Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования «Национальный исследовательский Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского»

На правах рукописи

Mol

Чуманкин Юрий Евгеньевич

МЕТОДЫ ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ПАССИВНЫХ СИСТЕМ МОНОИМПУЛЬСНОЙ ПЕЛЕНГАЦИИ В УСЛОВИЯХ НЕОПРЕДЕЛЁННОСТИ ПАРАМЕТРОВ АНТЕННЫХ СИСТЕМ

1.3.4 – радиофизика

ДИССЕРТАЦИЯ

на соискание учёной степени кандидата физико-математических наук

Научный руководитель – доктор физико-математических наук, профессор Морозов Олег Александрович

Нижний Новгород, 2025 г.

Содержание

Содержание2
Введение
Глава 1. Корректировка диаграммы направленности рефлекторной антенной
системы17
1.1 Параболические антенные системы17
1.2 Существующие методы расчёта диаграмм направленности
1.2.1 Метод моментов
1.2.2 Метод физической оптики
1.2.3 Метод физической теории дифракции
1.3 Характерные деформации рефлекторов и уточнение диаграмм направленности рефлекторных антенных систем
1.4 Описание методики уточнения диаграммы направленности с учётом известных параметров деформации антенной системы
1.5 Верификация методики уточнения диаграммы направленности с учётом известных параметров деформации антенной системы
1.6 Выводы по первой главе53
Глава 2. Повышение точности моноимпульсной амплитудной пеленгации 55
2.1 Существующие алгоритмы пеленгации 55
2.1.1 Одномерная пеленгация56
2.1.2 Двумерная пеленгация 59
2.1.3 Особенности воздействия шума при амплитудной пеленгации 63
2.2 Описание алгоритма пеленгации, учитывающего ненулевое математическое ожидание погрешности амплитуд сигналов
2.3 Верификация алгоритма пеленгации, учитывающего ненулевое математическое ожидание погрешности амплитуд сигналов
2.4 Повышение вычислительной эффективности алгоритма пеленгации, учитывающего ненулевое математическое ожидание погрешности амплитуд сигналов
2.5 Выводы по второй главе85
Глава 3. Обработка выбросов в результатах моноимпульсной амплитудной
пеленгации
3.1 Общая характеристика выбросов в рассматриваемой системе
3.2 Существующие методы выявления выбросов
3.2.1 Аппаратно-зависимые методы выявления выбросов

3.2.2 Алгоритмы углового стробирования	92
3.2.3 Метод выявления выбросов с использованием чис обусловленности	:ла 93
3.2.4 Нейронные сети и их применение в задаче пеленгации	95
3.3 Описание алгоритма выявления выбросов, учитывающего энтропи распределения амплитуд1	ию 01
3.3.1 Выбор входных параметров1	01
3.3.2 Выбор выходного параметра 1	04
3.3.3 Оценка параметра доверия1	07
3.4 Верификация алгоритма выявления выбросов, учитывающего энтропи распределения амплитуд 1	ию 09
3.5 Выводы по третьей главе1	13
Заключение1	15
Список литературы1	16

Введение

Актуальность темы исследования

В настоящее время значительный интерес проявляется к разработке систем спутниковой связи, подобных системам Iridium, Thuraya и т.д. Космические аппараты этих систем должны решать множество задач, например, организация сеансов связи с наземными абонентами, поддержание сеансов, организация сеансов связи с использованием других космических аппаратов и т.д. Для лучшего значения отношения сигнал / шум (ОСШ) во время сеанса следует ориентировать антенную систему таким образом, чтобы направлении пеленга абонента формировался максимум излучения В спутниковой антенной системы. Абонент не всегда может определить и сообщить своё местоположение, так как в некоторых случаях доступ к глобальным навигационным системам может быть осложнён. Поэтому среди прочих задач в системах спутниковой связи актуальной является задача пассивной пеленгации источника радиоизлучения (ИРИ). Для решения этой существует множество развивающихся подходов [1-3]. задачи Распространена ситуация, в которой абонент попадает в область видимости только одного космического аппарата, поэтому в работе предполагается использование данных только с одного космического аппарата.

В условиях космического базирования антенн предпочтительны методы моноимпульсной пеленгации, которые работают в условиях единственной реализации излученного сигнала и не требуют изменения положения антенной системы относительно ИРИ для определения пеленга. Одним направлений ИЗ перспективных является использование многолучевых параболических офсетных антенных систем. Для решения задачи пеленгации используются априорно известные диаграммы направленности (ДН) лучей одной многолучевой антенной системы с несколькими каналами приёма. Каждому каналу приёма соответствует луч ДН антенной системы, а направления на главные максимумы ДН лучей Наличие нескольких лучей компенсирует различны. единственность

реализации излученного сигнала. В работе рассмотрены амплитудные методы моноимпульсной пеленгации. По зарегистрированным реализациям принятого сигнала в различных лучах антенной системы производится оценка амплитуд сигнала A_i , которые затем используются совместно с информацией о диаграммах направленности лучей для вычисления пеленга. Исходными данными для задачи определения пеленга являются:

- диаграммы направленности лучей антенной системы;
- амплитуды сигнала A_i , зарегистрированные в лучах антенной системы.

Как правило задача пеленгации решается для антенных систем и абонентов, расположенных друг от друга на расстоянии от километров до сотен километров. Ошибка определения местоположения прямо пропорциональна расстоянию до абонента и ошибке пеленгации. В случае рассмотрения систем космического базирования расстояние до абонента может составлять тысячи или десятки тысяч километров. В подобной ситуации малейшие ошибки пеленга приводят к значительным ошибкам определения местоположения. Поэтому для успешного функционирования систем космического базирования требуется учёт факторов, которые не принципиальны для наземных систем.

Степень разработанности темы исследования

Теоретические обоснования базового подхода решения подобных задач разработаны и описаны в работах А.И. Леонова и К.И. Фомичева [1], Я.С. Шифрина [4], Д.Р. Родса [5], Г.З. Айзенберга [6] и других учёных. Дальнейшее развитие математических методов решения задачи моноимпульсной пеленгации представлено в работах А.А. Логинова и М.Ю. Семёновой [7], М.А. Богословской [8], Н.А. Дубровина [9], В.И. Орешкина [10], В.Т. Ермолаева и А.Г. Флаксмана [11] и других учёных. Классическими считаются такие методы пеленгации, как метод максимума, минимума или суммарно-разностный метод [1,4,5].

К пеленгационным моноимпульсным системам предъявляются жёсткие точностные требования решения поставленной задачи в реальном времени. Это необходимо для минимизации времени установления сеанса связи и достижения максимального ОСШ во время сеанса. Классические методы решения задачи пеленгации не могут реализовать характерные для современных систем требования по нескольким причинам.

Во-первых, в ходе эксплуатации на орбите на антенные системы воздействует множество факторов, приводящих к искажению конструкции системы, и как следствие, диаграммы направленности. В настоящее время существуют средства, позволяющие оценивать и учитывать смещение некоторых точек рефлектора от исходного положения [12]. Учесть влияние деформации антенной системы возможно, выполняя расчёт диаграммы направленности методами, вычисляющими распределение токов в рефлекторе [13], однако подобная задача является трудоёмкой и требует значительных временных и вычислительных ресурсов.

Во-вторых, существующие алгоритмы [1,2] для решения задачи предполагают, что предварительная фильтрация амплитуд зарегистрированного в лучах антенной системы сигнала шума, OT добавленного в процессе распространения сигнала, выполнена точно. В предварительная обработка действительности не может полностью исключить влияние шумов. Шум на трассе абонент – космический аппарат предполагается гауссовым, тогда распределение погрешностей оценки амплитуд соответствует распределению Рэлея, которое обладает ненулевым математическим ожиданием [14].

В-третьих, традиционные алгоритмы определения пеленга на ИРИ моноимпульсным методом [1] работают в предположении, что в ДН каждого луча содержится только главный лепесток, а боковые лепестки исключаются Либо используется ЛH ИЗ рассмотрения. аппроксимация гладкими функциями, как правило, функцией Гаусса [2]. Однако на практике ДН лучей антенной системы являются каждого ИЗ многолепестковыми

(многоэкстремальными), что существенно усложняет задачу определения пеленга. По сравнению с приёмом сигнала с направлений, соответствующих главным лепесткам ДН лучей (рабочая область), при приёме сигнала с направлений, соответствующих боковым лепесткам ДН, существенно возрастает погрешность определения пеленга на ИРИ [7–9]. Это происходит из-за повышения частоты возникновения статистически редких аномально больших погрешностей пеленгации (выбросов) с выходом пеленга за пределы рабочей области. Существующие методики, такие как угловое стробирование [15] или селекция с использованием нейронных сетей [8], позволяют оценить наличие попадания пеленга в рабочую область, но они фиксируют только факт попадания. В редких ситуациях выбросы могут возникать не только вне рабочей области, но и внутри неё. Практический интерес представляет разработка алгоритма выявления выбросов, независимо от области углов, в которой возник выброс.

Чем выше требуемая точность пеленгационной системы, тем значительнее становится влияние перечисленных факторов на погрешность определения пеленга. Указанные факторы не связаны друг с другом, что открывает возможность их независимого учёта для уточнения ДН лучей антенной системы и повышения точности решения задачи пеленгации.

Цели и задачи работы

Целью настоящей работы является разработка математической модели, повышающей точность пеленгационной системы за счёт учёта обозначенных во введении факторов. Для достижения цели поставлены следующие задачи:

- разработать методику уточнения диаграммы направленности с учётом известных параметров деформации антенной системы;
- разработать алгоритм пеленгации, учитывающий ненулевое математическое ожидание погрешности входных данных;
- разработать алгоритм выявления выбросов перед началом работы алгоритма пеленгации.

Методология и методы исследования

Для решения поставленных задач использовались методы статистической радиофизики, математической статистики и теории вероятностей, а также имитационное моделирование.

Научная новизна

В диссертации предложен и исследован алгоритм пеленгации с учётом деформации рефлектора принимающей антенной системы и ненулевого математического ожидания погрешностей амплитуд принятых сигналов. Учёт данных о деформации рефлектора выполнен по оригинальной методике, которая заключается в уточнении диаграммы направленности с использованием модели, основанной на замене формы реального рефлектора смещённым и повёрнутым (вписанным) параболоидом. Смещение главных максимумов ДН аппроксимируется квадратичной формой вектора геометрических параметров вписанного параболоида [16,17].

Также предложен оригинальный алгоритм предобработки входных данных, обеспечивающий возможность решения задачи пеленгации с погрешностью меньше заданной. В отличие от классических алгоритмов пеленгации, предполагающих, что вся шумовая составляющая исключена на этапе предобработки, предложенный алгоритм оценивает и учитывает её при решении пеленгационных уравнений. Для системы пеленгации минимизируется невязка между правой и левой частями системы уравнений. Исследовано поведение решения задачи пеленгации при использовании различных невязок. Для невязки, обеспечивающей наибольшую точность пеленгации, предложен аналитический метод определения оценки среднего значения шумовой составляющей.

Решение задачи пеленгации с погрешностью меньше заданной обеспечивается оригинальным алгоритмом, основанным на исключении из рассмотрения выбросов (данных, по которым не удастся определить пеленг с погрешностью, не превышающей заданную). В диссертации показано, что

учёт дополнительной априорной информации, а также дополнение исходных данных энтропией амплитуд зарегистрированных сигналов, приводит к уменьшению вероятности исключения из рассмотрения не выброса. Применение предложенных алгоритмов и методики позволяет повысить точность пеленгации.

Теоретическая и практическая значимость работы

Существующие подходы позволяют за счёт усложнения аппаратной части пеленгационной системы космического базирования выполнить учёт факторов, необходимых для успешного функционирования системы. Предложенные в диссертации методика и алгоритмы позволяют добиться заданной точности пеленгации за счёт модификации исключительно программной алгоритмической части, без усложнения аппаратной части. Использование предложенных в диссертации методики и алгоритмов обеспечивает меньшую погрешность пеленгации, ПО сравнению С использованием других известных программных модификаций алгоритмов пеленгации.

Предложенные в диссертации алгоритмы являются устойчивыми к влиянию аддитивных шумов, а также обладают высокой вычислительной эффективностью. Разработанные алгоритмы могут быть использованы в работе перспективных спутниковых систем связи и системах определения местоположения. Результаты работы могут представлять интерес для таких «Информационные научно-исследовательских организаций AO как: спутниковые системы» имени академика М.Ф. Решетнёва» (АО ИСС им. М.Ф. Решетнева, г. Железногорск), Сибирский государственный университет науки и технологий имени академика М.Ф. Решетнёва (СибГУ им. М.Ф. Решетнева, г. Красноярск), ФГБОУ ВО Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники (ФГБОУ ВО «ТУСУР», г. Томск), Московский технический университет связи и информатики (МТУСИ, г. Москва).

Обоснованность и достоверность

Достоверность представленных в диссертации результатов основана на использовании обоснованных современных методов статистической радиофизики, математической статистики методов И проведении многочисленных компьютерных экспериментов, которые показывают воспроизводимость результатов исследований. Результаты, полученные в работе, не вступают в противоречие с известными результатами проводимых ранее исследований. Методики и алгоритмы, предложенные в диссертации, неоднократно обсуждались на всероссийских И международных конференциях, а также опубликованы в рецензируемых научных журналах.

Основные положения, выносимые на защиту

- Методика уточнения диаграммы направленности с учётом известных параметров деформации антенной системы позволяет вычислить поправки к априорно известной диаграмме направленности, учёт которых, обеспечивает повышение точности пеленгации;
- Оптимизационный алгоритм пеленгации, основанный на минимизации косинусного рассогласования и выполняющий учёт ненулевого математического ожидания погрешности входных данных, обеспечивает более высокую точность, чем классический оптимизационный алгоритм пеленгации;
- Алгоритм выявления факта попадания пеленга в рабочую область антенной системы и оценки области углов, среди которых может находиться пеленг, понижает вероятность возникновения выбросов среди результатов пеленгации;
- Результаты проведённого исследования показывают целесообразность применения предложенных в работе методики и алгоритмов в современных спутниковых системах связи.

Апробация результатов

Основные результаты диссертации отражены в 22 публикациях, среди которых 3 статьи в рецензируемых журналах, включенных в перечень ВАК для специальности 1.3.4 – радиофизика физико-математические науки [18–20], 5 статей в рецензируемых журналах, проиндексированные в базе РИНЦ [18–22], 3 работы проиндексированы в международных базах SCOPUS, WoS [18,19,23].

Результаты диссертации докладывались и обсуждались на следующих научных конференциях:

- международной конференции «Цифровая обработка сигналов и её применение», Москва, РНТОРЭС им. А.С. Попова, 2018–2020 гг. [24–26];
- международной конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», Севастополь, СевГУ, 2019 и 2020 гг. [23,27];
- международной конференции «Перспективные информационные технологии», Самара, СГАУ им. С.П. Королева, 2019, 2021 гг. [28,29];
- международной конференции «Информационные системы и технологии», Нижний Новгород, НГТУ им. Р.Е. Алексеева, 2018–2020 гг. [30–32];
- научной конференции по радиофизике, Нижний Новгород, ННГУ им.
 Н.И. Лобачевского, 2018, 2019 и 2021, 2022 гг. [33–36];
- международной конференции «Информационные системы и технологии», Самара, СГАУ им. С.П. Королева, 2023 г. [37];
- международной конференции «Современные технологии обработки сигналов», Москва, МТУСИ, 2023 г. [38];
- всероссийской молодёжной научно-практической конференции «Нанотехнологии. Информация. Радиотехника», Омск, ОмГТУ, 2024 г.
 [39].

Личный вклад автора

Автор принимал непосредственное участие в формулировании целей работы, постановке задач, разработке, реализации И исследовании алгоритмов учёта деформации рефлектора антенной системы, выявления выбросов, решения задачи пеленгации. Выбор направления исследования, постановка задач и обсуждение полученных результатов проводилось вместе каф. ИТФИ, научным руководителем _ зав. проф., д.ф.-м.н. С О.А. Морозовым, а также с проф., д.т.н. В.Р. Фидельманом. Разработка, реализация и исследование точности предложенных в работе алгоритмов выполнены лично автором.

Структура и объём диссертации

Диссертация состоит из введения, трёх глав, заключения и списка цитируемой литературы. Общий объем диссертации составляет 131 страницу. Диссертация включает 32 рисунка и список литературы из 122 наименований.

Краткое содержание диссертации

Во **введении** обосновывается актуальность работы, формулируются цели работы, обсуждается научная новизна, научная и практическая значимость, обоснованность и достоверность полученных результатов, кратко излагается содержание работы, приводятся основные положения, выносимые на защиту.

В <u>первой главе</u> проведён обзор существующих методов расчёта диаграмм направленности, предложен и исследован оригинальный метод уточнения ДН на основе геометрической информации о положении рефлектора.

В <u>разделе 1.1</u> рассматриваются свойства однорефлекторных параболических антенных систем, вводятся основные понятия теории антенн.

В <u>разделе 1.2</u> представлены описания методов расчёта ДН: метода моментов, метода физической оптики и метода физической теории

дифракции. Метод физической оптики отмечен как метод, обеспечивающий достаточную точность при удовлетворительных вычислительных затратах.

В <u>разделе 1.3</u> представлено описание существующих методов уточнения ДН, способных работать в реальном масштабе времени. Обозначены причины, по которым существующие методы не могут быть применены к рассматриваемой задаче. Проведён обзор телеметрических систем, предоставляющих информацию о положении рефлектора, а также описание используемой в них математической модели аппроксимации формы рефлектора вписанным параболоидом.

В <u>разделе 1.4</u> представлена оригинальная методика уточнения ДН антенной системы с использованием геометрических параметров вписанного параболоида. Методика основана на предположении, что при ожидаемых на практике малых изменениях геометрии антенной системы профили ДН лучей антенной системы изменяются не существенно. При этом происходит значительное смещение направлений на главные максимумы ДН лучей. Смещения предложено аппроксимировать квадратичной формой вектора геометрических параметров вписанного параболоида, компоненты которого представляют собой: три координаты вершины параболоида и три угла поворота параболоида относительно исходных осей координат. Элементы квадратичной формы найдены с использованием псевдообратной матрицы Мура-Пенроуза.

В <u>разделе 1.5</u> представлены результаты численных экспериментов для исследования точности корректировки направлений на главные максимумы ДН лучей антенной системы. Данные для аппроксимации получены с использованием метода физической оптики. В разделе представлено сравнение точности пеленгации с использованием и без использования предложенной методики.

Исследование выполнено на примере офсетной параболической антенны с параметрами: диаметр раскрыва рефлектора D = 10 м, фокальное расстояние F = 8 м, офсетный угол $\chi = 35^{\circ}$, частота настройки антенной

системы f = 1,6 ГГц, количество лучей N = 16. Указанные параметры используются для проведения вычислительных экспериментов во всех главах диссертации.

Во <u>второй главе</u> приведены основные критерии и подходы, применяемые в решении задачи пеленгации. Предложен и исследован оригинальный алгоритм пеленгации, учитывающий ненулевое среднее значение рэлеевского шума.

В <u>разделе 2.1</u> рассмотрены теории, на основе которых возможно построение новых решений задачи пеленгации. Описаны основные проблемы, возникающие в процессе решения поставленной задачи. Как наиболее точный, и учитывающий особенности реальных диаграмм направленности отмечен оптимизационный алгоритм пеленгации.

В разделе 2.2 предложен алгоритм пеленгации, основанный на оптимизационном алгоритме и выполняющий учёт ненулевого математического ожидания погрешности входных данных. Задача сводится к решению системы нелинейных уравнений с использованием неклассических функций рассогласования. В систему уравнений введён дополнительный неизвестный параметр v_0 , который характеризует среднее значение погрешности определения амплитуд сигналов, зарегистрированных в лучах антенной системы.

В разделе 2.3 исследованы точности пеленгации, достигаемые при использовании суммарно-разностного квадратичного рассогласования, косинусного рассогласования и расстояния Кульбака-Лейблера. Начальное приближение пеленга выбирается перебором по области допустимых значений. Построена зависимость погрешности пеленгации с использованием рассмотренных алгоритмов от величины ОСШ. Выполнено сравнение со стандартным суммарно-разностным оптимизационным алгоритмом. Показано, что в качестве функции рассогласования более предпочтительно использовать косинусное рассогласование.

В разделе 2.4 выведено выражение для аналитической оценки оптимального значения параметра шума v_0 для косинусного рассогласования, распределения амплитуд в лучах антенной системы и рассматриваемого направления приёма сигнала. Использование такой оценки позволяет сократить количество неизвестных в системе уравнений, решаемой в разделе 2.3. В разделе выполнено сравнение предложенных в главе 2 алгоритмов пеленгации. Как наиболее предпочтительный при необходимости экономии вычислительных ресурсов отмечен алгоритм, предложенный в разделе 2.4.

<u>Третья глава</u> диссертации посвящена разработке и верификации нового алгоритма борьбы со статистически редкими аномально большими погрешностями пеленгации (выбросами).

В <u>разделе 3.1</u> обозначены особенности алгоритмов пеленгации, в том числе и предложенных во второй главе, к которым относятся: возможность реализации выбросов, возможность исключения из обработки не выброса. В разделе представлено исследование распределения энтропии амплитуд сигналов, зарегистрированных в лучах антенной системы, по направлениям приёма сигнала. Показано, что выбросы чаще возникают при приёме с направлений, соответствующих боковым лепесткам ДН лучей антенной системы.

В <u>разделе 3.2</u> проведён анализ известных методов выявления выбросов. Обозначены проблемы и особенности, усложняющие использование известных методов.

В <u>разделе 3.3</u> предложен и исследован алгоритм выявления выбросов, основанный на использовании дополнительной априорной информации. Входные параметры предложенного алгоритма дополняются значением энтропии амплитуд зарегистрированных сигналов. Выходной параметр в наборе аппроксимируемых искусственной нейронной сетью данных (параметр доверия) предлагается формировать на основе данных о положении пеленга и погрешности его определения. Предложенный подход

позволяет не выполнять решение задачи для сигналов, соответствующих выбросам, что приводит к снижению погрешности пеленгации.

В <u>заключении</u> сформулированы основные результаты диссертации и следующие из них выводы.

Глава 1. Корректировка диаграммы направленности рефлекторной антенной системы

1.1 Параболические антенные системы

Простейшая рефлекторная антенная система состоит из одного рефлектора и облучателя. Облучатель – это принимающий или излучающий элемент антенной системы. Рефлектор (также называется отражатель или зеркало) предназначен для преобразования сферической волны в плоскую и наоборот [4].

В работе рассматриваются рефлекторы, выполненные в виде поверхности параболоида вращения (параболические рефлекторы). Системой координат расчётного параболоида (СК РП) будем называть декартову систему координат, в которой уравнение параболоида имеет канонический вид:

$$z^2 + y^2 = 4Fx, (1)$$

где *x*, *y* и *z* – координаты в СК РП, F – фокусное расстояние.

В сферической системе координат уравнение параболоида вращения имеет вид:

$$r = \frac{2F}{1 + \cos\theta},\tag{2}$$

где $r^2 = x^2 + y^2 + z^2$, cos $\theta = x / r$.

Поверхность рефлектора ограничивается сечением параболоида цилиндром с круглым основанием. Часть плоскости, в которой лежит сечение, ограниченная им, называется раскрывом. Диаметр раскрыва (диаметр рефлектора) D и угол раскрыва χ_a также являются важными параметрами антенной системы. Схематичные изображения рефлектора и системы координат расчётного параболоида (x, y, z) представлены на рисунке 1.





Антенные системы условно классифицируются по углу раскрыва χ_a [40]:

- 2χ_a < 180°, F > D/4 длиннофокусные;
- 2χ_a > 180°, F < D/4 − короткофокусные;

При $2\chi_a = 180^\circ$ фокус расположен в раскрыве рефлектора. Существуют соотношения, связывающие χ_a , *F* и *D* [41]:

$$tg\frac{\chi_a}{2} = \frac{D}{4F},\tag{3}$$

$$\sin \chi_a = \frac{D}{2F\left(1 + \left(\frac{D}{4F}\right)^2\right)},\tag{4}$$

$$tg\chi_a = \frac{D}{2F\left(1 - \left(\frac{D}{4F}\right)^2\right)}.$$
(5)

Чтобы основная часть электромагнитной энергии принималась с направлений, соответствующих рефлектору антенной системы, принимающий элемент должен обрабатывать сигналы только из полусферы в направлении рефлектора. Такие принимающие элементы называются однонаправленными [13].

Параболические рефлекторы получили распространение благодаря тому, что при расположении точечного облучателя в фокусе параболоида обеспечивается синфазность электромагнитного поля в раскрыве [42]. Нарушение синфазности возможно при смещении облучателя из фокуса, а также при отклонении формы рефлектора от расчетной [40]. Таким образом излучение плоской волны с использованием происходит точечного облучателя. Верно и обратное: при падении плоской волны на раскрыв отраженные от рефлектора электромагнитные волны фокусируются в точке, лежащей в фокальной плоскости. Демонстрация трансформации фронта представлена на рисунке 2, где цифрами обозначены: 1 волны параболический рефлектор, 2-облучатель, 3-сферический фронт волны, 4 – плоский фронт волны.



Рисунок 2. Принцип действия параболической антенны

Также существует классификация рефлекторов по типу вырезки из параболоида, которая описывает форму рефлектора. Если ось вырезающего цилиндра совпадает с фокальной осью рефлектора, то рефлектор называется осесимметричным, иначе рефлектор называется офсетным. Характерная геометрия осесимметричного и офсетного рефлекторов представлены на рисунках 1 и 3 соответственно.



Рисунок 3. Офсетный рефлектор и система координат расчётного параболоида

Фокальная ось офсетного рефлектора не проходит через геометрический центр раскрыва, более того, в зависимости от конфигурации пересечение фокальной оси и рефлектора может отсутствовать. Таким образом, при приёме сигнала с направления фокальной оси принимающий элемент не затеняет апертуру [43]. Офсетные рефлекторы обладают дополнительной характеристикой – офсетным углом χ_0 . Офсетный угол – это угол наклона оси вырезающего цилиндра (рисунок 3). Направление на главный максимум диаграммы направленности офсетной антенной системы с облучателем в фокусе расчётного параболоида смещено относительно направления нормали к плоскости раскрыва на угол χ_0 .

Длиннофокусные параболические однорефлекторные антенные обладают правило, длина системы недостатком: как фидера OT принимающего элемента до входа приёмника и линейный размер антенной системы вдоль нормали к раскрыву велики. Значительная длина фидера приводит К рассеянию поля на нём И ухудшению направленных характеристик антенны. Существуют более сложные антенные системы, включающие в себя два рефлектора. Наличие вспомогательного рефлектора позволяет уменьшить размер антенной системы и длину фидерного тракта [42,44], но также его наличие приводит к усложнению конструкции антенной

системы. В случае систем космического базирования простота конструкции оказывается важнее, и на практике, как правило, используются параболические однорефлекторные антенные системы.

Важнейшей характеристикой антенной системы является диаграмма направленности. Диаграмма направленности (ДН) – это зависимость комплексной амплитуды и поляризации напряжённости электрического поля от углов наблюдения в пространстве при условии, что расстояние от точки наблюдения до антенны одно и то же [45]. Расстояние, на котором наблюдается поле, ограничено требованием расположения измерителя в дальней зоне:

$$r \ge \frac{2L_A}{\lambda},\tag{6}$$

где L_A — наибольший габаритный размер антенны, λ — длина волны, r — расстояние от антенны до точки наблюдения.

