frac{R_F}{H_0} \right) \quad (4.6)$$

Поскольку постоянные коэффициенты в (4.2) сокращаются при подстановке в (4.3), можно использовать выражение для нормированной принимаемой мощности:

$$P_R^{norm}(\theta, \varphi) = G_T(\theta, \varphi) G_R(\theta, \varphi) S_C(\theta, \varphi), \quad (4.7)$$

$$S_C(\theta, \varphi) = \frac{\sigma_0(\theta, \varphi)}{R^3(\theta, \varphi) \sin(\theta + \varepsilon_{виз})} \quad (4.8)$$

Заметим, что при $S_C = 1$ выражение (4.3) схоже с так называемым коэффициентом концентрации [45]. Также стоит отметить, что существует множество моделей зависимости $\sigma_0(\theta, \varphi)$ [72-74], разработанных для разных частотных диапазонов и типов поверхности.

Многие АФАР для космических РСА строятся из отдельных подрешеток, обеспечивающих в угломестной плоскости широкоугольное (по сравнению с азимутальной плоскостью) сканирование. В азимутальной плоскости максимальное отклонение луча составляет единицы градусов, поэтому расстояние между центрами подрешеток достаточно велико. Например, антенна спутника RADARSAT-2 состоит из 16 подрешеток с шагом 17λ . При таком периоде ширина ДН каждой подрешетки такова, что ДН подавляет дифракционные лепестки, возникающие при сканировании. В разрабатываемых в настоящее время АФАР каждая подрешетка имеет свой цифровой выход, что позволяет сформировать несколько приемных лучей в азимутальной плоскости.

Такое отличие в способе формирования ДН в разных плоскостях позволяет отдельно проводить расширение луча в угломестной и азимутальной плоскостях. Тем самым задача синтеза двумерной ДН будет сведена к двум одномерным задачам, что упрощает поиск и анализ решения.

4.2.1 Расширение луча ФАР в угломестной плоскости

Считая, что удельная ЭПО поверхности распределена по закону Ламберта, выражение (4.8) может быть записано в виде

$$S_C(\varepsilon) = \frac{\sigma_0(\varepsilon)}{R^3(\varepsilon) \cdot \sin(\varepsilon)} = \frac{\sigma_0 \cos(\arcsin(K_S \sin \varepsilon))^2}{R^3(\varepsilon) \cdot \sin(\varepsilon)}$$

Зависимость расстояния от угла места может быть найдена как

$$R(\varepsilon) = R_S \left(K_S \cos \varepsilon - \sqrt{1 - K_S^2 \sin^2 \varepsilon} \right) \quad (4.9)$$

В качестве примера на рисунке 4.2 показана зависимость величины S_C от антенного угла θ для высоты орбиты, равной 1000 км. Коэффициент σ_0 выбирается так, чтобы в направлении визирования S_C был равен 1 (0 дБ). Для углов, меньших по модулю ε_F (4.6), величина S_C выбирается равной

$$S_C(|\varepsilon| < \varepsilon_F) = S_C(\varepsilon_F)$$

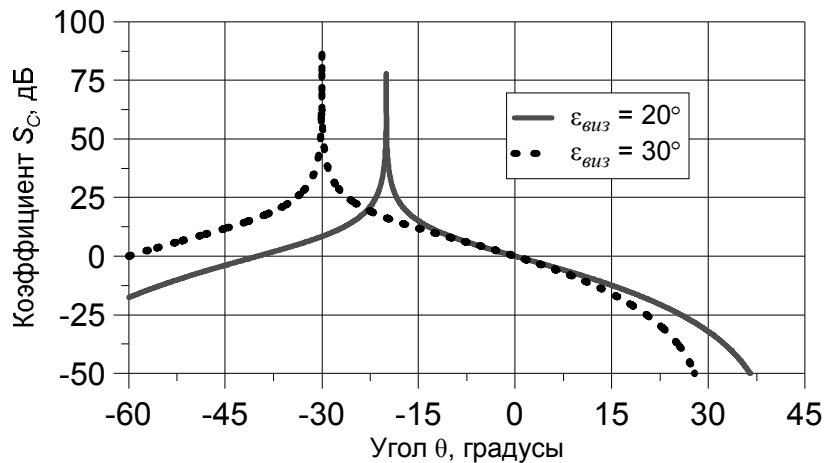


Рисунок 4.2 — Зависимость коэффициента S_C от антенного угла θ , равного $\theta = \varepsilon - \varepsilon_{виз}$, при различных значениях $\varepsilon_{виз}$

Данное приближение, конечно, не является точным. При таких малых углах падения меняется характер отражения, поэтому предсказать точное значение удельной ЭПО достаточно сложно. Однако область углов, в которой проявляется зеркальный характер отражения, достаточно мала, поэтому точное значение удельной ЭПО не окажет значительного влияния на интеграл в отношении (4.1).

4.2.2 Расширение луча ФАР в азимутальной плоскости

В азимутальной плоскости не требуется формировать несимметричную ДН, поэтому искомое амплитудно-фазовое распределение является симметричным. Это позволяет сократить в 2 раза количество неизвестных в задаче оптимизации,

число которых, учитывая малое количество элементов в азимутальной плоскости, и так достаточно мало. Применение метода АОП в таком случае является нецелесообразным.

Определенный интерес представляет формирование расширенного луча в случае, когда возможно сформировать в цифровом виде несколько приемных лучей. В этом случае ДН на передачу можно расширять классическим методом, а на прием – формировать несколько нерасширенных лучей, отклоненных в разные стороны от нормали к антенне.

Поскольку количество элементов решетки в азимутальной плоскости мало, возможности по управлению лучом сильно ограничены. Хотя и возможно проводить оптимизацию тем же способом, что и в случае с расширением в азимутальной плоскости, рассчитывая коэффициент S_C (4.8) для выбранного сечения ДН, это не всегда целесообразно. Поскольку при увеличении частоты повторения импульсов уровень помех неоднозначности в азимутальной плоскости уменьшается, можно выбрать сигнал таким образом, чтобы уровень помех неоднозначности в азимутальной плоскости был заведомо достаточно низким, а требуемый уровень помех в угломестной плоскости будет обеспечен выбором соответствующей оптимизированной ДН. Поэтому для решения задачи расширения луча в азимутальной плоскости, полагают коэффициент $S_C = 1$ для всех углов.

4.3 Постановка задачи синтеза расширенной ДН

Из приведенного в разделе 4.2 следует, что традиционные методы синтеза ДН, накладывающие строгие ограничения на уровень боковых лепестков, не обязательно дадут оптимальное решение задачи. Целесообразно поставить задачу синтеза ДН в форме задачи оптимизации [47]. Для решения подобной задачи необходимо применять методы глобальной оптимизации, так как целевая функция практически всегда будет иметь множество локальных экстремумов.

Большинство известных алгоритмов глобальной оптимизации решают, как правило, задачу минимизации, поэтому целесообразно минимизировать величину,

обратную (4.1), с учетом штрафной функции. Для этого выражение (4.7) запишем в виде

$$P_0^{norm} = D_R(\theta, \varphi) \cdot S_C(\theta, \varphi), \quad D_R(\theta, \varphi) = G_T(\theta, \varphi) \cdot G_R(\theta, \varphi), \quad (4.10)$$

где D_R – приемо-передающая ДН. Целевая функция

$$F_m(D_R) = 10 \log \left(\frac{P_S(D_R)}{P_m(D_R)} \right) + F_E(D_R), \quad (4.11)$$

где F_E – штрафная функция, требующая, чтобы главный лепесток ДН имел уровень не ниже D_{min} :

$$F_E(D_R) = \begin{cases} 0, & D_R(\theta, \varphi) > D_{min} \text{ для всех } (\theta, \varphi) \in \Omega_0 \\ a \int_{\Omega_0} u(D_{min} - D_R(\theta, \varphi))(D_{min} - D_R(\theta, \varphi)) d\Omega, & \text{иначе,} \end{cases} \quad (4.12)$$

где a – нормировочный коэффициент, $u(x)$ – функция Хевисайда, Ω_0 – размер маски, определяемый требуемым расширением ДН.

Выбор минимального уровня главного лепестка ДН D_{min} напрямую влияет на результаты оптимизации. Если задать его слишком низким, то разница между минимальным и максимальным уровнем ПП ДН может оказаться недопустимо большой, что негативно скажется на изображении. Слишком высокий требуемый уровень ДН приведет к тому, что требования к минимизации боковых лепестков не будут выполняться.

Таким образом, задачу минимизации можно сформулировать в виде:

$$\arg \min_{\mathbf{x}} F_m(D_R(\mathbf{x})), \quad (4.13)$$

для решения которой целесообразно использовать алгоритмы глобальной оптимизации, поскольку целевая функция (4.13) имеет множество локальных экстремумов.

4.4 Решение задачи синтеза АФР расширенной ДН

Как правило, указанная задача минимизации (4.13) решается с помощью алгоритмов глобальной оптимизации. Наиболее популярными методами для расчета АФР являются генетический алгоритм (ГА) и метод роя частиц (МРЧ),

эффективность которых практически одинакова [51]. В некоторых случаях используются и другие методы, например, дифференциальной эволюции [75]. Применение этих алгоритмов для расчета АФР больших решеток (количество элементов порядка 100...1000) приводит к резкому росту требуемого количества вычислений и плохой сходимости, поскольку размер «популяции» в этих алгоритмах растет с увеличением количества неизвестных.

Одним из способов сокращения объема вычислений является уменьшение числа неизвестных в решаемой задаче. Таким свойством обладает метод апертурных ортогональных полиномов (АОП), который позволяет представить фазовое распределение в апертуре как взвешенную сумму ортогональных функций, при этом амплитудное распределение считается неизменным. Выбор ортогональных функций теоретически может быть произвольным, однако некоторые базисы требуют меньшего числа функций для аппроксимации заданного фазового распределения. Так, обычно требуется меньше полиномов Лежандра, чем функций из базиса Фурье. Такой подход позволяет не только сократить число неизвестных, но и рассчитывать фазовые распределения для случаев, когда положение излучателей в решетке неизвестно. В данной работе используются многочлены Лежандра, определяемые формулой

$$P_n(x) = \frac{1}{2^n} \sum_{k=0}^n (C_n^k)^2 (x-1)^{n-k} (x+1)^k, x \in [-1; 1] \quad (4.14)$$

Координате точки x_A в апертуре при этом соответствует значение

$$x = 2 \frac{x_A}{L_{Ax}},$$

где L_{Ax} – длина апертуры вдоль оси x .

Фазовое распределение поля в апертуре задается взвешенной суммой N ортогональных функций:

$$\varphi(x) = \sum_{n=1}^N a_n P_n(x), \quad (4.15)$$

где a_n – искомые весовые коэффициенты.

Отметим, что подобный подход обладает рядом недостатков. Во-первых, проводится только фазовый синтез. Во-вторых, не учитывается дискретность фазовращателей. В-третьих, данный подход не позволяет синтезировать распределения с резкими скачками фазы в апертуре, поскольку таким скачкам обычно соответствуют высокие порядки базисных функций. Однако метод АОП может быть использован как способ найти начальное фазовое распределение, которое может быть использовано как одно из начальных распределений для алгоритма глобальной оптимизации.

Таким образом, методика реализации алгоритма синтеза АФР для расширения луча в угломестной плоскости включает следующие этапы:

1. Для заданного направления визирования $\varepsilon_{виз}$ построить зависимости наклонной дальности (4.9), нормированной удельной ЭПР (4.8) и нормированной отраженной мощности (4.10) от «антенного угла» θ , осуществляя в выражениях (4.8) и (4.9) замену переменных $\varepsilon = \theta + \varepsilon_{виз}$;
2. Выбор нижнего и верхнего пределов маски для главного лепестка с учетом требований к допустимому уровню КУ и коэффициенту расширения K_R . Минимальные теоретические потери (без учета амплитудного взвешивания) рассчитывать по формуле $\Delta G_{\min} = -(20 \lg k + 40 \lg(\cos \theta_0))$, где k – коэффициент расширения луча, θ_0 – отклонение луча ДНА от нормали к АФАР. Разница между нижним и верхним пределами должна составлять не более 4...5 дБ.
3. Этапы построения зависимости целевой функции (4.11) от ПП ДН включают последовательные расчеты:
 - 3.1. На основе соотношения (4.1), определяют зависимость отношения сигнал/шум от результирующей ДНА, осуществляя в выражениях (4.8) и (4.9) замену переменных $\varepsilon = \theta + \varepsilon_{виз}$;
 - 3.2. Определить штрафную функцию, используя функцию маски главного луча и нормировочные коэффициенты в штрафной функции (4.12);
 - 3.3. Определить целевую функцию как сумму величины, обратной отношению

сигнал/шум, и штрафной функции.

4. Применяя метод АОП, построить зависимость ПП ДН, равной произведению ДН на прием и ДН на передачу (4.10), от весовых коэффициентов ортогональных функций (4.14) в выражении (4.15);
5. Используя ГА или МРЧ, определить весовые коэффициенты в выражении (4.15) и рассчитать фазовые распределения на передачу и на прием;
6. Полученное решение и несколько близких к нему использовать для второго этапа расчетов в качестве «начального приближения»:
 - 6.1. Повторить пп. 3 и 4, получив зависимость целевой функции (4.11) непосредственно от искомого фазового распределения;
 - 6.2. Провести минимизацию (4.13) с помощью ГА или МРЧ.

4.5 Результаты расчета фазового распределения для расширенной ДН методом фазового синтеза

Расчет ДН проводился для решетки, характеристики которой представлены в разделе 3. Основные параметры решетки и орбиты спутника, необходимые для расчета ДН, сведены в таблице 4.1.

Таблица 4.1. Параметры системы, необходимые для расчета ДН

Высота орбиты, км	1000
Количество элементов в угломестной плоскости	64
Количество элементов в азимутальной плоскости	9
Шаг решетки в угломестной плоскости, λ	0,8
Шаг решетки в азимутальной плоскости, λ	14,5

Расчет выполнялся с помощью программы, написанной на MATLAB, текст которой представлен в приложении Б.

4.5.1 Фазовый синтез расширенной ДН в угломестной плоскости

В этом разделе представлен расчет фазового распределения для случая, когда расширение луча необходимо осуществить в угломестной плоскости. Для этого подробно рассмотрим некоторые из случаев, показанных в таблице 4.2.