Описание ДН ведётся в системе координат азимутальный угол *az* – угол места *el*, связь которой с декартовыми координатами задаётся выражением:

$$\mathbf{r}_{0} = \begin{pmatrix} \cos az \cos el \\ -\sin az \cos el \\ \sin el \end{pmatrix}, \tag{7}$$

где **r**₀ – единичный вектор направления в системе координат расчётного параболоида.

В общем случае ДН **d**_{*cmplx*} является комплексной векторной функцией углов наблюдения, которую можно представить в виде:

$$\mathbf{d}_{cmplx} = \mathbf{p}(az, el)d(az, el)\exp(j\phi(az, el)),\tag{8}$$

где **р** – векторная поляризационная диаграмма направленности, *d* – амплитудная диаграмма направленности, *j* – мнимая единица, *φ* – фазовая диаграмма направленности.

Векторная поляризационная ДН представляет собой единичный вектор поляризации, который в общем случае зависит от направления

распространения волны. Она характеризует соотношение между двумя ортогональными составляющими поляризации и сдвиг фаз между ними. Одна из компонент вектора **р** полагается действительной (основная компонента), фаза второй (кроссполяризационная компонента) задаёт сдвиг фаз [46].

Амплитудная и фазовая ДН – это действительные функции, характеризующие угловое распределение амплитуды и фазы соответственно. Зачастую в задаче пеленгации оказывается удобно использовать не абсолютные значения амплитудной ДН, а нормированные. Нормированная амплитудная диаграмма направленности d_n представляет собой отношение амплитудной ДН к её максимальному значению d_{max} :

$$d_n(az,el) = \frac{d(az,el)}{d_{\max}}.$$
(9)

Изображение ДН в пространстве представляет собой трёхмерную поверхность в сферических координатах. Радиальная координата которой соответствует числовому значению *d_n*. Подобные изображения, как правило, оказываются неудобными для анализа. По этой причине обычно ДН изображается в виде набора двумерных сечений [47]. В рассматриваемом сечении диаграмма строится в декартовых или полярных координатах с использованием логарифмической шкалы. Также широкое распространение получает изображение ДН в виде тепловой карты и линий постоянного уровня [48].

Тепловая карта – это представление трёхмерной функции $d_n = d_n(az, el)$ на плоскости, каждая точка которого обладает положением на плоскости (az, el) и цветом. Каждая тепловая карта должна иметь шкалу для сопоставления цвета и числового значения d_n . Линии постоянного уровня – это линии в плоскости (az, el), на которых значение функции d_n остаётся постоянным. Примеры трёх представлений диаграммы направленности изображены на рисунке 4.



Рисунок 4. Виды визуализации ДН: а) трёхмерная поверхность; б) тепловая карта; в) азимутальное сечение нормированной ДН

Рефлекторные антенны предполагают неизотропное распределение плотности потока энергии по направлениям. В сечении диаграммы направленности чередуются направления, в которые излучается значительная мощность, и направления, в которые практически ничего не излучается. Область в пространстве углов между минимумами излучения называется лепестком диаграммы направленности.

Главным лепестком называется тот, в пределах которого плотность потока энергии достигает максимального значения. Задним лепестком называется лепесток, отстоящий от главного на угол около 180°. Остальные лепестки называются боковыми. Характерная диаграмма направленности с боковыми лепестками представлена на рисунке 4в.

Среди характеристик ДН наиболее существенными являются направление главного (глобального) максимума, ширина и относительный уровень боковых лепестков [49].

Относительный уровень бокового лепестка – это отношение амплитуды напряженности поля в направлении максимума первого бокового лепестка к амплитуде напряженности поля в направлении максимума главного лепестка. Обычно боковые лепестки характеризуются уровнем лепестка ближайшего к главному и имеющего наибольшую величину [4].

Ширина диаграммы направленности определяется углом между направлениями, соответствующими уровню половинной мощности внутри главного лепестка. Для нормированных амплитудных ДН это уровень $\sqrt{2}$ / 2. Ширина ДН определяется отдельно для каждого из сечений и является мерой разрешающей способности пеленгационной системы [47].

1.2 Существующие методы расчёта диаграмм направленности

антенной Задача нахождения излучаемого системой поля, формулируется решения уравнений как задача поиска Максвелла, удовлетворяющего начальным и граничным условиям, если на вход рассматриваемой антенной системы приложена электродвижущая сила. На практике нахождение строгого решения связано co значительными трудностями. Зачастую поверхности рефлекторов, на которых заданы граничные условия, не совпадают с координатной поверхностью ортогональной системы координат. В связи с чем выражение для граничных условий не задаётся аналитической функцией простого вида [4]. Как правило, задача нахождения поля решается численно и разбивается на два этапа: внутреннюю и внешнюю задачи.

Внутренняя задача заключается в поиске векторов плотности токов в рефлекторе. Существует множество различных приближенных методов решения внутренней задачи. Описание некоторых из них представлено в следующих разделах. Внешняя задача заключается в нахождении поля в дальней зоне по результатам решения внутренней задачи.

1.2.1 Метод моментов

Для нахождения распределения токов по рефлектору в методе моментов используются уравнения Максвелла и граничные условия на поверхности рефлектора. Напряженность электрического поля **E**, порождаемая электрическим током в однородной изотропной среде, удовлетворяет уравнению [50,51]:

$$\nabla \nabla \cdot \mathbf{E}(\mathbf{r}) + k^2 \mathbf{E}(\mathbf{r}) = jk \sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu}} \left(\mathbf{J}_V^e(\mathbf{r}) + \frac{1}{k^2} \nabla \nabla \cdot \mathbf{J}_V^e \right), \tag{10}$$

где **r** – радиус вектор точки наблюдения, \mathbf{J}^{e}_{V} – вектор объёмной плотности электрического тока, $k = 2\pi / \lambda$ – волновое число, λ – длина волны в свободном пространстве, ε и μ – диэлектрическая и магнитная проницаемости окружающего антенну пространства, символ · обозначает операцию скалярного произведения, символ ∇ – оператор набла.

Решение этого уравнения можно найти с использованием функции Грина уравнения Гельмгольца *G*(**r**,**r**'):

$$G(\mathbf{r},\mathbf{r}') = \frac{\exp(-jk|\mathbf{r}-\mathbf{r}'|)}{4\pi|\mathbf{r}-\mathbf{r}'|},$$
(11)

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}) = -jk\sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu}} \int_{S'} G(\mathbf{r},\mathbf{r}') \left(\mathbf{J}^{e}(\mathbf{r}') + \frac{1}{k^{2}} \nabla' \nabla' \cdot \mathbf{J}^{e}(\mathbf{r}') \right) dS', \qquad (12)$$

где S' – облучаемая поверхность рефлектора (поверхность с ненулевыми токами), **r**' – радиус вектор точки рассматриваемого элемента поверхности *dS*'.

В решении задач рассеяния стороннего электрического поля E^s , которое становится причиной появления электрических токов, суммарная напряженность в точке наблюдения складывается из напряженностей стороннего поля и поля индуцированного тока. Таким образом, в случае идеально проводящего рефлектора граничные условия на облучаемой поверхности для напряженности электрического поля принимают вид:

$$\mathbf{e}_{n} \times jk \sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu}} \int_{S'} G(\mathbf{r}, \mathbf{r}') \left(\mathbf{J}^{e}(\mathbf{r}') + \frac{1}{k^{2}} \nabla' \nabla' \cdot \mathbf{J}^{e}(\mathbf{r}') \right) dS' = \mathbf{e}_{n} \times \mathbf{E}^{s}(\mathbf{r}), \quad (13)$$

где e_n – вектор нормали к поверхности рефлектора в рассматриваемой точке, символ × обозначает операцию векторного произведения.

Уравнение (13) является сингулярным уравнением Фредгольма первого рода относительно неизвестной поверхностной плотности электрического тока J^e . Подынтегральное выражение, как и функция Грина *G* имеет сингулярность в точке **r**=**r**'. После решения уравнения (13) становится возможно найти поле в любой точке пространства с использованием формулы (12) [50].

Как правило, решать уравнение (13) необходимо численно. Численное решение сводится к решению системы линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) относительно значений J^e в расчётных ячейках сетки. Наиболее часто для построения расчётной сетки используется триангуляция Делоне [52].

Метод моментов предполагает разложение искомой функции по некоторому базису, связанному с расчётной сеткой [53]. В качестве базиса можно использовать функции Рао-Вильтона-Глиссона **rwg**_i [54]:

$$\mathbf{J}^{e} = \sum_{i} I_{i} \mathbf{rwg}_{i}(\mathbf{r}), \qquad (14)$$

где *I_i* – коэффициент разложения перед *i*-ой функцией Рао-Вильтона-Глиссона (RWG).

Каждая функция ассоциируется с общим ребром длины l_i двух смежных треугольных ячеек расчётной сетки T_i^+ и T_i^- . Площадь ячеек равна S_i^+ и S_i^- . Положение точек в ячейках T_i^+ и T_i^- описывается векторами ρ_i^+ и ρ_i^- :

$$\boldsymbol{\rho}_{i}^{\pm}(\mathbf{r}) = \begin{cases} \mathbf{r} - \mathbf{r}_{0i}^{\pm}, \, \mathbf{r} \in T_{i}^{\pm} \\ 0, \, \mathbf{r} \notin T_{i}^{\pm} \end{cases},$$
(15)

где векторами \mathbf{r}_{0i}^+ и \mathbf{r}_{0i}^- характеризуются вершины, противолежащие смежному ребру.

Геометрическим центрам T_i^+ и T_i^- соответствуют векторы $\mathbf{r}_i^{c^+}$ и $\mathbf{r}_i^{c^-}$. Указанные величины проиллюстрированы на рисунке 5.



Рисунок 5. Смежные расчётные ячейки

Выражение для RWG функции имеет следующий вид:

$$\mathbf{rwg}_{i}(\mathbf{r}) = \begin{cases} \frac{l_{i}}{2S_{i}^{+}} \boldsymbol{\rho}_{i}^{+}(\mathbf{r}), \mathbf{r} \in T_{i}^{+} \\ \frac{l_{i}}{2S_{i}^{-}} \boldsymbol{\rho}_{i}^{-}(\mathbf{r}), \mathbf{r} \in T_{i}^{-} \\ 0, \mathbf{r} \notin T_{i}^{\pm} \end{cases}$$
(16)

Уравнение (13) можно записать в дискретном виде с учётом (14), получив СЛАУ относительно неизвестных *I_i*:

$$\sum_{i} Z_{mi} I_i = U_m , \qquad (17)$$

где набор Z_{mi} – называется матрицей обобщённого импеданса, а набор U_i – вектором входного воздействия:

$$Z_{mi} = \int_{S_m} \mathbf{rwg}_m(\mathbf{r}) \int_{S_i} \mathbf{rwg}_i(\mathbf{r'}) \left(1 - \frac{1}{k^2} \nabla' \cdot \nabla' \right) G(\mathbf{r}, \mathbf{r'}) dS dS'$$
(18)

Для вычисления вектора входного воздействия применяется формула [53]:

$$U_{m} = -jk\sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \int_{S'} \mathbf{E}^{s} \mathbf{rwg}_{m}(\mathbf{r'}) dS'.$$
⁽¹⁹⁾

Методы оценки значений этих интегралов представлены в [50,53]. Особое внимание следует обратить на то, что при вычислении диагональных элементов *Z_{mm}* возникает сингулярность, которая создаёт дополнительные вычислительные сложности при применении метода моментов.

Плотность узлов расчётной сетки оказывает влияние на точность и вычислительную сложность решения задачи. С одной стороны, чем больше узлов строится на сетке, тем меньше погрешность замены интеграла конечной суммой. С другой стороны, увеличение количества узлов приводит к увеличению вычислительной сложности и может привести к появлению ошибок, связанных с машинной точностью [55].

При дискретизации задачи рассеяния электромагнитного поля следует придерживаться рекомендации: характерный размер ячейки должен составлять ~ λ / 10 [50]. С увеличением количества ячеек увеличивается вычислительная сложность рассматриваемой задачи. Для антенных систем, в раскрыве которых укладывается множество длин волн, применение метода моментов становится невозможным из-за неудовлетворительных временных затрат. При рассмотрении рефлекторов с характерным размером ~ $10^2 \lambda$ рефлектор потребуется разбить на ~ 10^6 ячеек. Решение такой задачи потребует решения СЛАУ с ~ 10^6 неизвестными.

С другой стороны, при увеличении количества длин волн, укладывающихся в раскрыве рефлектора, становятся допустимы существенные упрощения, которые используются в «высокочастотных» приближенных методах расчёта диаграмм направленности антенных систем, таких как метод физической оптики.

1.2.2 Метод физической оптики

Метод физической оптики – это приближённый метод вычисления напряжённостей электромагнитного поля. Этот метод предназначен либо для

моделирования рассеяния электромагнитного поля на очень крупных объектах, либо рассеяния высокочастотного поля. Физическая оптика является асимптотическим приближением теории дифракции. Для решения внутренней задачи используется приближение: длина падающей волны много меньше радиуса кривизны рассеивающей поверхности [6,56]. В научно-технической литературе метод физической оптики также называется токовым методом [41]. Такое приближение не верно на границах рефлектора, но по сравнению с полем от крупного рефлектора влияние границ оказывается незначительно, и им пренебрегают. Вне края рефлектора рассматриваемое приближение обеспечивается с достаточной точностью. Тогда в каждой точке рефлектор можно рассматривать как бесконечную проводящую плоскость.

Поверхностная плотность эквивалентных электрического J^e и магнитного J^m токов, индуцированных падающей монохроматической электромагнитной волной в бесконечной идеально проводящей плоскости, описывается выражениями [57]:

$$\mathbf{J}^e = 2\mathbf{n} \times \mathbf{H}^s, \tag{20}$$

$$\mathbf{J}^m = 2\mathbf{n} \times \mathbf{E}^s, \tag{21}$$

где \mathbf{n} – вектор единичной нормали к плоскости с облучаемой стороны, \mathbf{H}^{s} и \mathbf{E}^{s} – напряженность внешних магнитного и электрического полей соответственно.

Несмотря на то, что в действительности магнитных зарядов и токов не обнаружено, в соответствии с принципом эквивалентности в формулировке А. Лява [57] можно вводить фиктивные эквивалентные магнитные токи. Это такие токи на выбранной замкнутой поверхности, которые порождали бы вне выделенного объёма такое же электромагнитное поле, которое наблюдаются в действительности, а внутри обеспечивали бы нулевое электромагнитное поле. Демонстрация составления эквивалентной задачи представлена на

рисунке 6. Следует отметить, что для неидеальных проводников метод физической оптики может быть доработан [56].



Рисунок 6. Демонстрация эквивалентной задачи определения электромагнитного поля: a) реальная задача; б) эквивалентная задача

Рассмотрим рефлектор, облучаемый монохроматической электромагнитной волной с волновым числом *k*, и охватывающую его замкнутую поверхность *S*. Пусть на внешней стороне поверхности *S* заданы векторы плотности эквивалентных электрического и магнитного поверхностных токов. В соответствии с [56,57] создаваемые антенной системой напряжённости электрического **E** и магнитного **H** полей будут равны:

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}) = -jkc\left(\mathbf{A}^{e} + \frac{1}{k^{2}}\nabla\nabla\cdot\mathbf{A}^{e}\right) - \frac{1}{\varepsilon}\nabla\times\mathbf{A}^{m},$$
(22)

$$\mathbf{H}(\mathbf{r}) = \frac{1}{\mu} \nabla \times \mathbf{A}^{e} - jkc \left(\mathbf{A}^{m} + \frac{1}{k^{2}} \nabla \nabla \cdot \mathbf{A}^{m} \right),$$
(23)

где *с* – скорость света в свободном пространстве. Электрический и магнитный векторные потенциалы задаются выражениями [56]:

$$\mathbf{A}^{e}(\mathbf{r}) = \frac{\mu}{4\pi} \oint_{S} \mathbf{J}^{e}(\mathbf{r}') \frac{\exp(-jkR)}{R} dS, \qquad (24)$$

$$\mathbf{A}^{m}(\mathbf{r}) = \frac{\varepsilon}{4\pi} \oint_{S} \mathbf{J}^{m}(\mathbf{r}') \frac{\exp(-jkR)}{R} dS, \qquad (25)$$

где \mathbf{r} – вектор из начала координат в точку наблюдения M, $\mathbf{r'}$ – вектор из начала координат в рассматриваемую точку P поверхности S, $R = |\mathbf{r} - \mathbf{r'}|$.

После применения дифференциальных операторов выражения для напряжённостей принимают вид:

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}) = \frac{1}{4\pi} \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \oint_{S} \mathbf{J}^{e} \left(-\frac{j}{kR} - \frac{1}{k^{2}R^{2}} + \frac{j}{k^{3}R^{3}} \right) \exp(-jkR)k^{2}dS$$

$$+ \frac{1}{4\pi} \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \oint_{S} \mathbf{R}_{0} \left(\mathbf{J}^{e} \cdot \mathbf{R}_{0} \right) \left(\frac{j}{kR} + \frac{3}{k^{2}R^{2}} - \frac{3j}{k^{3}R^{3}} \right) \exp(-jkR)k^{2}dS, \qquad (26)$$

$$- \frac{1}{4\pi} \oint_{S} \mathbf{J}^{m} \times \mathbf{R}_{0} \frac{1+jkR}{k^{2}R^{2}} \exp(-jkR)k^{2}dS$$

$$\mathbf{H}(\mathbf{r}) = \frac{1}{4\pi} \oint_{S} \mathbf{J}^{e} \times \mathbf{R}_{0} \frac{1+jkR}{k^{2}R^{2}} \exp(-jkR)k^{2}dS$$

$$+ \frac{1}{4\pi} \sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu}} \oint_{S} \mathbf{J}^{m} \left(-\frac{j}{kR} - \frac{1}{k^{2}R^{2}} + \frac{j}{k^{3}R^{3}}\right) \exp(-jkR)k^{2}dS \qquad , \qquad (27)$$

$$+ \frac{1}{4\pi} \sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu}} \oint_{S} \mathbf{R}_{0} \left(\mathbf{J}^{m} \cdot \mathbf{R}_{0}\right) \left(\frac{j}{kR} + \frac{3}{k^{2}R^{2}} - \frac{3j}{k^{3}R^{3}}\right) \exp(-jkR)k^{2}dS$$

где \mathbf{R}_0 – единичный вектор в направлении **r- r'**.

В дальней зоне ($r \to \infty$, где r расстояние от точки наблюдения до начала координат) значения полей определяются слагаемыми обратно пропорциональными R, а угловая зависимость напряженностей электрического \mathbf{E}_{far} и магнитного \mathbf{H}_{far} полей вычисляются по формулам [56]:

$$\mathbf{E}_{far}(\mathbf{r}_0) = \lim_{r \to \infty} \left(\mathbf{E}(\mathbf{r}) kr \exp(jkr) \right), \tag{28}$$

$$\mathbf{H}_{far}(\mathbf{r}_0) = \lim_{r \to \infty} (\mathbf{H}(\mathbf{r}) kr \exp(jkr)), \qquad (29)$$

где \mathbf{r}_0 – единичный вектор в направлении \mathbf{r} . Тогда:

$$\mathbf{E}_{far}(\mathbf{r}_{0}) = -\frac{j}{4\pi} \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \oint_{S} (\mathbf{J}^{e} - \mathbf{r}_{0}(\mathbf{J}^{e} \cdot \mathbf{r}_{0})) \exp(jk\mathbf{r} \cdot \mathbf{r}_{0})k^{2}dS + \frac{j}{4\pi} \mathbf{r}_{0} \times \oint_{S} \mathbf{J}^{m} \exp(jk\mathbf{r} \cdot \mathbf{r}_{0})k^{2}dS , \qquad (30)$$

$$\mathbf{H}_{far}(\mathbf{r}_{0}) = -\frac{j}{4\pi} \sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu}} \oint_{S} (\mathbf{J}^{m} - \mathbf{r}_{0}(\mathbf{J}^{m} \cdot \mathbf{r}_{0})) \exp(jk\mathbf{r} \cdot \mathbf{r}_{0})k^{2}dS - \frac{j}{4\pi} \mathbf{r}_{0} \times \oint_{S} \mathbf{J}^{e} \exp(jk\mathbf{r} \cdot \mathbf{r}_{0})k^{2}dS . \qquad (31)$$

Обычно поверхность *S* выбирается таким образом, чтобы в неё входили:

- поверхность рефлектора, скрытая от облучателя;
- облучаемая поверхность рефлектора либо его раскрыв.

На практике с достаточной точностью верно предположение, что на поверхности рефлектора, скрытой от облучателя, J^e и J^m равны 0. В этом случае интеграл по замкнутой поверхности *S* переходит в интеграл по облучаемой поверхности рефлектора, либо в интеграл по его раскрыву [43,56].

Интегралы в выражении (30), как правило, вычисляются численно: заменой непрерывного интеграла дискретным суммированием. При этом поверхность разбивается на конечные элементы, в пределах которых значения переменных считаются постоянными [58]:

$$\mathbf{E}_{far}(\mathbf{r}_{0}) \approx -\frac{j}{4\pi} \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \sum_{i} \left(\mathbf{J}_{i}^{e} - \mathbf{r}_{0} \left(\mathbf{J}_{i}^{e} \cdot \mathbf{r}_{0} \right) \right) \exp(jk\mathbf{r}'_{i} \cdot \mathbf{r}_{0}) k^{2} \Delta S_{i} + \frac{j}{4\pi} \mathbf{r}_{0} \times \sum_{i} \mathbf{J}_{i}^{m} \exp(jk\mathbf{r}'_{i} \cdot \mathbf{r}_{0}) k^{2} \Delta S_{i}$$

$$(32)$$

где суммы вычисляются по всем элементам поверхности *S*. Индекс *i* нумерует элементы поверхности *S*, каждый из которых характеризуется параметрами: ΔS_i – площадь, \mathbf{J}^{e_i} и \mathbf{J}^{m_i} – средние векторы плотности эквивалентных электрического и магнитного токов, $\mathbf{r'}_i$ – радиус вектор геометрического центра.

Разбиение поверхности *S* на элементы, как правило, выполняется с использованием триангуляции Делоне [52]. Триангуляцию следует выполнять таким образом, чтобы характерный размер треугольника составлял ~ λ / 10.

Связь напряженности электрического поля в дальней зоне и диаграммы направленности задаётся следующим образом [46]:

$$\mathbf{d}_{cmplx}(\mathbf{r}_0) = \frac{k^2}{4\pi} \sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu}} \frac{\mathbf{E}_{far}(\mathbf{r}_0)}{hI},$$
(33)

где *I* – комплексная амплитуда электрического тока на входе излучающей системы, *h* – действующая длина антенны.

Таким образом с использованием выражений (30) и (33) по известным распределениям J^e и J^m вычисляется диаграмма направленности антенной системы.

1.2.3 Метод физической теории дифракции

Приближение, используемое в методе физической оптики, явно нарушается на краях рефлектора. Поэтому наибольшая неточность в вычислении диаграммы направленности возникает именно из-за неверной оценки вектора поверхностного тока на краях рефлектора. Для крупных рефлекторов и высоких частот излучения влияние краёв оказывается малым в области главного лепестка и нескольких первых боковых лепестков диаграммы направленности. В области дальних боковых лепестков краевые эффекты имеют значительную роль. В связи с этим для более точной оценки диаграммы возникает задача определения токов на краях рефлектора в отличном от физической оптики приближении. Плотность электрического тока на поверхности рефлектора вблизи края представляется выражением:

$$\mathbf{J}^{e}(\mathbf{r}) = \mathbf{J}^{e}{}_{po} + \mathbf{J}^{e}{}_{ad}, \qquad (34)$$

где \mathbf{J}_{po}^{e} – плотность тока в приближении физической оптики, \mathbf{J}_{ad}^{e} – некоторая В лобавочная плотность тока. силу принципа суперпозиции ЛЛЯ напряженности электрического поля результирующая напряженность является суммой поля в приближении физической оптики Е_{po} и некоторого добавочного поля **E**_{ad}. Вектор **J**^e_{po} называется равномерной составляющей плотности тока, а J_{ad}^{e} – неравномерной. Неравномерная составляющая плотности тока сравнима с равномерной только на расстояниях порядка длины волны от соответствующей неравномерности поверхности рефлектора [59].

В методе физической теории дифракции, как и в методе физической оптики, делается допущение: радиус кривизны рефлектора вне краевой

поверхности рефлектора много больше длины падающей волны, что позволяет в каждой точке аппроксимировать рефлектор бесконечной проводящей плоскостью. Вблизи краёв используется другая аппроксимация: проводящая плоскость считается полубесконечной [56,60]. В таком случае выражение для дифференциала неравномерной составляющей напряженности электрического поля принимает вид:

$$d\mathbf{E}_{ad} = \mathbf{E}^{s} \cdot d\mathbf{I} \frac{\exp(-jkr)}{4\pi r} \frac{\sin\theta}{\sin^{2}\theta_{0}} \frac{2\sin\frac{\phi_{s}}{2}}{\left|\cos\frac{\phi_{s}}{2}\right| + \sin\frac{\kappa}{2}} \mathbf{\theta}$$

$$+ \mathbf{H}^{s} \cdot d\mathbf{I} \frac{\exp(-jkr)}{4\pi r} \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \frac{1}{\sin\theta_{s}} \frac{SIGN(\pi - \phi_{0})}{\sin\frac{\kappa}{2} \left(\left|\cos\frac{\phi_{s}}{2}\right| + \sin\frac{\kappa}{2}\right)}$$

$$* \left[\left(\cos\phi\cos\theta + \cos\theta_{s}\sin\theta \left(1 + 2\left|\cos\frac{\phi_{s}}{2}\right|\sin\frac{\kappa}{2}\right)\right) \mathbf{\theta} - \sin\phi\phi\right];$$

$$\sin\frac{\kappa}{2} = \sqrt{\frac{1 - \sin\theta\cos\phi\sin\theta_{0} + \cos\theta_{0}\cos\theta}{2\sin^{2}\theta_{0}}},$$
(35)

где $d\mathbf{l}$ – дифференциал контура края рефлектора, r, θ , φ – переменные сферической системы координат, θ и φ – единичные орты соответствующих углов, θ_s и φ_s – углы сферической системы координат, задающие единичный вектор в направлении падения рассеиваемой электромагнитной волны, угол κ задаётся выражением (36).

1.3 Характерные деформации рефлекторов и уточнение диаграмм направленности рефлекторных антенных систем

В связи с требованием узких ДН антенных систем космического базирования, в них, как правило, используют крупногабаритные рефлекторы (более 8 м в диаметре). Вывод на орбиту рефлекторов такого размера в развёрнутом состоянии не является целесообразным, поэтому особую значимость представляют трансформируемые бортовые рефлекторы. Они могут находиться в компактном транспортировочном или развёрнутом

рабочем состоянии. Трансформируемые рефлекторы обладают существенно меньшей массой и более компактным размером в транспортировочном состоянии, по сравнению с не трансформируемыми рефлекторами.

Трансформируемые рефлекторы могут быть одного из трёх типов [61– 63]: зонтичный, ободной, надувной. Наиболее широкое распространение типа. зонтичного получают рефлекторы Характерными элементами зонтичной антенной системы являются [64]: штанга, силовой каркас с системой оттяжек, вантовая сеть, фронтальная сеть, отражающая поверхность.