Таблица 4.2. Параметры расчета расширенной ДН

№	K_B	F_{II} , Гц	$\varepsilon_{виз}$	P	ΔG_{min} , дБ
1	1,5	3000	20°	-3 дБ (0,707)	-1,0 (-4,5)
2	1,5	3000	30°	-3 дБ (0,707)	-1,0 (-4,5)
3	1,5	-	20°	-3 дБ (0,707)	-1,0 (-4,5)
4	1,5	-	30°	-3 дБ (0,707)	-1,0 (-4,5)
5	2	3000	20°	-3 дБ (0,707)	-1,5 (-10,5)
6	2	3000	30°	-3 дБ (0,707)	-1,5 (-10,5)
7	2	-	20°	-3 дБ (0,707)	-1,5 (-10,5)
8	2	-	30°	-3 дБ (0,707)	-1,5 (-10,5)
9	3	3000	20°	-6 дБ (0,5)	+1,0 (-11,5)
10	3	3000	30°	-6 дБ (0,5)	+1,0 (-11,5)
11	3	-	20°	-6 дБ (0,5)	+1,0 (-11,5)
12	3	-	30°	-6 дБ (0,5)	+1,0 (-11,5)

Здесь K_B - коэффициент расширения, F_{II} – частота повторения импульсов, $\varepsilon_{виз}$ – направление визирования, p – уровень пьедестала (для амплитудного распределения вида «косинус на пьедестале в приемных каналах), ΔG_{min} – минимальный уровень ДН в главном лепестке относительно уровня, который должна иметь ДН вида $\text{sinc}^2(\theta)$ при данном коэффициенте расширения (в скобках указана величина относительно максимума исходной ДН).

Смысл параметра ΔG_{min} следует пояснить более подробно. При расширении луча в K_B раз предполагается, что КНД антенны упадет в K_B раз, что вызовет потери в уровне максимума приемо-передающей ДН, равные $2 \cdot 10 \lg K_B$ дБ. Так как ширину луча определяют по уровню -3 дБ, потери относительно максимума исходной ДН составят $20 \lg K_B - 3$ дБ в предположении, что новая ПП ДН также имеет вид $\text{sinc}^2(\theta)$. Отрицательные значения ΔG_{min} означают, что при синтезе не удастся создать такую ДН, которая будет в пределах главного лепестка иметь уровень выше $20 \lg K_B - 3$ дБ. Напротив, положительные значения ΔG_{min} означают, что указанный предел удалось превысить на заданную величину. Ещё раз отметим, что все уровни ДН отсчитываются от максимума исходной нерасширенной ДН.

Зависимость коэффициента S_C (4.8) от антенного угла θ для углов визирования 20° и 30° показана на рисунке 4.2. При расчете также учтен дискрет аттенюаторов в 1 дБ. Используемые амплитудные распределения, а также их непрерывные аналоги показаны на рисунке 4.3.

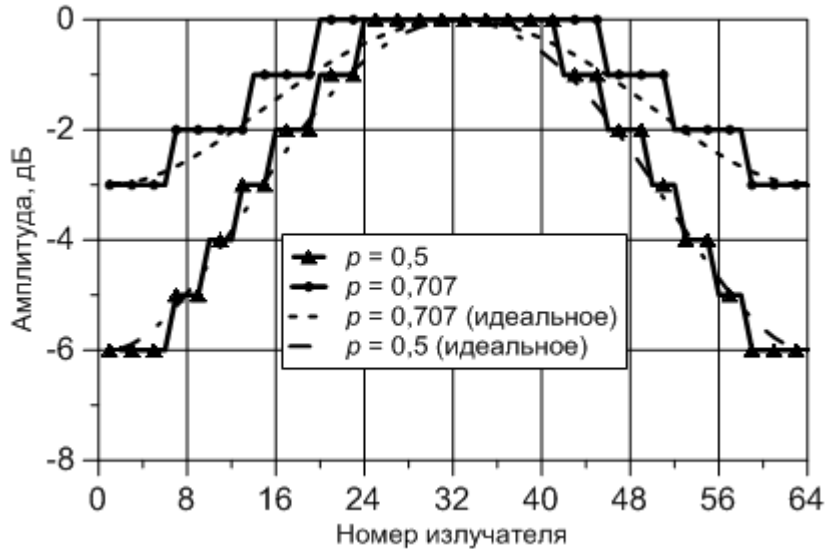


Рисунок 4.3 — Амплитудные распределения

Параметры используемого алгоритма приведены в таблице 4.3.

Таблица 4.3. Параметры используемого алгоритма

Максимальный порядок АОП N	32
Размер популяции ГА для АОП	150
Максимальное число итераций ГА (АОП)	500
Размер популяции ГА для полной оптимизации	600
Максимальное число итераций полной оптимизации	4000

Поскольку результаты работы алгоритмов глобальной оптимизации зависят от начальных условий и генератора случайных чисел, расчет фазовых распределений был проведен несколько раз. На рисунке 4.4 показаны результаты двух расчетов фазовых распределений передающих (ПРМ) и приемных (ПРД), полученные методом АОП и с помощью последующей полной оптимизации (АОП+ГА). Параметры расчета взяты из п. 6 в таблице 4.2.

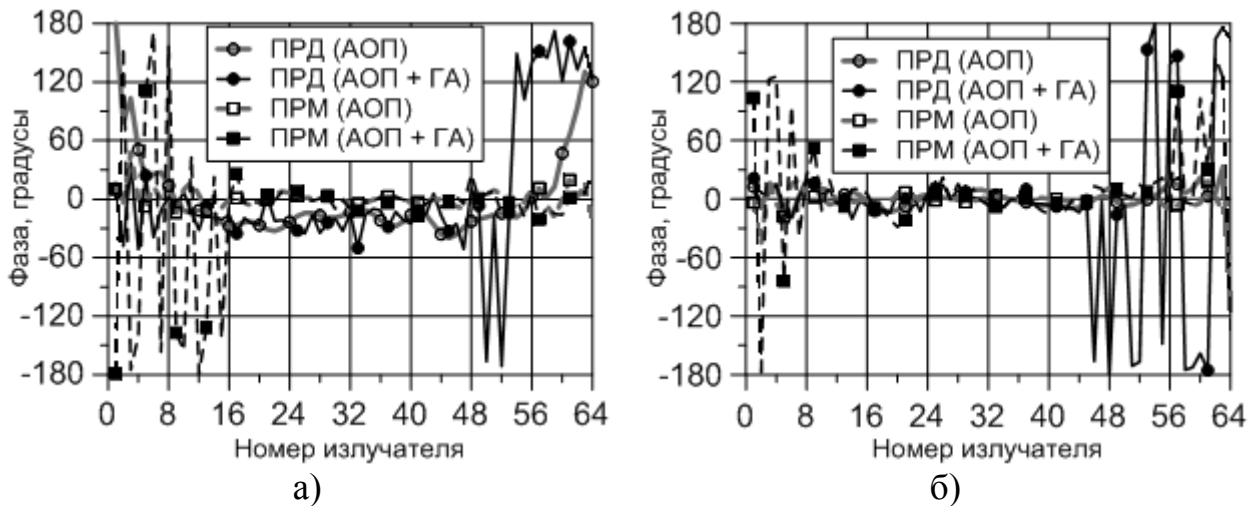
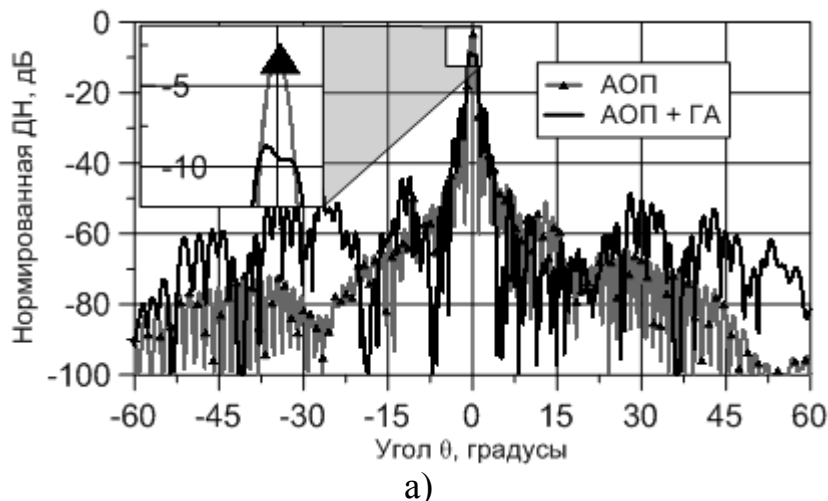


Рисунок 4.4 — Фазовые распределение передающих и приемных каналов, полученные различными методами: а) расчет №1; б) расчет №2

Из анализа рисунка 4.4 следует, что фазовое распределение в центре решетки является практически полностью синфазным после использования метода АОП, и остается практически неизменным после уточнения при помощи полной оптимизации. По сути, именно это обеспечивает достаточный уровень коэффициента усиления решетки. На краях решетки распределение, полученное методом АОП, является более гладким, в то время как распределение, полученное с помощью полной оптимизации, испытывает резкие скачки.

На рисунке 4.5 представлены приемо-передающие ДН для фазовых распределений, показанных на рисунке 4.4. Визуально различия между ними практически незаметны, однако для расчета №1 отношение сигнал/помеха (4.3) равно 59 дБ, а для расчета №2 – на 10 дБ меньше, т.е. 49 дБ.



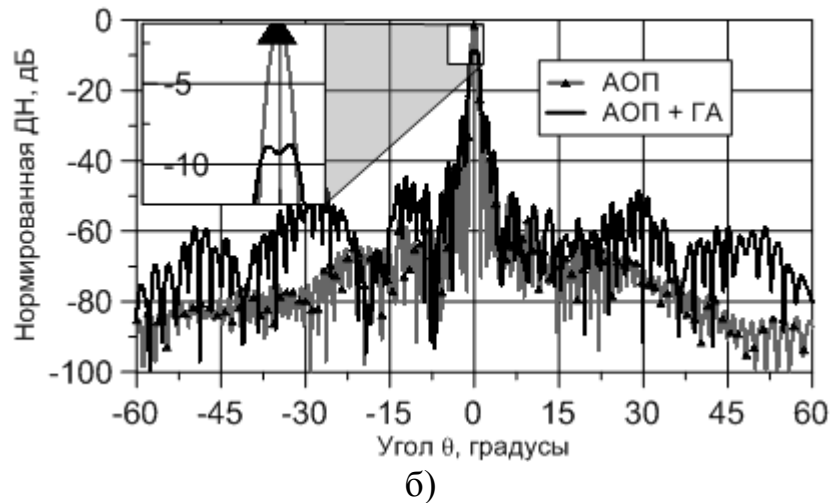


Рисунок 4.5 — ПП ДН. Предварительное решение, полученное методом АОП, и решение, уточненное с помощью ГА: а) расчет №1; б) расчет №2

Из анализа рисунка 4.5 следует, что главный лепесток ДН, соответствующей предварительному решению методом АОП, не обеспечивает достаточного расширения луча в данном случае. Однако главный лепесток ДН, полученной в результате уточнения решения с помощью полной оптимизации, обеспечивает достаточное расширение луча. На рисунке 4.6 представлены результаты всех трех расчетов.

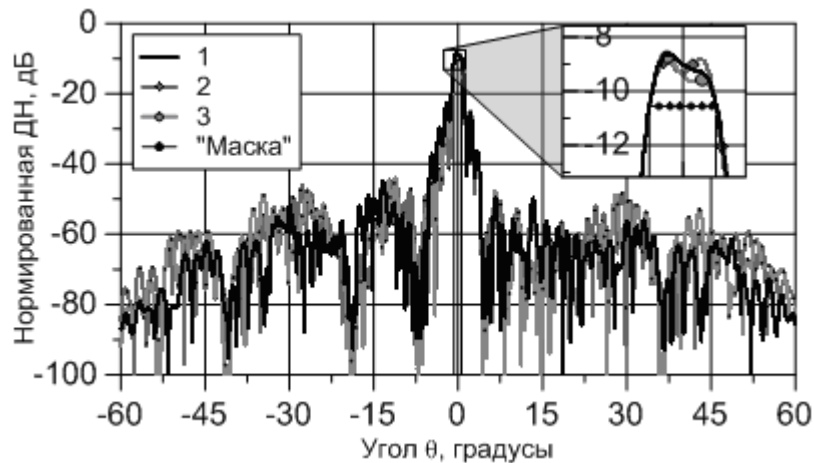


Рисунок 4.6 — Сравнение ДН, полученных в результате нескольких расчетов

Также стоит отметить, что разница между максимальным и минимальным значением ПП ДН в области главного лепестка составляет всего лишь 2 дБ.

4.5.2 Влияние фазовых ошибок на оптимизированную ДН

Отдельно рассмотрим влияние фазовых ошибок на результаты оптимизации ДН. Эти ошибки могут быть вызваны разбросом характеристик фазовращателей, их дискретностью, температурными нестабильностями характеристик как фазовращателей, так и усилителей АФАР. Небольшие отклонения фазы ППМ от заданной или единичные отказы ППМ, слабо влияющие на ДН при равномерном синфазном возбуждении, могут оказаться критичными для оптимизированных ДН. Это связано с тем, что фазовые ошибки вызывают «заплывание» нулей или их сдвиг относительно исходного положения, что приведет к резкому изменению отношения (4.3). На рисунках 4.7 и 4.8 представлены результаты расчета фазовых распределений и соответствующей ей ДН коэффициента расширения $K_B = 2$, для частоты повторения импульсов $F_{И} = 3000$ Гц и угла визирования 30° (п. 6 таблицы 4.2) при наличии фазовых ошибок. Фазовая ошибка является случайной величиной, распределенной по нормальному закону со среднеквадратичным отклонением $3\sigma = 22,5^\circ$. Исходная ДН показана черным, ДН при наличии фазовых ошибок – серым цветом.

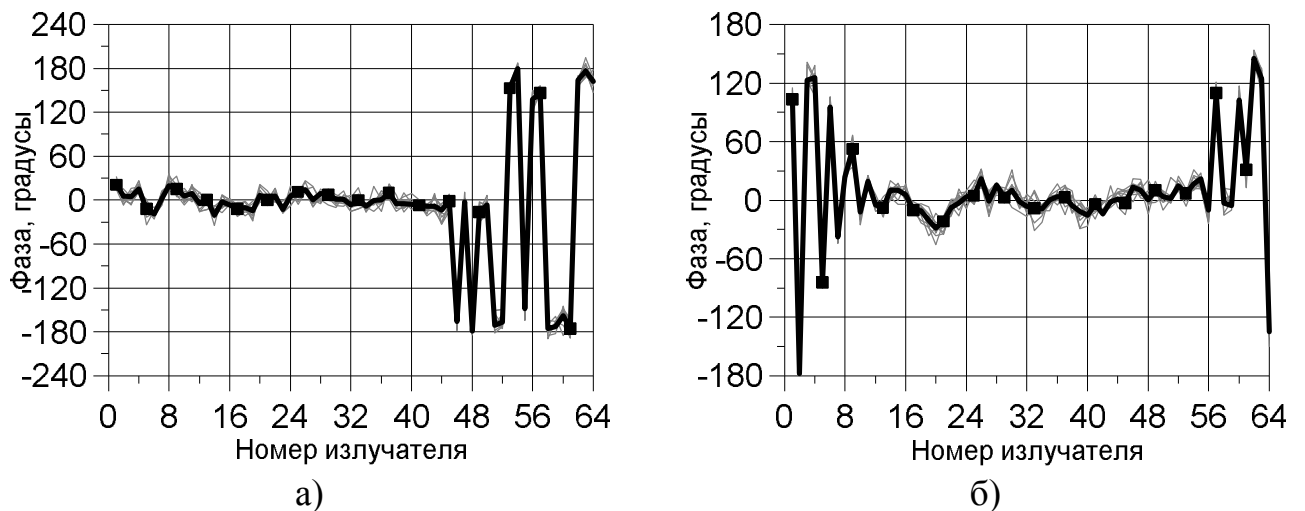


Рисунок 4.7 — Фазовые распределения а) передающих каналов; б) приемных каналов

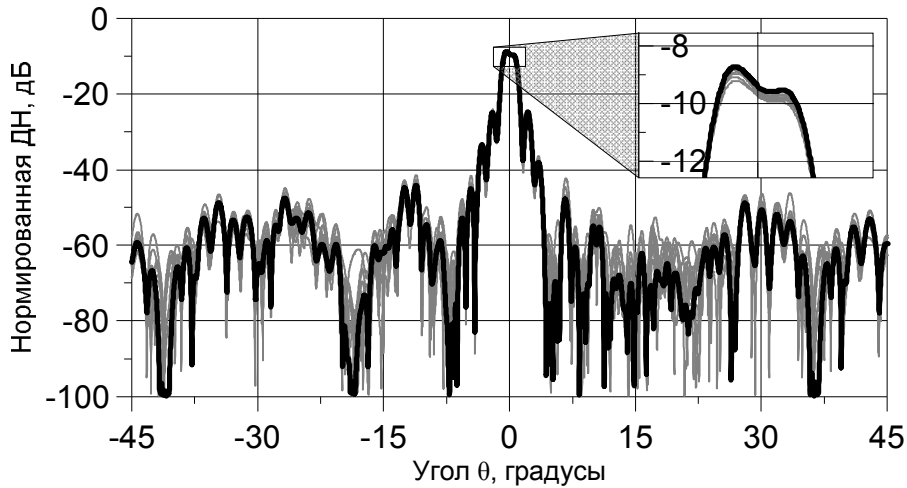


Рисунок 4.8 — ПП ДН при наличии случайных фазовых ошибок

Последствия фазовых ошибок хорошо известны: увеличивается уровень боковых лепестков, уменьшается КУ, заплывают нули. В нашем случае интерес представляют падение усиления и изменение уровня мешающих отражений. Под потерями усиления будем понимать максимальную разность между требуемым уровнем усиления в главном лепестке и уровнем искаженной ДН.

Для количественной оценки влияния фазовых ошибок на характеристики ДН было проведено дополнительное моделирование для случаев $3\sigma = 22,5^\circ$, $3\sigma = 11,25^\circ$ и $3\sigma = 2,8^\circ$. В каждом случае число испытаний было равно 500. На графиках 4.9 а и б показаны полученные распределения вероятностей для потерь КУ и отношения сигнал/помеха при этих среднеквадратичных отклонениях фазовой ошибки.

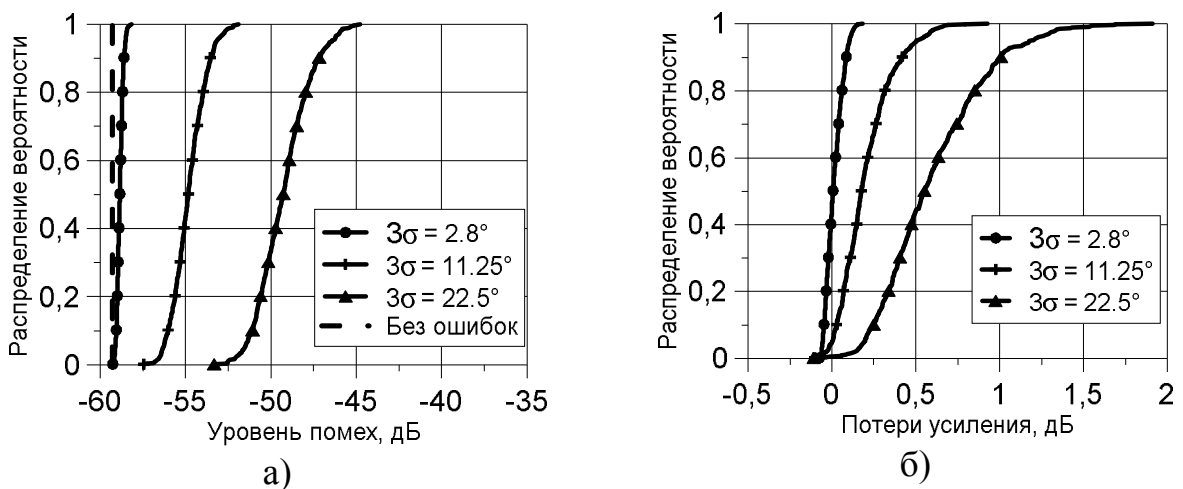


Рисунок 4.9 — Распределение вероятности при различных СКО фазовых ошибок: а) уровня помех; б) потерь усиления

На рисунках 4.10 и 4.11 представлены фазовые распределения и результаты расчета ДН при наличии фазовых ошибок, вызванных дискретностью фазовращателей.

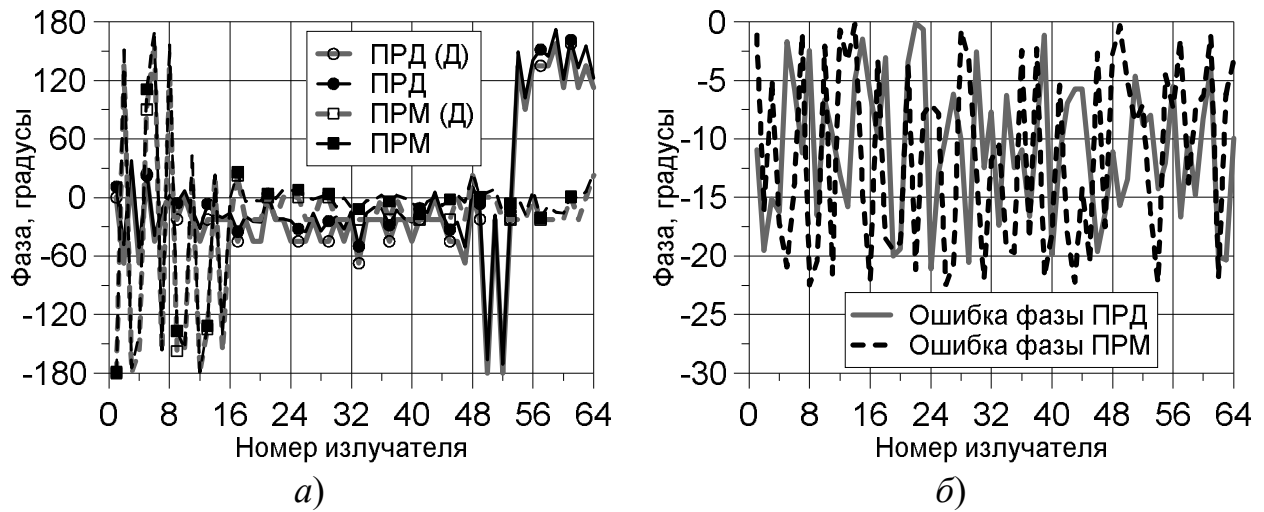


Рисунок 4.10 — Фазовые распределения при для 4х-разрядного (дискрет $22,5^\circ$) фазовращателя: а) фазовые распределения; б) ошибка установки фазы относительно идеальной

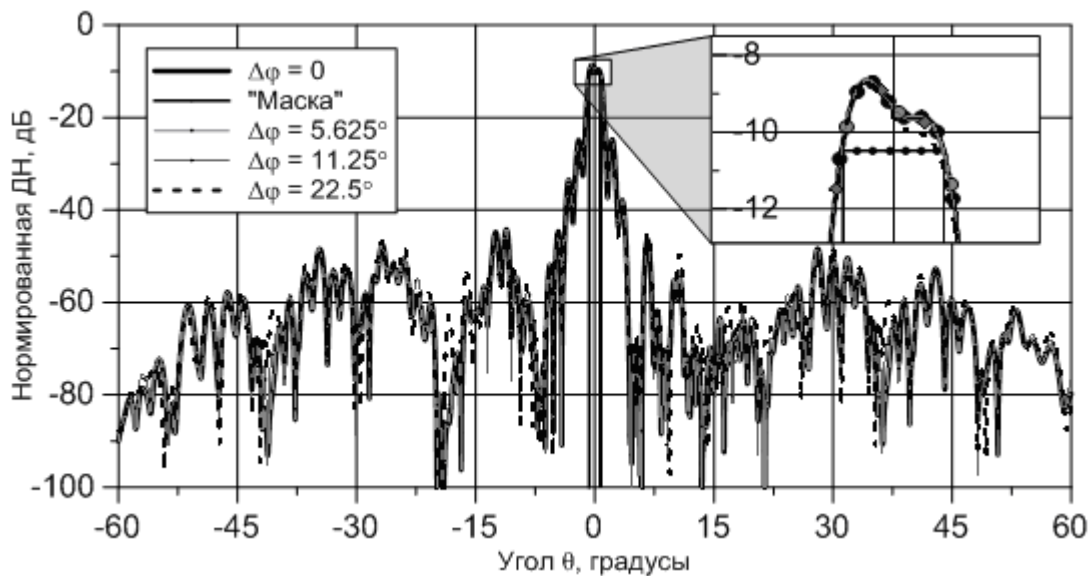


Рисунок 4.11 — ДН при различных дискретах фазовращателей

Из рисунков 4.10 и 4.11 видно, что ошибки, вызванные дискретностью фазовращателей, приводят к менее значительным изменениям в ДН по сравнению с чисто случайными ошибками.

4.5.3 Оценка влияния отказов излучателей на оптимизированную ДН с формированием провала в заданных направлениях

Отдельно рассмотрим случаи, когда какой-либо излучатель или группа излучателей выходят из строя. Обычно это связано с отказом усилителей или фазовращателей. В случае с оптимизированной ДН важна оценка влияния отказов на результирующий уровень мешающих отражений, потери усиления, изменение уровня провала ДН в диапазоне углов, соответствующих подспутниковой точке (точке максимального отражения от земной поверхности).

Сначала рассмотрим влияние полного отказа одного усилителя (приемного или передающего) на оптимизированную ДН. На рисунке 4.12 показано влияние отказов для ДН, расширенной в 3 раза (п. 11 таблицы 4.2).

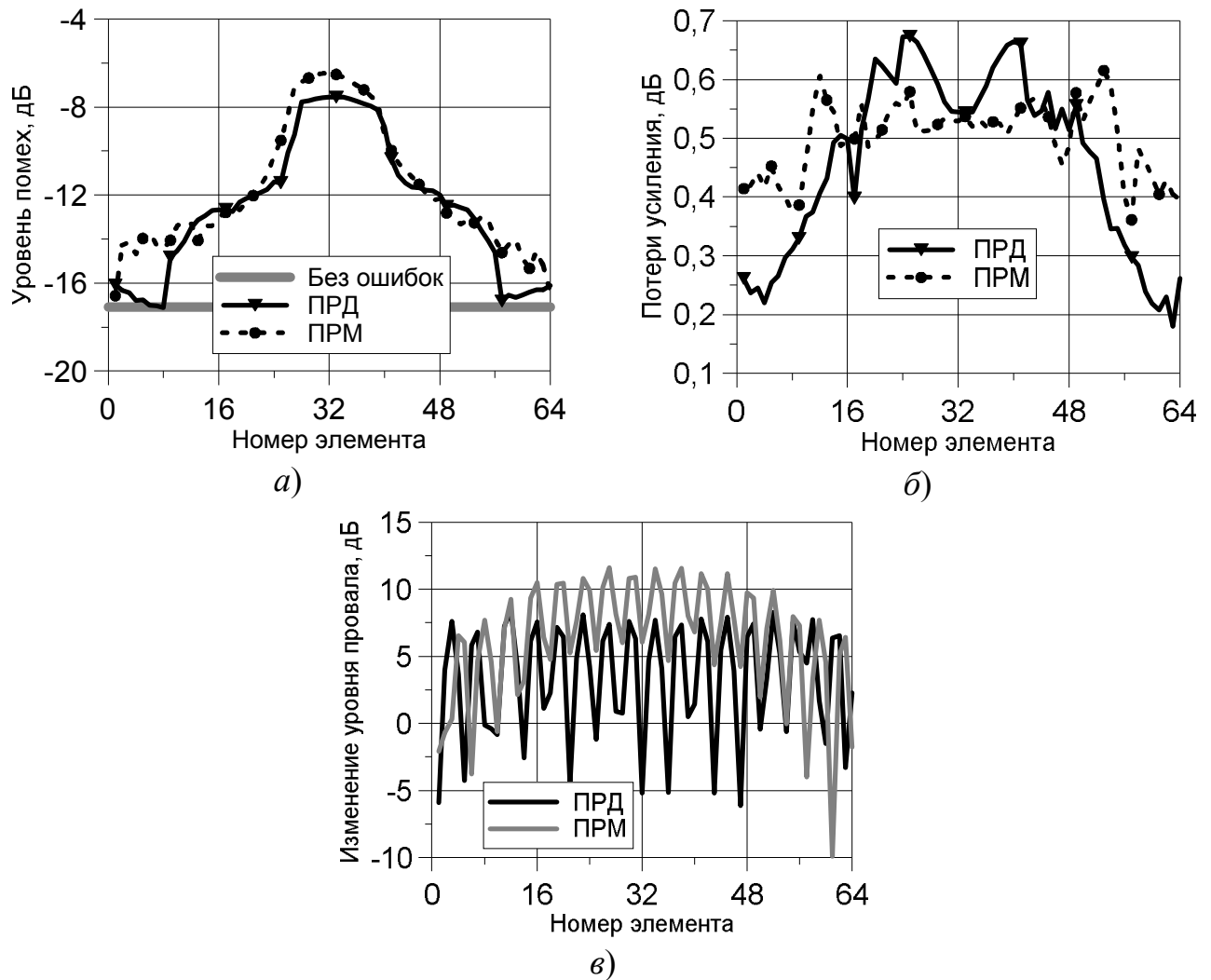


Рисунок 4.12 — Влияние отказа одного элемента (ПРД или ПРМ) на характеристики оптимизированной ДН ($K_B = 3$): а) уровень мешающих отражений; б) потери в усилении; в) уровень провала

Как и ожидалось, отказы центральных элементов наиболее сильно влияют на уровень помех и усиление антенны. Однако уровень провала при отказе элемента может как заметно ухудшиться, так и заметно улучшиться (до 10 дБ), и влияние отказа тем сильнее, чем выше амплитуда элемента (если речь идет об отказе МШУ). Та же ситуация наблюдается при расширении луча в 1,5 раза (п. 3 таблицы 4.2) (рисунок 4.13).