Штанга рефлектора предназначена для крепления корпусу К космического аппарата, а силовой каркас обеспечивает опору для вантовой и фронтальной сетей. Вантовая сеть – это система регулируемых оттяжек, поддерживающая фронтальную В натянутом состоянии сеть И обеспечивающая формирование поверхности рефлектора, близкой К расчётной. Отражающая поверхность крепится к фронтальной сети и формируется из сетеполотна, сотканного из тонкой проводящей проволоки. Величина натяжения сетеполотна определяет способность поддерживать расчётную форму рефлектора. Общий вид космического аппарата с зонтичным рефлектором представлен на рисунке 7.



Рисунок 7. Общий вид космического аппарата с зонтичным рефлектором

На рисунке 7 цифрами обозначены: 1 – корпус космического аппарата, 2 – штанга, 3 – расчётный параболоид, 4 – рефлектор.

В ходе эксплуатации на антенные системы воздействует множество факторов, приводящих к искажению формы и положения рефлектора, что влечёт за собой изменение диаграммы направленности. На форму рефлектора колебания после могут влиять: остаточные изменения ориентации аппарата, деградация свойств материалов, из космического которых изготовлена антенная система, тепловые деформации, солнечное давление и т.д. [12]. Наиболее значимые искажения вносит тепловой фактор [65]. Расчёт термомеханического поведения антенных систем космического базирования междисциплинарной задачей, является сложной которой посвящено множество публикаций, например [65-67]. Из результатов исследований что искажение формы и положения следует выделить, рефлектора обуславливается деформацией штанги (растяжение, скручивание) И деформацией силового каркаса [66]. Такие деформации не являются локальными. Помимо них существуют деформации сетеполотна, которые являются локальными [67].

Важнейшей характеристикой соответствия формы рефлектора расчётной является среднеквадратичное отклонение поверхности рефлектора от расчётного параболоида. Несмотря на то, что локальные деформации на краях рефлектора могут достигать величин сантиметров [16], их влияние не является определяющим. Часть локальных деформаций может быть скомпенсирована вантовой системой, оставшиеся же локальные деформации среднеквадратичному отклонению приводят К между поверхностью рефлектора и расчётного параболоида от десятых долей до единиц миллиметров [16]. В свою очередь деформация опорных конструкций рефлектора в целом приводит к синхронному смещению большинства точек рефлектора значительным образом поверхности И сказывается на среднеквадратичном отклонении. Угловые смещения штанги могут достигать единиц градусов при неоптимальной конфигурации штанги, и менее градуса
при использовании оптимальной конфигурации [68]. Линейное изменение длины штанги может достигать сантиметра (при длине штанги 7 м) [69]. Изза неравномерного нагрева силового каркаса смещение точек рефлектора может доходить до десятков сантиметров (при диаметре рефлектора 40 м) [65].

Поле смещений точек рефлектора относительно их расчётного положения с одной стороны даёт полную картину о возникших в антенной системе деформациях, но c другой стороны представляет собой значительный объём информации, учёт которой требует временных и вычислительных ресурсов. В работе [70] предлагается возникающие в процессе эксплуатации тепловые деформации антенной системы описывать шестью параметрами. Для этого подбирается смещённая и повёрнутая вырезка из идеального расчётного параболоида; такую вырезку будем называть модельной. Для описания рефлектора используется система координат расчётного параболоида (x, y, z), представленная на рисунке 3. Параметры смещения вдоль трёх осей (Δx , Δy , Δz) и поворота в пространстве (крен – γ , тангаж – ϑ , рысканье – ψ) идеальной расчётной вырезки подбираются таким образом, чтобы смещённая и повёрнутая вырезка обладала наименьшими отклонениями от реальной деформированной поверхности рефлектора. Такой выбор параметров позволяет существенно сократить их количество. Различные методики определения геометрических параметров модельной вырезки ($\Delta x, \Delta y, \Delta z, \gamma, \vartheta, \psi$) представлены в [17,66].

Существующие программно-аппаратные средства позволяют во время эксплуатации оценивать смещение некоторого количества точек рефлектора от расчётного положения [12,71,72]. Как правило, подобные системы включают в себя лазерный прецизионно ориентируемый дальномер и контрольные элементы, являющиеся отражателями лазерного луча [12,72]. Результаты измерений указанных систем можно использовать для определения геометрических параметров модельной вырезки.

Деформация антенной системы влияет на диаграмму направленности, прецизионное знание которой критически важно для решения многих прикладных задач, в том числе пеленгации. Для приведения ДН деформированной антенной системы к исходной ДН разработано большое количество методик компенсации деформации антенной системы. Такой процесс будем называть стабилизацией ДН. Среди методик стабилизации ДН можно выделить две большие группы: механические и электронные.

Механические методы стабилизации ДН подразумевают непосредственное влияние на геометрию антенной системы. Например, с помощью вантовой системы [67,73,74]. При регулировании вантовой системой минимизируется отклонение формы рефлектора от формы модельной вырезки. Но модельная вырезка может не совпадать с расчётной формой рефлектора, тогда компенсируются не все эффекты от деформаций.

Для исключения влияния поворота модельной вырезки в работе [16] выполняется аппроксимация зависимости величины компенсационного поворота от текущего положения максимума ДН. Затем компенсационный деформированного рефлектора предлагается поворот осуществить применением поворотного механизма. Недостатком этого подхода является усложнение конструкции штанги рефлектора значительное за счёт поворотного механизма, что ведёт к повышению стоимости и снижению надёжности конструкции.

Электронные методы стабилизации ДН основаны на применении специальных программно-аппаратных средств влияния на направленные характеристики антенной системы. В частности, в работе [75] предлагается заменить точечный принимающий элемент антенной системы антенной решёткой и использовать только те принимающие элементы антенной решётки, которые находятся в выбранном радиусе вокруг смещённого фокуса деформированного рефлектора. Недостатком подобного подхода является то, что для определения смещённого фокуса потребуется наведение антенной системы на юстировочный источник радиоизлучения. Вторым

недостатком является то, что происходит неоправданное усложнение системы – вместо одного принимающего элемента устанавливается множество принимающих элементов, из которых только несколько используется единовременно.

В работе [76] предлагается компенсировать изменение диаграммы направленности антенны за счёт адаптивного формирования диаграммы направленности принимающих элементов, что становится возможным с применением фазированных антенных решеток (ФАР). Доработка такого подхода для применения к многолучевым гибридно-зеркальным (с использованием рефлектора и ФАР) антенным системам предложены в [77,78].

Общим недостатком рассмотренных механических и электронных подходов является то, что они существенно усложняют устройство антенной системы за счёт применения дополнительных аппаратных средств.

1.4 Описание методики уточнения диаграммы направленности с учётом известных параметров деформации антенной системы

Деформация антенной системы приводит к изменению диаграммы направленности. Существуют подходы, компенсирующие деформацию механическим или электронным способом [12,16,67,71–75], обзор которых представлен в разделе 1.3. Существенным недостатком этих подходов является усложнение антенной системы за счёт размещения в её составе дополнительных аппаратных средств.

В составе большинства антенных систем с трансформируемыми рефлекторами присутствует вантовая сеть и средства, позволяющие выполнять контроль формы рефлектора. Практический интерес представляет учёт в реальном времени деформации антенной системы в процессе пеленгации без использования дополнительных аппаратных средств. Под решением задачи в реальном времени будем подразумевать решение за время порядка секунд.

Влияние деформации расчёт возможно учитывать, выполняя диаграммы направленности методами, вычисляющими распределение токов в рефлекторе, обзор которых проведён в разделе 1.2. Подобная задача является трудоёмкой и не может решаться в реальном времени. Для повышения вычислительной эффективности алгоритмов учёта влияния деформации антенной системы будем считать изменение профиля ДН незначительным, но учтём смещение направлений на главные максимумы ДН лучей антенной системы [21,22]. Необходимость учёта этих смещений обуславливается их значительным влиянием на результат решения задачи пеленгации [25]. Работы, рассмотренные в разделе 1.2, не учитывают указанный фактор и описывают либо способы управления диаграммой направленности, либо способы оценки деформации без учёта её влияния на ДН. В работах [12,72] представлен способ оценки отклонения формы рефлектора антенны от идеальной и предложен метод параметрического описания деформации антенной системы. Вычислительную эффективность учёта деформации можно увеличить, построив модель, способную по параметрическому описанию деформации антенной системы оценивать текущее изменение направлений на главные максимумы ДН лучей антенной системы.

Целью данного раздела диссертации является разработка методики уточнения направления на главный максимум ДН при наличии деформации. Аналогично работе [12] предлагается возникающие в процессе эксплуатации деформации рефлектора описывать шестью геометрическими параметрами (Δx , Δy , Δz , γ , ϑ , ψ), введёнными ранее в разделе 1.3 на странице 37. Для этого вычисляются параметры смещения (Δx , Δy , Δz) и поворота (γ , ϑ , ψ) вырезки из идеального расчётного параболоида, которая по критерию квадратичного отклонения наиболее близка к деформированной поверхности рефлектора, такая вырезка называется модельной. Для выполнения расчётов поверхность деформированного рефлектора заменяется на модельную вырезку. Таким образом, задача определения ДН деформированной антенной системы

сводится к задаче определения ДН антенной системы со смещённым и повёрнутым рефлектором. Рассматриваемая модель [19] не учитывает локальных деформаций, которые оказывают незначительное для задачи пеленгации влияние на ДН [28]. В свою очередь, деформации всего рефлектора в целом описываются рассматриваемой моделью и оказывают значительное влияние на направления на главные максимумы ДН лучей антенной системы.

Антенные системы, применяемые для моноимпульсной пеленгации, являются многолучевыми, т.е. имеют несколько приёмных каналов (лучей). С математической точки зрения приближение ДН, предложенное в настоящей главе, описывается выражением:

$$d_{ni}'(az,el) \approx d_{ni}(az + \Delta az_i, el + \Delta el_i), \qquad (37)$$

где d_{ni}' – нормированная амплитудная ДН *i*-го луча деформированной антенной системы, d_{ni} – нормированная амплитудная ДН *i*-го луча исходной антенной системы, Δaz_i и Δel_i – поправки к направлению на главный максимум d_{ni} по азимуту и углу места соответственно.

Далее рассматривается один луч антенной системы. В данной работе предлагается аппроксимировать зависимость поправок к направлению на главный максимум ДН луча по углам места Δel и азимуту Δaz от геометрических параметров модельной вырезки (Δx , Δy , Δz , γ , ϑ , ψ) [19,23,29]. Для простоты рассмотрим случай двух переменных, затем обобщим его на случай шести переменных (по количеству рассматриваемых геометрических параметров). Произвольную функцию *g* двух аргументов (*x*, *y*) в общем случае можно аппроксимировать полиномом второго порядка:

$$g(x, y) \approx g_0 + a_x x + a_y y + b_{xx} x^2 + b_{yy} y^2 + b_{xy} xy, \qquad (38)$$

где коэффициенты a_x , a_y , b_{xx} , b_{yy} и b_{xy} можно определить из значений соответствующих производных или вычислить методом наименьших квадратов [79].

Введём обозначения:

$$\mathbf{t} = \begin{pmatrix} x \\ y \\ 1 \end{pmatrix}, \qquad \mathbf{B} = \begin{pmatrix} b_{xx} & b_{xy} & a_x \\ 0 & b_{yy} & a_y \\ 0 & 0 & g_0 \end{pmatrix}.$$
(39)

С использованием t и B выражение (38) представляется квадратичной формой

$$g(\mathbf{t}) \approx \mathbf{t}^{\mathrm{T}} \mathbf{B} \mathbf{t}, \qquad (40)$$

где индекс T обозначает транспонирование. В качестве функции g будем использовать поправки к направлению на главный максимум ДН луча по углам места Δel и азимуту Δaz , а в качестве **t** — вектор геометрических параметров положения рефлектора.

В случае шести геометрических параметров поправки выражаются следующим образом:

$$\Delta az \approx \mathbf{t}_{+}^{\mathrm{T}} \mathbf{B}_{+}^{az} \mathbf{t}_{+}, \qquad \Delta el \approx \mathbf{t}_{+}^{\mathrm{T}} \mathbf{B}_{+}^{el} \mathbf{t}_{+}, \qquad (41)$$

где \mathbf{t}_+ – вектор геометрических параметров положения рефлектора (с размерностью 7 × 1), \mathbf{B}_+^{az} и \mathbf{B}_+^{el} – матрицы аппроксимирующих коэффициентов (7 × 7) для угла места и азимута соответственно. В работе описана процедура получения \mathbf{B}_+^{az} и \mathbf{B}_+^{el} для первого луча антенны, для остальных лучей процедура аналогична. Матрицы \mathbf{B}_+^{az} и \mathbf{B}_+^{el} обладают одинаковой структурой, которая представлена в выражении для \mathbf{B}_+ :

$$\mathbf{t}_{+} = \begin{pmatrix} \gamma \\ 9 \\ \psi \\ \Delta x \\ \Delta y \\ \Delta z \\ 1 \end{pmatrix}, \qquad \mathbf{B}_{+} = \begin{pmatrix} b_{\gamma\gamma} & b_{\gamma9} & b_{\gamma\psi} & b_{\gammax} & b_{\gammay} & b_{\gammaz} & a_{\gamma} \\ 0 & b_{99} & b_{9\psi} & b_{9x} & b_{9y} & b_{9z} & a_{9} \\ 0 & 0 & b_{\psi\psi} & b_{\psi x} & b_{\psi y} & b_{\psi z} & a_{\psi} \\ 0 & 0 & 0 & b_{xx} & b_{xy} & b_{xz} & a_{x} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & b_{yy} & b_{yz} & a_{y} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{zz} & a_{z} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & g_{0} \end{pmatrix}.$$
(42)

Элементы **B**₊ представляют собой коэффициенты перед степенями геометрических параметров, а индексы элементов отвечают за параметры, на которые умножается коэффициент, по аналогии с выражениями (38)–(40).

Известно, что в первом приближении зависимость смещения направления на главный максимум ДН от каждого из геометрических параметров модельной вырезки рефлектора в отдельности является линейной [80], поэтому $b_{\gamma\gamma}=b_{3\beta}=b_{\psi\psi}=b_{xx}=b_{yy}=b_{zz}=0$ (что соответствует билинейному приближению). Также следует уточнить, что при совпадении модельной вырезки и расчётного параболоида не происходит смещения направлений на главные максимумы ДН, поэтому $g_0=0$.

Вычисление элементов матриц \mathbf{B}_{+}^{az} и \mathbf{B}_{+}^{el} , с помощью которых осуществляется аппроксимация, выполняется по набору данных. Под данными понимаются пары значений геометрических параметров положения рефлектора антенной системы \mathbf{t}_{+i} и вычисленных поправок Δaz_i и Δel_i . В настоящей работе эти поправки определяются по ДН, вычисленной методом физической оптики [56]. Отметим, что расчёт матриц \mathbf{B}_{+}^{az} и \mathbf{B}_{+}^{el} выполняется предварительно один раз и требования к выполнению его в реальном времени не предъявляются. Из (41) следует, что

$$\Delta a z_i = b_{\gamma \vartheta} \gamma_i \vartheta_i + b_{\gamma \vartheta} \gamma_i \phi_i + b_{\gamma x} \gamma_i x_i + b_{\gamma y} \gamma_i y_i + \dots + a_z z_i.$$
(43)

Выражение (43) можно рассматривать как систему линейных уравнений относительно элементов матрицы \mathbf{B}_{+}^{az} и переписать следующим образом:

$$\mathbf{U}\mathbf{x} = \mathbf{u} \,, \tag{44}$$

где введены обозначения:

$$\mathbf{U} = \begin{pmatrix} \gamma_1 \mathcal{G}_1 & \gamma_1 \psi_1 & \gamma_1 x_1 & \dots & z_1 \\ \gamma_2 \mathcal{G}_2 & \gamma_2 \psi_2 & \gamma_2 x_2 & \dots & z_2 \\ \gamma_3 \mathcal{G}_3 & \gamma_3 \psi_3 & \gamma_3 x_3 & \dots & z_3 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \gamma_M \mathcal{G}_M & \gamma_M \psi_M & \gamma_M x_M & \dots & z_M \end{pmatrix}, \quad \mathbf{x} = \begin{pmatrix} b_{\gamma \mathcal{G}} \\ b_{\gamma \mathcal{Y}} \\ \dots \\ a_z \end{pmatrix}, \quad \mathbf{u} = \begin{pmatrix} \Delta a z_1 \\ \Delta a z_2 \\ \dots \\ \Delta a z_M \end{pmatrix}, \quad (45)$$

где M – количество пар поправок к направлению на главный максимум и векторов геометрических параметров положения рефлектора. Матрица U имеет размерность $M \times 21$, вектор **x** – 21 × 1, **u** – $M \times 1$. Размерность вектора

коэффициентов **x** соответствует количеству ненулевых коэффициентов в определении (42). Количество строк матрицы U и размерность вектора **u** отвечают количеству пар поправок к направлению на главный максимум и векторов геометрических параметров модельной вырезки, используемых для подбора коэффициентов, т.к. каждая *i*-я пара значений задаёт одно уравнение (43). Для повышения качества аппроксимации M должно быть существенно больше 21, т.е. система уравнений (44) является переопределённой. Искомый вектор коэффициентов **x** вычисляется следующим образом:

$$\mathbf{x} = \mathbf{U}^{\#}\mathbf{u} \,, \tag{46}$$

где U[#] – псевдообратная матрица для матрицы U, которая находится с использованием сингулярного разложения [81,82]. Следует отметить, что матрицы, с которыми приходится работать на практике, как правило, имеют 10^{2}), обусловленности (больше большое число что приводит К неустойчивости решения системы уравнений. Регуляризация решения выполняется путём фильтрации U[#] по сингулярным числам. Аналогичные действия выполняются для \mathbf{B}_{+}^{el} . По предложенной методике вычисляются матрицы \mathbf{B}_{+}^{az} и \mathbf{B}_{+}^{el} для каждого из лучей антенной системы. Необходимо отметить, что эти матрицы различны для каждого из лучей антенной системы вследствие различного положения принимающих элементов в пространстве, а также ненулевого офсетного угла χ_0 (рисунок 3). Подобные подходы успешно применяются, например, в задачах машинного обучения и калибровки оптических камер [83]. Отметим, что для составления матрицы U характерные должны использоваться все вариации всех шести геометрических параметров положения рефлектора.

1.5 Верификация методики уточнения диаграммы направленности с учётом известных параметров деформации антенной системы

В работе рассмотрена характерная длиннофокусная многолучевая офсетная параболическая антенна с диаметром раскрыва рефлектора D = 10 м, фокальным расстоянием F = 8 м и офсетным углом $\chi = 35^{\circ}$. При

проведении моделирования использована конфигурация шестнадцати принимающих элементов. Каждый элемент расположен в фокальной плоскости расчётного параболоида, а направление на него задано угловыми координатами az^r_i и el^r_i . Угловые положения принимающих элементов представлены в таблице 1. Каждому принимающему элементу соответствует луч ДН антенной системы. Частота настройки антенны f = 1,6 ГГц, что соответствует $\lambda \approx 0,19$ м. Схожая частота применяется в системах спутниковой связи Inmarsat, Iridium, Globalstar.

Таблица 1.

№ луча	az^r , °	el^r , °	№ луча	az^r , °	el^r , °	№ луча	az^r , °	el^r , °	№ луча	az^r , °	el^r , °
1	0,00	0,00	5	1,55	0,34	9	-2,78	-0,90	13	2,78	-0,90
2	-1,55	0,34	6	0,00	1,48	10	-2,21	-2,48	14	3,09	0,70
3	-0,96	-1,31	7	-1,72	1,92	11	0,00	-2,63	15	1,72	1,92
4	0,96	-1,31	8	-3,09	0,70	12	2,21	-2,63	16	0,00	2,95

Угловые положения принимающих элементов антенной системы

В силу значения отношения $D / \lambda \approx 50$ можно утверждать, что приближение метода физической оптики будет выполнено с достаточной точностью. Рассчитанная методом физической оптики нормированная амплитудная диаграмма направленности $d_n(az,el)$ приведена на рисунке 8. Линии постоянного уровня изображены для значения 0,5. Номера лучей ДН отмечены числами возле соответствующих им максимумов.



Рисунок 8. Нормированная амплитудная ДН рассматриваемой антенной системы

Для настройки и тестирования модели, предложенной в разделе 1.4, методом физической оптики [56] сгенерирован набор данных, состоящий из 1000 пар значений геометрических параметров положения модельной вырезки (Δx , Δy , Δz , γ , ϑ , ψ) и соответствующих им направлений на главные максимумы. Согласно [68,69] характерные значения Δx , Δy , Δz могут достигать единиц сантиметров, а значения γ , ϑ , ψ могут достигать одного градуса. Поэтому для моделирования использованы значения геометрических параметров \mathbf{t}_+ , равномерно распределенные в диапазонах: γ , ϑ , $\psi \in [-1; 1]^\circ$; Δx , Δy , $\Delta z \in [-0,1; 0,1]$ м.

Поправки к направлениям на главные максимумы ДН лучей антенной системы вычисляются по формулам (41). Для этого с использованием выражений (42), (45) и (46) вычисляются матрицы **B**₊^{*az*} и **B**₊^{*el*} для каждого из лучей рассматриваемой антенной системы – 32 различных матрицы.

Следует отметить, что предлагаемая методика выполняет аппроксимацию направлений на главные максимумы и не зависит от метода получения данных для аппроксимации. Таким образом, генерировать набор данных для настройки модели можно любыми доступными способами, например, методом физической теории дифракции или практическим измерением направлений на главные максимумы. Для демонстрации работоспособности методики ограничимся методом физической оптики.

Диаграммы направленности, соответствующие предельным случаям рассматриваемых геометрических параметров t_+ , вычисленные методом физической оптики, представлены на рисунке 9.



Рисунок 9. Диаграмма направленности рассматриваемой антенной системы при значениях геометрических параметров модельной вырезки:

a) $\Delta x = 0.0 \text{ M}, \Delta y = 0.0 \text{ M}, \Delta z = 0.0 \text{ M}, \gamma = 0^{\circ}, \vartheta = 0^{\circ}, \psi = 0^{\circ};$ 6) $\Delta x = 0.1 \text{ M}, \Delta y = 0.1 \text{ M}, \Delta z = 0.1 \text{ M}, \gamma = 0^{\circ}, \vartheta = 0^{\circ}, \psi = 0^{\circ};$ B) $\Delta x = 0.0 \text{ M}, \Delta y = 0.0 \text{ M}, \Delta z = 0.0 \text{ M}, \gamma = 1^{\circ}, \vartheta = 1^{\circ}, \psi = 1^{\circ};$ F) $\Delta x = 0.1 \text{ M}, \Delta y = 0.1 \text{ M}, \Delta z = 0.1 \text{ M}, \gamma = 1^{\circ}, \vartheta = 1^{\circ}, \psi = 1^{\circ}$

Набор данных был разбит на две выборки: обучающая (для подбора значений элементов матриц \mathbf{B}_{+}^{az} и \mathbf{B}_{+}^{el} , 80% записей) и тестовая (для

верификации модели, 20% записей). Для обучающей выборки составлена матрица U размерностью 800×21 . Для неё вычислено сингулярное разложение. При вычислении псевдообратной матрицы U[#] сингулярные числа по модулю меньшие 0,01 от максимального сингулярного числа приравнивались нулю. С использованием псевдообратной матрицы U[#] были вычислены матрицы \mathbf{B}_{+}^{az} и \mathbf{B}_{+}^{el} . Результаты вычисления \mathbf{B}_{+}^{az} и \mathbf{B}_{+}^{el} для различных лучей антенны представлены в таблицах 2 и 3.

Таблица 2.

J

	Элементы матриц В + ^{**} для различных лучеи															
N⁰	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
$b_{\gamma\vartheta}, {}^{\circ-1}$	0,03	0,03	0,03	0,03	0,03	0,03	0,03	0,03	0,03	0,03	0,03	0,03	0,03	0,03	0,03	0,03
$b_{\gamma\psi}, {}^{\circ-1}$	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00
$b_{\gamma x}$, м ⁻¹	0,01	0,01	0,00	0,00	0,00	0,01	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	-0,01	0,00	0,00
<i>b</i> _{уу} , м ⁻¹	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	-0,01	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00
<i>b_{уz}</i> , м ⁻¹	0,02	0,02	0,02	0,02	0,02	0,03	0,02	0,01	0,02	0,02	0,02	0,02	0,02	0,02	0,02	0,02
$b_{\vartheta\psi}, {}^{\circ-1}$	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00
$b_{\vartheta x}$, м ⁻¹	0,00	0,00	-0,01	0,00	-0,01	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,01	-0,01	0,00	-0,01	0,00
$b_{\vartheta y}$, м ⁻¹	-0,01	0,00	0,00	0,00	0,00	0,01	0,00	0,01	-0,01	-0,01	0,00	0,00	0,00	0,00	0,01	0,01
$b_{\vartheta z}$, м ⁻¹	-0,07	-0,06	-0,06	-0,06	-0,07	-0,07	-0,07	-0,06	-0,06	-0,06	-0,07	-0,07	-0,07	-0,08	-0,06	-0,07
$b_{\psi x}$, m ⁻¹	0,05	0,05	0,05	0,04	0,05	0,05	0,05	0,05	0,05	0,05	0,05	0,05	0,05	0,05	0,05	0,05
$b_{\psi y}$, м ⁻¹	-0,02	-0,03	-0,02	-0,01	0,00	-0,02	-0,02	-0,04	-0,03	-0,03	-0,01	0,00	0,00	0,00	-0,01	-0,02
$b_{\psi z}$, м ⁻¹	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,01	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	-0,01	0,00	0,00	0,00
$b_{xy}, \cdot M^{-2}$	-0,02	0,01	0,00	0,04	0,00	0,00	0,01	0,03	0,02	0,00	0,02	-0,01	0,00	0,01	-0,03	0,02
b_{xz} , °·m ⁻²	0,02	0,01	0,01	0,00	-0,01	-0,01	0,01	-0,02	0,02	-0,02	-0,01	0,01	-0,03	-0,02	0,00	0,03
b_{yz} , °·m ⁻²	-0,01	-0,01	-0,02	0,00	0,01	0,01	0,00	0,03	0,01	0,02	0,03	0,00	0,00	0,02	-0,01	-0,03
a_{γ}	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,01	0,01	0,01	0,00	0,00	0,00	-0,01
aэ	0,00	0,00	-0,01	-0,01	0,00	0,02	0,02	0,01	-0,01	-0,02	-0,02	-0,03	-0,01	0,01	0,02	0,03
a_{ψ}	1,73	1,74	1,74	1,73	1,73	1,73	1,74	1,74	1,74	1,74	1,73	1,73	1,73	1,73	1,73	1,73
a_x , °·m ⁻¹	3,36	3,30	3,33	3,40	3,43	3,36	3,29	3,23	3,24	3,27	3,36	3,44	3,47	3,48	3,43	3,36
$a_y, \cdot \mathbf{M}^{-1}$	-5,26	-5,37	-5,33	-5,19	-5,15	-5,26	-5,39	-5,51	-5,48	-5,43	-5,26	-5,11	-5,07	-5,05	-5,13	-5,26
a_z , °·M ⁻¹	0,01	0,01	0,00	-0,01	0,01	0,03	0,02	0,01	0,00	0,00	-0,02	-0,02	0,00	0,02	0,03	0,03

Таблица 3.

Элементы матриц	\mathbf{B}_{+}^{el} Д	іля различнь	іх лучей
-----------------	-------------------------	--------------	----------

N⁰	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
$b_{\gamma\vartheta}, {}^{\circ-1}$	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00
$b_{\gamma\psi}, {}^{\circ-1}$	-0,03	-0,03	-0,03	-0,03	-0,03	-0,03	-0,03	-0,03	-0,03	-0,03	-0,03	-0,03	-0,03	-0,03	-0,03	-0,03
$b_{\gamma x}$, м ⁻¹	-0,07	-0,06	-0,06	-0,05	-0,06	-0,05	-0,06	-0,06	-0,05	-0,06	-0,06	-0,06	-0,06	-0,06	-0,06	-0,05
<i>b</i> _{уу} , м ⁻¹	-0,02	-0,01	-0,02	-0,01	-0,01	-0,01	-0,02	-0,01	-0,01	-0,01	-0,02	-0,02	-0,02	-0,01	-0,02	-0,01
$b_{\gamma z}$, м ⁻¹	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,01	0,00	-0,01	-0,01	-0,01	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00
$b_{\vartheta\psi}, {}^{\circ-1}$	0,01	0,01	0,01	0,01	0,01	0,01	0,01	0,01	0,01	0,01	0,01	0,01	0,01	0,01	0,01	0,01
$b_{\vartheta x}$, м ⁻¹	0,04	0,04	0,04	0,04	0,04	0,04	0,03	0,04	0,04	0,04	0,04	0,04	0,05	0,04	0,05	0,04
<i>b</i> _{<i>у</i>} , м ⁻¹	-0,03	-0,04	-0,04	-0,05	-0,04	-0,04	-0,05	-0,04	-0,05	-0,04	-0,05	-0,04	-0,04	-0,04	-0,04	-0,04
<i>b</i> _{Эz} , м ⁻¹	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	-0,01	-0,01	0,00	0,00	0,01	0,01	0,01	0,00	-0,01	-0,01
$b_{\psi x}$, m ⁻¹	0,00	0,00	0,00	0,00	-0,01	0,00	0,00	0,00	0,00	-0,01	-0,01	-0,01	-0,01	0,00	0,00	0,00
$b_{\psi y}, \mathbf{M}^{-1}$	0,01	0,00	-0,01	0,00	-0,01	0,01	0,00	0,00	0,00	-0,01	-0,01	-0,01	0,00	0,00	0,00	0,01
$b_{\psi z}, \mathrm{m}^{-1}$	0,04	0,05	0,05	0,04	0,04	0,05	0,05	0,05	0,06	0,05	0,04	0,04	0,04	0,04	0,04	0,05
<i>b_{xy}</i> , °·м ⁻²	-0,02	0,00	-0,01	0,01	0,00	-0,01	0,00	0,01	-0,01	0,00	0,00	0,00	0,02	0,00	0,02	-0,01
<i>b_{xz}</i> , °·м ⁻²	0,02	0,01	0,01	0,00	0,04	0,02	0,00	0,01	-0,04	-0,01	0,00	0,01	0,01	0,00	0,02	0,00
<i>b_{yz}</i> , °·м ⁻²	-0,01	0,01	0,01	0,02	0,01	0,01	0,02	0,02	-0,02	0,02	0,01	0,03	0,00	0,00	-0,02	0,01
a_{γ}	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,01	0,01	0,00	0,00	-0,01	-0,01	-0,01	0,00	0,00
a _ð	1,87	1,88	1,88	1,86	1,86	1,87	1,88	1,89	1,89	1,88	1,87	1,86	1,85	1,85	1,86	1,87
a_{ψ}	0,00	0,00	0,01	0,01	0,00	-0,01	-0,01	0,00	0,01	0,02	0,02	0,02	0,01	0,00	-0,01	-0,02
a_x , °·M ⁻¹	-0,02	0,00	-0,11	-0,11	0,00	0,08	0,12	0,03	-0,09	-0,20	-0,20	-0,19	-0,08	0,03	0,10	0,18
$a_y, \cdot M^{-1}$	-0,01	0,01	-0,07	-0,07	0,01	0,06	0,08	0,03	-0,05	-0,12	-0,12	-0,12	-0,05	0,02	0,07	0,12
$a_z, \cdot M^{-1}$	6,23	6,30	6,27	6,19	6,16	6,23	6,31	6,37	6,36	6,33	6,23	6,13	6,11	6,10	6,16	6,23

По значениям \mathbf{B}_{+}^{az} (таблица 2) любого из лучей антенной системы видно, что не все члены суммы (43) вносят одинаковый вклад: основное смещение обеспечивает коэффициент при первой степени угла ψ , в случае идеального бесконечного параболического рефлектора он должен быть равен 2,0. Большинство поправок появляются вследствие конечного размера, асимметрии рефлектора и выхода принимающего элемента из фокальной плоскости расчётного параболоида. Аналогичное справедливо для \mathbf{B}_{+}^{el} (таблица 3) и угла ϑ .

Для оценки точности предсказания поправок к направлениям на главные максимумы ДН лучей антенной системы на тестовой части набора были данных проведены оценочные эксперименты. Оценочные эксперименты заключаются в определении стандартного и максимального отклонений скорректированным по предложенной между методике направлением на главный максимум луча ДН и направлением на максимум луча ДН, вычисленным с использованием метода физической оптики (σ_{st}^+ и σ_{\max}^+ соответственно). Для корректировки направлений использованы поправки, определённые с использованием матриц \mathbf{B}_{+}^{az} и \mathbf{B}_{+}^{el} , а также заданные со случайной гауссовой погрешностью геометрические параметры модельной вырезки ($\Delta x, \Delta y, \Delta z, \gamma, \vartheta, \psi$). Стандартные отклонения измерения координат задавались равными 0,1 мм, а углов 5 угловых секунд. Также вычислены аналогичные стандартное и максимальное отклонения в случае отсутствия корректировки направления на главный максимум (σ_{st} и σ_{max} соответственно). Результаты оценочных экспериментов для каждого луча представлены в таблице 4.

Таблица 4.

№ луча	$\sigma_{\mathrm{st}}^{+}, ^{\circ}$	σ_{\max}^+, \circ	$\sigma_{\rm st}$, °	σ_{\max} , °	№ луча	$\sigma_{\rm st}^+, ^{\circ}$	σ_{\max}^+, \circ	$\sigma_{\rm st}$, °	σ_{\max} , °
1	0,007	0,015	1,5	3,1	9	0,004	0,010	1,5	2,8
2	0,004	0,009	1,5	2,9	10	0,004	0,012	1,5	3,0
3	0,004	0,011	1,5	3,2	11	0,004	0,010	1,5	2,9
4	0,004	0,010	1,5	2,8	12	0,005	0,012	1,4	2,8
5	0,004	0,010	1,5	2,9	13	0,005	0,012	1,4	3,0
6	0,005	0,012	1,4	2,7	14	0,005	0,012	1,4	2,9
7	0,004	0,012	1,4	2,8	15	0,004	0,011	1,5	3,1
8	0,005	0,011	1,5	3,1	16	0,004	0,008	1,5	3,2

Результаты определения стандартных и максимальных отклонений оценочных направлений на главные максимумы лучей ДН от их истинного значения с использованием и без использования предложенной методики

В работе исследовано, каким образом корректировка направлений на главные максимумы ДН лучей антенной системы влияет на решение задачи пеленгации [35]. Для вычисления пеленга применён метод симплексной оптимизации функционала квадратичной ошибки (57), составленного с использованием суммарно-разностных пеленгационных характеристик (раздел 2.1 главы 2). Погрешность пеленга δ определяется как угловое расстояние между направлением на источник радиоизлучения и результатом решения задачи пеленгации.

Известно, что при решении задачи пеленгации не следует рассматривать сигналы, принятые не из области главных лепестков ДН лучей антенной системы (рабочей области) [7]. Для рассматриваемой ДН недеформированной антенной системы рабочую область можно ограничить окружностью $az^2 + el^2 < (3^\circ)^2$. Из рисунка 9 видно, что при рассматриваемых геометрических параметрах модельной вырезки смешение главных максимумов ДН лучей превосходит ширину самих ДН. Это приводит к смещению рабочей области. Для устранения этого смещения будем считать, что после существенного изменения геометрических параметров модельной вырезки космический аппарат изменяет свою ориентацию таким образом, чтобы главный максимум 1-го луча деформированной антенной системы (рисунок 9г) совпал с главным максимумом 1-го луча не деформированной антенной системы (рисунок 9а). Углы, на которые следует изменить ориентацию космического аппарата, рассчитываются по формуле (41). Изменение ориентации космического аппарата потребуется не чаще, чем раз в характерное время протекания температурных деформаций антенной системы, которое имеет порядок часов.

Для оценки средней погрешности пеленга проведено по 1000 вычислительных экспериментов для каждого состояния антенной системы и канала передачи. При регистрации амплитуд фиксируются отношение сигнал/шум *SNR* (ОСШ) и максимально допустимые значения геометрических параметров: смещение $q_{\rm max}$ и поворот $\varepsilon_{\rm max}$ модельной

вырезки относительно осей системы координат расчётного параболоида (рисунок 3). На регистрируемые амплитуды накладываются шумовые отсчёты, распределение которых является рэлеевским. Каждому случайное эксперименту соответствуют расположение источника радиоизлучения, которое подчиняется равномерному распределению по области моделирования $az^2 + el^2 < (3^\circ)^2$; случайное значение геометрических параметров модельной вырезки, которые равномерно распределены в диапазонах $\gamma, \vartheta, \psi \in [-\varepsilon_{\max}, \varepsilon_{\max}]$ и $\Delta x, \Delta y, \Delta z \in [-q_{\max}, q_{\max}]$. На рисунке 10 представлены зависимости средней погрешности пеленга от ОСШ.





Символами «п» на рисунке 10 отображены данные, полученные с использованием неуточнённых ДН. Символами «×» показаны данные, полученные с использованием ДН лучей с уточнёнными по предложенной методике направлениями на главные максимумы. Из рисунка 10 следует, что использование предложенной методики позволяет решать задачу пеленгации с меньшей погрешностью при более низком ОСШ и больших отклонениях модельной вырезки от расчётного параболоида. Отметим, что в отсутствие смещений и поворотов модельной вырезки относительно расчётного параболоида (рисунок 10a) методика не вносит дополнительной погрешности. Из графиков следует, что применение данной методики позволяет снизить ошибку определения пеленга на величину, сопоставимую отклонениями главных максимумов ДН лучей антенной системы, С вызванных деформацией.

1.6 Выводы по первой главе

процессе эксплуатации на воздействуют B антенные системы различные факторы, приводящие к деформации антенной системы и изменению её диаграммы направленности. В первой главе рассмотрена задача вычисления поправок к направлениям на главные максимумы ДН лучей антенной системы. Деформация описывается с помощью геометрических параметров модельной вырезки и её геометрических параметров, введённых в разделе 1.3 (смещения вдоль осей канонической системы координат расчётного параболоида Δx , Δy , Δz , крен γ , тангаж ϑ и рысканье ψ ,). Зависимость поправок к направлению на главные максимумы ДН лучей антенной системы предложено аппроксимировать шестимерной полиномиальной моделью второго порядка (42), задаваемой матрицами коэффициентов \mathbf{B}_{+}^{az} и \mathbf{B}_{+}^{el} . Аппроксимируемая зависимость построена с использованием метода физической оптики [56]. Вычислены матрицы коэффициентов \mathbf{B}_{+}^{az} и \mathbf{B}_{+}^{el} для конфигурации шестнадцатилучевой антенной системы, заданной в разделе 1.5 (диаметр 10 м, фокальное расстояние 8 м, частота настройки 1,6 ГГц). Показано, что при характерных деформациях

антенной системы предложенная модель позволяет вычислять искомые поправки со средней погрешностью ~ 0,007° (таблица 4), что позволяет учесть деформацию в процессе пеленгации. Построена зависимость погрешности пеленгации от ОСШ при учёте и без учёта смещения направлений на главные максимумы ДН лучей антенной системы (рисунок 10).

Из проведённых исследований следует, что если не учитывать характерные повороты модельной вырезки вследствие тепловых деформаций на величину ~ 1°, то они приводят к увеличению погрешности пеленга на величину ~ 1°, что в условиях космического базирования антенной системы является неприемлемым. При выполнении учёта геометрических параметров модельной вырезки по предложенной методике существенного увеличения погрешности пеленга не происходит.

Как правило, оценка деформаций выполняется с использованием дальномера, а их компенсация производится механически – добавлением в состав рефлектора прецизионного поворотного механизма, либо с использованием настраиваемой фазированной антенной решётки в качестве принимающего элемента антенны. Оба варианта компенсации усложняют аппаратный состав антенной системы, в то время как предложенная методика позволяет выполнять не компенсацию, а учёт деформации исключительно программными методами.

Необходимо отметить, что предложенная методика не производит полный пересчёт диаграммы направленности, в отличие от традиционных методов определения диаграммы направленности. Предложенная методика позволяет определить смещение главных максимумов ДН, что требует на порядки меньше временных затрат, по сравнению с традиционным полным вычислением ДН.

Глава 2. Повышение точности моноимпульсной амплитудной пеленгации

2.1 Существующие алгоритмы пеленгации

Широкое распространение получили пассивные моноимпульсные методы пеленгации, при использовании которых определение пеленга возможно по единственной излучённой ИРИ реализации сигнала. Решение задачи с использованием единственной реализации сигнала становится возможным благодаря использованию многолучевой антенной системы [1]. Моноимпульсные методы получили широкое распространение за счёт того, что в каждый момент времени амплитудные флуктуации, обусловленные особенностями излучения и распространения сигнала, в различных лучах антенной системы одинаковы. При использовании не моноимпульсных методов эти флуктуации, как правило, различны [84].

Многие методы пеленгации в качестве исходных данных используют комплексные выходные сигналы лучей антенной системы [8,11,85,86]. В некоторых случаях решение задачи пеленгации следует отделить от задачи детектирования и предварительной обработки сигнала. Это позволяет разработать алгоритм пеленгации, не зависящий от формы исходного сигнала. В таком случае, в качестве исходных данных задачи пеленгации рассматриваются не комплексные отсчёты принятого сигнала, а интегральные характеристики, которые возможно вычислить для сигнала произвольной формы.

В зависимости от характера используемой информации о сигнале методы пеленгации делятся на амплитудные, фазовые и амплитуднофазовые. Наиболее удобным зачастую оказывается вычисление энергетических или амплитудных характеристик принимаемого сигнала. В настоящей диссертации рассматриваются амплитудные методы пеленгации. Методы определения значений амплитуд описаны в работах [87–90].

В рабочей области предполагается наличие только одного ИРИ. В контексте спутниковой связи реализация предположения обеспечивается на

этапе оценки амплитуд сигналов, зарегистрированных в лучах антенной системы: детектор должен регистрировать и определять характеристики только определённых сигналов, отправляемых мобильными терминалами для регистрации в сети. Задача пеленгации нескольких ИРИ требует отдельного рассмотрения [91–93], тем не менее методы её решения базируются на методах пеленгации одного ИРИ, таким образом эта задача не теряет своей актуальности.

2.1.1 Одномерная пеленгация

Базовые методики пеленгации предполагают решение задачи в одной плоскости, для определённости будем рассматривать две идентичные перекрывающиеся ДН лучей антенной системы, разнесённые в азимутальной плоскости на угол ρ . Схематическое изображение ДН лучей простейшей пеленгационной моноимпульсной системы представлено на рисунке 11. Цифрами 1 и 2 отмечены направления на максимумы ДН первого и второго луча антенной системы соответственно. Направление, в котором ДН лучей антенной системы принимают равные значения называется равносигнальным и отмечено цифрой 3. Для простоты будем отсчитывать азимут *аz* от равносигнального направления.



Рисунок 11. Схематическое изображение ДН лучей простейшей пеленгационной моноимпульсной системы

Способ сравнения амплитуд на выходе каждого из лучей антенной системы позволяет вычислить направление, с которого был принят сигнал, и определяет один из базовых методов пеленгации: суммарный, разностный

или суммарно-разностный. Функция, которая позволяет вычислить отклонение пеленга относительно равносигнального направления, называется пеленгационной характеристикой.

В суммарном методе применяется пеленгационная характеристика *v* вида [5]:

$$\upsilon_{+} = A_{1}(az) + A_{2}(az), \tag{47}$$

где A_1 и A_2 – амплитуды сигнала, зарегистрированные в первом и втором луче соответственно. Амплитуды A_1 и A_2 связаны с ДН лучей антенны (d_1 и d_2) и амплитудой сигнала при приёме с направления на максимум ДН (A_0) следующим образом:

$$A_1 = A_0 d_{n1}(az); \quad A_2 = A_0 d_{n2}(az).$$
 (48)

Особенностью суммарного метода является то, что лучи настраиваются таким образом, чтобы равносигнальное направление совпадало С максимумом пеленгационной характеристики. Можно показать, что при малых отклонениях пеленга от равносигнального направления точность пеленгации определяется производной пеленгационной характеристики, которая также называется чувствительностью пеленгационной системы [1]. Поэтому для получения достаточной точности следует использовать очень Помимо направленности. этого, узкие диаграммы пеленгационная характеристика (47) является чётной функцией смещения пеленга направления. В относительно равносигнального таком случае, С использованием двухлучевой антенной системы и без использования априорной информации не удастся однозначно определить пеленг без изменения ориентации антенны. В этом смысле суммарный метод не является моноимпульсным.

Более широкое распространение получил разностный метод [94], предполагающий использование пеленгационной характеристики:

$$\upsilon_{-} = A_1(az) - A_2(az), \tag{49}$$

В некоторых источниках разностный метод также называется методом сравнения. В области углов между максимумами ДН лучей антенной пеленгационная характеристика является монотонной, и описывается линейной функцией вблизи равносигнального направления. Таким образом, в этой области пеленгационная характеристика (49) обладает постоянной и ненулевой чувствительностью.

Общим недостатком методов суммы и разности является зависимость от амплитуды исходного сигнала. Этого недостатка лишён суммарноразностный метод, получивший наиболее широкое распространение. В качестве пеленгационной характеристики в котором используется отношение разностной к суммарной пеленгационной характеристики:

$$\upsilon_{\pm} = \frac{A_1(az) - A_2(az)}{A_1(az) + A_2(az)} = \frac{d_{n1}(az) - d_{n2}(az)}{d_{n1}(az) + d_{n2}(az)},$$
(50)

где d_{n1} и d_{n2} – нормированные амплитудные диаграммы направленности лучей антенной системы.

Следует отметить, что область монотонности суммарно-разностной пеленгационной характеристики ограничивается не областью между максимумами ДН лучей антенной системы, что расширяет область углов, в которой может быть применена пеленгационная система. Тем не менее, чувствительность суммарно-разностной пеленгационной системы спадает с равносигнального удалением от направления, чем a меньше чувствительность пеленгационной системы, тем меньшую точность она способна обеспечивать.

Пеленгационные характеристики рассмотренных методов в предположении, что диаграммы направленности лучей антенной системы имеют гауссов вид (51), при $A_0 = 1$ представлены на рисунке 12.

$$d_{n1} = \exp\left(-\frac{(az-1)^2}{\sqrt{2\pi}}\right); \quad d_{n2} = \exp\left(-\frac{(az+1)^2}{\sqrt{2\pi}}\right)$$
 (51)



Рисунок 12. Пеленгационные характеристики: 1 – суммарная, 2 – разностная, 3 – суммарно-разностная

Для рассмотренных пеленгационных характеристик определение пеленга *аz*₀ сводится к решению нелинейного уравнения:

$$\upsilon(az_0) = \upsilon(A_1, A_2). \tag{52}$$

При использовании суммарно-разностной характеристики уравнение (52) линеаризуется вблизи равносигнального направления следующим образом [7]:

$$s \cdot az_0 = \frac{A_1 - A_2}{A_1 + A_2}, \tag{53}$$

где *s* – чувствительность пеленгационной системы вблизи равносигнального направления.

Использование выражения (53) позволяет добиться максимальной производительности при решении задачи пеленгации. Наиболее часто оно применяется в системах автоматического слежения, при котором антенна наводится на пеленгуемый объект. Постоянное наведение на объект позволяет обеспечить работу на линейном участке пеленгационной характеристики.

2.1.2 Двумерная пеленгация

При необходимости решения двумерной задачи пеленгации (пеленгация по углу места *el* и азимуту *az*) применяется антенная система с бо́льшим количеством лучей, как минимум тремя [95]. Существует подход,

использующий четырёхлучевую антенную систему с конфигурацией лучей, представленной на рисунке 13. Цифрами на рисунке 13 отмечены номера лучей антенной системы.



Рисунок 13. ДН четырёхлучевой антенной системы

При этом поиск угла места *el* и азимута *az* производится с использованием характеристики [96]:

$$\begin{cases} \frac{A_1 + A_3 - A_2 - A_4}{A_1 + A_2 + A_3 + A_4} = \frac{d_1(az_0, el_0) + d_3(az_0, el_0) - d_2(az_0, el_0) - d_4(az_0, el_0)}{d_1(az_0, el_0) + d_2(az_0, el_0) + d_3(az_0, el_0) + d_4(az_0, el_0)} \\ \frac{A_1 + A_2 - A_3 - A_4}{A_1 + A_2 + A_3 + A_4} = \frac{d_1(az_0, el_0) + d_2(az_0, el_0) - d_3(az_0, el_0) - d_4(az_0, el_0)}{d_1(az_0, el_0) + d_2(az_0, el_0) + d_3(az_0, el_0) + d_4(az_0, el_0)}.$$
(54)

В настоящее время более широкое распространение получил подход, в котором для решения задачи пеленгации используются антенные системы с большим количеством лучей [2,91,97]. Амплитуды сигналов, зарегистрированных в лучах антенной системы, описываются выражением:

$$A_{i} = A_{0}d_{ni}(az_{0}, el_{0}), i \in [1, N],$$
(55)

где A_i – амплитуда сигнала, зарегистрированного в *i*-ом луче антенной системы, d_{ni} – нормированная амплитудная ДН *i*-го луча антенной системы,

 (az_0, el_0) – пеленг, A_0 – амплитуда сигнала при приёме с направления, соответствующего максимуму ДН, N – количество лучей антенной системы.

Выражение (55) представляет собой систему нелинейных уравнений относительно (az_0 , el_0) и A_0 . Знание величины A_0 не представляет практической ценности для решения задачи пеленгации, поэтому может быть исключено из системы уравнений любым доступным методом, например, формированием суммарно-разностных пеленгационных характеристик. Тогда система уравнений (55) принимает вид:

$$\frac{A_i - A_j}{A_i + A_j} = \frac{d_{ni}(az_0, el_0) - d_{nj}(az_0, el_0)}{d_{ni}(az_0, el_0) + d_{nj}(az_0, el_0)}, \ i, j \in [1, N], \ i \neq j.$$
(56)

Среди прочих методов выделяется оптимизационный метод пеленгации, предложенный в [7]. Для максимально точного учёта вида диаграммы направленности в этих работах не используется линеаризация системы уравнений вблизи равносигнального направления. Вместо этого применяется численное решение нелинейной системы уравнений. Авторы предлагают минимизировать квадратичное рассогласование L_{2SQ} между правыми и левыми частями уравнений (56) по углу места и азимуту:

$$L_{2SQ}(az,el) = \sum_{i,j,i\neq j} \left(\frac{A_i - A_j}{A_i + A_j} - \frac{d_{ni}(az,el) - d_{nj}(az,el)}{d_{ni}(az,el) + d_{nj}(az,el)} \right)^2.$$
(57)

Аргументы, при которых рассогласование L_{2SQ} достигает минимального значения, считаются решением системы уравнений (56).

В рассмотренных ранее методах пеленгации (суммарный, разностный, суммарно-разностный) используются диаграммы направленности, аппроксимированные функцией Гаусса, что соответствует приближению, в котором не учитывается наличие боковых лепестков ДН. На практике подавляющее количество ДН имеют боковые лепестки, что приводит к отсутствию монотонности пеленгационных характеристик (50) между парами лучей, а также к многоэкстремальности функции рассогласования (57). Каждый из локальных минимумов может быть принят за истинный пеленг.

Срез диаграммы направленности первого луча антенной системы, рассмотренной в разделе 1.5 главы 1, представлен на рисунке 14.



Рисунок 14. Срез ДН первого луча антенной системы, рассмотренной в главе 1

Вид функции рассогласования (57) для пеленга ИРИ *az*=2°, *el*=2° представлен на рисунке 15 в виде тепловой карты. Истинный пеленг на рисунке 15 отмечен ромбом.



Рисунок 15. Функция рассогласования L_{2SQ} для положения пеленга (2°, 2°) Методы численной оптимизации требуют знания начального приближения. В связи с многоэкстремальностью функции для ДН,

содержащих боковые лепестки, а также с вычислительной трудностью решения в целом, для обеспечения высокой точности следует выбирать начальное приближение, лежащее в непосредственной близости от истинного решения. В работе [7] в качестве начального приближения предлагается использовать результат решения линеаризованной задачи пеленгации.

2.1.3 Особенности воздействия шума при амплитудной пеленгации

В реальных условиях на трассе распространения сигнала от ИРИ до космического аппарата сигнал претерпевает значительные искажения. Согласно рекомендациям международного союза электросвязи (ITU) [98], при моделировании распространения радиоволн следует учитывать:

- факторы, приводящие к возникновению систематических искажений:
 - о детерминированная составляющая рефракции;
 - о эффект Доплера;
- деполяризацию на гидрометеорах;
- факторы, приводящие к ослаблению принимаемого сигнала:
 - о потери при распространении в свободном пространстве;
 - о поглощение и рассеяние на гидрометеорах;
- факторы, приводящие к наложению мультипликативного шума:
 - о случайная составляющая рефракции;
 - замирания, возникающие вследствие многолучевого распространения вблизи поверхности Земли;
 - о ионосферные мерцания;
- факторы, приводящие к добавлению аддитивного шума.

В настоящей работе пеленгация рассматривается с точки зрения задачи, изолированной от задач детектирования и определения параметров сигнала. Искажения, относящиеся к первым трём из указанных групп, такие как: допплеровское смещение частоты и расширение спектра, деполяризация, энергетические потери создают трудности именно для детектирования сигнала и определения его параметров. Они не рассматриваются в настоящей диссертации, так как делается предположение о том, что эти факторы учтены на этапе формирования исходных данных задачи пеленгации (амплитуд сигналов, зарегистрированных в лучах антенной системы).

Преимущество моноимпульсных методов заключается в том, что они [1] чувствительны флуктуациям исходной наименее К амплитуды принимаемого сигнала A_0 , а также в том, что A_0 может быть исключено из системы уравнений (55). Флуктуации амплитуды, связанные со случайным во времени ослаблением сигнала из-за рефракции, замираний и ионосферных мерцаний можно рассматривать как мультипликативный шум, одинаковый для всех лучей антенной системы [99]. Наличие мультипликативного шума создаёт непосредственные трудности для детектирования и определения параметров сигнала, но в силу моноимпульсности рассматриваемых методов не оказывает прямого влияния на задачу пеленгации. Косвенное влияние мультипликативного шума заключается В том. что ОН вызывает периодическое ослабление сигнала и не влияет на мощность аддитивного Подобные шума. изменения мощности сигнала приводят К быстроменяющемуся в широком диапазоне ОСШ. Характерное требуемое значение ОСШ для удовлетворительной работы пеленгационных алгоритмов составляет $+3 \div +20$ дБ [2,91,100].

Международный союз электросвязи рекомендует к учёту следующие источники аддитивного радиошума [101]:

- излучение от грозовых разрядов;
- промышленный шум;
- эмиссия от атмосферных газов и гидрометеоров;
- излучение от небесных источников радиоволн;
- внутренние шумы антенной системы.