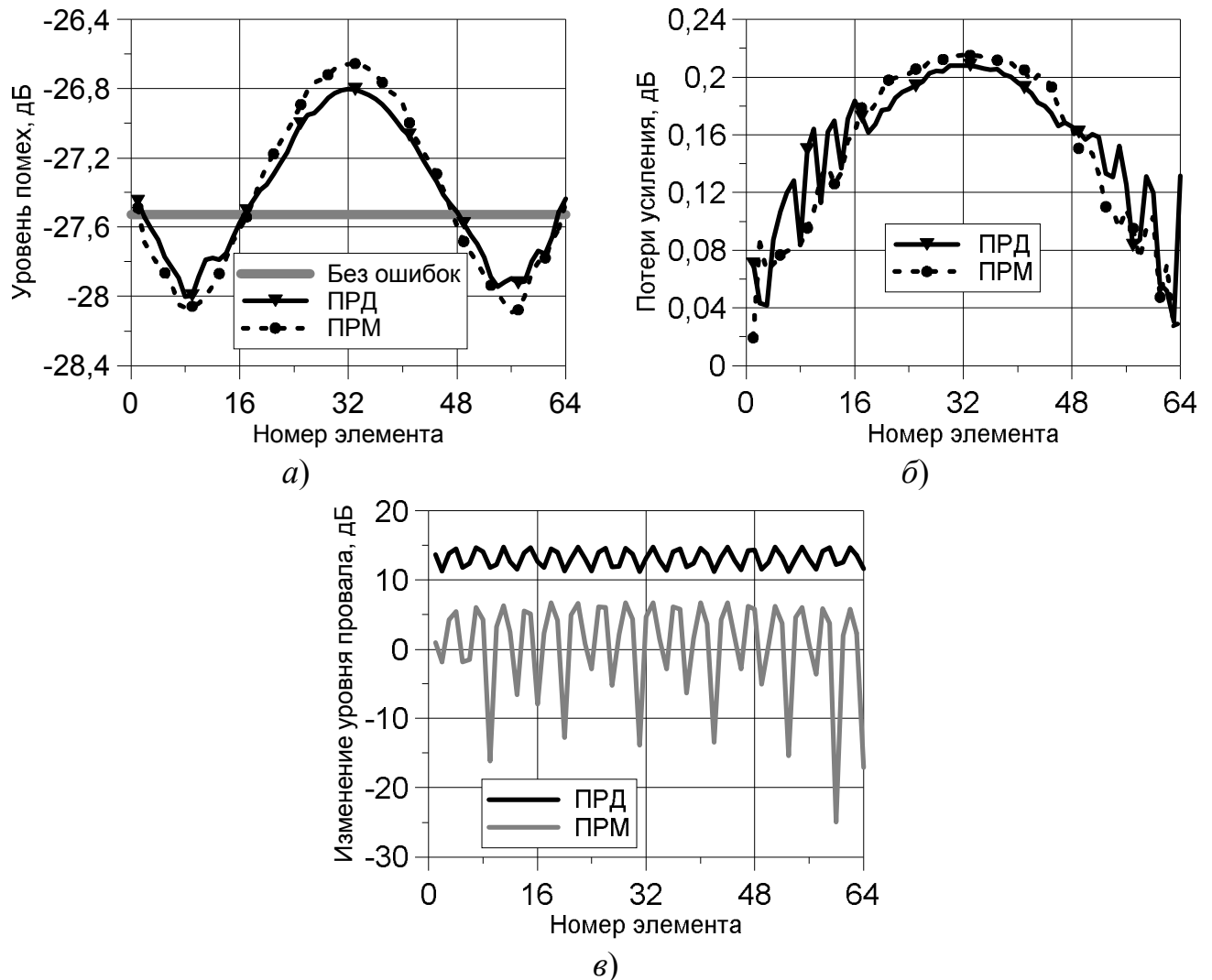


Рисунок 4.13 — Влияние отказа одного элемента (ПРД или ПРМ) на характеристики оптимизированной ДН ($K_B = 1,5$): а) уровень мешающих отражений; б) потери в усилении; в) уровень провала

Отметим некоторые отличия этих результатов от представленных на рисунках 4.12 а – в. Теперь отказ передающего элемента гарантированно приводит к ухудшению уровня провала, а отказ приемного элемента может привести к ещё большему, чем раньше (на -24 дБ) изменению уровня провала в

ДН. По-прежнему наибольшее влияние на уровень усиления и уровень помех имеют центральные элементы, однако отказ крайних элементов может привести к наиболее низкому уровню провала при минимальных потерях в усилении.

4.5.4 Сравнение предложенного подхода с традиционными методами оптимизации

Для синтеза ДН антенных решеток «маску» обычно накладывают на всю ДН, не ограничиваясь лишь областью главного луча. Такой подход справедлив для ряда случаев, когда требования предъявляются именно к максимальному уровню боковых лепестков. Однако он не является оптимальным для задачи синтеза луча антенны РСА или других задач, когда требуется обеспечить минимум интегрального уровня боковых лепестков. Поскольку оптимизация по маске обычно [49] проводится с помощью таких алгоритмов глобальной оптимизации, как генетический алгоритм и метод роя частиц, оптимизация по маске не дает никакого выигрыша в скорости вычислений. Более того, результирующее решение не будет оптимальным.

На графиках 4.14 а,б представлена зависимость целевой функции от номера итерации при расчете ДН с помощью предложенного подхода (АОП+ГА) для коэффициента расширения луча $K_B = 3$, угла визирования 30° (п. 10 таблицы 4.2).

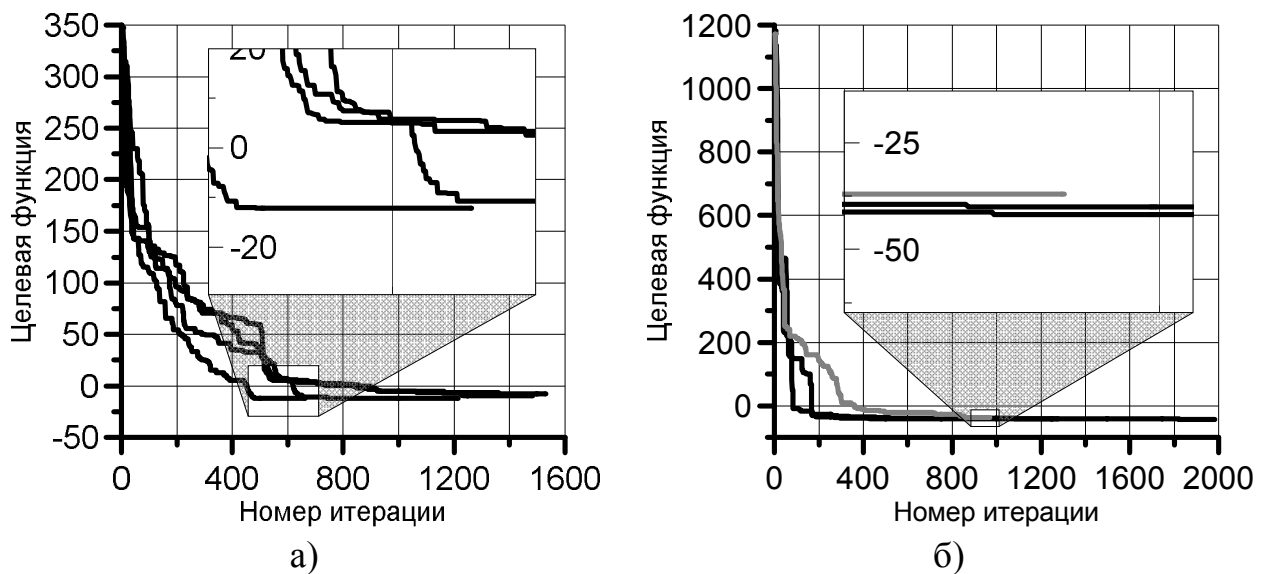


Рисунок 4.14 — Сходимость алгоритма при $K_B = 3$, $\varepsilon_{виз} = 30^\circ$ и а) $F_H = \infty$; б) $F_H = 3000$ Гц

Те же зависимости для $K_B = 2$ (п. 6 таблицы 4.2) представлены на рисунке 4.15.

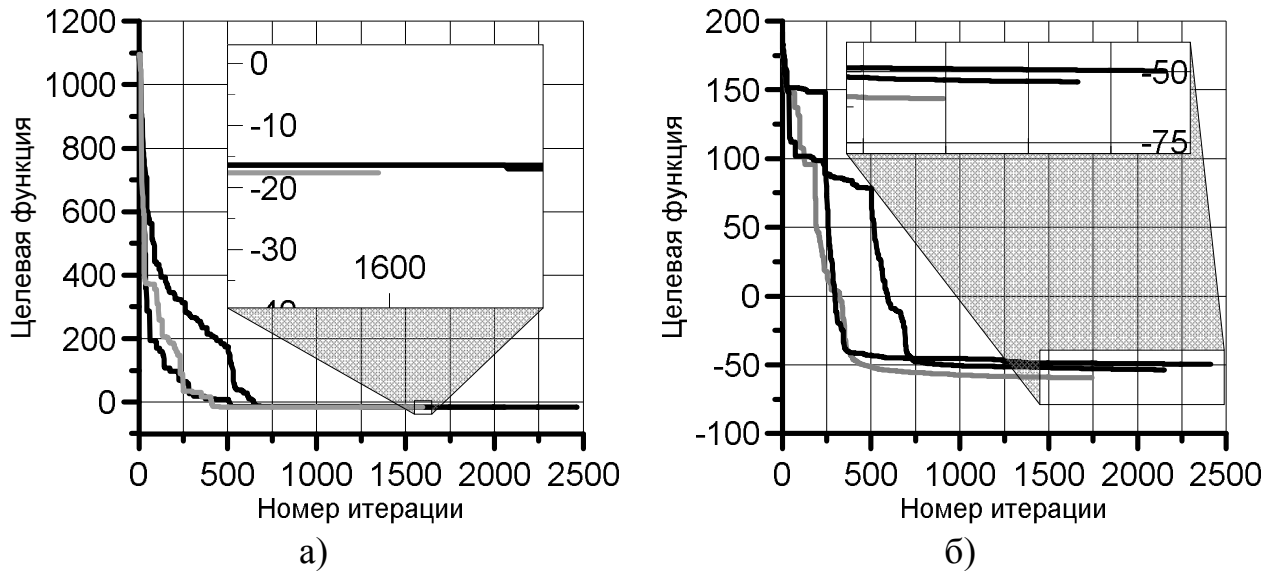


Рисунок 4.15 — Сходимость алгоритма при $K_B = 2$, $\varepsilon_{\text{виз}} = 30^\circ$ и а) $F_H = \infty$
б) $F_H = 3000$ Гц

Представленные на рисунках 4.14 и 4.15 графики сходимости в целом похожи на те, которые представлены в [51]. Кроме того, из анализа рисунков 4.14 а и 4.15 б, можно отметить, что после окончания поиска решения методом АОП и переходе к полномасштабной оптимизации происходит быстрое уменьшение целевой функции, после чего характер сходимости снова приобретает такой же вид, как в [51]. Это быстрое уменьшение объясняется тем, что ограниченное количество ортогональных полиномов не позволяет создать резкие скачки фазы, что не дает создать ДН, близкую к оптимальной. Переход к полномасштабной оптимизации, при которой изменяются значения фазы отдельных элементов, позволяет быстро найти такие решения, которые отличаются от начального всего лишь значениями фаз одного или нескольких элементов, что позволяет реализовать более оптимальную ДН.

Стоит также отметить тот факт, что в некоторых случаях метод АОП находит такое решение, которое удовлетворяет требованиям, накладываемым на главный лепесток. Наилучшие результаты получаются при больших коэффициентах расширения ($K_B = 3$), поскольку необходимо менять значения фазы большого количества элементов. Напротив, для малых коэффициентов

расширения необходимо изменять только фазы крайних элементов, причем на значительную величину, создавая резкие скачки фазы. Как указывалось ранее, производительность метода АОП в таких случаях может пострадать.

Теперь сравним результаты сходимости комбинированного алгоритма со сходимостью «чистого» алгоритма глобальной оптимизации, например, ГА. На рисунках 4.16 и 4.17 представлены результаты, полученные для коэффициентов расширения $K_B = 1,5$ (п. 1 и п. 3 таблицы 4.2) и $K_B = 3$ при угле визирования 20° (п. 9 и п. 11 таблицы 4.2). Параметры алгоритмов те же, что приведены в таблице 4.3.