Делается предположение, что шумы не коррелируют с ЭТИ неискаженным сигналом. В таком случае энергия зашумленного сигнала будет превышать энергию неискаженного. Известно, что энергия сигнала (Е) (A^{2}) [102], средней амплитуды пропорциональна квадрату его т.е.

рассматриваемые аддитивные шумы не уменьшают среднюю амплитуду регистрируемого в луче антенной системы сигнала, по сравнению с амплитудой чистого сигнала. Это означает, что рассматриваемый амплитудный шум (погрешность определения значений амплитуд) обладает значением. Вследствие центральной ненулевым средним предельной теоремы Ляпунова [103], можно предположить, что аддитивный шум *s* на трассе распространения сигнала обладает нормальным распределением с нулевым средним значением ρ_G :

$$\rho_G(s) = \frac{1}{\sigma_s \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{s^2}{2\sigma_s^2}\right),\tag{58}$$

где σ_s – стандартное отклонение величины *s*.

Известно, что амплитуда ζ величины *s* с нулевым средним значением, распределённой нормально ($\zeta \equiv |s|$), обладает распределением Рэлея ρ_R [104]:

$$\rho_R(\zeta) = \frac{\zeta}{\sigma_s^2} \exp\left(-\frac{\zeta^2}{2\sigma_s^2}\right).$$
(59)

Распределения представлены на рисунке 16. Цифрой 1 отмечено нормальное распределение, цифрой 2 – распределение Рэлея.



Распределение Рэлея обладает ненулевым средним значением μ :

$$\mu = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \,\sigma_{s}, \tag{60}$$

что согласуется с выводами, сделанными ранее.

2.2 Описание алгоритма пеленгации, учитывающего ненулевое математическое ожидание погрешности амплитуд сигналов

С учётом воздействия аддитивного шума выражение для амплитуды сигнала, зарегистрированного в *i*-ом луче антенной системы (55) принимает вид:

$$A_{i} = A_{0}d_{ni}(az_{0}, el_{0}) + \zeta_{i}, i \in [1, N].$$
(61)

Как было показано ранее, погрешность определения амплитуды сигнала ζ_i обладает ненулевым средним значением, т.е. ζ_i представима в виде:

$$\zeta_i = \mu_0 + \Delta \zeta_i \,, \tag{62}$$

где $\Delta \zeta_i$ – случайная величина с нулевым средним значением.

Энергия случайной составляющей Z_{ζ} в распределении амплитуд сигналов, зарегистрированных в лучах антенной системы, вычисляется по формуле [105]:

$$Z_{\zeta} = \sum_{i=1}^{N} \zeta_{i}^{2} = N\mu_{0}^{2} + \sum_{i=1}^{N} \Delta \zeta_{i}^{2} + 2\mu_{0} \sum_{i=1}^{N} \Delta \zeta_{i} .$$
(63)

При учёте μ_0 система уравнений (55) принимает вид:

$$A_{i} = A_{0}d_{ni}(az_{0}, el_{0}) + \mu_{0} + \Delta\zeta_{i}, i \in [1, N],$$
(64)

а случайная составляющая амплитуд сигналов уменьшается до значения $\Delta \zeta_i$. Тогда энергия уменьшенной случайной составляющей описывается выражением:

$$Z_{\Delta\zeta} = \sum_{i=1}^{N} \Delta \zeta_i^2 , \qquad (65)$$

где *N* – количество лучей антенной системы.

Таким образом учёт значения μ_0 в системе уравнений (64) можно интерпретировать как повышение ОСШ [24,27].

Существующие амплитудные алгоритмы пеленгации, рассмотренные в разделе 2.1, предполагают, что амплитуды сигналов, зарегистрированных в лучах антенной системы, предварительно очищены от шумовой составляющей и пренебрегают значениями ζ_i . На практике подобные

предположения выполняются приближенно, а амплитуды сигналов определяются с некоторой погрешностью, которая влияет на точность пеленгации. Наиболее значительное нарушение предположения происходит для лучей антенной системы, приём в которых ведётся на угловом удалении от направления на главный максимум.

В настоящей работе предлагается изначально пренебрегать не ζ_i, а только Δζ_i. Тогда система уравнений для определения пеленга принимает вид:

$$A_{i} = A_{0}d_{ni}(az_{0}, el_{0}) + \mu_{0}, i \in [1, N].$$
(66)

Необходимо отметить, что учёт значения μ_0 сопряжён не только с возможностью повысить ОСШ, но и с повышением вычислительной сложности решаемой задачи. В частности, помимо определения неизвестного пеленга (*az*₀, *el*₀) возникает задача определения значения μ_0 .

Для дальнейших вычислений удобно ввести параметр $v_0 = \mu_0 / A_0$. Тогда:

$$\frac{A_i}{A_0} = d_{ni}(az_0, el_0) + v_0, i \in [1, N].$$
(67)

Выражение (67) представляет собой систему из N нелинейных уравнений, неизвестными в которой являются A_0 , v_0 , az_0 , el_0 . Причём для решения задачи пеленгации критически важным является нахождение параметров az_0 и el_0 . Оценка параметров A_0 и v_0 является необязательной, но возможной, причём, без использования дополнительной априорной информации (т.к. рассматривается антенная система с количеством лучей N > 4).

В настоящей работе предлагается несколько способов нахождения пеленга (az_0 , el_0) с использованием системы уравнений (67). Первый из которых предполагает построение суммарно-разностных уравнений, аналогично классическому решению [7] системы уравнений (55).

$$\frac{A_i - A_j}{A_i + A_j} = \frac{d_{ni}(az_0, el_0) - d_{nj}(az_0, el_0)}{d_{ni}(az_0, el_0) + d_{nj}(az_0, el_0) + 2v_0}, i, j \in [1, N], i \neq j.$$
(68)

Систему суммарно-разностных уравнений, учитывающих ненулевое среднее значение погрешности амплитуд A_i возможно решить методом минимизации квадратичного рассогласования L_{3SQ} между правыми и левыми частями уравнений по углу места, азимуту и параметру v [37]:

$$L_{3SQ} = \sum_{i,j,i\neq j} \left(\frac{A_i - A_j}{A_i + A_j} - \frac{d_{ni}(az,el) - d_{nj}(az,el)}{d_{ni}(az,el) + d_{nj}(az,el) + 2v} \right)^2;$$
(69)

$$(az_0, el_0, v_0) = \arg\min L_{3SQ}(az, el, v).$$
(70)

Второй способ решения системы уравнений (67) [36] заключается в рассмотрении правых и левых частей уравнений как векторов:

$$\frac{1}{A_0} \begin{pmatrix} A_1 \\ A_2 \\ \dots \\ A_N \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} d_{n1}(az_0, el_0) + v_0 \\ d_{n2}(az_0, el_0) + v_0 \\ \dots \\ d_{nN}(az_0, el_0) + v_0 \end{pmatrix}.$$
(71)

Таким образом задача сводится к поиску az_0 , el_0 и v_0 при которых векторы будут различаться минимально. В методах машинного обучения получил широкое распространение способ сравнения векторов с использованием косинусного рассогласования [106,107]. Косинусное рассогласование равно косинусной близости [108], взятой с обратным знаком:

$$L_{3COS} = -\frac{\sum_{i} A_{i} (d_{ni} (az, el) + v)}{\sqrt{\sum_{i} A_{i}^{2}} \sqrt{\sum_{i} (d_{ni} (az, el) + v)^{2}}};$$
(72)

$$(az_0, el_0, v_0) = \arg\min L_{3COS}(az, el, v).$$
(73)

Третий способ решения системы уравнений (67) заключается в рассмотрении векторов в тождестве (71) как статистических распределений. Это возможно благодаря тому, что каждая компонента обоих векторов неотрицательна, а сами векторы являются нормируемыми. В таком случае

задача сводится к поиску таких az_0 , el_0 и v_0 , при которых два статистических распределения будут различаться минимально. В качестве меры близости статистических распределений используется расстояние Кульбака-Лейблера [109]:

$$L_{3KL} = \sum_{i} \left[\frac{d_{ni}(az, el) + v}{\sum_{m} d_{nm}(az, el) + Nv} \ln \left(\frac{d_{ni}(az, el) + v}{A_{i}} \cdot \frac{\sum_{k} A_{k}}{\sum_{m} d_{nm}(az, el) + Nv} \right) \right]; \quad (74)$$
$$(az_{0}, el_{0}, v_{0}) = \arg \min L_{3KL}(az, el, v). \quad (75)$$

Следует отметить, что во втором и третьем способе решения параметр A_0 исключается нормировкой сравниваемых векторов или распределений, обеспечиваемой выражениями (72) и (74). Минимизация рассогласований во всех трёх случаях выполняется симплексным методом [110]. Он является достаточно вычислительно эффективным и не использует значений производных, оценка которых может быть неустойчива.

Несмотря на то, что методы с использованием суммарно-разностных уравнений, косинусного рассогласования и расстояния Кульбака-Лейблера схожи между собой, методы решают задачу пеленгации с существенно различными точностями. Это обусловлено тем, что оптимизируемые функции, используемые в них, характеризуются различным видом нелинейности. Нелинейность существенным образом влияет на точность и устойчивость решения задачи. Поэтому практический интерес представляет сравнение точности предложенных методов между собой и с одним из существующих методов [7] решения задачи пеленгации.

Общей особенностью всех итерационных методов оптимизации является то, что для их корректной работы необходимо начальное приближение (значения az_0 , el_0 и v_0 , которые в дальнейшем будут уточнены). В связи с наличием шума и боковых лепестков ДН, а также с нелинейностью рассматриваемых функций рассогласования следует ожидать, что они не являются одноэкстремальными.

Проведённые численные эксперименты показывают, что истинный высокой вероятностью расположен в минимуме функции пеленг с рассогласования. Но необходимо отметить, что при существенном уровне значения функции рассогласования в шума локальных минимумах становятся сравнимы со значением в минимуме, соответствующем пеленгу, а также иногда принимают значение меньше него. Таким образом возникает не только проблема поиска начального приближения, но и проблема ложных пеленгов. Так как ложные пеленги расположены на конечном расстоянии друг от друга, в случае схождения алгоритма оптимизации к одному из них возникнет аномальная ошибка пеленгации (выброс), приближенно равная расстоянию между локальным и глобальным минимумами.

Если выбрать начальное приближение близко к истинному пеленгу, то итерационный алгоритм оптимизации сходится к минимуму, соответствующему верному решению задачи. Для поиска достаточно точного начального приближения предлагается использовать перебор значений функции рассогласования, осуществляемый на равномерной сетке узлов в координатах (*az, el, v*). В качестве начального приближения выбирается точка, значение в которой минимально.

Следует отметить, что перебор осуществляется по трём координатам, что обуславливает значительные временные и вычислительные затраты, необходимые для корректного функционирования предложенного метода. Тем не менее, такой метод выбора начального приближения даёт точность представление TOM, какая пеленгации лостижима 0 с рассматриваемой функции использованием рассогласования, И даёт возможность сравнить достижимые различными методами пеленгации точности между собой. Действия по дальнейшей оптимизации выбора начального приближения зависят от выбранного вида функции рассогласования и описаны в последующих разделах диссертации.

2.3 Верификация алгоритма пеленгации, учитывающего ненулевое математическое ожидание погрешности амплитуд сигналов

Для сравнения точности предложенных в разделе 2.2 методов пеленгации выполнена серия численных экспериментов по определению средней погрешности пеленга δ . Для экспериментов использована численная модель антенной системы, параметры которой представлены в разделе 1.5 главы 1. Основные параметры использованной модели: диаметр – 10 м; фокусное расстояние – 8 м; частота настройки – 1,6 ГГц; количество лучей – 16. Рассчитанная методом физической оптики [56] нормированная амплитудная диаграмма направленности антенной системы представлена на рисунке 8. Полуширина главного лепестка каждого луча антенной системы составила ~ 0,75°.

Для оценки средней погрешности пеленга проведено по 1000 вычислительных экспериментов для каждого состояния канала передачи. При регистрации амплитуд фиксируется ОСШ. На регистрируемые амплитуды накладываются шумовые отсчёты, распределение которых является рэлеевским. Регистрация амплитуд описывается выражением (61) Каждому эксперименту соответствует: случайное расположение ИРИ, положение источника подчиняется равномерному распределению по области моделирования $az^2 + el^2 < (3^\circ)^2$.

Пеленгация выполнена с использованием четырёх методов. Первый метод известен из литературы [7] и заключается в решении системы уравнений (56) методом минимизации квадратичного рассогласования L_{2SO} (57). Остальные три метода предложены в настоящей диссертации [20,24,27,36,37]. Их особенность заключается в учёте особенности распределения погрешности значений амплитуд сигналов, регистрируемых в лучах антенной системы. Зa счёт присутствия шума В канале распространения сигнала указанная погрешность обладает ненулевым средним значением. Предложенные методы определяют пеленг путём функции рассогласования. Различие между минимизации методами

обусловлено используемым рассогласованием: суммарно-разностное квадратичное L_{3SO} (69), косинусное L_{3COS} (72) и Кульбака-Лейблера L_{3KL} (74).

Минимизация функций рассогласования выполнена симплексным методом [110]. Поиск начального приближения для минимизации функции L_{2SO} осуществляется перебором значений функции рассогласования на равномерной сетке узлов размером 100×100 в координатах (az, el). Поиск начального приближения для минимизации функций L_{3SQ}, L_{3COS} и L_{3KL} перебором осуществляется значений функции рассогласования на равномерной сетке узлов размером $100 \times 100 \times 10$ в координатах (*az*, *el*, *v*). Значения az и el распределены по области определения ДН. Значения v распределены по диапазону от 0,0 до 0,05. На рисунке 17 представлены зависимости средней погрешности пеленга (δ) от ОСШ (SNR) для различных методов. Для построения графика использован логарифмический масштаб по оси δ .



Рисунок 17. Зависимости средней погрешности пеленга от ОСШ для методов, использующих: × $-L_{2SQ}$, $\Box - L_{3SQ}$, $\circ - L_{3COS}$, $\diamond - L_{3KL}$.

Из графиков следует, что при ОСШ более $15 \div 17$ дБ все рассмотренные методы работают с приблизительно равной средней погрешностью. Это объясняется тем, что метод, использующий L_{2SQ} , принимает неявное предположение о том, что среднее значение погрешности регистрируемых амплитуд v равно нулю, в то время как предложенные методы ищут значение v оптимизационным способом. В действительности
при высоких ОСШ v стремится к нулю. При этом предположение метода, использующего L_{2SQ} , выполняется достаточно точно. При значениях ОСШ менее 6 дБ все предложенные методы работают точнее метода, использующего L_{2SQ} .

Существенно выделяется метод, использующий косинусное рассогласование L_{3COS} , погрешность которого с уменьшением ОСШ возрастает существенно медленнее. При значении ОСШ равном 16 дБ метод, использующий L_{3COS} , незначительно превосходит по точности остальные. Но уже при ОСШ равном 10 дБ использование его позволяет снизить погрешность пеленгации на ~ 0,05°. С уменьшением значения ОСШ использование указанного метода становится более целесообразным. При ОСШ равном 0 дБ снижение погрешности пеленгации относительно остальных методов в среднем составляет ~ 0.6°. Результаты численного эксперимента показали, что учёт среднего значения шума позволяет работать при существенно меньших ОСШ по сравнению с классическими методами пеленгации, в том числе при ОСШ ~ 0 дБ. Как показано в разделе 2.2, это достигается за счёт того, что определение среднего значения шума понижает энергию случайной составляющей сигнала.

Подобное различие в среднем значении погрешности пеленгации может быть обусловлено двумя факторами: частое наличие малых погрешностей и наличие выбросов. Выбросы возникают из-за того, что при некоторых значениях шумовых отсчётов, минимум, соответствующий пеленгу, перестаёт быть глобальным. Частота возникновения выбросов напрямую влияет на величину средней погрешности, а количество глубоких локальных минимумов напрямую влияет на частоту возникновения выбросов. На рисунках 18, 19, 20 представлены характерные виды функций рассогласования L_{350} , L_{3COS} , L_{3KL} при v = 0, для ОСШ равного 0 дБ.



Рисунок 18. Характерный вид L_{3SQ} при v = 0 для SNR = 0 дБ



Рисунок 19. Характерный вид L_{3COS} при v = 0 для SNR = 0 дБ



Рисунок 20. Характерный вид L_{3KL} при v = 0 для SNR = 0 дБ

На рисунках 18, 19, 20 ромбом отмечено положение ИРИ. Из анализа характерного вида функций L_{3SO} , L_{3COS} , L_{3KL} следует, что функция L_{3COS} обладает существенно меньшим количеством локальных минимумов, сравнимых по глубине с глобальным. Это делает решение задачи пеленгации её использованием более устойчивым к воздействию шумов. При с L_{3COS} возникает меньшее количество выбросов, использовании что отражается на зависимости средней погрешности пеленгации от ОСШ (рисунок 17). С аналитической точки зрения поведение функций L_{3SO} , L_{3COS} и объясняется нелинейностью. L_{3KL} Функция L_{3SO} (57) предполагает суммирование большого количества дробей, L_{3KL} (74) предполагает взятие логарифмов от дробей. Такой характер функций является существенно более нелинейным, чем вычисление скалярного произведения и нормировка в функции L_{3COS} (72).

С практической точки зрения представляет интерес не только среднее значение погрешности пеленгации, но и величина погрешности, которая не будет превышена с заданной вероятностью. Погрешности, которые не будут превышены с вероятностью 0,05 и 0,95 при заданном ОСШ, соответствуют 5-му и 95-му перцентилю (δ_{95}) [111] набора погрешностей, которые реализуются в соответствующей серии экспериментов. На рисунке 21 верхними и нижними границами прямоугольников обозначены 5-й и 95-й перцентили наборов погрешностей. Верхними и нижними горизонтальными обозначены максимальная и отметками минимальная погрешности, реализовавшиеся для заданного ОСШ. Таким образом на рисунке 21 отмечен полный диапазон реализовавшихся погрешностей, а также диапазон реализовавшихся погрешностей за исключением 5% наиболее и 5% наименее точных результатов пеленгации. Для построения графика использован логарифмический масштаб по оси δ .



Рисунок 21. Диапазоны погрешностей пеленгации с использованием: а) *L*_{3SQ}; б) *L*_{3COS}; в) *L*_{3KL}

Сравнительная характеристика рассмотренных методов представлена в таблице 5. Отношение времени выполнения пеленгации рассматриваемым методом ко времени выполнения пеленгации с использованием L_{2SQ} обозначено символом τ . В каждой колонке выделена ячейка, соответствующая предпочтительному по точности или производительности

методу. При равной точности предпочтение отдаётся более производительному методу.

SNR	20 дБ		10 дБ		0 дБ		-
	<i>δ</i> , °	$\delta_{95},$ °	$\delta, ^{\circ}$	$\delta_{95},$ °	$\delta, ^{\circ}$	$\delta_{95},$ °	τ
L _{2SQ}	0,02	0,05	0,10	0,19	0,89	3,36	1,0
L _{3SQ}	0,02	0,04	0,09	0,18	0,51	2,35	10,5
L _{3COS}	0,02	0,04	0,02	0,06	0,11	0,50	9,1
L _{3KL}	0,02	0,04	0,05	0,11	0,43	1,43	11,5

Сравнительная характеристика методов пеленгации с использованием L_{3SQ} , L_{3COS} и L_{3KL}

По результатам исследования можно сделать вывод, что при работе с ОСШ более 15 ÷ 17 дБ предпочтительнее применять классический метод пеленгации с использованием минимизации *L*_{2SO}. При работе с более низкими ОСШ, не смотря на возможное возникновение выбросов, наилучшие предложенный результаты показывает алгоритм с использованием минимизации косинусного рассогласования L_{3COS} и учётом ненулевого среднего значения амплитуды шума *v*. При ОСШ равном 0 дБ погрешность этого метода не превышает ~ 0,5° с вероятностью 0,95. К недостаткам предложенного метода можно отнести вычислительно сложный выбор начального приближения, выполняемый перебором трёхмерном В пространстве (az, el, v).

2.4 Повышение вычислительной эффективности алгоритма пеленгации, учитывающего ненулевое математическое ожидание погрешности амплитуд сигналов

Как было отмечено ранее, предложенный метод пеленгации путём минимизации функции L_{3COS} (72) по параметрам (*az*, *el*, *v*) уступает в

производительности классическому методу пеленгации путём минимизации функции L_{2SQ} (57) по параметрам (*az*, *el*). Сложность выполнения алгоритмов отличается на порядок. Это происходит из-за выполнения оптимизации по трём параметрам вместо двух. Сократить количество выполняемых операций можно за счёт частичной аналитической оптимизации функции L_{3COS} . Параметры *az* и *el* входят в выражение (72) как аргументы численно заданных нормированных амплитудных диаграмм направленности $d_{ni}(az, el)$, поэтому аналитически вычислить производную по этим параметрам не представляется возможным. В свою очередь зависимость L_{3COS} от параметра *v* (среднее значение погрешности амплитуд сигналов) задана аналитически и является дифференцируемой. При фиксированных *az* и *el* можно определить значение v_0 при котором функция L_{3COS} по *v* к нулю:

$$\frac{\partial L_{3COS}}{\partial v}\Big|_{v_0} = -\frac{1}{\sqrt{\sum_{i=1}^N A_i^2}} \frac{\partial}{\partial v} \left[\frac{\sum_{i=1}^N A_i (d_{ni}(az, el) + v)}{\sqrt{\sum_{i=1}^N (d_{ni}(az, el) + v)^2}} \right]\Big|_{v_0} = 0.$$
(76)

Тогда уравнение на *v*₀ принимает вид:

$$\frac{\sqrt{\sum_{i=1}^{N} (d_{ni}(az,el) + v_{0})^{2}}}{\sum_{i=1}^{N} (d_{ni}(az,el) + v_{0})^{2}} \frac{\partial}{\partial v} \left[\sum_{i=1}^{N} A_{i}(d_{ni}(az,el) + v) \right] \Big|_{v_{0}} = -\frac{\sum_{i=1}^{N} A_{i}(d_{ni}(az,el) + v_{0})}{\sum_{i=1}^{N} (d_{ni}(az,el) + v_{0})^{2}} \frac{\partial}{\partial v} \left[\sqrt{\sum_{i=1}^{N} (d_{ni}(az,el) + v)^{2}} \right] \Big|_{v_{0}},$$
(77)

где *N* – количество лучей антенной системы.

Выражение в знаменателе является положительным, поэтому:

$$\sqrt{\sum_{i=1}^{N} \left(d_{ni}(az,el) + v_0 \right)^2} \frac{\partial}{\partial v} \left[\sum_{i=1}^{N} A_i \left(d_{ni}(az,el) + v \right) \right] \Big|_{v_0} = \sum_{i=1}^{N} A_i \left(d_{ni}(az,el) + v_0 \right) \frac{\partial}{\partial v} \left[\sqrt{\sum_{i=1}^{N} \left(d_{ni}(az,el) + v \right)^2} \right] \Big|_{v_0}.$$
(78)

Выражения для требуемых производных имеют вид:

$$\frac{\partial}{\partial v} \left[\sum_{i=1}^{N} A_i \left(d_{ni} \left(az, el \right) + v \right) \right] = \sum_{i=1}^{N} A_i ; \qquad (79)$$

$$\frac{\partial}{\partial v} \left[\sqrt{\sum_{i=1}^{N} \left(d_{ni} \left(az, el \right) + v \right)^2} \right] = \frac{\sum_{i=1}^{N} \left(d_{ni} \left(az, el \right) + v \right)}{\sqrt{\sum_{i=1}^{N} \left(d_{ni} \left(az, el \right) + v \right)^2}} \,. \tag{80}$$

Тогда после подстановки выражений для производных и с учётом формулы квадрата суммы уравнение на *v*₀ принимает вид:

$$\sum_{k=1}^{N} A_k \sum_{i=1}^{N} (d_{ni}(az, el) + v_0)^2 = \sum_{k=1}^{N} (d_{nk}(az, el) + v_0) \sum_{i=1}^{N} A_i (d_{ni}(az, el) + v_0); \quad (81)$$

$$\sum_{i=1}^{N} (d_{ni}(az,el) + v_0)^2 = \sum_{i=1}^{N} d_{ni}^{2}(az,el) + 2v_0 \sum_{i=1}^{N} d_{ni}(az,el) + Nv_0^{2};$$
(82)

$$\sum_{k=1}^{N} (d_{nk}(az,el) + v_0) \sum_{i=1}^{N} A_i (d_{ni}(az,el) + v_0) =$$

$$= \sum_{i=1}^{N} A_i \sum_{k=1}^{N} (d_{nk}(az,el) d_{ni}(az,el) + d_{nk}(az,el) v_0 + d_{ni}(az,el) v_0 + v_0^2) =$$

$$= \sum_{i=1}^{N} A_i d_{ni}(az,el) \sum_{i=1}^{N} d_{nk}(az,el) +$$

$$+ v_0 \left(\sum_{i=1}^{N} A_i \sum_{k=1}^{N} d_{nk}(az,el) + N \sum_{i=1}^{N} A_i d_{ni}(az,el) \right) + N v_0^2 \sum_{i=1}^{N} A_i$$
(83)

С учётом выполненных преобразований, и если ввести обозначения:

$$\{A\} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N} A_i , \qquad (84)$$

$$\{Ad\} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N} A_i d_{ni} (az, el),$$
(85)

$$\{d\} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N} d_{ni}(az, el),$$
(86)

$$\left\{d^{2}\right\} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N} d_{ni}^{2} (az, el), \qquad (87)$$

то уравнение (81) принимает вид:

$$\{A\}\{d^{2}\}+2\{A\}\{d\}v_{0}+\{A\}v_{0}^{2}=\{Ad\}\{d\}+(\{A\}\{d\}+\{Ad\})v_{0}+\{A\}v_{0}^{2}.$$
 (88)

В уравнении (88) слагаемые, содержащие вторую степень *v*₀, сокращаются, а решение оставшегося линейного уравнения имеет вид:

$$v_{0} = \frac{\{A\}\{d^{2}\} - \{Ad\}\{d\}}{\{Ad\} - \{A\}\{d\}},$$
(89)

где $\{A\}$, $\{Ad\}$, $\{d\}$ и $\{d^2\}$ имеют смысл средних значений по лучам антенной системы и задаются выражениями (84) – (87).

Следует отметить, что знаменатель выражения (89) является ковариацией распределений зарегистрированных амплитуд и значений нормированных амплитудных диаграмм направленности лучей антенной системы в рассматриваемом направлении (az, el). В случае слабой зависимости между распределениями A_i и d_{ni} (az, el) знаменатель выражения (89) близок к нулю, а параметр v_0 принимает большое по модулю значение, что сигнализирует о низком значении ОСШ и соответствует смыслу параметра v_0 .

С использованием найденного оптимального значения $v_0(az, el)$ можно на порядок повысить вычислительную эффективность предложенного метода пеленгации с использованием функции L_{3COS} (72), выполняя оптимизацию только по параметрам *az* и *el*. Модифицированную функцию рассогласования L_{2COS} можно записать следующим образом:

$$L_{2COS} = -\frac{\sum_{i} A_{i} (d_{ni} (az, el) + v_{0} (az, el))}{\sqrt{\sum_{i} A_{i}^{2}} \sqrt{\sum_{i} (d_{ni} (az, el) + v_{0} (az, el))^{2}}};$$
(90)

$$(az_0, el_0) = \arg\min L_{2COS}(az, el).$$
(91)

Для проверки точностных характеристик предложенного метода, проведены численные эксперименты аналогичные экспериментам, представленным в разделе 2.3. Основные параметры использованной модели антенной системы: диаметр рефлектора – 10 м; фокусное расстояние – 8 м; частота настройки – 1,6 ГГц; количество лучей – 16. Выполнено по 1000 вычислительных экспериментов для каждого ОСШ (SNR). Каждому эксперименту соответствует случайное положение ИРИ, подчиняющееся равномерному распределению по области моделирования $az^2 + el^2 < (3^\circ)^2$. На рисунке 22 отмечен полный диапазон реализовавшихся погрешностей, а диапазон реализовавшихся погрешностей за исключением 5% также наиболее и 5% наименее точных результатов пеленгации. Для построения графика использован логарифмический масштаб по оси δ .



Рисунок 22. Диапазоны погрешностей пеленгации с использованием L_{2COS}

Сравнение погрешностей пеленгации, которые не будут превышены с вероятностью 0,95 (δ_{95}) с использованием L_{3COS} и L_{2COS} представлены на рисунке 23.



Рисунок 23. Зависимости погрешности пеленга, которая не будет превышена с вероятностью 0,95 от ОСШ для методов, использующих: $\Box - L_{3COS}$, × – L_{2COS}

Сравнительная характеристика рассмотренных методов представлена в таблице 6. Отношение времени выполнения пеленгации рассматриваемым времени выполнения пеленгации с использованием L_{2SO} методом ко В обозначено символом τ. каждой колонке выделена ячейка, соответствующая предпочтительному по точности или производительности предпочтение более методу. При равной точности отдаётся производительному методу.

Таблица 6.

SNR	20 дБ		10 дБ		0 дБ		-
	$\delta, ^{\circ}$	$\delta_{95},$ °	$\delta, ^{\circ}$	$\delta_{95},$ °	$\delta, ^{\circ}$	$\delta_{95},^{\circ}$	τ
L _{3COS}	0,02	0,04	0,02	0,06	0,11	0,50	9,1
L _{2COS}	0,02	0,06	0,03	0,07	0,11	0,55	1,1

Сравнительная характеристика методов пеленгации с использованием L_{3COS} и L_{2COS}

Из рисунка 23 видно, что отказ от численной оптимизации по параметру v_0 приводит к незначительному снижению точности на ~ 0,02° при теоретическом приросте производительности вычислений на порядок. В рассмотренной конфигурации численных экспериментов прирост производительности составил ~ 8 раз. Таким образом, если при ОСШ менее 15 ÷ 17 дБ (установлено численным экспериментом, представленным в

разделе 2.3) требуется пеленгация с максимальной точностью без учёта производительности, то рекомендуется использовать L_{3COS} , при необходимости вычислительных рекомендуется экономии ресурсов использовать L_{2COS} . Также из рисунка 22 видно, что, как и при применении остальных методов, при пеленгации с использованием L_{2COS} (90) могут возникать выбросы. Исследованию причин возникновения выбросов и борьбе с ними посвящена третья глава диссертации.

2.5 Выводы по второй главе

В условиях космического базирования антенн амплитудным пеленгационным системам необходимы высокоточные методы пеленгации. Во второй главе разработаны и исследованы методы пеленгации на основе решения системы нелинейных уравнений (61) в различных приближениях.

Рассмотрены особенности распределения погрешностей амплитуд сигналов, зарегистрированных в лучах антенной системы. Основной особенностью является наличие ненулевого среднего значения погрешности. Классические методы пеленгации делают предположение, что погрешности определения амплитуд исключены на этапе предварительной обработки, что в действительности выполняется не точно. Во второй главе диссертации предлагается помимо пеленга (az, el) оценивать и учитывать среднее значение погрешности амплитуд v_0 . В настоящей диссертации использовано рэлеевское распределение погрешностей.

Обычно система уравнений (61) преобразуется к суммарноразностному виду (56) и решается методом минимизации квадратичного рассогласования L_{2SQ} (57) по пеленгу. В главе предложены другие функции рассогласования, учитывающие наличие ненулевого среднего значения погрешности амплитуд сигналов, зарегистрированных в лучах антенной системы, на основе:

- квадратичного рассогласования L_{3SQ} (69);
- косинусного рассогласования L_{3COS} (72);
- расстояния Кульбака-Лейблера *L*_{3*KL*} (74).

Построены зависимости средней погрешности пеленгации с использованием L_{2SQ} , L_{3SQ} , L_{3COS} , L_{3KL} . Для пеленгации с использованием L_{3SQ} , L_{3COS} , L_{3KL} построены диапазоны погрешностей, реализовавшихся в проведённых численных экспериментах в зависимости от ОСШ, а также определены погрешности, которые не будут превышены с вероятностью 0,95 для заданного ОСШ (рисунок 21).

Для численных экспериментов использована модель многолучевой антенной системы с полушириной главного лепестка каждого луча диаграммы направленности ~ 0,75°. Установлено, что при ОСШ более $15 \div 17$ дБ предпочтительным является распространённый метод пеленгации с использованием L_{2SQ} . При более низких ОСШ методы, учитывающие ненулевое значение v_0 , показывают более высокую точность, чем метод пеленгации с использованием L_{2SQ} . Наибольшую точность показывает метод с использованием L_{3COS} , средняя погрешность которого, при значении ОСШ равном 0 и 10 дБ ниже средней погрешности остальных методов на ~ 0,05° и ~ 0,5° соответственно. Для метода с использованием L_{3COS} погрешности, которые не будут превышены с вероятностью 0,95 при ОСШ равном 10 и 0 дБ составили 0,05° и 0,5° соответственно. Приведено обоснование более высокой точности метода, использующего L_{3COS} .

Установлены недостатки методов, использующих L_{3SQ} , L_{3COS} , L_{3KL} , в их числе: вычислительная эффективность на порядок ниже, чем у метода, использующего L_{2SQ} , возможность возникновения выбросов (не более 5% от всех результатов пеленгации).

Снижение быстродействия обусловлено выполнением численной минимизации функций рассогласования по параметру v_0 . Для устранения этого недостатка и снижения количества требуемых операций предложено выполнить частичную аналитическую минимизацию функции рассогласования L_{3COS} по параметру v. В главе найдено выражение для значения v_0 при котором L_{3COS} достигает экстремума и составлена модифицированная функция рассогласования L_{2COS} (90). Пеленгация с

использованием модифицированной функции рассогласования L_{2COS} не значительно уступает по точности пеленгации, с использованием L_{3COS} , но выполняется на порядок быстрее. Для рассмотренной конфигурации численных экспериментов время пеленгации сократилось в ~ 8 раз. Сравнительная характеристика рассмотренных методов представлена в таблицах 5 и 6.

В ходе исследования выявлено, что при значении ОСШ менее $15 \div 17$ дБ целесообразно пользоваться пеленгацией с использованием L_{3COS} для достижения наибольшей точности. В случае необходимости, вычислительная эффективность пеленгации повышается (с незначительной потерей в точности пеленгации) использованием функции рассогласования L_{2COS} .

Глава 3. Обработка выбросов в результатах моноимпульсной амплитудной пеленгации

3.1 Общая характеристика выбросов в рассматриваемой системе

Известно, что в ходе решения задачи моноимпульсной пеленгации могут быть получены статистически редкие результаты пеленгации, с аномально большой погрешностью [7], такие результаты называются выбросами. Настоящая глава посвящена рассмотрению существующих и разработке нового алгоритма обработки выбросов для минимизации их влияния на среднюю погрешность пеленгации. Далее аномально большой погрешностью считается погрешность, превышающая пороговое значение, выбираемое исходя из конфигурации спутниковой группировки, вида орбиты КА, характеристик ДН антенной системы и др.

Диаграммы направленности большинства реальных антенных систем являются многолепестковыми. В таких системах ДН каждого из лучей имеют не только глобальный максимум, соответствующий главному лепестку, но и множество локальных, соответствующих боковым лепесткам. В случае одномерной пеленгации это приводит к немонотонности пеленгационной характеристики (50) и неоднозначности определения пеленга. Пример немонотонной пеленгационной характеристики представлен на рисунке 24.



Рисунок 24. Диаграммы направленности двух лучей и соответствующая им суммарноразностная пеленгационная характеристика:

2 – нормированные амплитудные диаграммы направленности лучей,
 3 – суммарно-разностная пеленгационная характеристика

В обобщении на двумерную пеленгацию факт использования многолепестковых ДН также приводит к неоднозначности определения пеленга. С математической точки зрения ЭТО объясняется многоэкстремальностью оптимизируемых функций рассогласования, что согласуется с результатами, полученными в главе 1 и представленными на рисунках 18, 19, 20.

Результаты численного эксперимента по определению зависимости погрешности пеленгации с использованием L_{2COS} (90) от пеленга в координатах угол места *el*, азимут *az* для рассматриваемой в работе антенной системы при различных ОСШ (*SNR*) представлены на рисунке 25.





Параметры рассматриваемой антенной системы заданы в разделе 1.5 главы 1 (D = 10 м, F = 8 м, f = 1,6 ГГц). Диаграмма направленности антенной системы, вычисленная методом физической оптики [56], представлена на рисунке 8.

области боковых Диаграмма направленности В лепестков характеризуется существенной немонотонностью, что делает связь между пеленгом и зарегистрированной амплитудой сигнала в луче антенной системы практически случайной. При приёме сигнала с направления, которое не попадает в главный лепесток хотя бы одного из лучей антенной системы, амплитуд будут в значительной зарегистрированных все ИЗ мере случайными. Это приводит к существенному повышению погрешности пеленгации в области боковых лепестков [7,8]. Представленные на рисунке 25 зависимости согласуются с этим утверждением.

В процессе многократного решения задачи пеленгации для различных входных данных среднюю погрешность пеленгации можно сократить, если исключить из рассмотрения измерения, соответствующие выбросам. Для этого каждое измерение необходимо отнести к одному из классов: выброс / не выброс, т.е. выполнить выявление выбросов. Указанный подход следующее принципиальное обычного подразумевает отличие от пеленгатора: не по каждому измерению амплитуд сигналов, зарегистрированных в лучах антенной системы, выполняется пеленгация, но если пеленгация выполнена, то с большой вероятностью погрешность пеленга не превосходит заданное пороговое значение.

3.2 Существующие методы выявления выбросов

Область углов, в которой погрешность принимает удовлетворительные значения, называется рабочей областью моноимпульсной антенной системы. В общем случае форма рабочей области зависит от того, какая погрешность считается удовлетворительной, формы ДН, антенной системы, отношения сигнал / шум и других параметров, но, как правило, она выбирается в соответствии с эмпирической оценкой. В качестве размеров рабочей области

моноимпульсной антенной системы обычно используется диапазон углов, соответствующий ширине центрального лепестка суммарной ДН по уровню -3 дБ [7].

Вероятность возникновения выброса в области боковых лепестков существенно превосходит вероятность возникновения выброса в рабочей области. Поэтому часто задача выявления выбросов заменяется задачей предварительного (без вычисления пеленга) определения принадлежности пеленга к рабочей области. В такой постановке задачи все сигналы, принятые с направлений, не соответствующих рабочей области, считаются выбросами. Методы определения принадлежности пеленга к рабочей области подразделяются на методы, использующие исключительно программную часть, и методы, использующие дополнительную аппаратную часть.

3.2.1 Аппаратно-зависимые методы выявления выбросов

Как правило, методы выявления выбросов определяют принадлежность к рабочей области и основаны на учёте данных, принятых с дополнительной антенны с более широкой диаграммой направленности [15,112]. Канал дополнительной антенны называется вспомогательным, а решение о нахождении пеленга в рабочей области принимается по разности уровней сигналов в основном и вспомогательных каналах. Если разность превышает заданный порог, то считается, что сигнал находится внутри рабочей области. Затем выполняется адаптивная компенсация помех путем изменения весовых коэффициентов фазированной антенной решетки (ФАР) [3,113,114].

Подобные методы имеют недостатки, основным из которых является необходимость использования в системе дополнительного оборудования, в частности, слабонаправленной антенны, присутствие которой, может влиять на диаграмму направленности основной антенны и снижать эффективность использования её раскрыва. Помимо этого, дополнительное оборудование влияет на массогабаритные характеристики антенной системы. Это имеет существенное значение в условиях космического базирования и затрудняет управление ориентацией антенны и космического аппарата.

3.2.2 Алгоритмы углового стробирования

В настоящей работе рассматриваются исключительно программные методы выявления выбросов, не требующие использования дополнительного оборудования. Одним из них является метод, основанный на сравнении сигналов суммарных и разностных каналов. Известно, что в пределах рабочей области суммарный канал должен превышать разностный [8]. Развитием метода сравнения являются алгоритмы углового стробирования [115].

Алгоритмы углового стробирования решают задачу классификации (классы ИРИ в рабочей области / ИРИ вне рабочей области), решение которой обладает характерными особенностями. Ошибки классификации можно разделить на два типа статистических ошибок: ошибки первого рода (пропуск) и ошибки второго рода (ложное срабатывание). Ошибка первого рода соответствует исключению из обработки сигнала от ИРИ в рабочей области, ошибка второго рода соответствует допуску до обработки сигнала от ИРИ из области боковых лепестков.

Угловое стробирование подразумевает вычисление нескольких эвристических признаков наличия ИРИ в рабочей области. Признаки Ψ_k могут относиться как к нахождению ИРИ в рабочей области по одному из углов *аz* или *el*, так и по обоим. Каждый из признаков Ψ_k сравнивается с соответствующим пороговым значением Π_k и принимает бинарное значение $\Psi_k^{B_k}$:

$$\Psi^{B}_{\ k} = \begin{cases} 0, & \Psi_{k} \leq \Pi_{k} \\ 1, & \Psi_{k} > \Pi_{k} \end{cases}$$
(92)

Пороговые значения Π_k зависят от требуемой вероятности ошибок первого и второго рода. Итоговый признак попадания ИРИ формируется как конъюнкция признаков Ψ_k , что с математической точки зрения эквивалентно:

$$\Psi = \prod_{k} \Psi^{B}_{k} , \qquad (93)$$

где Ψ – метка класса: 1 – ИРИ в рабочей области, 0 – ИРИ не в рабочей области.

Алгоритмы углового стробирования базируются на выполнении вычислительно простых операций (сложение, вычитание, умножение, сравнение), поэтому незначительно снижают вычислительную эффективность алгоритмов пеленгации.

3.2.3 Метод выявления выбросов с использованием числа обусловленности

Среди прочих выделяется частный случай диаграмм направленности антенных систем, в котором уровень боковых лепестков можно считать достаточно малым и быстро спадающим с удалением от направления на главный максимум. В этом случае ДН каждого из *N* лучей можно аппроксимировать функцией Гаусса:

$$d_{i}(az,el) = d_{\max} \exp(-\alpha_{i}az_{i}^{\prime 2} - \beta_{i}el_{i}^{\prime 2} - o_{i}az_{i}^{\prime}el_{i}^{\prime}),$$

$$az_{i}^{\prime} = az - az_{Mi}, \ el_{i}^{\prime} = el - el_{Mi},$$
(94)

где az_{Mi} и el_{Mi} – направление на главный максимум *i*-го луча ДН, α_i , β_i , o_i – параметры, отвечающие за форму ДН *i*-го луча.

В работах [7] и [97] представлен подход определения выбросов, основанный на анализе числа обусловленности системы уравнений, полученной в процессе линеаризации уравнений пеленгации. В подходе отмечается, что при возможности аппроксимации ДН функцией Гаусса суммарно разностная система уравнений (56) сводится к системе квадратичных уравнений относительно пеленга *az*₀, *el*₀ (97).

$$\frac{d_{ni}(az_0, el_0) - d_{nj}(az_0, el_0)}{d_{ni}(az_0, el_0) + d_{nj}(az_0, el_0)} = \frac{A_i - A_j}{A_i + A_j} \equiv V_{ij},$$
(95)

$$\ln d_i (az_0, el_0) - \ln d_j (az_0, el_0) = \frac{1 + V_{ij}}{1 - V_{ij}}, \qquad (96)$$

$$\left(\alpha_{j} \left(az_{0} - az_{Mj} \right)^{2} + \beta_{j} \left(el_{0} - el_{Mj} \right)^{2} + o_{j} \left(az_{0} - az_{Mj} \right) \left(el_{0} - el_{Mj} \right) \right) - \left(\alpha_{i} \left(az_{0} - az_{Mi} \right)^{2} + \beta_{i} \left(el_{0} - el_{Mi} \right)^{2} + o_{i} \left(az_{0} - az_{Mi} \right) \left(el_{0} - el_{Mi} \right) \right) + \left(97 \right) + 2 \ln d_{\max} = \frac{1 + V_{ij}}{1 - V_{ij}}, \quad i, j \in [1, N], i \neq j,$$

где *N* – количество лучей антенной системы.

В случае, если ДН всех лучей антенной системы одинаковы ($\alpha_i = \alpha_j$, $\beta_i = \beta_j$, $o_i = o_j$), то система (97) упрощается до линейной:

$$\Upsilon_m a z_0 + \Theta_m e l_0 = \Xi_m, \tag{98}$$

где:

$$\begin{split} \Upsilon_{m} &= 2\alpha_{i} \left(az_{Mi} - az_{Mj} \right) + o_{i} \left(el_{Mi} - el_{Mj} \right), \\ \Theta_{m} &= 2\beta_{i} \left(el_{Mi} - el_{Mj} \right) + o_{i} \left(az_{Mi} - az_{Mj} \right), \\ \Xi_{m} &= \alpha_{i} \left(az_{Mj}^{2} - az_{Mi}^{2} \right) + o_{i} \left(az_{Mj} el_{Mj} - az_{Mi} el_{Mi} \right) + \\ &+ \beta_{i} \left(el_{Mj}^{2} - el_{Mi}^{2} \right) - 2\ln d_{\max} - \ln \left(\frac{1 + V_{ij}}{1 - V_{ij}} \right), \end{split}$$
(99)
$$m = Ni + j. \end{split}$$

Система уравнений (98) является переопределённой и может быть сведена к системе нормальных уравнений Гаусса [116]:

$$\begin{pmatrix} \sum_{m} \Upsilon_{m} \Upsilon_{m} & \sum_{m} \Upsilon_{m} \Theta_{m} \\ \sum_{m} \Theta_{m} \Upsilon_{m} & \sum_{m} \Theta_{m} \Theta_{m} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a z_{0} \\ e l_{0} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sum_{m} \Upsilon_{m} \Xi_{m} \\ \sum_{m} \Theta_{m} \Xi_{m} \end{pmatrix}$$
(100)

На практике определитель системы уравнений (100) оказывается не равен нулю, но мал по абсолютному значению, что приводит к неустойчивости решения. Неустойчивость решения принято характеризовать числом обусловленности, которое вычисляется как отношение максимального сингулярного числа матрицы системы к минимальному [81,82]. С увеличением числа обусловленности возрастает погрешность пеленгации даже при больших значениях ОСШ, что соответствует

определению выброса. Для проверки соответствия измеренных в лучах амплитуд сигналов выбросу выполняется сравнение числа обусловленности с заранее выбранным порогом.

Отличительной положительной особенностью этого метода является уход от исключительно геометрического поиска выброса (проверки рабочей области). принадлежности пеленга К Метод анализирует устойчивости математической характеристики формулировки задачи пеленгации, соответствующей заданным значениям зарегистрированных в лучах антенной системы амплитуд сигналов. Также достоинством рассмотренного метода является возможность работы с произвольным количеством лучей антенной системы. К недостаткам рассмотренного метода можно отнести требование идентичности ДН лучей антенной системы, а также то, что рассмотренный метод не использует информацию о принадлежности пеленга к рабочей области, содержащуюся в исходных данных.

3.2.4 Нейронные сети и их применение в задаче пеленгации

Методы углового стробирования, представленные в разделе 3.2.2 выполняют разделение (классификацию) входных данных на два класса: данные, соответствующие выбросу, и данные, соответствующие не выбросу. В настоящее время задачи регрессии, классификации и кластеризации достаточно успешно решаются с использованием искусственных нейронных сетей (ИНС). Механизмы классификации и регрессии с использованием ИНС представлены ниже.

3.2.4.1 Общие сведения о нейронных сетях

Особый интерес к нейронным сетям вызван тем, что они обладают способностью к обобщению известных прецедентов на новые случаи, а также способностью к извлечению существенных свойств из поступающей информации, содержащей избыточные данные. Нейронная сеть может

адаптироваться к происходящей ситуации, что делает её устойчивой к зашумленным и слабо искаженным входным данным [117].

С математической точки зрения задачи, решаемые ИНС формулируются как задачи многомерной аппроксимации. Для её решения строится нелинейный вычислитель (модель) с варьируемым набором параметров. Значения параметров выбираются таким образом, чтобы рассогласование между аппроксимируемыми данными и выходом модели было минимально.

Нелинейность модели обеспечивается функцией активации, которая применяется к выходу каждого нейрона. В настоящей работе использована сигмоидальная функций активации:

$$act_{sigm}(sum) = \frac{1}{1 + \exp(-sum)},$$
(101)

где *sum* – сумма взвешенных входов нейрона.

На рисунке 26 представлен пример искусственной нейронной сети с двумя скрытыми слоями. Пример демонстрирует принцип объединения нейронов в слои. Выход текущего слоя является входом последующего. Выходом сети считается выход последнего слоя сети **out**.



Рисунок 26. ИНС с двумя скрытыми слоями

Задача обучения является задачей многомерной аппроксимации зависимости выходных данных от входных, для решения которой набор аппроксимируемых данных разделяется на два: обучающую и

валидационную выборки. Обучающая выборка используется непосредственно для аппроксимации, а валидационная используется для проверки устойчивости полученного решения к характерным вариациям входных данных.

Задача аппроксимации в свою очередь является задачей многомерной оптимизации, и выбор оптимизируемой функции имеет существенное влияние на результат обучения сети.

Оптимизируемая функция *L* называется функцией потерь и характеризует рассогласование между текущими (соответствующими текущему набору параметров сети) и целевыми (представленными в обучающей выборке) выходными данными [117]. Формальное определение задачи поиска оптимальных параметров ИНС **w**_{opt} (обучения) имеет вид:

$$\mathbf{w}_{opt} = \arg\min L(\mathbf{out}(\mathbf{w})), \qquad (102)$$

где w – вектор весов нейронной сети.

В задачах обучения ИНС минимизация L выполняется различными разновидностями численного алгоритма градиентного спуска [118,119], с учётом многоэкстремальности функции потерь. Вид функции потерь выбирается с учётом структуры задачи, а также входных и выходных данных. Наиболее известной функцией потерь, но зачастую не дающей наилучший результат, является функция среднеквадратичного отклонения L_{MSE} :

$$L_{MSE} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^{K} \left(\mathbf{out}(\mathbf{in}_{k}, \mathbf{w}) - \mathbf{out}_{k}^{t} \right)^{2}, \qquad (103)$$

где in_k — векторы входных данных выборки, out_k — векторы текущих выходных данных, out_k^t — векторы целевых выходных данных, K — количество записей в выборке.

В настоящей работе рассматривается бинарная классификация (возможные классы: выброс «N» / не выброс «Р»). Решению задачи бинарной классификации соответствует четыре возможных исхода: присвоение выбросу метки «N» (TN), присвоение выбросу метки «P» (FP – ошибка

первого рода), присвоение не выбросу метки «N» (FN – ошибка второго рода), присвоение не выбросу метки «Р» (TP) [84]. Вероятности указанных исходов формируют матрицу несоответствий, представленную в таблице 7.

Таблица 7.

Матрица несоответствий						
Целевое значение Результат	«N»	«P»				
«N»	Вероятность верной классификации выброса P _{TN}	Вероятность неверной классификации не выброса <i>P_{FP}</i>				
«P»	Вероятность неверной классификации не выброса <i>P_{FN}</i>	Вероятность верной классификации не выброса <i>P_{TP}</i>				

функция потерь связана с точностью Несмотря на TO, что аппроксимации, на практике не удаётся исключительно по её абсолютному значению, не используя дополнительной информации, судить о качестве работы ИНС. Для оценки качества решения задачи вводится понятие метрики. Метрика – это функция, принимающая значения в диапазоне от 0 до 1. 1 соответствует абсолютно верному решению поставленной перед ИНС задачи, а 0 соответствует абсолютно неверному решению. Метрики бинарной использованием классификации вычисляются С элементов матрицы несоответствий. Простейшей метрикой бинарной классификации является оценка вероятности верной классификации accuracy:

$$accuracy = P_{TN} + P_{TP}. (104)$$

Эта метрика редко применяется на практике, поскольку она не даёт верного представления о качестве работы классификатора при использовании несбалансированных по количеству представителей классов выборок. Для оценки качества работы классификатора на каждом из классов по отдельности существуют метрики точность (*precision*) и полнота (*recall*). Точность характеризует вероятность верной классификации, при условии, что объекту присвоена рассматриваемая метка. Полнота характеризует

вероятность верной классификации, при условии, что объект относится к рассматриваемому классу:

$$precision_{P} = \frac{P_{TP}}{P_{TP} + P_{FP}}, \quad precision_{N} = \frac{P_{TN}}{P_{TN} + P_{FN}}, \quad (105)$$

$$recall_{P} = \frac{P_{TP}}{P_{TP} + P_{FN}}, \quad recall_{N} = \frac{P_{TN}}{P_{TN} + P_{FP}}.$$
(106)

Точность и полнота не зависят от соотношения количества представителей классов и применимы в условиях несбалансированных выборок. В случае, когда необходимо учесть вероятности ошибок и первого, и второго рода, следует использовать метрику F1, которая равна среднему гармоническому значений *precision* и *recall*:

$$F1_m = \frac{2 \operatorname{precision}_m \operatorname{recall}_m}{\operatorname{precision}_m + \operatorname{recall}_m}.$$
(107)

Зачастую для уменьшения количества рассматриваемых метрик используются не значения метрики, вычисленные для каждого класса в отдельности, а их среднее арифметическое.

3.2.4.2 Существующее обобщение методов углового стробирования

В работе [8] предложено обобщение методов углового стробирования, использующее не эвристические методы формирования Ψ_k , а нейронную сеть, оценивающую значение Ψ (93). В работе [8] выполнено обучение искусственной нейронной сети для решения поставленной задачи, при этом качество её работы оценено по вероятности верной классификации (accuracy). Следует отметить, что указанный метод разработан для четырёхлучевой антенной системы. Пример такой системы представлен на 13. В рисунке используется лучей, данном разделе нумерация представленная на рисунке 13. В качестве исходных данных для работы ИНС применяются: значения разностных характеристик по азимутальному углу v_{az} и углу места v_{el} , а также квадрупольная характеристика v_q [120]:

$$\upsilon_{az} = A_1 + A_3 - A_2 - A_4 \,. \tag{108}$$

$$\upsilon_{el} = A_1 + A_2 - A_3 - A_4. \tag{109}$$

$$\nu_q = A_1 - A_2 - A_3 + A_4. \tag{110}$$

Выходными данными ИНС являются аппроксимационные значения $\Psi(v_{az}, v_{el}, v_q)$. Целевые значения Ψ равны 1, если пеленг попадает в рабочую область, и 0 в ином случае. Для присвоения метки (P/N) выход ИНС сравнивается порогом, определяемым условия с ИЗ максимизации верной классификации. В функции вероятности качестве потерь использовано среднеквадратичное рассогласование. В работе [8] показано, что обобщение методов углового стробирования с использованием ИНС выполняет выявление выбросов более эффективно по сравнению с алгоритмами углового стробирования.

Положительной особенностью данного метода является то, что аппроксимация функции Ψ не ограничивается эвристическим видом, а определяется решением задачи минимизации. Следует отметить, что за счёт непрерывности, а не бинарности, выхода нейронной сети открывается возможность определения порога по заданному критерию. Автор использует критерий минимизации вероятности любой ошибки, но в общем случае может быть использован и иной критерий, например, Неймана-Пирсона [121].