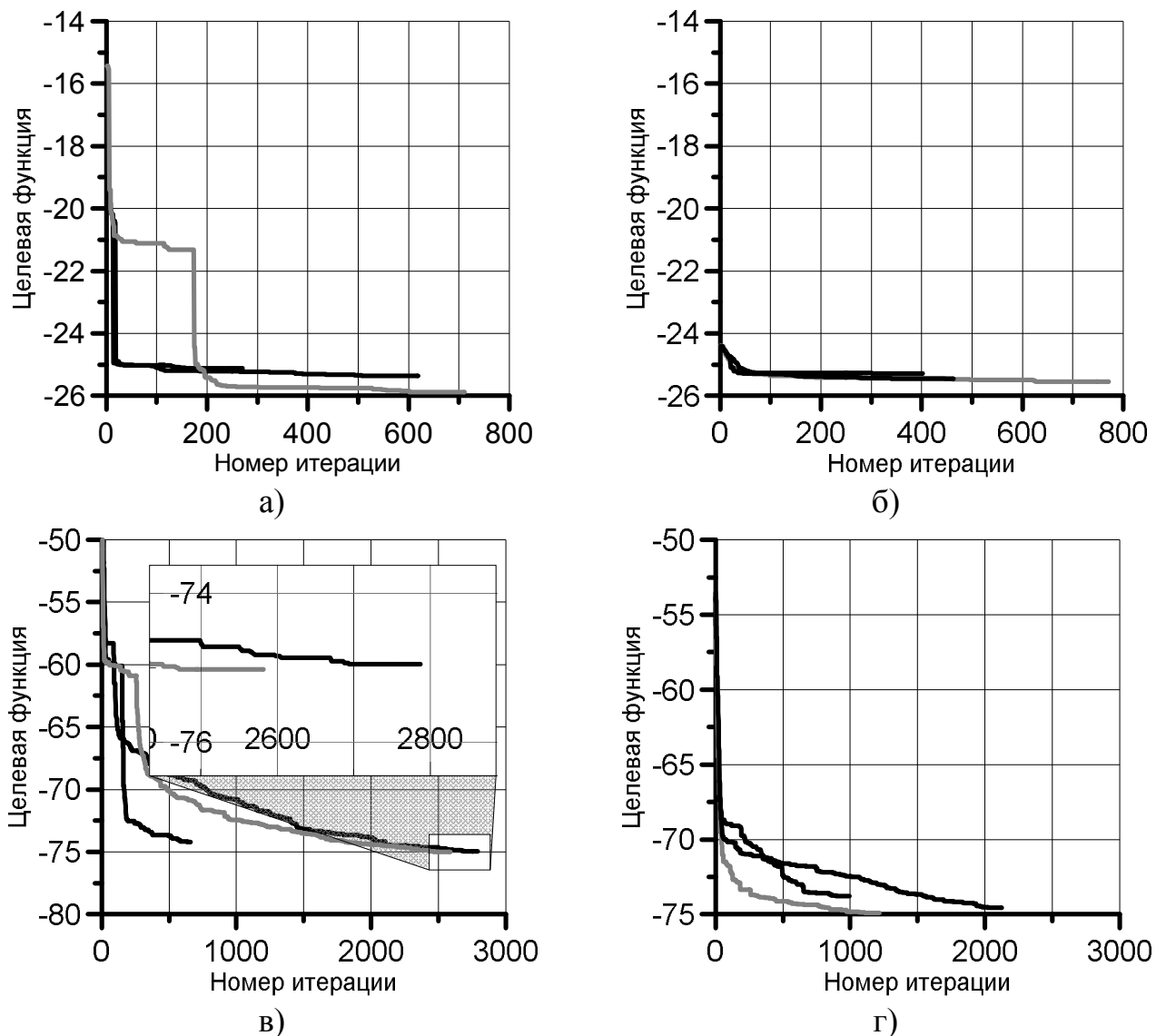


Рисунок 4.16 — Сходимость алгоритмов при $K_B = 1,5$, $\varepsilon_{виз} = 20^\circ$ и
а) $F_{II} = \infty$, АОП+ГА; б) $F_{II} = \infty$, ГА; в) $F_{II} = 3000$ Гц, АОП+ГА; г) $F_{II} = 3000$ Гц, ГА

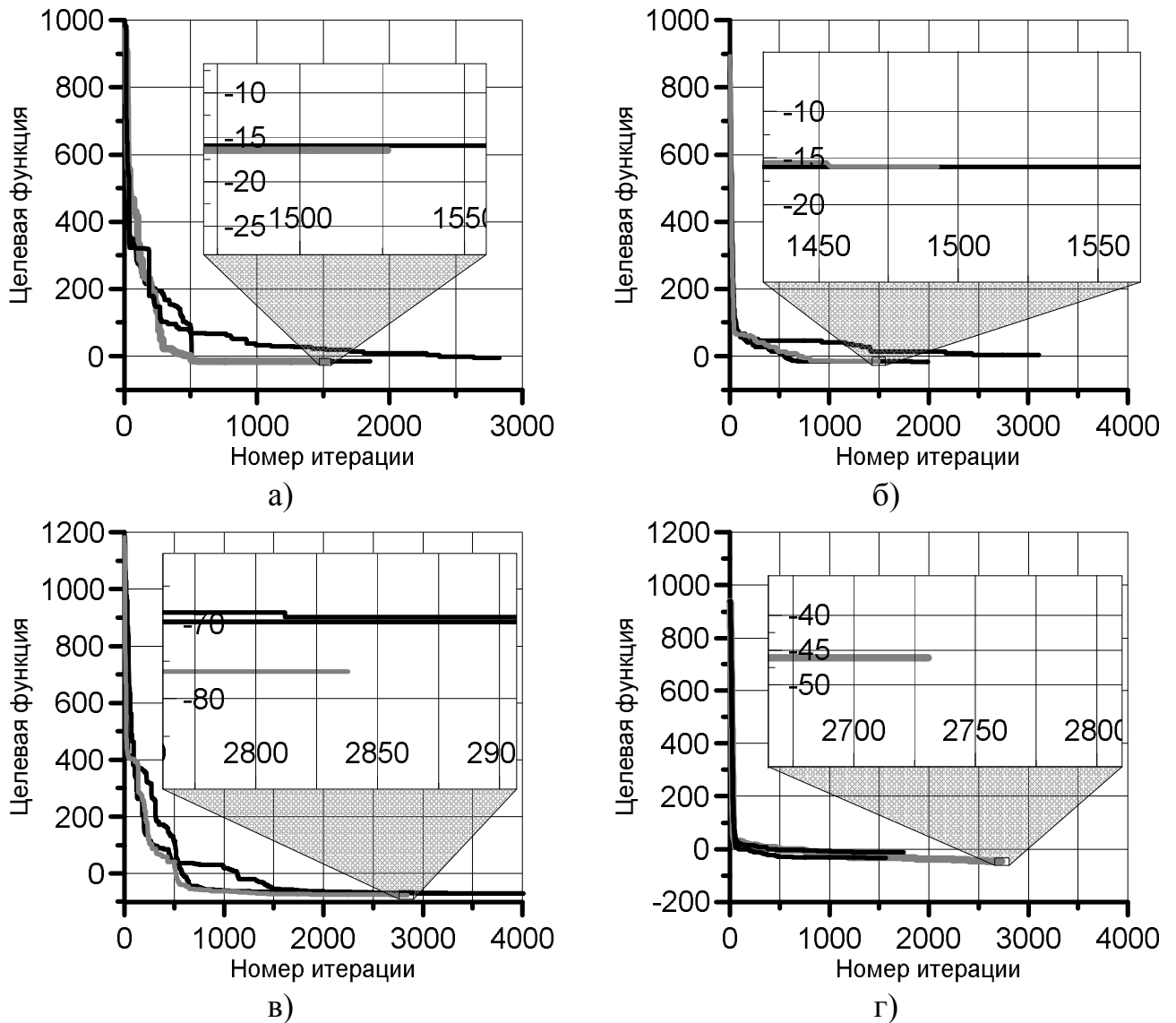


Рисунок 4.17 — Сходимость алгоритмов при $K_B = 3$, $\varepsilon_{\text{виз}} = 20^\circ$ и
 а) $F_{II} = \infty$, АОП+ГА; б) $F_{II} = \infty$, ГА; в) $F_{II} = 3000$ Гц, АОП+ГА; г) $F_{II} = 3000$ Гц, ГА

Рисунок 4.16 подтверждает предположение о том, что комбинированный метод дает мало преимуществ по сравнению с прямым применением ГА, если коэффициент расширения мал и полученная приемно-передающая ДН по форме мало отличается от исходной. Однако уже на рисунках 4.17 в) и г) видно, что при сравнимом количестве итераций подход АОП+ГА сходится к решению, более близкому к оптимальному. Полученная с помощью ГА ПП ДН отличается как более высоким уровнем бокового излучения, а также невыполнением ограничения на потери в главном лепестке, определяемого большим отклонением от маски главного лепестка, что показано на рисунке 4.18.

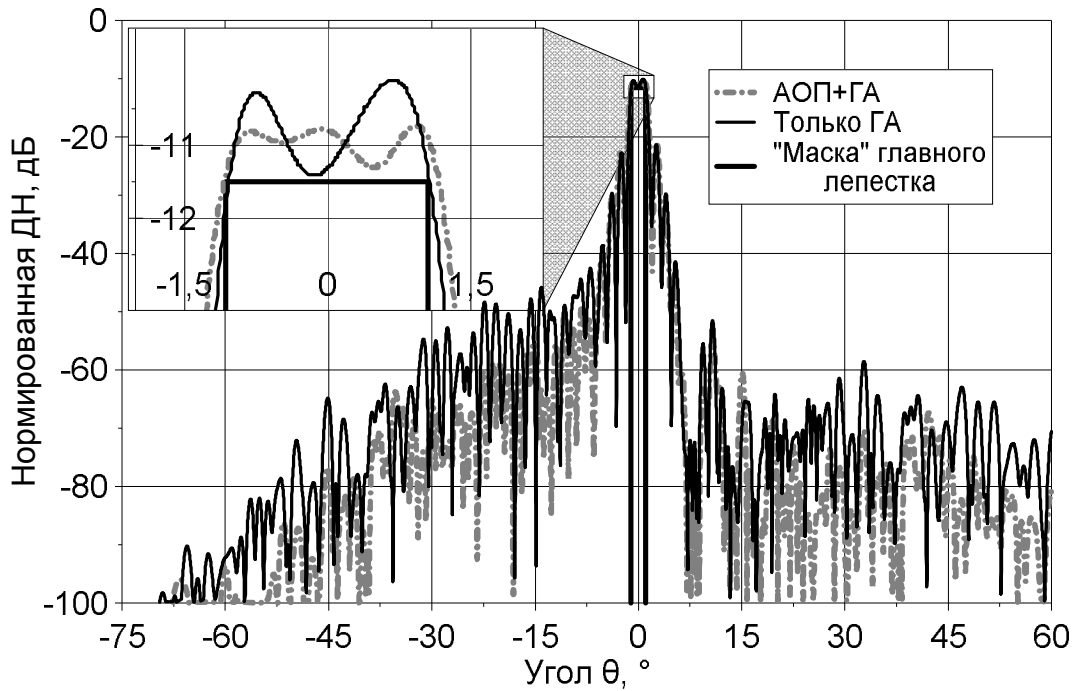


Рисунок 4.18 — Сравнение ПП ДН, полученных комбинированным методом и с использованием только ГА, $K_B = 3$, $F_H = 3000$ Гц

Из анализа рисунка 4.18 следует, что решение, полученное с помощью только ГА, отличается повышенным уровнем помех, отраженных и принятых от земной поверхности с направлений вне главного лепестка ПП ДН, а также обладает дополнительными потерями 0,26 дБ на краю области главного лепестка. Кроме того, в области боковых лепестков в направлениях, близких к углам -40° , 7° , 13° , 17° , уровень помех, отраженных и принятых от земной поверхности с направлений вне главного лепестка (4.3), составляет $-59,6$ дБ, а у ПП ДН, полученной комбинированным методом составляет -71 дБ.

Также стоит отметить, что в большинстве случаев применение только ГА приводит к тому, что значение целевой функции быстро уменьшается, после чего вся популяция ГА попадает в область локального минимума. В комбинированном методе значение целевой функции сначала уменьшается медленнее, что позволяет избежать попадания в локальный минимум.

Выводы

1. Сформулирована задача фазового синтеза расширенной приемо-передающей ДН АФАР в составе космического РСА, решение которой сводится к

- минимизации целевой функции методом глобальной оптимизации. Подход к решению задачи синтеза расширенной ДН, основан на оптимальном выборе маски, обеспечивающей ограничение на потери в главном лепестке расширенной ДН и минимизации отражения от земной поверхности. Решение задачи синтеза актуально в первую очередь для тех режимов работы РСА, в которых требуется одновременно широкая полоса захвата и высокое разрешение;
2. Представлен подход решения задачи фазового синтеза диаграммы направленности АФАР РСА космического аппарата с коэффициентом расширения $1,5 \dots 3,0$, реализуемый на основе метода апертурных ортогональных полиномов (АОП) и алгоритма глобальной оптимизации. Проведена оценка энергетических характеристик. Показано, для решения задачи синтеза достаточно $16 \dots 32$ полиномов Лежандра, при этом решение задачи синтеза, в отличие от ряда известных, не зависит от числа элементов решетки и обладает быстрой сходимостью.
 3. Проведено сравнение решения задачи синтеза с предложенным комбинированным методом, использующим АОП совместно с ГА, и методом с прямым применением ГА для коэффициентов расширения ДН $K_B = 1,5$ и $K_B = 3$. Показано, что при сравнимом количестве итераций решение, полученное ГА, попадает в область локального минимума, а решение, полученное комбинированным методом, сходится практически к оптимальному и позволяет в некоторых случаях ускорить вычисления в $2 \dots 3$ раза по сравнению с прямым применением метода ГА. Отмечено, что для ФАР с большим числом элементов более 200 применение ГА нецелесообразно, поскольку размерность задачи и размер популяций существенно возрастает.
 4. Установлено, что решение, полученное с помощью только ГА, отличается повышенным уровнем помех, отраженных и принятых от земной поверхности с направлений в области вне главного лепестка ПП ДН, а также обладает дополнительными потерями $0,26$ дБ в его области. Кроме того, в

области боковых лепестков в направлениях, близких к углам -40° , 7° , 13° , 17° , глубина формируемых провалов составляет $-59,6$ дБ, а у ПП ДН, полученной комбинированным методом составляет -71 дБ.

5. Проведена оценка рабочих характеристик приемо-передающей расширенной ДН при случайных фазовых ошибках и ошибках, вызванных дискретностью фазовращателей, а также при отказе излучателей и их влиянии на потери усиления, на уровень мешающих отражений и изменение уровня провалов боковых лепестков в оптимизированной ДН для углов в направлении максимального отражения от земной поверхности. Показано, что отказ передающего и приемного элементов приводят к ухудшению уровня провала в ПП ДН, при этом отказ приемного элемента может привести к ещё большему (на -24 дБ) изменению уровня провала. Отмечено, что наибольшее влияние на уровень усиления и уровень помех имеют центральные элементы, однако отказ крайних элементов вносит свой вклад.

Заключение

Диссертация посвящена стендовой диагностике активной антенной решетки космического аппарата, направленной на сохранения ресурса работы АФАР. При проведении исследований получены следующие **основные результаты**:

1. Проведен анализ методов измерения полевых характеристик в БЗ и методов диагностики антенн, включая традиционные. Развитие методов измерений направлено на сокращение данных измерений без возрастания ошибки "усечения" по неравномерным отсчетам поля, измеренного на различных поверхностях. Традиционные методы диагностики, включая бесфазовые, а также методы реконструкции источников на основе решения интегральных уравнений, не используют в полной мере априорную информацию о бездефектной аналогичной ФАР, что приводит к большой размерности задачи даже для ФАР средних размеров, и, как следствие, приводят к плохой обусловленности вычислительной задачи. На основании проведенного анализа был выбран метод реконструктивной диагностики АФАР, реализуемой на основе метода CS.
2. Разработана методология диагностики многоэлементной АФАР космического аппарата, включающая метод CS, позволяющая сократить объем данных, регистрируемых в БЗ, уменьшить время измерений и понизить размерность решения задачи диагностики, по сравнению с традиционными методами. Выявлены особенности решения обратной задачи, выработан критерий выбора параметра регуляризации для оптимизации целевой функции, определяемой на основе разности измерений сокращенного массива данных тестируемой АФАР и известного полного массива данных аналогичной бездефектной АФАР. Выбранный метод диагностики позволяет с вероятностью 99% выделить дефектные и потенциально дефектные элементы (ПДЭ) при условии, что число дефектных элементов намного (на порядок) меньше числа элементов АФАР.
3. Разработан фазовый синтез диаграммы направленности АФАР РСА

космического аппарата с малыми коэффициентами расширения 1,5...3, реализуемый на основе метода апертурных ортогональных полиномов (АОП) и алгоритма глобальной оптимизации. Показано, что для первого этапа решения задачи синтеза достаточно 16...32 полиномов Лежандра, а само решение задачи, в отличие от ряда известных, не зависит от числа элементов решетки и обладает быстрой сходимостью. Проведен выбор маски, обеспечивающей формирование ДН с заданным коэффициентом расширения и провалом в приемо-передающей ДН уровнем 70..80 дБ в направлении максимального отражения от земной поверхности. Проведена оценка энергетических характеристик ПП ДН с учетом дискретности ФВ, при наличии фазовых ошибок или отказов элементов. Выявлена закономерность изменения уровня провала, показано, что даже при отказе одного из фазовращателей АФАР, уровень провала составляет 50...60 дБ.

4. Проведено сравнение решения задачи синтеза предложенным комбинированным методом, использующим АОП совместно с ГА, и методом с прямым применением ГА для коэффициентов расширения ДН $K_B = 1,5$ и $K_B = 3$. Показано, что при сравнимом количестве итераций решение, полученное ГА, попадает в область локального минимума, а решение, полученное комбинированным методом, сходится к более оптимальному и позволяет в некоторых случаях ускорить вычисления в 2...3 раза по сравнению с прямым применением метода ГА. Отмечено, что для ФАР с большим числом элементов применение ГА нецелесообразно, поскольку размерность задачи и размер популяций существенно возрастает.
5. Предложен и разработан двухэтапный метод реконструктивной диагностики многоэлементной АФАР. На первом этапе на основе метода CS с использованием алгоритма регуляризации проводится минимизация нормы разности между вектором возбуждения бездефектной эталонной ФАР и вектором возбуждения тестируемой ФАР, и определяются дефектные и потенциально дефектные элементы тестируемой АФАР. На втором этапе путем проведения однократного измерения поля для каждого ПДЭ решетки

при изменении фазы его напряжения возбуждения на 180 градусов определяются напряжения возбуждения (НВ) элементов из ПДЭ тестируемой АФАР. Если напряжения возбуждения НВ ПДЭ отличаются от НВ эталонной решетки по амплитуде более чем на 1 дБ и по фазе на более чем на 5 – 10° при отношении сигнал/шум не менее 40..60 дБ, то ПДЭ элемент тестируемой АФАР считается рабочим.

6. Выявлены особенности реконструктивной диагностики при проведении в заданном диапазоне рабочих температур $-20^0...+50^0$ тепловых испытаний модуля (подрешетки) АФАР в модернизированной стандартной климатической камере (МКК). Проведена оценка влияния характеристик радиопрозрачного окна на полевые характеристики АФАР, расположенной в МКК. Результаты диагностики при тепловых испытаниях получены при использовании как теоретической, так и экспериментальной матриц измерений тестируемой подрешетки. Для решения обратной задачи диагностики проведен оптимальный выбор параметра регуляризации, что позволяет эффективно определить положения как одиночных дефектных, так и нескольких дефектных элементов с незначительными отличиями температуры. Алгоритм решения задачи диагностики методом CS дополнен этапом поиска корректирующего коэффициента для учета температурной нестабильности всех элементов АФАР.
7. Экспериментальные исследования, проведенные при тепловых испытаниях и диагностике модуля (подрешетки) АФАР космических РСА с помощью программно-аппаратного измерительного стенда, разработанного алгоритма и программы обработки данных измерений в среде MATLAB подтвердили эффективность модифицированного метода диагностики, что позволило сэкономить ресурс работы ППМ АФАР в 2...2.5 раза.

Список литературы

- [1] Методы измерений параметров излучающих систем в ближней зоне / Л.Д.Бахрах, С.Д.Кременецкий, А.П.Курочкин, В.А.Усин, Я.С.Шифрин. Л.: Наука, 1989. С. 272.
- [2] Методы измерения характеристик антенн СВЧ / Захарьев Л.Н., Леманский А.А., Турчин В.И., Цейтлин Н.М., Щеглов К.С./ Под ред. Н.М. Цейтлина. — М.: Радио и связь, 1985. С. 368.
- [3] L. Kaplan, J. Hanfling, G. Borgiotti The backward transform of the near field for reconstruction of aperture field // IEEE Transact. Antenna Propagat., Vol. 17. 1979. P. 764–767.
- [4] Коммутационный метод измерения характеристик ФАР / Г.Г. Бубнов, С.М. Никулин, Ю.Н. Серяков, С.А. Фурсов.-М.:Радио и связь. 1988. С. 120.
- [5] Воронин Е.Н., Нечаев Е.Е., Шашенков В.Ф. Реконструктивные антенные измерения. // — М.: Наука, Физматлит. 1995. С. 352.
- [6] O. M. Vucchi , M. D. Migliore, G. Panariello Accurate Diagnosis of Conformal Arrays From Near-Field Data Using the Matrix Method // IEEE Trans. Antennas Propagat., 2005. Vol. 53. №3, P. 1114-1120.
- [7] Е.Н. Воронин, У.П. Лиепинь, Я.С. Шифрин Диагностика антенных решеток / Активные фазированные антенные решетки / под. ред. Д.И Воскресенского., А.И. Канащенкова М: Радиотехника, 2004. С.488.
- [8] Alvarez Y., Las-Heras F., Pino M. R. The Sources Reconstruction Method for Antenna Diagnostics and Imaging Applications // IEEE Transact. Antenna Propagat., Vol. 54. №6. 2007. P. 3460-3468.
- [9] Cappellin, C., Meincke, P., Pivnenko, S. Jorgensen, E. Array antenna diagnostics with the 3D reconstruction algorithm. In Proceedings of the 34th Annual Symposium of the Antenna Measurement Techniques Association P. 117-121.
- [10] Y. Álvarez, Member, F. Las-Heras, Belén A. Domínguez-Casas. Antenna Diagnostics Using Arbitrary-Geometry Field Acquisition Domains // IEEE Antennas and wireless propagation letters, V. 8. 2009. C. 375

- [11] L. Scialacqua, F. Mioc, L. Foged, J. Araque Antenna measurement processing for diagnostics and filtering based on integral equations // Internat. Symposium on Antennas and Propagation July 3. 2011. Washington, USA
- [12] О. Н. Граничин, Д. В. Павленко. Рандомизация получения данных и ℓ_1 -оптимизация // Автомат. и телемех., 2010. Вып. 11. С. 3–28.
- [13] Y.C. Eldar, G. Kutyniok Compressed sensing: theory and applications // New York: Cambridge University Press. 2012. P. 348.
- [14] J. Haupt, L. Applebaum, R. Nowak. On the restricted isometry of deterministically subsampled Fourier matrices. Conf Inform Sci Syst (CISS). Princeton. NJ. 2010.
- [15] H. Rauhut Compressive Sensing and Structured Random Matrices // Radon Series Comp. Appl. Math XX. 2009. С.1–94
- [16] M. D. Migliore A Compressed Sensing Approach for Array Diagnosis From a Small Set of Near-Field Measurements // IEEE Transact. Antenna Propagat., V. 59. №6. 2011. P. 2127-2133.
- [17] Кузнецов Г.Ю., Темченко В.С. Реконструктивная диагностика фазированных антенных решеток с использованием метода «опознание со сжатием» // Антенны, 2017, №1. с. 14-21.
- [18]. G. Kuznetsov, V. Temchenko, D. Voskresenskiy, M. Miloserdov. Phased antenna array reconstructive diagnostics using small number of measurements // IEEE Conferences 2018 Baltic URSI Symposium (URSI). 2018. pp 174 – 177.
- [19]. Маничев А. О., Балагуровский В. А. Методы диагностики элементов фазированной антенной решетки по сигналам, отраженным от переходов излучатель – свободное пространство, при наличии взаимных связей элементов // Радиотехника и электроника. Т. 58, №4. 2013. С. 348–359.
- [20] Y. Rahmat-Samii, Y. Surface diagnosis of large reflector antennas using microwave holography metrology // Radio Science, 19, 1984. P. 1205-1217.
- [21] R. Tkadlec, Z. Nováček Radiation Pattern Reconstruction from the Near-Field Amplitude Measurement on Two Planes using PSO // Radioengineering, v. 14. №4, 2005 P. 63-67.

- [22] S.F. Razavi, Y. Rahmat-Samii, Y. (2007). A new look at phaseless planar near-field measurements: limitations, simulations, measurements, and a hybrid solutions. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*. Vol. 49, №. 2, 2007, pp. 170–178.
- [23] R.G. Yaccarino, Y. Rahmat-Samii Phaseless Bi-Polar Planar Measurements and Diagnostics of Array Antennas // *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, Vol. 47, №. 3, 1999, pp. 574–583.
- [24] P. Petre, T.K. Sarkar Planar near-field to far-field transformation using an equivalent magnetic current approach // *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, Vol. 40. №11. 1992. pp. 1348–1356.
- [25] A.D. Yaghjian An overview of near-field antenna measurements // *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, Vol. 34. №1. 1986. pp. 30-45.
- [26] Коротков В.С. Исследование и разработка методов реконструкции тока по измеренному полю излучающих систем: дис. канд. физ.-мат. наук. Н. Новгород, 1984.
- [27] Y. Álvarez, F. Las-Heras, M.R. Pino On the Comparison Between the Spherical Wave Expansion and the Sources Reconstruction Method // *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, Vol. 56. №10. 2008. pp. 3337-3341.
- [28] S.M. Rao, D.R. Wilton, A.W. Glisson Electromagnetic Scattering by Surfaces // *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, Vol. 30. №5. 1982. pp. 409-418.
- [29] Mathworks.com/MATLAB The Mathworks Inc., 3 Apple Hill Drive, Natick, MA [Online]. Available: <http://www.mathworks.com/>
- [30] Нечаев, Е.Е. К вопросу восстановления АФР токов антенны курсового радиомаяка безфазовым методом измерений / Е.Е. Нечаев, И.Н. Рождественский // *Научный Вестник МГТУ ГА, серия Радиофизика и радиотехника*. – 2003. – № 62. – С. 100-107.
- [31] Некорректные задачи естествознания / Под ред. А.Н. Тихонова, А.В. Гончарского. М.: Московский Университет. 1987.
- [32] Шифрин Я.С., Лиепинь У.Р. Бесфазовые методы диагностики фазированных антенных решеток // *Антенны*. 2000. №1. С.84-98.

- [33] Гостюхин В.Л., Трусов В.Н., Гостюхин А.В. Активные фазированные антенные решетки – М: Радиотехника. 2011. – 304 с.
- [34] T. Sarkar, A. Taaghoul Near-Field to Near/Far-Field Transformation for Arbitrary Near-Field Geometry Utilizing an Equivalent Electric Current and MoM // IEEE Transact. Antenna Propagat., V. 47. №3. 1999. P. 566-574.
- [35] J. Pérez, J. Basterrechea Comparison of Different Heuristic Optimization Methods for Near-Field Antenna Measurements // IEEE Transact. Antenna Propagat., V. 55. №3. 2007. P. 549-555.
- [36] D. Vakula, N.V. Sarma Fault diagnosis of planar antenna arrays using neural networks // Progress In Electromagnetics Research M, Vol. 6, № 35. 2009. P. 35-46.
- [37] J.A. Rodríguez-González, F. Ares-Pena, M.F. Delgado, R. Iglesias, S. Barro Rapid Method for Finding Faulty Elements in Antenna Arrays Using Far Field Pattern Samples // IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. 57, № 6. 2009. P. 1679-1692.
- [38] Fuchs B., Le Coq L., Migliore M.D. Fast antenna array diagnosis from a small number of far-field measurements // IEEE Trans. on Antennas and Propagation. 2016. V. 64. № 6. P. 2227–2235.
- [39] Costanzo S., Massa G., Migliore M.D. A Novel Hybrid Approach for Far-Field Characterization From Near-Field Amplitude-Only Measurements on Arbitrary Scanning Surfaces // IEEE Trans. Antenna and Propagation., V. 53. №6. 2005. P. 1866-1874.
- [40] Migliore M.D. On electromagnetics and information theory // IEEE Trans. Antennas Propag., Vol. 56, №10, 2008. P. 3188-3200.
- [41] А.Н. Грибанов, С.Е. Гаврилова, А.Е. Дорофеев, Г.Ф. Мосейчук, О.С. Алексеев Метод измерения динамических диаграмм направленности пассивных и активных фазированных антенных решеток // Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей». № 4. 2016. С. 32–40.
- [42] Н. Э. Ненартович, В. А. Балагуровский, А. О. Маничев Методы измерения параметров и диагностики отказов фазированной антенной решётки в ближней

зоне без применения механических позиционеров // Вестник Концерна ПВО «Алмаз – Антей». № 3. 2015. С. 36–42.

[43] Araque Quijano J.L., Vecchi G. Near- and Very Near-Field Accuracy in 3-D Source Reconstruction // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. V. 9, 2010. P. 634-637.

[44] Верба В.С., Неронский Л.Б., Осипов И.Г., Турук В.Э. Радиолокационные системы землеобзора космического базирования// Радиотехника. 2010. 680 с.

[45] Бахрах Л.Д., Кременецкий С.Д. Синтез излучающих систем // М.: Советское радио, 1974. - 234 с.

[46] Григорьев Л.Н. Цифровое формирование диаграммы направленности в фазированных антенных решетках // М.: Радиотехника. 2010

[47] S. Barbarossa, G. Levrini. An Antenna Pattern Synthesis Technique for Spaceborne SAR Performance Optimization // IEEE Transactions On Geoscience And Remote Sensing, volume 29, pp. 254-259, (1991).