Рассмотренный метод ограничен в своём применении вследствие того, что он разработан исключительно для четырёхлучевых антенных систем и является неприменимым к антенной системе, рассматриваемой в настоящей диссертации (раздел 2.3 главы 2). Такое ограничение возникает из-за выбора входных данных в виде v_{az} , v_{el} и v_q . Также отрицательной особенностью метода является τо, что для определения выбросов используется исключительно признак нахождения пеленга в рабочей области, без учёта устойчивости решения и текущего распределения погрешностей амплитуд сигналов, зарегистрированных в лучах антенной системы.

3.3 Описание алгоритма выявления выбросов, учитывающего энтропию распределения амплитуд

С учётом положительных и отрицательных особенностей рассмотренных ранее методов в настоящем разделе предлагается новый алгоритм выявления (детектирования) выбросов. В качестве основы для которого использован алгоритм выявления выбросов с применением нейронной сети [8].

Ключевой идеей метода является использование нейронной сети в качестве модели, аппроксимирующей зависимость параметра доверия от входных параметров [39]. Параметр доверия является оценкой вероятности того, что текущим входным данным соответствует выброс. Качество результата решения задачи аппроксимации зависит от многих факторов, в том числе: выбора входных параметров, выбора аналитического вида параметра доверия, выбора критерия сравнения значений выхода модели и параметра доверия (функции потерь). Указанный выбор следует делать с учётом особенностей рассматриваемой задачи.

Для рассматриваемой ДН (раздел 2.3 главы 2) рабочую область можно аппроксимировать кругом в координатах (az, el) с центром в начале координат и радиусом $R_0 \sim 2,5^\circ$. Выброс – это статистически редкий результат пеленгации, с аномально большой погрешностью. Исходя из необходимых линейных погрешностей характерных определения будем местоположения погрешность считать пеленгации аномально большой, если её значение превышает $\delta_0 = 0.15^\circ$.

3.3.1 Выбор входных параметров

Многолучевая антенная система, рассматриваемая в настоящей работе, параметры которой представлены в разделе 1.5 главы 1, существенно отличается от антенной системы, рассмотренной в работе [8]. Ключевым отличием является количество лучей *N*. Алгоритм из работы [8] предназначен для обработки данных с четырёхлучевой антенной системы. В

настоящей диссертации N = 16. В связи с этим необходимо выбрать входные параметры отличные от рассмотренных в работе [8].

В качестве альтернативы азимутальной разностной v_{az} (108), угломестной разностной v_{el} (109) и квадрупольной v_q (110) пеленгационным характеристикам предлагается использовать нормированные амплитуды ζ_i зарегистрированных в различных лучах антенной системы сигналов:

$$\varsigma_i = \frac{A_i}{\sum_{k=1}^N A_k}.$$
(111)

Такой выбор обусловлен предположением о схожести задачи пеленгации и выявления выбросов вследствие того, что многие исходные данные, соответствующие выбросам, приняты с направлений из области боковых лепестков. Как показано в разделе 2.3 главы 2, выбор в качестве исходных данных для решения задачи пеленгации нормированных амплитуд позволяет добиться существенных успехов.

На рисунке 27 представлены примеры распределения ζ_i по лучам антенной системы.



Рисунок 27. Относительные амплитуды сигналов, зарегистрированных в лучах антенной системы: а) передний план – пеленг (2°, 2°) в рабочей области;

б) задний план – пеленг (4°, 4°) вне рабочей области

Можно что при приёме сигнала направления, отметить, с 27, соответствующего рабочей области (рисунок случай «a»). В распределении выделяется амплитуда с относительно большим абсолютным значением, в то время как остальные значительно меньше по величине. Для случая приёма сигнала с направления, соответствующего области боковых лепестков (рисунок 27, случай «б»), значения амплитуд распределены более равномерно [18].

Известно, что набору нормированных, неотрицательных чисел, в частности ζ_i , можно сопоставить значение информационной энтропии [105,122] *H*, которая характеризует неравномерность набора ζ_i :

$$H(\varsigma_i) = -\sum_{i=1}^N \varsigma_i \log_2 \varsigma_i .$$
(112)

Зависимость энтропии от пеленга представлена на рисунке 28 в виде тепловой карты.



Рисунок 28. Зависимость энтропии набора ζ_i от пеленга

Согласно свойствам энтропии, значение энтропии вне рабочей области оказывается выше за счёт отсутствия максимумов ДН лучей антенной системы и увеличения равномерности наборов *с*_{*i*}. Этот факт можно использовать при выявлении выбросов. Рисунок 28 наглядно демонстрирует справедливость этого утверждения.

Существует пороговое значение энтропии, которое позволяет отделить большую часть амплитуд зарегистрированных сигналов, принятых из рабочей области от прочих. Простой пороговый классификатор не обеспечивает необходимую точность решения задачи выявления выбросов [26]. Тем не менее, наблюдается существенная зависимость между требуемыми результатами классификации выбросов и энтропией *H* набора *с*_i.

Известно, что не всегда добавление во входные параметры ИНС значений, связанных с остальными параметрами, приводит к ухудшению результата работы ИНС [117]. Напротив, удачный выбор и использование облегчить таких параметров позволяет сети задачу определения закономерностей между входами и выходами, что приводит к более точной работе ИНС. Положительный результат от внесения дополнительных параметров можно наблюдать, если прослеживается их связь с целевыми выходными значениями. В связи с этим значение Н следует добавить в набор параметров конфигурируемой ИНС. Как правило, на вход ВХОДНЫХ нейронной сети для классификации выбросов подаётся только набор ζ_i , в работе же предлагается к исходным данным для работы сети добавить нормированное значение энтропии.

3.3.2 Выбор выходного параметра

В алгоритме, представленном в работе [8], перед каждым вычислением пеленга входные данные подвергаются классификации (классы выброс / не выброс) с использованием ИНС. Классификация выполняется по оценке параметра доверия (оценка вероятности того, что текущим входным данным соответствует выброс), который учитывает только попадание пеленга в рабочую область. Применение подобного подхода позволяет добиться

вероятности верной классификации ~ 0,95. При этом вероятность статистической ошибки первого рода P_1 (не приводящие к выбросу данные классифицируются не верно) составляет ~ 0,1. Как правило, входные данные, классифицированные как приводящие к выбросу не обрабатываются. В настоящей работе предлагается использовать другой, учитывающий особенности решаемой задачи, параметр доверия, использование которого позволяет снизить вероятность возникновения статистической ошибки первого рода.

Для демонстрации особенностей задачи, на основе которых выбран вид оригинального параметра доверия P_O , а также для дальнейшего выполнения численных экспериментов сгенерирован набор данных (по 5000 записей для каждого состояния канала передачи) и выполнены предварительные исследования. При регистрации амплитуд фиксируется ОСШ (SNR) от 0 до 20 дБ. На регистрируемые амплитуды накладываются шумовые отсчёты, распределение которых является рэлеевским. Каждой записи соответствует: случайное положение ИРИ, которое подчиняется равномерному распределению по области моделирования $az^2 + el^2 < (6^\circ)^2$. Для генерации антенной системы данных использована модель с параметрами, представленными в разделе 1.5 главы 1 на странице 44 (D = 10 м, F = 8 м, f =1,6 ГГц). Рассчитанная методом физической оптики [56] нормированная амплитудная диаграмма направленности антенной системы представлена на рисунке 8. Полуширина главного лепестка каждого луча антенной системы составила $\sim 0.75^{\circ}$.

На рисунке 29 представлена визуализация части этого набора данных. Символом «•» отмечены пеленги, соответствующие данным из указанного набора, для которых применение методики, предложенной в разделе 2.4 главы 2, обеспечивает погрешность $\delta_0 \ge 0,15^\circ$. Остальные пеленги, соответствующие данным в наборе, отмечены символом «0».



a) *SNR* = 0 дБ; б) *SNR* = 3 дБ; в) *SNR* = 10 дБ; г) *SNR* = 20 дБ

Из рисунка 29 следует, что выбросы могут возникать не только вне принятого приближения рабочей области, но и на её границе, и в некоторых случаях, в глубине рабочей области. Следовательно, точность определения выбросов можно повысить, если ввести параметр доверия, который учитывает не только угловое положение пеленга, но и итоговую погрешность пеленгации.

Известно, что средняя погрешность пеленгации δ возрастает с удалением пеленга от области пересечения минимум двух лучей ДН [7]. Это подтверждается рисунком 29, на котором доля выбросов в общем количестве результатов пеленгации возрастает с удалением от центра ДН антенной

системы. Поэтому доверие к результату пеленгации также должно зависеть от углового расстояния между центром ДН и пеленгом [38].

Основываясь на вышесказанном, в настоящей работе предлагается следующий параметр доверия:

$$P_{O}\left(az_{0},el_{0},\delta\right) = \frac{1}{1 + \exp\left(\alpha_{r}\left[\sqrt{az_{0}^{2} + el_{0}^{2}} - R_{0}\right]\right)} \cdot \frac{1}{1 + \exp\left(\alpha_{\delta}\left[\delta - (\delta_{0} + \varepsilon)\right]\right)},$$
(113)

где параметры α_r и α_{δ} отвечают за угол наклона зависимости (113) в окрестности пороговых значений R_0 и δ_0 и выбраны равными 10 и 100 соответственно, а параметр ε отвечает за доверие результатам при превышении порогового значения δ_0 погрешностью пеленга и выбран 0,05°. Использование выражения (113) обеспечивает снижение уровня доверия с удалением от рабочей области и с возрастанием погрешности пеленга. Следует отметить, что в отличие от разработанных ранее подходов [8,18] учитывается не только попадание пеленга в рабочую область, но и его погрешность. Таким образом в настоящей диссертации предлагается алгоритм детектирования выбросов, основанный на оценке P_0 в зависимости от набора нормированных амплитуд ζ_i и энтропии H с использованием ИНС:

$$P_O(az_0, el_0, \delta) = P_O(\varsigma_i) \approx \Psi(\omega_k, \varsigma_i, H), \qquad (114)$$

где Ψ – значение выхода многослойного персептрона, а ω_k – набор весов многослойного персептрона [117].

Следует отметить, что в выражении (113) используются значения az_0 , el_0 и δ , не известные в процессе выявления выбросов. Это не является проблемой, т.к. в процессе выявления выбросов используется выражение (114). Параметры ω_k предварительно определяются на этапе обучения с использованием обучающей выборки, для которой az_0 , el_0 и δ известны.

3.3.3 Оценка параметра доверия

ИНС предполагается использовать не в качестве жесткого классификатора, а для оценки параметра доверия P_0 . Оценка значения P_0 является задачей регрессии. При обучении ИНС для решения задач регрессии

наиболее распространённым является использование среднеквадратичного отклонения (103) в качестве функции потерь. В настоящей работе также используется среднеквадратичное отклонение.

При выявлении выбросов следует учесть, что наиболее важной является обработка данных (набор ζ_i), соответствующих не выбросам. Обработка данных, соответствующих выбросам, увеличивает среднюю погрешность пеленгации, но не приводит к непригодности системы. Таким образом рассматриваемая система более устойчива к возникновению ошибок первого рода (рассмотрение выброса), по сравнению с возникновением ошибок второго рода (исключение из рассмотрения не выброса).

Вследствие априорной неопределённости соотношения вероятности появления данных, соответствующих выбросам и не выбросам (дисбаланса классов), не следует напрямую использовать вероятность произвольной ошибки для оценки качества работы системы. В рассматриваемой задаче как критерий качества работы предлагается использовать вероятность P_1 неверной классификации данных при условии, что в действительности они соответствуют не выбросу (вероятность статистической ошибки первого рода). Эта вероятность линейно связана с метрикой *recall*_P (106):

$$P_1 = 1 - recall_P, \tag{115}$$

Использование не жесткого классификатора позволяет применить аналог критерия Неймана-Пирсона [121] для подбора удовлетворительной вероятности P_1 . Удовлетворительной будем считать $P_1 \le 0,01$. Соответствующими выбросам будем считать такие наборы ζ_i , для которых:

$$P_O(\varsigma_i) \approx \Psi(\omega_k, \varsigma_i, H) < t_O(P_1), \qquad (116)$$

где t_O – пороговое значение, определяемое в численном эксперименте.

Снижение вероятности статистической ошибки первого рода *P*₁ обуславливает повышение вероятности статистической ошибки второго рода. В рассматриваемой ситуации это не является критичным, если средняя погрешность пеленгации увеличивается незначительно. Для контроля этого
критерия помимо вероятности P_1 предлагается выполнять оценку погрешности пеленга, которая не будет превышена с вероятностью 0,95 $(\delta_{0.95})$.

Предложенный алгоритм можно разделить на два этапа: подготовка ИНС и присваивание метки. Схемы этапов представлены на рисунке 30.



Рисунок 30. Блок схемы этапов: а) подготовка ИНС; б) присваивание метки Подготовку необходимо выполнить один раз для каждой рассматриваемой антенной системы.

3.4 Верификация алгоритма выявления выбросов, учитывающего энтропию распределения амплитуд

Для выполнения численных экспериментов использован набор данных, описание которого представлено в разделе 3.3.2. Основные параметры набора данных: ОСШ от 0 до 20 дБ, 105000 записей. Оценка пеленга выполнена по алгоритму, представленному в разделе 2.4 главы 2. Для генерации данных использована модель антенной системы с параметрами, представленными в разделе 1.5 главы 1 на странице 44 (D = 10 м, F = 8 м, f = 1,6 ГГц). Рассчитанная методом физической оптики [56] нормированная амплитудная диаграмма направленности антенной системы представлена на рисунке 8. Полуширина главного лепестка каждого луча антенной системы составила ~ 0,75°. Набор данных разделён на две половины: первая используется для определения весов ω_k , вторая для оценки точностных характеристик предложенного нейросетевого алгоритма.

Предложенный алгоритм содержит два ключевых отличия OT нейросетевого алгоритма, представленного в работе [8] (рассмотрен в разделе 3.2.4.2): использование дополненного информационной энтропией набора входных параметров, а также использование сглаженного параметра доверия, учитывающего погрешность пеленгации. Для адаптации нейросетевого алгоритма [8] к рассматриваемой антенной системе в качестве параметров для ИНС использованы амплитуды входных сигналов, зарегистрированных в лучах антенной системы. Нейросетевой алгоритм, представленный в работе [8] использует базовый набор параметров и базовый ступенчатый параметр доверия (учитывающий исключительно положение пеленга). При условии гладкости параметра доверия имеется выбора обеспечения фиксированной возможность порога t_0 для вероятности P_1 .

Для проверки влияния каждого из указанных отличий выполнены серии численных экспериментов. В работе рассмотрены четыре многослойных персептрона, обученные методом обратного распространения ошибки [117] и соответствующие различным подходам. В архитектуре персептронов использовано по три скрытых слоя с количеством нейронов в слоях (64, 32, 16) и сигмоидальной активационной функцией (101). Ключевые свойства подходов представлены в таблице 8.

Таблица 8.

Рассмотренные подходы		
	Базовый параметр доверия,	Сглаженный параметр
	отсутствие возможности	доверия, выбор <i>t</i> ₀ для
	выбора <i>t</i> ₀	обеспечения $P_1 = 0,01$
Базовые входные	Полход 1	Полуод 2
параметры	подход т	Подход 2
Расширенные входные	Подход 3	Подход 4
параметры		

Для подходов 2 и 4 необходимо выбрать порог t_O . Зависимости вероятности P_1 неверной классификации набора ζ_i , при условии, что он соответствует не выбросу, от порога t_O для подходов 2 и 4 представлены на рисунке 31. В экспериментах для определения порога использовано ОСШ равное 0, как наименьшее из рассматриваемых.



Рисунок 31. Зависимость вероятности P_1 неверной классификации набора ζ_i , при условии, что он соответствует не выбросу,

от порога t_O при SNR = 0 дБ для: \circ – подход 2, \diamond – подход 4.

На рисунке 31 пунктирной линией отмечена вероятность $P_1 = 0,01$. Результаты численного эксперимента показывают, что при работе предложенного алгоритма для обеспечения $P_1 = 0,01$ в подходе 2 следует использовать $t_{O2} = 0,004$, а в подходе 4 $t_{O4} = 0,071$.

Зависимости погрешности пеленгации, которая не будет превышена с вероятностью 0,95, от ОСШ для рассматриваемых подходов представлены на рисунке 32. Для отображения погрешностей использована логарифмическая шкала.



Рисунок 32. Зависимость погрешности пеленгации $\delta_{0,95}$, которая не будет превышена с вероятностью 0,95 от ОСШ с использованием: × – подход 1, ○ – подход 2, □ – подход 3, ◊ – подход 4.

Существующему алгоритму [8] соответствует подход 1. Результаты численного эксперимента показывают, что применение подхода 1 обеспечивает $P_1 = 0,11$. Такой результат можно объяснить тем, что для задачи бинарной классификации, используемой в подходе 1, достаточно базового набора данных, и использование дополнительного входного параметра не влияет на качество решения.

Дополнение входных данных без модификации параметра доверия (подход 3) не приводит к повышению точности пеленгации, и незначительно снижает P_1 до уровня 0,09. При этом модификация параметра доверия без дополнения входных данных (подход 2) позволяет обеспечить заданную $P_1 = 0,01$, но на порядок снижается точность пеленгации при малых ОСШ. Такой результат объясняется тем, что сглаживание параметра доверия позволяет варьировать вероятность исключения из рассмотрения не выброса P_1 . Снижение на порядок вероятности P_1 при ОСШ равном 0 дБ приводит к повышению доли выбросов, попадающих в рассмотрение, что повышает погрешность пеленгации.

Использование расширенного набора входных параметров и модифицированного параметра доверия (подход 4) по-прежнему позволяет добиться снижения P_1 до уровня 0,01, но при этом погрешность пеленгации $\delta_{0,95}$ повышается не критически, с 0,14° до 0,21° при ОСШ равном 0 дБ. Такой

результат можно объяснить тем, что задача регрессии непрерывного параметра доверия (113), является более сложной, по сравнению с бинарной классификацией. Поэтому в отличие от подхода 3 расширение набора входных параметров позволяет улучшить результаты по сравнению с подходом 2.

Таким образом, использование подхода с расширенным набором входных параметров и модифицированным параметром доверия позволяет снизить вероятность исключения из рассмотрения не выброса в 10 раз по сравнению с алгоритмом, представленным в работе [8]. Существенное снижение P_1 отрицательно влияет на погрешность пеленгации $\delta_{0,95}$, которая не будет превышена с вероятностью 0,95, тем не менее, если P_1 снижается на порядок, то $\delta_{0,95}$ возрастает менее чем в 2 раза. Таким образом применение предложенной методики является целесообразным при необходимости пропуска как можно меньшего количества не выбросов (сигналов, пеленгация которых будет выполнена с погрешностью меньше 0,15°).

3.5 Выводы по третьей главе

Как показано во второй главе диссертации, при выполнении пеленгации могут возникать статистически редкие результаты с аномально большими погрешностями – выбросы. В третьей главе рассмотрены методики борьбы с выбросами. Один из подходов к борьбе с выбросами является исключение из рассмотрения соответствующих им измерений, поскольку при обработке выбросов не обеспечивается необходимая точность пеленгации. Для чего следует установить, соответствует ли текущее измерение выбросу, т.е. выполнить выявление выброса. Распространённым является подход к выявлению выбросов, основанный на использовании искусственных нейронных сетей. Как правило, ИНС принимает на вход набор зарегистрированных в лучах антенной системы нормированных амплитуд *с*_i, а на выходе выдаёт метку класса: выброс «N» / не выброс «Р».

В настоящей работе показано, что энтропия распределения ζ_i связана с попаданием пеленга в рабочую область ДН антенной системы, а

следовательно, и с погрешностью пеленгации. В работе предложено использовать в качестве исходных данных не просто набор ζ_i , а дополнить его энтропией Н этого набора (112). Подобный подход облегчает ИНС, применяемой в алгоритме, задачу выявления закономерностей между входными и выходными параметрами. Помимо этого, в настоящей работе бинарную классификацию, предлагается выполнять не а регрессию оригинального сглаженного параметра доверия (113) в зависимости от входных параметров. Это обеспечивает бо́льшую информативность выходного критерия, а также возможность введения порога для фиксации вероятности P₁ исключения из рассмотрения сигнала, который не является выбросом (вероятность статистической ошибки первого рода). Большая информативность выходного критерия достигается как за счёт непрерывности, так и за счёт внесения дополнительной информации о погрешности пеленгации и положении пеленга (в то время как базовый алгоритм [8] основывается только на положении пеленга).

Численные эксперименты показывают, что применение предложенного алгоритма позволяет снизить вероятность P_1 с 0,11 до 0,01. Снижение вероятности исключения из рассмотрения не выброса ведёт к увеличению доли рассматриваемых выбросов, что приводит к повышению погрешности пеленгации. Тем не менее погрешность пеленгации, которая не будет превышена с вероятностью 0,95 при этом возрастает не более, чем в полтора раза: с 0,14° до 0,21°. Преимущество предложенного метода заключается в отсутствии необходимости использования дополнительной аппаратной части для выявления выбросов, а также в снижении вероятности P_1 относительно существующих методов.

Заключение

В диссертации получены следующие результаты.

• Разработана методика уточнения диаграммы направленности с учётом известных параметров деформации антенной системы, которая подразумевает аппроксимацию зависимости смещения главных максимумов ДН лучей антенной системы от параметров деформации. Предложенная методика позволяет снизить погрешность пеленгации при фиксированном ОСШ.

Разработан алгоритм пеленгации, учитывающий ненулевое математическое ожидание погрешности входных данных. Предложенный алгоритм учитывает особенности шума, возникающего при определении амплитуд сигнала, и за счёт введения дополнительного неизвестного параметра позволяет оценить и учесть наличие шумовой составляющей в приводит повышению сигнале, что к точности пеленгации при фиксированном ОСШ.

• Разработан алгоритм выявления выбросов перед началом работы алгоритма пеленгации. Предложенный алгоритм основан на аппроксимации зависимости предложенного параметра доверия от набора амплитуд, зарегистрированных в лучах антенной системы, и энтропии этого набора с использованием нейронной сети. Аппроксимация строится по синтетическим данным с учётом положения пеленга и погрешности его определения. Разработанный алгоритм позволяет на порядок снизить вероятность исключения не выброса из рассмотрения при незначительном уменьшении точности пеленгации при фиксированном ОСШ.

Предложенные в работе методика и алгоритмы цифровой обработки сигналов могут быть применены в современных спутниковых системах связи и системах определения местоположения.

Список литературы

1. Леонов, А.И. Моноимпульсная радиолокация / А.И. Леонов, К.И. Фомичев. – М. : Радио и связь, 1984. 312 с.

2. Логинов, А.А. Алгоритмы повышения точности оценки пеленга в задаче амплитудной моноимпульсной пассивной локации / А.А. Логинов, О.А. Морозов, М.Ю. Семёнова // Вестник Нижегородского университета им. Н.И. Лобачевского. – 2010. – № 5, Ч. 2. – С. 358–362.

3. Метод поиска сигналов радиоэлектронных средств в условиях сложной сигнально-помеховой обстановки с использованием многолучевых самофокусирующихся адаптивных антенных решеток / А.Ю. Гуменюк, А.Г. Зайцев, Д.А. Тимаков, А.П. Линкевичиус // Вестник Московского государственного технического университета им. Н.Э. Баумана. Серия «Приборостроение». – 2016. – № 5(110). – С. 26–35.

4. Шифрин, Я.С. Антенны / Я.С. Шифрин. – ВИРТА, 1976. – 408 с.

5. Родс, Д.Р. Введение в моноимпульсную радиолокацию / Д.Р. Родс. – М. : Советское Радио, 1960. – 160 с.

Айзенберг, Г.З. Антенны УКВ / Г.З. Айзенберг, В.Г. Ямпольский,
 О.К. Терёшин. –М. : Связь, 1977. – Ч. 1. – 384 с.

7. Семёнова, М.Ю. Алгоритмы предварительной обработки сигналов в задаче пассивной моноимпульсной пеленгации : дис. ... канд. физ.-мат. наук : 01.04.03 / Семёнова Марина Юрьевна. – Нижний Новгород, 2013. – 135 с.

8. Богословская, М.А. Повышение достоверности и точности измерения угловых координат целей моноимпульсным пеленгатором : дис. ... канд. тех. наук: 05.12.14 / Богословская Мария Александровна. – М., 2008. – 113 с.

 Дубровин, Н.А. Алгоритмы пассивной пеленгации источников радиоизлучения коротковолнового диапазона: дис. ... канд. тех. наук: 05.12.14 / Дубровин Николай Александрович. – М., 2012. – 114 с.

10. Орешкин, В.И. Повышение точности пеленга сигнала в цифровой антенной решётке [Электронный ресурс] / В.И. Орешкин, Ю.М. Мелёшкин,

В.К. Цветков // Труды МАИ. – 2021. – № 120. – Режим доступа: https://trudymai.ru/published.php?ID=161424

11. Двумерная пеленгация со сверхразрешением в автомобильном mimo радаре в условиях коррелированности целей / В.Т. Ермолаев, В.Ю. Семенов, А.Г. Флаксман, И.В. Артюхин, О.А. Шмонин // Электросвязь. – 2022. – Т. 33, № 8. – С. 45–52.

12. Система контроля геометрии крупногабаритной трансформируемой антенны и её наведение / М.Г. Матыленко, М.О. Дорофеев, Е.В. Бикеев, А.А. Алексеенко // Решетнёвские чтения, Красноярск, 12–14 ноября 2013. – Красноярск : Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования "Сибирский государственный университет науки и технологий имени академика М.Ф. Решетнева", 2013. – Т. 1. – С. 194–196.

13. Драбкин, А.Л. Антенно-фидерные устройства / А.Л. Драбкин,
 В.Л. Зузенко, А.Г. Кислов. – М. : Сов. радио, 1974. – 536 с.

14. Палшков, В.В. Радиоприёмные устройства / В.В. Палшков. – М. : Радио и связь, 1984. – 392 с.

Максимов, М.В. Защита от радиопомех / М.В. Максимов,
 М.П. Бобнев, Б.Х. Кривицкий и др. – М. : Сов. радио, 1976. – 496 с.

16. Способ компенсации деформаций конструкции крупногабаритной антенны космического аппарата / Е.В. Бикеев, Е.Н. Якимов, М.Г. Матыленко, Г.П. Титов // Вестник СибГАУ. – 2016. – Т. 17, № 3. – С. 673–683.

17. Дорофеев, М.О. Методика определения пространственного положения недеформируемой конструкции космического аппарата /
 М.О. Дорофеев // Вестник СибГАУ. – 2016. – Т. 16, № 2. – С. 395–399.

18. Чуманкин, Ю.Е. Пространственная фильтрация источников сигналов на основе принципа максимума энтропии в задаче пассивной пеленгации с использованием многолучевых антенн / Ю.Е. Чуманкин, О.А. Морозов, В.Р. Фидельман // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. – 2019. – Т. 62, № 2. – С. 147–156.

19. Чуманкин, Ю.Е. Метод оценки изменения направлений главных максимумов диаграммы направленности многолучевой антенны в задаче пассивной пеленгации / Ю.Е. Чуманкин, О.А. Морозов, В.Р. Фидельман // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. – 2022. – Т. 65, № 2. – С. 758–767.