[48] Грибанов А.Н., Мосейчук Г.Ф., Синани А.И. Управление формой диаграммы направленности в антенных системах с электронным управлением лучом // Антенны. 2005. № 2 (93). С. 27–32.

[49] S.Y. Kim, N.H. Myung, M.J. Kang. “Antenna Mask Design for SAR Performance Optimization”, IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, volume 6, pp. 443-447, (2009).

[50] V.I. Gusevsky, M.V. Lavrentyev. “Application of aperture orthogonal polynomials method for synthesis phased array antennas”, IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2000, pp. 2242-2244.

[51] D. W. Boeringer, D. H. Werner. Particle Swarm Optimization Versus Genetic Algorithms for Phased Array Synthesis // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 52, No. 3, March 2004, pp. 771-779.

[52] O. M. Bucci, M. Migliore A New Method for Avoiding the Truncation Error in Near-Field Antenna Measurements // IEEE Transact. Antenna Propagat., V. 54. №10. 2006. P. 765 - 766.

- [53] E. Martini, O. Brejnberg, S. Maci. Reduction of Truncation Errors in Planar Near-Field Aperture Antenna Measurements Using the Gerchberg-Papoulis Algorithm // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 56, №. 11, Nov. 2008, pp. 3485-3493
- [54] Кузнецов Г.Ю., Темченко В.С. Комбинированный метод диагностики антенных решеток на основе ограниченного набора измерений полевых характеристик в ближней зоне // Научные технологии. 2015. №8. С.48-53.
- [55] Zambrano M. N., Arias F. X., Medina C. A. Comparative Analysis of Sparse Signal Reconstruction Algorithms for Compressed Sensing // Excellence in Engineering To Enhance a Country's Productivity, July 22 - 24, Ecuador.
- [56] Гринев А.Ю., Темченко В.С., Багно Д.В., Зайкин А. Е., Ильин Е.В. Реконструкция параметров и сред и объектов радаром подповерхностного зондирования (методы и алгоритмы). М.: Радиотехника. 2013. №8. С. 18 – 29.
- [57] Гринев А.Ю., Темченко В.С. Моделирование широкополосной антенны радара подповерхностного зондирования комплексными электрическими и магнитными источниками. // Антенны. 2011. № 3. С.15-24.9.
- [58] Balanis C. A. Modern antenna handbook. N. Y., Wiley, 2008, 1080 с.
- [59] Hansen T. B. Complex-Point Dipole Formulation of Probe-Corrected Cylindrical and Spherical Near-Field Scanning of Electromagnetic Fields // IEEE Trans. on Antennas and Propagat. 2009. V. 57. №3. P. 728-741.
- [60] Гринев А.Ю., Темченко В.С., Багно Д.В. Радары подповерхностного зондирования. Мониторинг и диагностика сред и объектов // Монография. М.: Радиотехника, 2013. 393 с.
- [61] Данилов И.Ю., Седельников Ю.Е. Диагностика апертурных распределений антенн путем измерений в зоне ближнего излученного поля [Электронный ресурс] // Журнал радиоэлектроники, 2016, №1. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/jan16/7/text.pdf> (11.02.2018).
- [62] S. Riendeau, C. Grenier. RADARSAT-2 Antenna // IEEE Aerospace Conference, 2007.

- [63] R. Touzi, C.E. Livingstone, R. Filfil. RADARSAT 2 Antenna Modeling and Synthesis Using the Genetic Algorithms // Proceedings of IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium, pp. 2262-2265, 2005.
- [64] Stangl, M., R. Werninghaus and R. Zahn. The Terrasar-X Active Phased Array Antenna // IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology, 2003, Boston, USA, October 2003, 70-75, 2003.
- [65] J.J.H. Wang. An Examination of Theory and Practices of Planar Near-Field Measurement // IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. 36, No. 6, 1988, pp. 11–17.
- [66] ГОСТ 8.309-78 ГСИ. Антенны остронаправленные. Методика выполнения измерений по полю в раскрыве.
- [67] K.A. Michalski, J.R. Mosig. Multilayered Media Green's Functions in Integral Equation Formulations // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 45, No. 3, 1997, pp. 508–519.
- [68] P. Korpas. Deconvolution-based Spatial Resolution Improvement Technique for Resistivity Scans Acquired with Split-Post Dielectric Resonator // Proceedings of Microwave and Radar Week – 2018, pp. 742-744.
- [69] K.D. Nirod, D.M. Pozar. A Generalized Spectral-Domain Green's Function For Multilayer Dielectric Substrates With Application To Multilayer Transmission Lines // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-35, март 1987, с. 326-335.
- [70] Л.М. Бреховских. Волны в слоистых средах // М.: Наука, 1973, 343 с.
- [71] M. Villano, G. Krieger, M. Jaeger, A. Moreira. Staggered SAR: Performance Analysis and Experiments With Real Data // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 55, issue 11, Nov. 2017, pp. 6617 – 6638.
- [72] M. H. Ka and A. A. Kononov. Effect of look angle on the accuracy performance of fixed-baseline interferometric SAR // IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, vol. 4, no. 1, January 2007, pp. 65–69.

- [73] V. Kudryavtsev, D. Hauser, G. Caudal, B. Chapron. A semiempirical model of the normalized radar cross-section of the sea surface // *Journal of Geophysical Research*, vol. 108, №C3, 8054.
- [74] S.-Gu Kwon, J.-H. Hwang, Y. Oh. Development of a Scattering Model for Bean Fields from Scatterometer System and X-band SAR // *Proceedings of 2011 3rd International Asia-Pacific Conference on Synthetic Aperture Radar (APSAR)*
- [75] O. Elizarraras, A. Mendes, A. Reyna, M.A. Panduro. Design of Spherical Antenna Arrays for a 3D Scannable Pattern using Differential Evolution // *2016 Loughborough Antennas and Propagation Conference (LAPC)*

Приложение А

Окно программы CS_GUI

описание

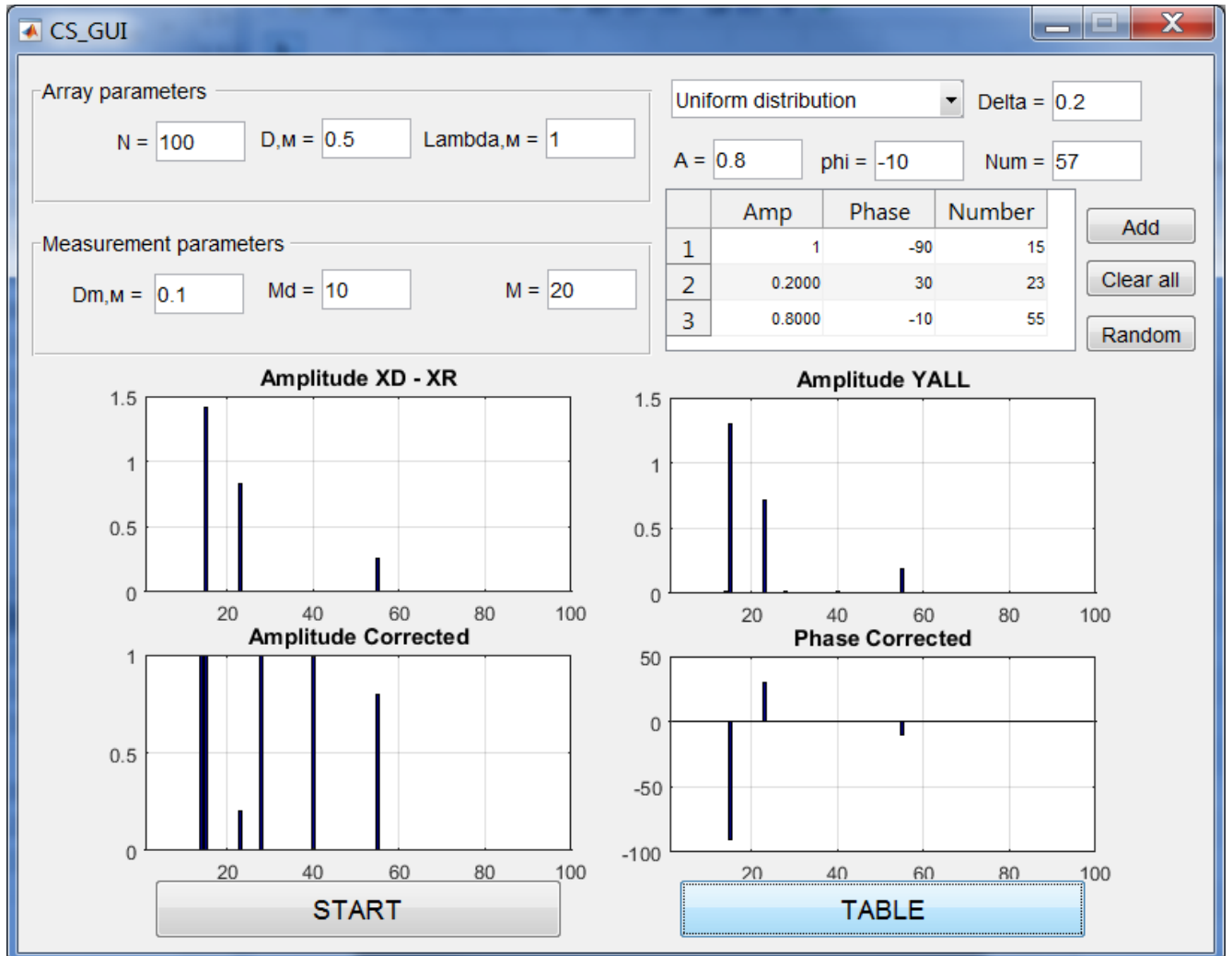


Рисунок А.1 – Окно программы CS_GUI

Приложение Б

Текст программы для оптимизации приемо-передающей ДН АФАР

```

% Синтез ДН в угломестной плоскости
% Используется комбинированный алгоритм АОП+ГА
%% Параметры синтеза
ScanAngle = 20.0; %Угол визирования, градусы
KB = 1.52;
pedestal = 0.794;
DeltaGainDop1 = 10^(0.1*(-3.5)); % -9.5 и -13.5 для kb = 3
DeltaGainDop2 = 10^(0.1*(-3.5-3.0-1.0));
%% Параметры решетки и исходная ДН (равномерное возбуждение)
c = 299792458; % Скорость света, м/с
lambda = 31.25e-3; % Длина волны, м
k = 2*pi/lambda; % Волновое число, рад/м
La = 1600e-3; % Длина антенны, м
xmin = -60*La; % Максимальная координата по оси x
xmax = 60*La; % Минимальная координата по оси x
Lx = xmax-xmin;
dx = 12.5e-3; % Шаг дискретизации по оси x
x = xmin:dx:xmax; % Массив координат оси x
Nx = length(x); % Длина массива координат оси x
dkx = 2*pi/Lx; % Шаг дискретизации спектра ПВ
kxmax = pi/dx; % Максимальное значение постоянной распространения
% по оси x
kxmin = -kxmax; % Минимальное значение постоянной распространения
% по оси x
kx = kxmin:dkx:kxmax; % Массив постоянных распространения по оси x
Nkx = length(kx); % Длина массива kx
E0 = zeros(1,Nx); % Инициализация массива отсчетов эл.поля в
% апертуре исходной антенны с равномерным амплитудным распределением
xr = ((-(800-12.5)):25:(800 - 12.5))*1e-3; % Положения излучателей
АФАР
Nr = length(xr); % Число излучателей
E1 = zeros(1,Nx); % Инициализация массива отсчетов эл.поля в
% апертуре для "уменьшенной" в KB раз апертуры
Espec = zeros(1,Nx); % Инициализация массива отсчетов эл.поля в
% апертуре для амплитудного взвешивания
Esp = ones(1,64); % Инициализация массива амплитуд излучателей при
% амплитудном взвешивании
Espec_qdb = zeros(1,Nx); % Инициализация массива отсчетов эл.поля в
апертуре
% для амплитудного взвешивания, квантованных по 0,9 дБ (в дБ)
Esp_qdb = zeros(1,64); % Инициализация массива амплитуд излучателей
% при амплитудном взвешивании, квантованных по 0,9 дБ (в дБ)
Espec_q = zeros(1,Nx); % Инициализация массива отсчетов эл.поля в
% апертуре для амплитудного взвешивания, квантованных
% по 0,9 дБ (в ед.)

```

```

Esp_q = zeros(1,64); % Инициализация массива амплитуд излучателей при
% амплитудном взвешивании, квантованных по 0,9 дБ (в ед.)
% Расчет амплитудных распределений, в т.ч. квантованной амплитудной
% весовой функции
for i = 1:Nx
    for j = 1:Np
        if abs(xr(j)-x(i)) <= 1e-3
            E0(i) = 1;
            if abs(x(i)) <= 0.5*La/2
                E1(i) = 1;
            end
            Espec(i) = pedestal+(1-pedestal)*cos(pi*x(i)/La)^2;
            Espec_qdb(i) = fix(db(Espec(i))/0.9);
            Esp(j) = Espec(i);
            Esp_qdb(j) = fix(db(Esp(j))/0.9);
            Espec_q(i) = 10^(0.05*Espec_qdb(i));
            Esp_q(j) = 10^(0.05*Esp_qdb(j));
        end
    end
end
end
% Пересчет поля на прием при амплитудном взвешивании:
E0power = sum((abs(E0).^2)/2);
Especpower = sum((abs(Esp_q).^2)/2);
Esp_q = Esp_q * sqrt(E0power/Especpower);
Espec_q = phi2mat(Esp_q,x,0)';
G0_dB = 46; % Максимальный КУ антенны, дБ
G0 = 10^(0.1*G0_dB); % Максимальный КУ антенны, ед.
dpi = sqrt(2*pi);
A0 = dpi*dx*EAtransform(E0); % Спектр ПВ исходного АФР
A1 = dpi*dx*EAtransform(E1); % Спектр ПВ "уменьшенной" антенны
Aspec = dpi*dx*EAtransform(Espec_q); % Спектр ПВ при наличии
% амплитудного взвешивания
DN0 = sqrt(k^2-kx.^2).*abs(A0); % ненормированная ДН исходного АФР
DMAX = max(abs(DN0)); % Максимальное значение ДН исходного АФР
GainMaxCalc = DMAX^2; % Рассчитанный КУ исходного АФР
DN0_gain = G0*abs(DN0).^2/GainMaxCalc; % ДНА (КУ) исходного АФР,
% максимальный КУ = 46 дБ
DN1 = sqrt(k^2-kx.^2).*abs(A1);
DN1_gain = G0*abs(DN1).^2/GainMaxCalc;
DNspec = sqrt(k^2-kx.^2).*abs(Aspec); % ДН по полю при наличии
% амплитудного взвешивания, не нормирована
Theta = real(asind(kx/k)); % Массив углов
%% «Идеальная» ДН
BeamWidth0 = 0.3544*2; % Ширина луча для исходного АФР, градусы
ThetaBroad = BeamWidth0*KВ; % Требуемая ширина луча, градусы
KxThBroad = k*sind(ThetaBroad/2); % Kx, соответствующий необходимой
% ширине луча
%% Расчет ДН излучателя
DATA = dlmread('Farfield_middle.txt',' ',2,0); % Импорт ДН излучателя
Theta_cs = DATA(:,1); % Массив углов theta
DN_rad_amp = 10.^(0.05*DATA(:,4));
DN_rad_amp = DN_rad_amp/max(DN_rad_amp);
DN_rad_phase = DATA(:,5);

```



```

DN_rad = DN_rad_amp.*exp(1i*DN_rad_phase*pi/180);

DN_R = zeros(1,Nx);
dtheta_cs = Theta_cs(2)-Theta_cs(1);
for i = 1:Nx
    pos = floor((180+Theta(i))/dtheta_cs);
    DN_R(i) = DN_rad(pos);
end
%% Постановка задачи оптимизации
Rect3dB = rect(kx./(2*KxThBroad));
RectMain = rect(kx/(3.65*KxThBroad));
Rect180 = rect(kx/(2*k));
RectNotch = rect((kx+k*sind(ScanAngle))/(k*sind(0.01*2)));
MaskIn3dB = Rect3dB*G0^2*DeltaGainDop2; % Внутренняя маска требуемой
ДНА
MaskMain = RectMain*G0^2*DeltaGainDop1; % Внешняя маска требуемой
ДНА
DNR2 = abs(DN_R.*DN_R); % Radiator pattern (squared)
PatternTx = @(phi) G0*Phi2Pat(phi(1:64),k,kx,x,E0).^2/GainMaxCalc; %
ДНА
% решетки на передачу при заданном фазовом распределении
PatternRx = @(phi)
G0*Phi2Pat(phi(65:128),k,kx,x,Еспец_q).^2/GainMaxCalc;
% ДНА решетки на прием при заданном фазовом распределении
Pattern = @(phi) PatternTx(phi).*PatternRx(phi).*DNR2;
% Результирующая ДН решетки при заданном фазовом распределении
dtheta = Theta-circshift(Theta,[0 1]); % Массив шагов по угловой
% координате

DeltaPatIn = @(phi) Rect3dB.*(Pattern(phi)-
MaskIn3dB).*dtheta*pi/180/G0;
DPIn = @(Pat) Rect3dB.*(Pat-MaskIn3dB).*dtheta*pi/180/G0;
DeltaPatOut = @(phi) RectMain.*(MaskMain-
Pattern(phi)).*dtheta*pi/180/G0;
DPOut = @(Pat) RectMain.*(MaskMain-Pat).*dtheta*pi/180/G0;
BackScattering = BackScat(asin(kx/k),ScanAngle*pi/180);
BackScattering = BackScattering/abs(BackScattering(floor(Nx/2)+1));
BSC_Side = BackScattering.*(1-RectMain).*Rect180;
Rad_main = RectMain;
% (Отношение сигнал/шум)^-1 при отсутствии собственных шумов антенны
SideRadiation = @(phi) sum(Pattern(phi).*BSC_Side.*dtheta)/...
sum(heav(DeltaPatIn(phi)).*Pattern(phi).*RectMain.*dtheta);
SideRad = @(Pat) sum(Pat.*BSC_Side.*dtheta)/...
sum(heav(DPIn(Pat)).*Pat.*RectMain.*dtheta);
NotchMax = @(Pat) max(Pat.*BackScattering.*RectNotch)/...
max(MaskIn3dB.*BackScattering);
tar_func_aop = @(phi) 1*db(SideRadiation(phi))/2 + ...
45*sum(heav(-DeltaPatIn(phi)-1e-3).*...
((2*abs(DeltaPatIn(phi))).^2+0.1)) + ...
0.01*sum(heav(-DeltaPatOut(phi)-1e-3).*...
((1*DeltaPatOut(phi)).^2+0.05));
tar_func = @(phi) 1*db(SideRadiation(phi))/2 + ...

```

```

45*sum(heav(-DeltaPatIn(phi)-1e-3).*...
((2*abs(DeltaPatIn(phi))).^2+0.1)) + ...
0.01*sum(heav(-DeltaPatOut(phi)-1e-3).* ...
((1*DeltaPatOut(phi)).^2+0.05));
%целевая функция в зависимости от фазового распределения
FN = @(x,n) diag(x)*LegendrePolynomial(2*xr/La,n)';
% Полиномы Лежандра
%% Параметры АОП и ГА
N_POLY = 32; % Число апертурных ортогональных полиномов
SwSize = 150; % Размер популяции
init_pop = [0.05*randn(4,N_POLY*2);...
0.1*randn(20,N_POLY*2);...
0.3*randn(30,N_POLY*2);...
0.5*randn(30,N_POLY*2);...
1*randn(10,N_POLY*2);...
]; %начальная популяция
targetNew = @(vX) tar_func (sum([FN(vX(1:N_POLY),2:N_POLY+1),...
FN(vX(N_POLY+1:2*N_POLY),2:N_POLY+1)])); % Зависимость целевой
% функции от коэффициентов АОП
x2phi = @(X) sum([FN(X(1:N_POLY),2:N_POLY+1),...
FN(X(N_POLY+1:2*N_POLY),2:N_POLY+1)]); % Функция пересчета
% коэфф. АОП в фазовое распределение
pdata.Theta = Theta;
pdata.Pattern = Pattern;
pdata.DN0 = DN0_gain;
pdata.x2phi = x2phi;
pdata.MaskOut = MaskMain;
pdata.MaskIn = MaskIn3dB;
time = clock();
pdata.Filename = ...
['resultsX_KB',num2str(KB,2),'_EL',num2str(ScanAngle,2),...
'_P',num2str(pedestal,3),'_F00','_Ts_',...
num2str(time(4)),num2str(time(5)),'.txt'];
GridFun = @(options,state,flag) gaffplot(options,state,flag,pdata);
options = optimoptions('ga',...
'PopulationSize',SwSize,...
'CreationFcn',@gacreationuniform,...
'InitialPopulationRange',[-3;3],...
'Display','final',...
'MaxGenerations',500,...
'MaxStallGenerations',50,...
'InitialPopulationMatrix',init_pop,...
'MutationFcn',{@mutationuniform,0.2},...
'EliteCount',10,...
'CrossoverFraction',0.7,...
'CrossoverFcn',@crossoverscattered,...
'FunctionTolerance',1e-6,...
'CreationFcn',@gacreationuniform,...
'UseParallel',true,...
'Vectorize','off',...
'PlotFcn',GridFun);
%% Использование подхода АОП

```

```

fprintf('-----START-----\n')
fprintf('%s\n',datetime(clock))
tic
[X_res,~,~,X_output,X_population] = ga(targetNew,N_POLY*2,...
    [],[],[],[],[],[],[],[],options);
phi_res = x2phi(X_res);
toc
fprintf('%s\n',datetime(clock))
fprintf('-----END-----\n')
save([pdata.FileName, '.mat'], 'X_res', 'X_output', 'X_population', ...
    'DeltaGainDop1', 'DeltaGainDop2', 'MaskMain', 'MaskIn3dB', ...
    'BackScattering', 'Esp_q', 'Espec_q');
%% Уточнение решения с помощью ГА
init_pop_full = [0.1*randn(50,128);...
    repmat(phi_res,20,1)+0.1*randn(20,128);...
    repmat(phi_res,10,1)+0.5*randn(10,128);...
    repmat(phi_res,10,1)+0.05*randn(10,128);...
    repmat(phi_res,10,1)+0.01*randn(10,128);...
    repmat(fliplr(phi_res),10,1)+0.05*randn(10,128);...
    repmat(fliplr(phi_res),10,1)+0.01*randn(10,128);...

    repmat(fliplr(x2phi(X_population(11,:))),10,1)+0.1*randn(10,128);...
    repmat(x2phi(X_population(10,:)),10,1)+0.5*randn(10,128);...
    repmat(x2phi(X_population(16,:)),10,1)+0.05*randn(10,128);...
    repmat(x2phi(X_population(100,:)),10,1)+0.01*randn(10,128);...
    repmat([pi,pi,zeros(1,60),pi,pi,pi,zeros(1,62),pi],10,1)+...
        0.1*randn(10,128);...
    repmat([pi/2,pi/2,pi/4,zeros(1,58),pi/2,pi/2,pi/2,...
        pi/4,pi/4,zeros(1,60),pi/4,pi/4],5,1) + 0.2*randn(5,128);...
    0.5*randn(50,128);...
    0.8*randn(10,128);...
    pi*(rand(50,128)-0.5);...
    rand(50,128);...
    1*(rand(200,128)-0.5)];
time = clock();
pdataf.FileName = ...
    ['resultsFull_KB', num2str(KB,2), '_EL', num2str(ScanAngle,2), ...
    '_P', num2str(pedestal,3), '_F00', '_Ts_', ...
    num2str(time(4)), num2str(time(5)), '.txt'];
pdataf.Theta = Theta;
pdataf.Pattern = Pattern;
pdataf.DN0 = DN0_gain;
pdataf.x2phi = @(x) x;
pdataf.MaskOut = MaskMain;
pdataf.MaskIn = MaskIn3dB;
GridFunFull = @(options,state,flag)
gaffplot(options,state,flag,pdataf);
GAoptionsFull = optimoptions('ga',...
    'PopulationSize',500,...
    'CreationFcn',@gacreationuniform,...
    'InitialPopulationRange',[-pi;pi],...
    'Display','final',...
    'MaxGenerations',4000,...

```

```

'MaxStallGenerations',100,...
'InitialPopulationMatrix',init_pop_full,...
'MutationFcn',{@mutationuniform,0.2},...
'EliteCount',25,...
'CrossoverFraction',0.7,...
'CrossoverFcn',@crossoverscattered,...
'FunctionTolerance',1e-6,...
'CreationFcn',@gacreationuniform,...
'UseParallel',true,...
'Vectorize','off',...
'PlotFcn',GridFunFull);
fprintf('-----START-----\n')
fprintf('%s\n',datetime(clock))
tic
[phi_res_full,~,~,phi_output,phi_population] = ga(tar_func,128,...
    [],[],[],[],[],[],[],[],GAoptionsFull);
toc
fprintf('%s\n',datetime(clock))
fprintf('-----END-----\n')
save([pdataf.FileName,'.mat'],'phi_res_full',...
    'phi_output','phi_population',...
    'DeltaGainDop1','DeltaGainDop2','MaskMain','MaskIn3dB',...
    'BackScattering','Esp_q','Espec_q','Theta','x');

```

Функция EAtransform.m

```

function A = EAtransform(E)
[Nx,Ny] = size(E);
A = (2*pi)^-1*Nx*Ny*ifftshift(ifft2(E,Nx,Ny));
A = circshift(A,[-1 -1]);
end

```

Функция heav.m

```

function res = heav(x)
res = zeros(size(x));
for i = 1:numel(x)
    if abs(x(i))<1e-20
        res(i) = 0.5;
    elseif x(i) > 1e-20
        res(i) = 1;
    end
end
end
end

```

Функция rect.m

```

function res = rect(x)
res = zeros(size(x));
for i = 1:numel(x)
    if abs(abs(x(i))-0.5) < 1e-20
        res(i) = 0.5;
    end
end
end

```

```

elseif x(i) > -0.5 && x(i) < 0.5
    res(i) = 1;
end
end
end

```

Функция Phi2Pat.m

```

function Pattern = Phi2Pat(phi, k, kx, x, E0)
dx = x(2) - x(1);
A = sqrt(2*pi)*dx*EAttransform(E0.*exp(1i*phi2mat(phi,x,0)'));
Pattern = abs(sqrt(k^2-kx.^2).*A);
end

```

//Функция phi2mat.m

Функция LegendrePolynomial.m

```

function res = LegendrePolynomial(x,n)
res = (zeros([size(x),length(n)]));
for i = 1:length(n)
    switch n(i)
        case 0
            res(:, :, i) = ones(size(x));
        case 1
            res(:, :, i) = x;
        case 2
            res(:, :, i) = (3*x.^2-1)/2;
        case 3
            res(:, :, i) = (5*x.^3-3.*x)/2;
        case 4
            res(:, :, i) = (35*x.^4-30*x.^2+3)/8;
        case 5
            res(:, :, i) = (63*x.^5-70*x.^3+15.*x)/8;
        case 6
            res(:, :, i) = (231*x.^6-315*x.^4+105*x.^2-5)/16;
        case 7
            res(:, :, i) = (429*x.^7-693*x.^5+315*x.^3-35.*x)/16;
        case n < 0
            error('polynomial order N < 0')
        otherwise
            res(:, :, i) = 0;
            for j = 0:n(i)
                res(:, :, i) = res(:, :, i) + (nchoosek(n(i),j)^2)*...
                    (x-1).^(n(i)-j).*(x+1).^(j);
            end
            res(:, :, i) = res(:, :, i)/(2^n(i));
        end
    end
res(:, :, i) = res(:, :, i)*sqrt(0.5*(2*n(i)+1));
end

```

```
res = squeeze(res);
end
```

Функция BackScat.m

```
function res = BackScat(theta, ScanAngle)
Rs = 6371e3; %Earth Radius, m
H0 = 1000e3; %Orbit height, m
Sigma0 = 1; %relative RCS
Ks = 1 + H0/Rs; %Orbit parameter
lambda = 31.25e-3; %operating wavelength, m
Rf = sqrt(H0*lambda); %Fresnel zone radius
ElevFr = atan(Rf/H0);
ThetaMax = asin(1/Ks);
Rm = @(theta) Rs*(Ks*cos(theta+ScanAngle)-...
    sqrt( 1-(Ks*sin(theta+ScanAngle)).^2 ));
Sigma = @(theta) Sigma0*cos(asin(Ks*sin(theta+ScanAngle))).^2;
res = (Sigma(theta)./(Rm(theta).^3))*(H0)^3.*...
    rect((theta+ScanAngle)/(2*ThetaMax))./abs(sin(theta+ScanAngle));
for i = 1:length(res)
    if abs(real(theta(i))+ScanAngle) <= ElevFr
        res(i) = Sigma0/sin(ElevFr);
    end
end
end
end
```