20. Чуманкин, Ю.Е. Применение критерия косинусного рассогласования наличия рэлеевского при учёте шума В задаче моноимпульсной пеленгации [Электронный ресурс] / Ю.Е. Чуманкин, О.А. Морозов // Журнал радиоэлектроники. – 2024. – №12. – Режим доступа: https://doi.org/10.30898/1684-1719.2024.12.17

21. Лаврентьева, А.С. Влияние деформации рефлектора антенны на диаграмму направленности / А.С. Лаврентьева, О.А. Морозов, Ю.Е. Чуманкин // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2020. – Т. 53, № 1. – С. 78–89.

22. Лаврентьева, А.С. Определение параметров диаграммы направленности при сложных деформациях рефлектора зеркальной антенны / А.С. Лаврентьева, О.А. Морозов, Ю.Е. Чуманкин // Системы управления и информационные технологии. – 2020. – Т. 81, № 3. – С. 31–35.

23. Chumankin, Yu.E. Correction of radiation pattern due to antenna reflector deformation in passive monopulse direction finding problem [Электронный ресурс] / Yu.E. Chumankin, V.R. Fidelyman, O.A. Morozov // Web of conferences. – 2019. – V. 30, № 1. – Режим доступа: https://doi.org/10.1051/itmconf/20193005020

24. Морозов, О.А. Влияние исключения среднего рэлеевского шума на точность моноимпульсной пеленгации / О.А. Морозов, В.Р. Фидельман, Ю.Е. Чуманкин // Цифровая обработка сигналов и её применение – DSPA-2020 Доклады 22-й Международной конференции, Москва, 14–15 апреля 2020 года. – М. : Российское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова, 2020. – С. 394–397.

25. Лаврентьева, А.С. Оценка погрешности пеленга, обусловленной отсутствием учета деформации рефлектора антенны / А.С. Лаврентьева, В.Р. Фидельман, Ю.Е. Чуманкин // Цифровая обработка сигналов и её применение – DSPA-2019 Доклады 21-й Международной конференции, Москва, 27-29 марта 2019 года. – М. : Московское НТО радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова, 2019. – Т. 1. – С. 353–356.

26. Морозов, О.А. Предварительная селекция сигналов с использованием теоретико-информационного подхода при решении задачи однопозиционной пассивной пеленгации / О.А. Морозов, В.Р. Фидельман, Ю.Е. Чуманкин // Доклады 20-й международной конференции "Цифровая обработка сигналов и ее применение - DSPA-2018", Москва, 28–30 марта 2018 года. – М. : Российское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова, 2018. – Т. 2. – С. 538–543.

27. Морозов, О.А. Точность моноимпульсной пеленгации при исключении среднего рэлеевского шума / О.А. Морозов, В.Р. Фидельман Ю.Е. Чуманкин // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. Сборник научных трудов, Севастополь, 6–12 сентября 2020 года. – Севастополь : Севастопольский государственный университет, 2020. – Т. 2. – С. 78–79.

28. Лаврентьева, А.С. Оценка влияния провисания сетки рефлектора антенны на погрешность пассивного моноимпульсного пеленгования / А.С. Лаврентьева, Ю.Е. Чуманкин, В.Р. Фидельман // Перспективные информационные технологии (ПИТ 2019) Труды Международной научнотехнической конференции, Самара, 24–26 июня 2019 года. – Самара : Самарский научный центр РАН. – С. 595–598.

29. Морозов, О.А. Оценка смещения главного максимума диаграммы направленности на основе геометрических параметров положения рефлекторной антенны / О.А. Морозов, В.Р. Фидельман, Ю.Е. Чуманкин // Перспективные информационные технологии (ПИТ 2021): Труды

Международной научно-технической конференции, Самара 24–27 мая 2021 года. – Самара : Самарский научный центр РАН, 2021. – С. 66–70.

30. A.C. Определение Лаврентьева, параметров диаграммы направленности при сложных деформациях рефлектора зеркальной антенны / Ю.Е. Чуманкин А.С. Лаврентьева, О.А. Морозов, // Информационные системы и технологии – 2018. Сборник материалов XXVI Международной научно-технической конференции, Нижний Новгород, 24-28 апреля 2020 года. – Нижний Новгород : Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева. – С. 1276–1279.

31. Лаврентьева, А.С. Корректировка диаграммы направленности величины деформации антенны В зависимости от рефлектора / А.С. Лаврентьева, Ю.Е. Чуманкин // Информационные системы и технологии - 2019. Сборник материалов XXV Международной научно-технической конференции, Нижний Новгород, 19 апреля 2019 года. – Нижний Новгород : Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева, 2019. - С. 36-41.

32. Лаврентьева, А.С. Исследование изменения параметров диаграммы направленности рефлекторной антенны в зависимости от положения излучателя / А.С. Лаврентьева, Ю.Е. Чуманкин, В.Р. Фидельман // Информационные системы и технологии ИСТ-2018. Материалы докладов XXIV Международной научно-технической конференции, посвященной 100летию Нижегородской радиолаборатории, 20 апреля 2018 года. – Нижний Новгород : Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева, 2018. – С. 100–104.

33. Расчет диаграммы направленности зеркальной антенны на основе данных о смещениях выделенных точек на поверхности рефлектора / О.А. Морозов, В.Р. Фидельман, А.С. Лаврентьева, Ю.Е. Чуманкин // Труды XXII научной конференции по радиофизике, посвященной 100-летию Нижегородской радиолаборатории. Материалы докладов, Нижний Новгород, 15–29 мая 2018 года. Нижний Новгород : Национальный исследовательский

Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского, 2018. – С. 369–372.

34. Лаврентьева, А.С. Модель учета деформации рефлектора антенны при расчете диаграммы направленности / А.С. Лаврентьева, Ю.Е. Чуманкин // Труды XXIII научной конференции по радиофизике, посвященной 100летию со дня рождения Н.А. Железцова, Нижний Новгород, 13–21 мая 2019 года. – Нижний Новгород : Национальный исследовательский Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского, 2019. – С. 356–359.

35. Морозов, О.А. Алгоритм оценки изменения параметров диаграммы направленности рефлекторной антенны на основе данных о смещении и повороте рефлектора / О.А. Морозов, В.Р. Фидельман, Ю.Е. Чуманкин // Труды XXV научной конференции по радиофизике. Материалы докладов, Нижний Новгород, 14–26 мая 2021 года. Нижний Новгород : Национальный исследовательский Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского, 2021. – С. 134–136.

36. Морозов, О.А. Алгоритм пассивной моноимпульсной амплитудной пеленгации с использованием оптимизации косинусного рассогласования распределений амплитуд приёмных каналах О.А. Морозов, В / В.Р. Фидельман, Ю.Е. Чуманкин // Труды XXVI научной конференции по посвященной 120-летию M.T. Греховой: радиофизике, Материалы конференции, Нижний Новгород, 12-27 мая 2022 года. Нижний Новгород : Национальный исследовательский Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского, 2022. - С. 364-366.

37. Чуманкин, Ю.Е. Учёт среднего рэлеевского шума в задаче пассивной моноимпульсной пеленгации / Ю.Е. Чуманкин, О.А. Морозов, В.Р. Фидельман // Информационные системы и технологии (ИСТ 2023). Труды научно-технической конференции с международным участием, Самара, 19–21 июня, 2023 года. – Самара : Самарский научный центр РАН, 2023. – С. 99–102.

38. Морозов, О.А. Нейросетевой подход с использованием энтропии к детектированию выбросов в задаче пассивной пеленгации / О.А. Морозов, Ю.Е. Чуманкин // Современные технологии обработки сигналов (СТОС-2023) Доклады 4-ой Всероссийской конференции, Москва, 12–13 декабря 2023 года. М. : Российское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова – С. 223–226.

39. Чуманкин, Ю.Е. Использование энтропии и нейронных сетей в задаче детектирования выбросов при пассивной пеленгации / О.А. Морозов, Ю.Е. Чуманкин // Нанотехнологии. Информация. Радиотехника (НИР-24) / Материалы Всероссийской молодежной научно-практической конференции, Омск, 18 апреля 2024 года. – Омск : Омский государственный технический университет, 2024. – С. 232–234.

40. Гавриленко, В.Г. Методы изменения характеристик антенн по сигналам внеземных радиоисточников. Электронное учебно-методическое пособие / В.Г. Гавриленко, А.В. Калинин. – Нижний Новгород : Нижегородский госуниверситет, 2012. – 58 с.

41. Фролов, О.П. Зеркальные антенны для земных станций спутниковой связи / О.П. Фролов, В.П. Вальд. М. : Горячая линия-Телеком, 2008. – 496 с.

42. Юрцев, О.А. Резонансные и апертурные антенны. Ч. 2: Методическое пособие по курсу «Антенны и устройства СВЧ» для студентов специальности «Радиотехника». В 3 ч. / О.А. Юрцев. – М. : БГУИР, 2000. – 89 с.

43. Устройства СВЧ и антенны: учебник для вузов. / Д.И. Воскресенский, В.Л. Гостюхин, В.М. Максимов, Л.И. Пономарев. – М. : Радиотехника, 2006. – 375 с.

44. Галимов, Г.К. Антенны и спутниковая связь. Т. 5. Земля и борт / Г.К. Галимов. – М. : Адвансед Солюшнз, 2013. – 504 с.

45. Раков, В.И. Методы аппроксимации диаграмм направленного действия антенн радиолокационных станций / В.И. Раков. – Л. : ВМАКВ, 1958. – 59 с.

46. Шостак, А.С. Антенны и устройства СВЧ. Ч. 2. Антенны: учеб. пособие. / А.С. Шостак. – Томск : ТУСУР, 2012. – 168 с.

47. Справочник по радиолокации. Том 2. Радиолокационные антенные устройства / под ред. М. Скольника; пер. с англ. под общей ред. К.Н. Трофимова. М. : Сов. радио, 1977. – 408 с.

48. Тепловая карта (матрица) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://datavizcatalogue.com/RU/metody/teplovaja_karta.html

49. Кубанов, В.П. Антенны и фидеры – назначение и параметры / В.П. Кубанов. – Самара : ПГУТИ, 2015. – 60 с.

50. Григорьев А.Д. Методы вычислительной электродинамики / А.Д. Григорьев. – М. : Физматлист, 2012. – 432 с.

51. Harrington, R. Field computation by moment methods / R. Harrington. – New York : Wiley-IEEE Press, 1993. – 240 p.

52. Скворцов, А.В. Алгоритмы построения и анализа триангуляции / А.В. Скворцов, Н.С. Мирза – Томск : Изд-во Томского университета, 2006. – 168 с.

53. Система компьютерного моделирования антенн методом моментов / А.А. Квасников, А.В. Демаков, А.А. Иванов и др. // Системы управления, связи и безопасности – 2022. – № 1. – С. 49–66.

54. Gibson, W. The Method of Moments in Electromagnetics / Gibson W. – Boca Raton : Chapman & Hall/CRC, 2008. – 272 p.

55. Морозов О.А. Моделирование физических процессов и систем. Часть 1: учебно-методическое пособие / О.А. Морозов, Ю.А. Сёмин. – Нижний Новгород : Нижегородский государственный университет, 2013 – 51 с.

56. GRASP [Электронный ресурс] / TICRA. – Режим доступа: https://www.ticra.com/software/grasp/ 57. Collin, R. Antenna theory / R. Collin, F. Zucker. – New York : McGraw-Hill Book Company, 1969. – 666 p.

58. Федотов, А.А. Численные методы интегрирования, решения дифференциальных уравнений и задач оптимизации / А.А. Федотов, П.В. Храпов. – М. : Изд-во МГТУ им. Баумана, 2015. – 78 с.

59. Уфимцев, П.Я. Метод краевых волн в физической теории дифракции / П.Я. Уфимцев. – М. : Советское радио, 1962. – 244 с.

60. Johansen, P. Uniform physical theory of diffraction equivalent edge currents for truncated wedge strips / P. Johansen // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1996. – V. 44, No 7. – P. 989–995.

61. Численное моделирование трансформируемых космических рефлекторных антенн / С.В. Белов, А.В. Бельков, А.С. Евдокимов и др. // Известия высших учебных заведений. Физика. – 2012. – Т. 55, № 9/3. – С. 13–18.

62. Пономарёв, С.В. Трансформируемые рефлекторы антенн космических аппаратов / С.В. Пономарёв // Вестник Томского государственного университета. – 2011. – Т. 16, № 4. – С. 110–119.

63. Гряник, М.В. Развёртываемые зеркальные антенны зонтичного типа/ М.В. Гряник. – М. : Радио и связь, 1987. – 72 с.

64. Жуков, А.П. Динамика отражающей поверхности крупногабаритного зонтичного рефлектора космического аппарата : дис. ... канд. физ.-мат. наук : 01.02.04 / Жуков Андрей Петрович – Томск, 2016. – 156 с.

65. Пономарёв, В.С. Термомеханический анализ крупногабаритного рефлектора космического назначения / В.С. Пономарёв, С.В. Пономарёв, В.И. Халиманович // Вестник СибГАУ. – 2016. – Т. 17, № 2. – С. 343–349.

66. Голдобин, Н.Н. Методика расчёта температурных деформаций космического крупногабаритного рефлектора / Н.Н. Голдобин, Я.Л. Голдобина // Решетнёвские чтения, Красноярск, 10–14 ноября 2015 года. Красноярск : Федеральное государственное бюджетное образовательное

учреждение высшего образования "Сибирский государственный университет науки и технологий имени академика М.Ф. Решетнева", 2015. – Т. 1 – С. 95–97.

67. Пономарёв С.В. Вопросы моделирования крупногабаритных трансформируемых рефлекторов вантово-стержневой конструкции / С.В. Пономарёв // Вестник ТвГУ. Серия: Прикладная математика. – 2007. – Т. 6, № 3. – С. 93–102.

68. Евдокимов, А.С. Оптимизация схемы армирования штанги рефлектора для снижения температурных деформаций / А.С. Евдокимов, О.К. Валишевский, Д.О. Шендалев // Решетнёвские чтения, Красноярск, 12–16 ноября 2018 года. – Красноярск : Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования "Сибирский государственный университет науки и технологий имени академика М.Ф. Решетнева", 2018. – Т. 1. – С. 103–104.

69. Егорова, В.Д. Анализ влияния температурных деформаций штанг на точность наведения крупногабаритных антенн космических аппаратов / В.Д. Егорова, А.П. Колесников, Д.О. Шендалев // Решетневские чтения, Красноярск, 9–12 ноября 2016 года. – Красноярск : Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования "Сибирский государственный университет науки и технологий имени академика М.Ф. Решетнева", 2016. – Т. 1. – С. 111–113.

70. Голдобин, Н.Н. Методика оценки формы радиоотражающей поверхности крупногабаритного трансформируемого рефлектора космического аппарата / Н.Н. Голдобин // Вестник СибГАУ. – 2013. – Т. 47, № 1. – С. 106–111.

71. Титаренко, С.А. Применение оптических маркеров для измерения профиля крупногабаритных рефлекторов / С.А. Титаренко, В.В. Двирный // Решетнёвские чтения, Красноярск, 11–14 ноября 2014 года. – Красноярск : Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение

высшего образования "Сибирский государственный университет науки и технологий имени академика М.Ф. Решетнева", 2014. – Т. 1. – С. 106–108.

72. Система наведения крупногабаритной трансформируемой антенны /
А.А. Алексеенко, Е.В. Бикеев, М.О. Дорофеев и др. // Вестник СибГАУ. –
2014. – Т. 53, № 1. – С. 104–108.

73. Евдокимов, А.С. Компьютерное моделирование механических и радиотехнических характеристик крупногабаритных космических рефлекторов / А.С. Евдокимов, С.В. Пономарёв // Вестник НГУ. Серия Физика. – 2007. – Т. 2, № 3. – С. 81–86.

74. Регулирование формы отражающей поверхности вантовооболочечных конструкций космических антенных рефлекторов / А.В. Азин, С.В. Белов, С.А. Кузнецов, Н.Н. Марицкий // Перспективы развития фундаментальных наук : Сборник научных трудов XV Международной конференции студентов, аспирантов и молодых ученых. В 7-ми томах, Томск, 24–27 апреля 2018 года – Томск : Национальный исследовательский Томский государственный университет, 2018. – Т. 3. – С. 31–33.

75. спутниковой Исследование потенциальных характеристик многолучевой гибридно-зеркальной антенны путем моделирования процесса деформациям адаптации к случайным рефлектора / В.В. Мочалов, Ю.И. Чони, А.Г. Романов, И.Ю. Данилов // Информационные технологии и нанотехнологии (ИТНТ-2020) : Сборник трудов по материалам VI Международной конференции и молодежной школы. В 4-х томах, Самара, 26–29 мая 2020 года. – Самара : Самарский национальный исследовательский университет имени академика С.П. Королева, 2020. – Т. 3. – С. 490-496.

76. Non iterative subreflector shaping for reflector antenna distortion compensation [Электронный ресурс] / В. Gonzalez-Valdes, А. G. Pino, J. A. Martinez-Lorenzo, C. Rappaport // EuCAP 2010 - The 4th European Conference on Antennas and Propagation : 4th European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2010, 12–16 апреля 2010 года. – Barcelona, 2010. – Режим доступа: <u>https://ieeexplore.ieee.org/document/5505531</u>

77. Пономарев, Л.В. Крупноапертурный излучатель для многолучевой спутниковой связи [Электронный антенны системы pecypc] / Л.В. Пономарев, В.А. Вечтомов, А.С. Милосердов // Электронный журнал 2012. № 52. «Труды МАИ». Режим доступа: https://trudymai.ru/published.php?ID=29552

78. Мочалов, В.В. Стабилизация лучей спутниковой гибридной зеркальной антенны адаптацией кластеров к деформациям рефлектора : дис. ... канд. тех. наук: 05.12.07 / Мочалов Владимир Викторович – Казань, 2021. – 118 с.

79. Линник, Ю.В. Метод наименьших квадратов и основы математикостатистической теории обработки наблюдений / Ю.В. Линник. – М. : Физматлист, 1962. – 354 с.

80. Ерохин, Г.А. Антенно-фидерные устройства и распространение радиоволн: Учебник для вузов. / Г.А. Ерохин, О.В. Чернышев, Н.Д. Козырев В.Г. Кочержевский; под ред. Г.А. Ерохина – 2-е изд., испр. – М. : Горячая линия – Телеком, 2004. – 491 с.

81. Форсайт, Дж. Машинные методы математических вычислений / Дж. Форсайт, М. Малькольм, К. Моулер. – М. : Мир, 1980. – 280 с.

82. Каханер, Д. Численные методы и программное обеспечение / Д. Каханер, К. Моулер, С. Нэш. – М. : Мир, 2001. – 575 с.

83. Бабухин, Н.И. Калибровка камеры с применением современных вычислительных средств обработки данных / Н.И. Бабухин, В.А. Смирнов // Изв. ТулГУ. Технические науки. – 2020. – № 9. – С. 72–76.

84. Радиотехнические системы / Ю.М. Казаринов, Ю.А. Коломенский,
В.М. Кутузов и др. – М. : издательский центр «Академия», 2008. – 592 с.

85. Лайко, Е.А. Моноимпульсная пеленгация цели относительно бортовой РЛС в инверсной бистатической системе [Электронный ресурс] / Е.А. Лайко, Д.Г. Калько, С.А. Торбин // Журнал радиоэлектроники. – 2015. – № 3. – Режим доступа: http://jre.cplire.ru/mac/mar15/16/text.html

86. Козлов, С.В. Обработка сигналов малоэлементного моноимпульсного пеленгатора в условиях мощных помех с использованием искусственных нейронных сетей / С.В. Козлов // Доклады Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники. – 2018. – Т. 115, № 5. – С. 31–37.

87. Cai, F. Difference beam aided target detection in monopulse radar /
F. Cai, H. Fan, Z. Song, Q. Fu // Chinese Journal of Aeronautics. – 2015. – № 28.
P. 1485–1493.

88. Пахотин, В.А. Метод оценки параметров сигнала при изменении дальности до цели / В.А. Пахотин, С.В. Молостова // Вестник Балтийского федерального университета им. И. Канта. Серия: Физико-математические и технические науки. – 2010. – № 4. – С. 112–118

89. Волхонская, Е.В. Сравнительная оценка разрешающей способности корреляционного анализа и метода максимального правдоподобия при приёме фазоманипулированных сигналов на основе кодов Баркера / Е.В. Волхонская, Е.В. Коротей, К.В. Власова // Вестник Балтийского федерального университета им. И. Канта. Серия: Физико-математические и технические науки. – 2015. – № 4. – С. 56–61.

90. Горяинов, В.Т. Статистическая радиотехника. Примеры и задачи. / В.Т. Горяинов, А.Г. Журавлев, В.И. Тихонов – Москва : Сов. радио, 1980. – 544 с.

91. Логинов, А.А. Метод оценки числа источников излучения в задаче амплитудной моноимпульсной пеленгации / А.А. Логинов, О.А. Морозов, М.Ю. Семенова, В.Р. Фидельман // Известия вузов. Радиофизика. – 2013. – № 7(56). – С. 505–513.

92. Морозова, Е.О. Нейросетевая обработка сигналов моноимпульсной локации / Е.О. Морозова, П.Е. Овчинников, М.Ю. Семенова // Вестник Нижегородского университета им. Н.И. Лобачевского. – 2013. – № 6(1). – С. 62–66.

93. Wang, Z. Angle estimation for two unresolved targets with monopulse radar / Z. Wang, A. Sinha, P. Willet, Y. Bar-Shalom // IEEE Transactions on aerospace and electronic systems. – 2004. – V. 40, № 3. – P. 998–1019.

94. Никольский, Б.А. Методы радионавигационных измерений /Б.А. Никольский. Самара : СГАУ, 2002. – 108 с.

95. Hatke, G. Superresolution Source Location with Planar Arrays / G. Hatke // The Lincoln Laboratory Journal. – 1997. – V. 10 № 2. – P. 127–146.

96. Skolnik, M. Radar Handbook, Third Edition / M. Skolnik. – McGraw-Hill Education. – 2008. – 1328 p.

97. Семёнова, М.Ю., Метод выбора конфигурации приемных каналов пассивной моноимпульсной антенной системы / М.Ю. Семёнова, Р.А. Ершов, А.А. Логинов, О.А. Морозов // Вестник нижегородского университета им. Н.И. Лобачевского. – 2014. – № 3(1). – С. 18–23.

98. Рекомендация МСЭ-R Р.618-13. Данные о распространении радиоволн и методы прогнозирования, необходимые для проектирования систем связи Земля-космос [Электронный ресурс] / ITU. Режим доступа: https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.618-13-201712-I!!PDF-R.pdf

99. Харкевич, А.А. Борьба с помехами / А.А. Харкевич. – М. : Наука. – 1965. – 276 с.

100. Guolong, C. Signal detection with noisy reference for passive sensing /
C. Guolong, L. Jun, L. Hongbin, H. Braham // Signal Processing. – 2015. – № 108.
– P. 389–399.

101. Рекомендация МСЭ-R P.372-11. Радиошум [Электронный ресурс] / ITU. Режим доступа: <u>https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.372-11-201309-S!!PDF-R.pdf</u>

102. Макс, Ж. Методы и техника обработки сигналов при физических измерениях / Ж. Макс. – М. : Мир. – 1983. – Т. 1. – 312 с.

103. Зайдель, А.Н. Погрешности измерений физических величин / А.Н. Зайдель. – Л. : Наука. – 1985. – 112 с.

104. Перов, А.И. Статистическая теория радиотехнических систем / А.И. Перов – М. : Радиотехника, 2003. – 400 с.

105. Марпл-младший, С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения / С.Л. Марпл-младший. – М. : Мир, 1990. – 265 с.

106. Васильев. В.И. Обнаружение аномалий в системах промышленного Интернета вещей на основе искусственной иммунной системы / В.И. Васильев, В.Е. Гвоздев, Р.Р. Шамсутдинов // Доклады Томского государственного университета систем управления И радиоэлектроники. – 2021. – Т. 24, № 4. – С. 40-45.

107. Краснов, Ф.В. Оценка оптимального количества тематик в тематической модели: подход на основе качества кластеров / Ф.В. Краснов // International Journal of Open Information Technologies. – 2021. – № 2(7). – Р. 8–15.

108. A Tale of Four Metrics / R. Connor, L. Amsaleg, M. Houle,
E. Schubert, eds. // Similarity Search and Applications SISAP 2016. Lecture Notes in Computer Science. – 2016. – V. 9939 – P. 210–217.

109. Kullback, S. On information and sufficiency / S. Kullback, R.A. Leibler // The Annals of Mathematical Statistics. – 1951. – V. 22, № 1. – P. 79–86.

110. Дамбраускас, А.П. Симплексный поиск / А.П. Дамбраускас. – М. : Энергия, 1979. – 176 с.

111. Харламова, В.И. Теория вероятностей и математическая статистика / В.И. Харламова. – Гомель: УО «ГГУ им. Ф. Скорины», 2009. – 115 с.

112. Тяпкин, В.Н. Использование рекуррентных адаптивных алгоритмов для решения задачи подавления активно-шумовых помех в системах спутниковой связи / В.Н. Тяпкин, И.А. Лубкин // Вестник Сибирского государственного аэрокосмического университета им. академика М.Ф. Решетнева. – 2010. – № 2. – С. 39–42.

113. Адаптивное формирование зоны видимости РЛС при влиянии земной поверхности и низком отношении сигнал/шум в элементах антенной

решетки / О.В. Болховская, И.В. Душко, А.В. Панфилов, А.Г. Флаксман // Антенны. – 2012. – № 2(177). – С. 47–53.

114. Регуляризованная оценка весового вектора адаптивного компенсатора помехи / В.Т. Ермолаев, И.С. Сорокин, А.Г. Флаксман, А.В. Ястребов // Известия вузов. Радиофизика. – 2015. – Т. 58, № 12. – С. 1083–1093.

115. Патент № 2200962 С2 Российская Федерация, МПК G01S 3/22. угловой селектор для двухдиапазонного моноимпульсного радиолокатора : № 2001103037/09 : заявл. 06.02.2001 : опубл. 20.03.2003 / Ю.И. Щур, М.А. Богословская, А.Н. Полилов, А.С. Матюшин ; заявитель Открытое акционерное общество "Корпорация "Фазотрон – Научно-исследовательский институт радиостроения".

116. Даутов, Р.З. Основы численных методов линейной алгебры /
Р.З. Даутов, М.М. Карчевский. – Казань : Изд-во Казанского университета,
2018. – 136 с.

117. Хайкин, С. Нейронные сети: полный курс / С. Хайкин. – М. : Издательский дом «Вильямс», 2006. – 1104 с.

118. Попова, Т.М. Методы безусловной оптимизации: Тексты лекций. / Т.М. Попова; [науч. ред. Р. В. Намм]. – Хабаровск : Изд-во Тихоокеан. гос. ун-та, 2013. – 76 с.

119. Данилин, А.И., Методы оптимизации / А.И. Данилин. – Самара : Изд-во СГАУ, 2011. – 66 с.

120. Принципы обратной моноимпульсной радиолокации в задачах построения помехоустойчивых и живучих систем самонаведения / Д.С. Григорян, Е.А. Лайко, А.Ф. Бушуев, С.А. Торбин // Вестник Концерна ПВО «Алмаз – Антей». – 2015. – № 1. С. 18–28.

121. Шуленин, В.П. Математическая статистика Ч. 1. Параметрическая статистика: учебник / В.П. Шуленин. – Томск : Изд-во НТЛ, 2012. – 540 с.

122. Janes, E.T. Information theory and statistical mechanics / E.T. Janes // The physical review. – 1957. – V. 106, № 4. – P. 620 – 630.